



Maurício Weber Benjó da Silva

**SUPERFÍCIES SELETIVAS EM FREQUÊNCIAS - FSS:
CONCEPÇÃO E PROJETO DE ABSORVEDORES
PLANARES DE MICRO-ONDAS PARA APLICAÇÃO EM
*WLAN, WIMAX E RADAR***

Campinas

2014



Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Comunicações
DECOM-FEEC-UNICAMP

**SUPERFÍCIES SELETIVAS EM FREQUÊNCIAS - FSS:
CONCEPÇÃO E PROJETO DE ABSORVEDORES
PLANARES DE MICRO-ONDAS PARA APLICAÇÃO EM
WLAN, WIMAX E RADAR**

Autor: Maurício Weber Benjó da Silva
Orientador: Prof. Dr. Luiz Carlos Kretly

*Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
da Universidade Estadual de Campinas para obtenção do título de Doutor
em Engenharia Elétrica, na área de concentração Eletrônica,
Microeletrônica e Optoeletrônica.*

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE À VERSÃO FINAL
DA TESE DEFENDIDA PELO ALUNO MAURÍCIO WE-
BER BENJÓ DA SILVA E ORIENTADA PELO PROF. DR.
LUIZ CARLOS KRETLY.

Campinas
2014

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Elizangela Aparecida dos Santos Souza - CRB 8/8098

Si38s Silva, Maurício Weber Benjó da, 1980-
Superfícies seletivas em frequência - FSS : concepção e projeto de absorvedores planares de micro-ondas para aplicação em WLAN, WIMAX e radar / Maurício Weber Benjó da Silva. – Campinas, SP : [s.n.], 2014.

Orientador: Luiz Carlos Kretly.
Tese (doutorado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Superfícies seletivas em frequência. 2. Eletromagnetismo. 3. Absorvedores. 4. Microondas. 5. Estruturas periódicas. I. Kretly, Luiz Carlos, 1950-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Frequency selective surfaces - FSS : conception and design of planar microwave absorbers for application in WLAN, WIMAX and radar

Palavras-chave em inglês:

Frequency selective surfaces

Electromagnetism

Absorbers

Microwave

Periodic structures

Área de concentração: Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Luiz Carlos Kretly [Orientador]

Silvio Ernesto Barbin

Amílcar Careli César

Gilmar Barreto

Peter Jürgen Tatsch

Data de defesa: 06-05-2014

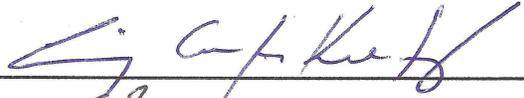
Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

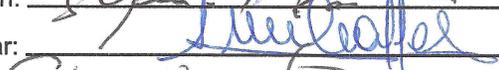
Candidato: Maurício Weber Benjó da Silva

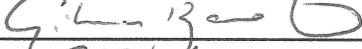
Data da Defesa: 6 de maio de 2014

Título da Tese: "Superfícies Seletivas em Frequências - FSS: Concepção e Projeto de Absorvedores Planares de Microondas para Aplicação em WLAN, WiMAX e Radar"

Prof. Dr. Luiz Carlos Kretly (Presidente): 

Prof. Dr. Silvio Ernesto Barbin: 

Prof. Dr. Amílcar Careli César: 

Prof. Dr. Gilmar Barreto: 

Prof. Dr. Peter Jürgen Tatsch: 

Resumo

Neste trabalho, as diferentes propriedades de superfícies seletivas em frequência, *FSS - Frequency Selective Surfaces*, são analisadas. As FSS são estruturas planares com células periódicas e podem ser classificadas como uma classe de metamateriais. Para tanto, o mecanismo de trabalho dessas estruturas foi extensivamente estudado, e um método próprio, baseado no modelo de circuito equivalente em conjunto com simulações de onda completa foi proposto. A ferramenta desenvolvida é útil para uma análise preliminar rápida de FSS, a qual foi utilizada para criar uma base de dados de elementos conhecidos na literatura. Diferente dos modelos de análise clássicos, a modelagem analítica proposta, que é uma das principais contribuições do trabalho, usa um simples algoritmo para aproximar a resposta de superfícies seletivas em frequência com geometrias arbitrárias, para incidências normal e oblíqua e para substratos com quaisquer espessuras. Nesse sentido, após a simulação eletromagnética da estrutura, é possível computar a resposta de uma FSS com diferentes parâmetros sem o consumo de tempo das simulações de onda completa. O modelo usa as características peculiares de superfícies de alta impedância, *HIS - High Impedance Surface*, que dentro de determinada faixa comporta-se como condutor magnético perfeito, *PMC - Perfect Magnetic Conductor*, enquanto no restante da banda tem comportamento de um condutor elétrico perfeito, *PEC - Perfect Electric Conductor*, para sintetizar absorvedores finos e planares de micro-ondas.

As estruturas, compostas de superfície seletiva em frequência resistivas sobre um substrato dielétrico aterrado, são projetadas visando aplicação em diferentes faixas de frequência de absorção e diferentes larguras de banda. Na faixa de 5,5 GHz, objetivou-se satisfazer as especificações dos sistemas *WIMAX*, *WLAN*, com os padrões *IEEE 802.11a*, bem como sistemas de radar, enquanto sinais de outras faixas podem trafegar com atenuação mínima ou nula. Para a

faixa mais elevada, projetou-se uma estrutura que oferece absorção sobre a faixa de frequências de 10 GHz a 18 GHz, que pode ser empregada visando aplicações na banda-X e banda-Ku.

O método de modelagem para a FSS e para os absorvedores propostos foi validado fisicamente através de montagens experimentais e instrumentação, especialmente desenvolvidas para estas estruturas. Os protótipos dos absorvedores fabricados são extremamente finos e foram medidos por meio de *setups* de medida em campo aberto e em câmara anecóica. As estruturas projetadas mostraram excelente desempenho para as faixas medidas, mantendo refletividade tipicamente abaixo de -10 dB ao longo de toda a banda. A metodologia desenvolvida nesta pesquisa pode ser ampliada para diferentes faixas de frequências, larguras de banda e aplicações.

Palavras-chave: Superfícies Seletivas em Frequência, Superfícies de Alta Impedância, Absorvedores de Micro-ondas, Absorvedores Eletromagnéticos Planares, Materiais Absorventes de Radar.

Abstract

In this work, the different properties of frequency selective surfaces - FSS are analyzed. Frequency selective surfaces are planar structures with periodic cells and can be classified as a kind of metamaterials. To this end, the working mechanism of these structures has been extensively studied, and a proper method based on the equivalent circuit model in conjunction with full-wave simulations was proposed. The developed tool is useful for a fast preliminary analysis of FSS, which was used to create a database of known elements presented in the literature. Unlike of classical analysis model, the proposed analytical modeling, which is one of the main thesis contributions, uses a simple algorithm for approximate the response of frequency selective surfaces with arbitrary shape, for normal and oblique incidence and for substrates with all thicknesses. In this sense, after the electromagnetic simulation of the structure, it is possible to compute the response of an FSS with different parameters without the time consuming full-wave simulations. The model uses the unique characteristics of High-Impedance Surfaces - HIS, which for certain frequency range, behaves as Perfect Magnetic Conductor - PMC, while outside this band behaves as a Perfect Electric Conductor - PEC, for synthesizing thin planar microwave absorbers.

The structures, comprising resistive frequency selective surfaces over a grounded dielectric substrate, are designed aiming different absorption frequency bands and different bandwidths. In the 5.5 GHz frequency range, the aim was to satisfy the specifications of WIMAX, WLAN systems, in view of the IEEE 802.11a standards, as well as radar systems, while signals from other bands can travel across with zero or minimal attenuation. To the highest range, the designed structure provides absorption over 10 GHz to 18 GHz frequency range, and can be applied to the X- and Ku- band.

The modeling method for the FSS and the proposed absorbers was physically validated through experimental setups and instrumentation, especially developed for these structures. The

prototype of the fabricated absorbers are extremely thin and were characterized by using free space and anechoic chamber measurement setups. The designed structures showed excellent performance for measurements ranges, with reflectivity typically below -10 dB over the entire band. The methodology developed in this research can be extended to different frequency bands, bandwidth and applications.

Keywords: Frequency Selective Surfaces - FSS: Conception and Design of Planar Microwave Absorbers for Application in WLAN, WiMAX and Radar.

Sumário

Resumo	vii
Abstract	ix
Agradecimentos	xvii
Lista de Figuras	xix
Lista de Tabelas	xxii
Lista de Abreviaturas	xxv
Capítulo 1 Introdução	1
Capítulo 2 Superfícies Seletivas em Frequência	5
2.1 Introdução geral	5
2.2 Superfícies Seletivas em Frequência	6
2.3 Breve histórico	8
2.4 Fatores que influenciam a resposta da FSS	9
2.4.1 Representação de circuito equivalente de FSS	9
2.4.2 Forma dos elementos	11
2.4.3 Condutividade dos elementos	14
2.4.4 Substrato Dielétrico	15
2.4.5 Ângulos de Incidência do sinal e polarizações	17
2.5 Técnicas de análise e medição de FSS	19
2.5.1 Técnicas de análise	19
2.5.2 Técnicas de medição	20
2.6 Aplicações de FSS	22
2.7 O estado atual	27

Capítulo 3	Análise de FSS pelo Método do Circuito Equivalente	33
3.1	Introdução	33
3.2	Modelo do Circuito Equivalente de FSS	34
3.2.1	Configuração <i>freestanding</i> : geometrias com ressonância simples	37
3.2.2	Significado físico e influência dos parâmetros concentrados	42
3.2.3	Configuração <i>freestanding</i> : geometrias com dupla ressonância	43
3.3	Efeito do dielétrico	49
3.4	Efeito da variação do ângulo de incidência	53
3.5	Validação do Modelo	55
Capítulo 4	Projeto e construção de absorvedores eletromagnéticos planares	59
4.1	Introdução	59
4.2	Abordagem analítica aplicada a absorvedores finos	63
4.3	Projeto de absorvedores eletromagnéticos	67
4.3.1	Banda estreita	67
4.3.2	Banda larga	69
4.4	Medidas	74
4.4.1	Medidas em campo aberto: absorvedor banda estreita	76
4.4.2	Medidas em campo aberto: absorvedor banda larga	80
4.4.3	Medidas em câmara anecóica	83
4.4.3.1	Absorvedor banda estreita	85
4.4.3.2	Absorvedor banda larga	87
Capítulo 5	Conclusões e trabalhos futuros	91
Apêndice A	Códigos utilizados	95
Apêndice B	Técnica de calibração no espaço livre	101
Apêndice C	Técnica da Integração Finita	105
	Publicações resultantes deste trabalho	110
	Referências Bibliográficas	111

*à minha esposa Luciana
meus pais Maurício e Vera
e meus irmãos Bruno e Éricka
com toda gratidão e amor*

*“O SENHOR é o meu pastor, nada me faltará.
Deitar-me faz em verdes pastos, guia-me mansamente a águas tranquilas.
Refrigera a minha alma; guia-me pelas veredas da justiça, por amor do seu nome.
Ainda que eu andasse pelo vale da sombra da morte, não temeria mal algum,
porque tu estás comigo; a tua vara e o teu cajado me consolam.
Preparas uma mesa perante mim na presença dos meus inimigos,
unges a minha cabeça com óleo, o meu cálice transborda.
Certamente que a bondade e a misericórdia me seguirão todos os dias da
minha vida; e habitarei na casa do Senhor por longos dias.”*

Salmo 23

Agradecimentos

Ao meu Deus, acima de tudo pela proteção, saúde e por ter guiado cada passo nesse longo caminho.

Ao Professor Dr. Kretly pela confiança depositada, incentivos, direcionamentos e pela amizade desenvolvida durante nossa convivência ao longo desses oito anos. Me sinto mais preparado devido aos ensinamentos passados, que sempre serão lembrados.

Meu profundo agradecimento aos meus pais Maurício e Vera, e meus irmãos Éricka e Bruno por serem meus exemplos e minhas referências do que é ser humano, de ter força, de amor, de amizade e de família. Nos momentos mais difíceis, bastou fechar os olhos e me sentir mais perto de vocês para me sentir melhor, ter força e coragem para seguir em frente. Obrigado por todo incentivo e apoio em todos os momentos, mesmo quando vocês não sabiam. Obrigado por vocês serem minha família. Amo vocês!

Meus queridos e sinceros agradecimentos à minha amada esposa Luciana, que é também meu exemplo de humanidade, amor, carinho, família e de profissional, por todo apoio, paciência, incentivo e por estar ao meu lado em absolutamente todos os momentos. Hoje, sem dúvida, me sinto uma pessoa melhor por amar e ser amado por você. Te amo amor!

Em especial, quero expressar minha gratidão ao Professor Antônio Luiz Pereira de Siqueira Campos da UFRN que, mais do que um professor, foi um amigo, um grande incentivador, conselheiro e que sempre acreditou e confiou em mim e no meu trabalho. Obrigado pela grande ajuda ao longo de todo o trabalho, por oferecer aquele minicurso em João Pessoa do qual pude participar (que deu origem a uma avalanche de trabalho) e pelas valiosas orientações. Amigo, foi um privilégio receber sua contribuição em meu trabalho. Obrigado por tudo.

À pesquisadora Cynthia Junqueira pela essencial ajuda e dedicação, sem as quais não seria possível realizar as etapas de medidas, pelas valiosas dicas e por compartilhar sua experiência em medidas, o que foi essencial nessa etapa. Sua amizade e apoio serão guardados.

Ao meu amigo Dayan por todo incentivo, apoio e pelas longas e valiosas discussões que ocorreram durante muitas etapas do trabalho, as quais muitas vezes não tinha hora nem lugar. Mano velho, por sua valiosa contribuição, muito obrigado.

Não posso esquecer de agradecer aos meus amigos de Belém do Pará, Neto e Miro, por todo apoio, pela grande amizade e por sempre me incentivarem.

Aos amigos de faculdade, Rui, Carlos e Diego Nobre que em todos os momentos me deram apoio e força para continuar. Ao chegar nessa etapa, é difícil não lembrar onde tudo começou. Primo, obrigado por me incentivar a começar tudo.

Aos amigos de laboratório e da Unicamp, Paulo Braghetto, Paulo Lagóia, Marcelo Ribeiro, Humberto, Joice, Eloi, Honório, Capovilla, Rogério, Alfeu, Amaury, Tacio, Adson, Paulo e Leonardo pela amizade e pelo divertido tempo juntos.

Minha sincera gratidão ao meu sogro, Senhor Maurício Esper, pelo vital apoio na reta reta, que me deu segurança e paz para seguir.

Sou muito grato aos amigos do DCTA, Mário Afonso, Jorge, Rafaela, Daniele e Daniel, pelo valoroso auxílio nas etapas de medidas.

Meus sinceros agradecimentos às amigas Celi e Cynthia por toda assistência e por muitas vezes fazerem prevalecer a relação de amizade.

Durante este trabalho, recebi auxílio financeiro da Delphi LTDA e CNPq. Este apoio é gratamente reconhecido.

Enfim, a todos que de algum modo contribuíram para o desenvolvimento desse trabalho.

Lista de Figuras

2.1	Tipos de elementos de superfícies seletivas em frequência com os correspondentes circuitos equivalentes e perfis de transmissão.	7
2.2	Filtros FSS e respostas. Os materiais condutores são representados em preto. . . .	8
2.3	Arranjo de fitas condutoras paralelas e suas representações de circuito equivalente.	10
2.4	Arranjo de dipolos e representação de circuito de circuito equivalente.	10
2.5	Filtros de grades metálicas e suas representações de circuito equivalente: (a) capacitivo e (b) indutivo.	11
2.6	Algumas formas de elementos comuns utilizados em FSS dispostos em grupos. . . .	13
2.7	Resposta em frequência e modelo de circuito equivalente para uma FSS com espira quadrada dupla.	14
2.8	Resposta em frequência e modelo de circuito equivalente para a FSS com espira quadrada, variando a condutividade dos elementos.	14
2.9	Configurações da FSS para (a) entre camadas dielétricas e (b) sobre uma camada dielétrica.	17
2.10	Separação projetada equivalente entre os elementos para um sinal com incidência angular.	18
2.11	Incidência de ondas TE e TM sobre fitas condutoras indutivas a partir das quais a geometria espira quadrada é composta.	18
2.12	Sistema de medida de transmissão em uma FSS.	21
2.13	Aplicação de lentes corretoras para precisão nas medidas de transmissão em FSS.	22
2.14	Sistema de medida de transmissão em FSS em câmara anecóica.	22
2.15	Antena embutida em um plano de terra de alta impedância [9].	24
2.16	Sistema de antena refletora usando FSS para dupla alimentação.	24
2.17	Diagrama da topologia do absorvedor e modelo de FSS utilizado em [112].	26
2.18	Protótipo de etiqueta proposto em [120].	28
2.19	Configuração da estrutura proposta para antena com padrão de radiação dinâmico usada em [121].	29
2.20	Topologia da estrutura FSS proposta em [123].	30
2.21	Sistema de calibração para arranjo de antenas em fase proposto em [124].	30

3.1	Arranjo FSS na configuração <i>freestanding</i> e modelo de circuito equivalente.	35
3.2	Fluxograma do algoritmo utilizado para obtenção dos parâmetros concentrados. .	36
3.3	Modelo de circuito equivalente concentrado para análise de FSS entre camadas dielétricas.	37
3.4	Comparação de impedância entre três diferentes modelos: simulação eletromagnética, modelo de circuito e modelo médio.	38
3.5	Comparação entre os coeficientes obtidos por diferentes modelos.	38
3.6	Arranjo de FSS e parâmetros físicos para (a) espiras quadradas e (b) dipolo cruzado.	39
3.7	Comparação entre as impedâncias da espira quadrada obtidas com simulação eletromagnética e modelo de circuito.	40
3.8	Comparação entre os coeficientes de reflexão para a espira quadrada, obtidos pela simulação eletromagnética e modelo de circuito.	40
3.9	Comparações entre as impedâncias do arranjo de cruz obtidas com simulação eletromagnética e modelo de circuito.	41
3.10	Comparação entre os coeficientes de reflexão para o arranjo de cruz, obtidos pela simulação eletromagnética e modelo de circuito.	41
3.11	Formação de elementos indutivos e capacitivos. Capacitor formado pelo campo elétrico estabelecido <i>patches</i> adjacentes (a); comportamento indutivo de um fio perpendicular ao campo magnético de uma onda iluminando a grade (b).	43
3.12	Arranjo com cruz de Jerusalém e parâmetros físicos (a); e modelo de circuito equivalente para a cruz de Jerusalém e para as formas com dupla ressonância (b).	45
3.13	Comparação entre impedâncias para um arranjo de cruz de Jerusalém na configuração <i>freestanding</i> , obtidos com a simulação eletromagnética e modelo concentrado.	45
3.14	Comparação entre os coeficientes de reflexão da cruz de Jerusalém obtidos com o modelo de onda completa e modelo concentrado.	46
3.15	Arranjo de espiras quadradas duplas e parâmetros físicos.	47
3.16	Comparação entre os resultados obtidos com o modelo de onda completa e modelo concentrado para a impedância de um arranjo de cruz de espiras quadradas duplas.	48
3.17	Comparação entre os resultados obtidos para o coeficiente de reflexão através do modelo de onda completa e modelo de circuito da espira dupla.	48
3.18	Modelo de linha de transmissão de uma superfície seletiva em frequência embutida entre substratos dielétricos.	51
3.19	Curva de regressão usada para obter o valor de N	52
3.20	Varição da constante dielétrica efetiva em função da espessura do substrato quando o dielétrico é adicionado em ambos os lados da FSS.	52

3.21	Planos de incidência e ângulos utilizados para o calculo da impedância sob incidência oblíqua.	54
3.22	Dependência da capacitância com o ângulo de incidência para o <i>patch</i> quadrado. .	55
3.23	Comparação entre os resultados obtidos com a simulação eletromagnética e com o modelo de circuito. Substratos com $\varepsilon_{r1} = 3$, $\varepsilon_{r2} = 5$, $d_1 = 1$ mm e $d_2 = 2$ mm foram usados nas simulações.	56
3.24	Comparação entre os resultados obtidos com a simulação eletromagnética e com o modelo de circuito. Substratos com $\varepsilon_{r1} = 2$, $\varepsilon_{r2} = 3$, $d_1 = 1$ mm e $d_2 = 0,5$ mm foram usados nas simulações.	57
4.1	Área dos elementos alinhados ao campo elétrico para o cálculo da resistência de superfície.	66
4.2	Partes real e imaginária da impedância da estrutura <i>HIS</i> obtidas a partir da equação (4.5). A análise é feita para diferentes espessuras do substrato e uma resistência de superfície de $50\Omega/\square$ é usada em todos os casos.	66
4.3	Esquemático 3D do absorvedor banda estreita proposto com patches quadrados resistivos.	67
4.4	Impedâncias do substrato dielétrico aterrado e da superfície seletiva em frequência mostrando o ponto onde ocorre a ressonância.	68
4.5	Coeficiente de reflexão analítico do absorvedor <i>HIS</i> banda estreita.	69
4.6	Esquemático da estrutura absorvedora baseada em FSS resistiva com arranjo de espiras quadradas, com o modelo 3D (a) circuito equivalente (b).	70
4.7	Impedâncias do substrato dielétrico aterrado e da FSS com arranjo de espiras quadradas. Os pontos de ressonância do absorvedor, bem como a região de Salisbury são destacados.	71
4.8	Coeficiente de reflexão obtido através do método proposto. A estrutura <i>HIS</i> é composta de um substrato aterrado com arranjo de espiras quadradas.	72
4.9	Coeficiente de reflexão da estrutura para a polarização TE sob diversos ângulos de incidência.	73
4.10	Coeficiente de reflexão da estrutura para a polarização TM sob diversos ângulos de incidência.	73
4.11	Protótipo do absorvedor banda estreita desenvolvido baseado em um arranjo de FSS resistiva com <i>patches</i> quadrados.	77
4.12	Esquemático do <i>setup</i> de medida bi-estático em campo aberto.	78
4.13	<i>Setup</i> de medida de reflexão em espaço livre utilizado na caracterização do absorvedor banda estreita.	78
4.14	Comparação entre os resultados medidos e os simulados através do método proposto.	80

4.15	Absorvedor banda larga fabricado. A estrutura é baseada em FSS com arranjo de espiras quadradas resistivas.	81
4.16	<i>Setup</i> de medida de reflexão em espaço livre utilizado na caracterização do absorvedor banda larga.	81
4.17	Resultado de medida para o absorvedor banda larga proposto. Os resultados são comparados com os dados simulados através do método proposto.	82
4.18	Medidas do coeficiente de reflexão para ângulos de incidência oblíquos baseados em um arranjo de FSS com espira quadrada.	83
4.19	Esquemático do <i>setup</i> de medida quase monoestático em câmara anecóica utilizado na caracterização das estruturas FSS.	84
4.20	<i>Setup</i> de medida de reflexão quase monoestático em câmara anecóica usado na caracterização da estrutura faixa estreita.	85
4.21	Comparação entre o coeficiente de reflexão obtidos através de medidas na câmara anecóica e os resultados simulados através do método proposto.	86
4.22	<i>Setup</i> experimental utilizado nas medidas de incidência oblíqua.	86
4.23	Comparação entre os dados experimentais para incidência normal e incidência oblíqua até 30°.	87
4.24	<i>Setup</i> de medição quase monoestático em câmara anecóica usado na caracterização da estrutura faixa larga.	88
4.25	Comparação entre os resultados obtidos com o método proposto e as medições realizadas na câmara anecóica.	88
B.1	Esquemático do <i>setup</i> de medida no espaço livre utilizado para caracterizar materiais.	101
B.2	Fotografia do <i>setup</i> de teste de medida em espaço livre usando antenas com lentes colimadoras.	102
C.1	Grade de discretização da técnica <i>FIT</i> : alocação de espaço de uma célula (G) e célula dual (\tilde{G}), mostrando as tensões e fluxos nas células.	106
C.2	Exemplos do modo de discretização para as técnicas FEM, FIT e FDTD.	107

Lista de Tabelas

2.1	Comparação de desempenho entre os diferentes elementos FSS (para a FSS na configuração <i>freestanding</i> , reproduzido de [43]).	12
3.1	Comparação entre indutância e capacitância para superfícies seletivas em frequência para geometrias com ressonância simples e com dupla ressonância.	49

Lista de Abreviaturas

AMC	<i>Artificial Magnetic Conductor</i>
CTA	<i>Centro Tecnológico Aeroespacial</i>
DECOM	<i>Departamento de Comunicações</i>
EBG	<i>Electronic Band Gap</i>
EMC	<i>Electromagnetic Compatibility</i>
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
EMS	<i>Electromagnetic Susceptibility</i>
ESDA	<i>Electrically Short Dipole Antenna</i>
FDTD	<i>Finite Difference Time Domain</i>
FEBI	<i>Finite Element Boundary Integral</i>
FEM	<i>Finite Element Method</i>
FSS	<i>Frequency Selective Surface</i>
HIS	<i>High Impedance Surface</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IFI	<i>Instituto de Fomento e coordenação Industrial</i>
MoM	<i>Method of Moments</i>
NFC	<i>Near Field Communications</i>
ODN	<i>Optical Distribution Network</i>
PEC	<i>Perfect Electric Conductor</i>
PIN	<i>P-Intrinsic-N diode</i>
PMC	<i>Perfect Magnetic Conductor</i>
RAM	<i>Radar Absorbing Material</i>
RCS	<i>Radar Cross Section</i>
RF	<i>Radio Frequency</i>
RFID	<i>Radio Frequency Identification</i>
RX	<i>Receiving Antenna</i>
TE	<i>Transverse Electric</i>
TM	<i>Transverse Magnetic</i>
TX	<i>Transmitting Antenna</i>

UWB *Ultra-Wide-Band*

VNA *Vector Network Analyzer*

WiMAX *Worldwide Interoperability for Microwave Access*

WLAN *Wireless Local Area Network*

CAPÍTULO 1

Introdução

O contínuo e acelerado crescimento da tecnologia digital/integrada tem propiciado a produção de novos dispositivos para atender à crescente demanda por novas tecnologias que ofereçam mobilidade. Com o uso dos diversos sistemas de comunicações móveis já existentes, como o sistema móvel celular, o serviço móvel pessoal, *Bluetooth*, *Zigbee* e também as *WLANs* (*Wireless Local Area Network* - Redes locais sem fio), entre outros; e com o desenvolvimento de novas tecnologias, como a recém criada *NFC* (*Near Field Communication* - comunicação de campo próximo), um ambiente com perturbação eletromagnética controlada se torna uma importante questão no desenvolvimento de estruturas absorventes de radar e problemas de *EMI* (*Electromagnetic Interference* - Interferência eletromagnética) e/ou *EMS* (*Electromagnetic Susceptibility* - Susceptibilidade eletromagnética) [1].

O uso das tecnologias sem fio tem se expandido, especialmente para aplicações na banda de frequência não licenciada. Os sistemas *WLAN*, por exemplo, vêm sendo largamente empregados em escritórios comerciais e residências. Entretanto, sabe-se que sinais de rádio oriundos desses sistemas podem propagar muito além do local desejado e causar interferência em sistemas co-existentes. Ainda que esses sistemas não causem interferência, eles são susceptíveis a falhas de segurança. Portanto, uma questão essencial é reduzir a interferência ou desenvolver técnicas que permitam que os sistemas co-existentes operem na presença de interferência, além de manter a segurança do sistema.

Muitos estudos têm abordado a questão da interferência de várias maneiras. Entre as diversas técnicas utilizadas, algumas utilizam métodos modernos de processamento de sinal que podem melhorar a operação em ambientes com baixa relação sinal-interferência; a tecnologia de antena, por sua vez, pode ser usada para melhorar a qualidade dos sinais desejados e evitar a interferência em outros sistemas. No entanto, estas soluções inerentemente conduzem a projetos caros e complexos. Absorvedores eletromagnéticos são as estruturas mais adequadas para este propósito. Absorvedores são basicamente estruturas que reduzem a reflexão de ondas eletromagnéticas incidentes, e têm atraído muito interesse devido à possibilidade de aplicação em diferentes áreas [2]. Apesar de os absorvedores serem estruturas muito bem definidas na engenharia de micro-ondas, muitos avanços relacionados a essas estruturas são constantemente publicados, com importantes

melhorias de desempenho sendo apresentadas. Os principais estudos são realizados, principalmente, para reduzir volume e peso e manter sempre que possível a banda de absorção [3–5]. Na prática, entretanto, peso e volume são características conflitantes com largura de banda de absorção, o que conduz a dificuldades no projeto principalmente das estruturas conhecidas como absorvedores de casamento de impedância, que são geralmente cônicos ou piramidais [1, 6–8]. Devido às dificuldades de projeto referidas acima, tem havido um notável interesse no estudo de superfícies seletivas em frequência, *Frequency Selective Surfaces - FSS*, voltadas ao projeto de absorvedores. Esse crescente interesse tem aumentado devido à forma de blindagem inteligente oferecida por essas estruturas, possibilitando a redução de peso e volume, além de manter a maior banda de absorção possível.

Superfícies seletivas em frequência (ou estruturas dicróicas) são uma subclasse de metamateriais e são basicamente filtros espaciais que normalmente consistem de arranjos periódicos formados de elementos condutores ou elementos do tipo abertura. Estruturas que usam elementos condutores, por exemplo do tipo *patch*, oferecem características de um filtro rejeita-faixa. Portanto, os sinais dentro da frequência de operação da estrutura são refletidos, enquanto que sinais de outras faixas passam com atenuação mínima. No entanto, as FSS com perdas são mais atrativas nos projetos de absorvedores de micro-ondas, devido ao fato de a filtragem do sinal incidente ocorrer através das perdas ôhmicas na estrutura e não de reflexão.

Entre as principais aplicações, encontra-se a redução da seção reta radar (*Radar Cross Section - RCS*) de estruturas. Por exemplo, FSS são aplicadas a coberturas chamadas radomes, que são filtros espaciais, para reduzir a seção reta radar fora da banda de operação de um sistema de antenas. FSS como material seletivo em frequência são tradicionalmente usadas na tecnologia *stealth* para a RCS de sistemas de comunicações. O conceito *stealth*, ou ser capaz de operar sem ser reconhecido, foi uma meta de tecnologia militar, de forma a minimizar a detecção. As camadas FSS cobrem as instalações da aeronave para reduzir a RCS. No projeto de absorvedores, a aplicação de FSS não apenas ajuda a reduzir o volume e peso, como também pode criar estruturas que podem apresentar tanto banda estreita como banda larga, ou ainda múltiplas bandas de absorção.

Dentro do contexto apresentado, o objetivo deste trabalho é, usando o conceito de superfícies seletivas em frequência, projetar, construir e medir absorvedores eletromagnéticos ultrafinos que apresentem diferentes bandas de absorção e faixas de frequência de aplicação. Para tanto, um método próprio baseado no modelo de circuito equivalente foi desenvolvido e, em conjunto com o método de modelagem por linhas de transmissão, foi aplicado no projeto dos protótipos desenvolvidos. Cabe ressaltar que a técnica desenvolvida pode ser aplicada na análise de qualquer tipo de elemento FSS, oferece uma rápida análise com resultados satisfatórios e permite obter boa compreensão dentro dos princípios físicos das estruturas.

Com base nos fatores apresentados acima, os diferentes focos de atenção deste trabalho encontram-se descritos em capítulos, que são divididos na seguinte ordem:

O Capítulo 2 apresenta uma descrição geral sobre superfícies seletivas em frequência, onde é mostrada inicialmente a definição de estruturas periódicas, os tipos e as principais geometrias de elementos, bem como o comportamento de filtragem associado a cada estrutura. Na seqüência, é apresentada a forma de derivação do modelo de circuito e os principais fatores que influenciam na resposta de uma FSS. Este capítulo destaca ainda as principais técnicas de análise, algumas técnicas de medições descritas na literatura, as principais aplicações, e finaliza fazendo um levantamento do estado atual da tecnologia.

O Capítulo 3 descreve o procedimento de análise, onde a teoria utilizada para descrever o modelo criado é apresentada. Neste capítulo é mostrado que o método, que é baseado na técnica do circuito equivalente, foi aplicado na análise de diversos elementos FSS, onde uma base de dados de elementos conhecidos foi criada. Os principais parâmetros que influenciam na resposta da FSS, como sejam forma do elemento, efeito do dielétrico e incidência angular, foram analisados individualmente. A parte final do capítulo é dedicada à validação do modelo, para a qual uma estrutura envolvendo todos os parâmetros é simulada e analisada.

A aplicação do prévio estudo realizado é destacada no Capítulo 4. O procedimento é dirigido ao projeto de finos absorvedores eletromagnéticos, em que estruturas com diferentes faixas de absorção e aplicações são apresentadas. O estudo mostra que a teoria pode ser corretamente aplicada ao projeto de absorvedores, usando o conceito de cancelamento de impedâncias. É mostrado ainda que estruturas com diferentes bandas de absorção podem ser obtidas apenas escolhendo-se o elemento mais adequado para cada aplicação. Por fim, os protótipos implementados são caracterizados em diferentes setups realizados em campos aberto e em câmara anecóica. Os métodos de medições são descritos e os resultados obtidos são apresentados e comparados com os dados de simulação.

Finalmente, no Capítulo 5 são apresentadas as conclusões gerais do trabalho, as expectativas e as sugestões de direção para trabalhos futuros.

Em apenso encontra-se a descrição dos códigos fonte utilizados na obtenção do método proposto (Apêndice A) e a descrição da técnica de calibração de espaço livre que deve ser utilizada tanto nas medidas em campo aberto, como nas medidas em câmara anecóica (Apêndice B). A técnica de integração finita (*FIT - Finite Integration Technique*), utilizada pelo software *CST Microwave Studio*, é descrita no Apêndice C.

CAPÍTULO 2

Superfícies Seletivas em Frequência

2.1 Introdução geral

Superfícies de alta impedância (*High Impedance Surfaces - HIS*) são finas cavidades ressonantes construídas geralmente em placas de circuito impresso, onde em uma das faces há um plano de terra e na face oposta há um arranjo de estruturas periódicas, geralmente Superfícies Seletivas em Frequência, conectadas ao plano de terra através de vias metálicas. A história dessas estruturas teve início no final dos anos 90, quando Sievenpiper publicou um artigo mostrando a eficiência de tais estruturas em suprimir as ondas eletromagnéticas superficiais, dentro de determinada faixa de frequência [9]. Desde então este assunto foi intensamente pesquisado e aplicações em diversas áreas têm ocorrido. Na área de micro-ondas, as principais aplicações são voltadas às antenas de baixo perfil e antenas Fabry-Perot [10–19] para atenuar o ruído de comunicação simultânea, e mais recentemente ao projeto de absorvedores eletromagnéticos finos [20–32]. As superfícies de alta impedância são algumas vezes mencionadas como metamateriais, por apresentarem características atípicas dentro de determinada faixa de frequência. Nesse caso em particular, elas são aludidas como metassuperfícies [33, 34].

Superfícies metálicas, geralmente usadas como planos de terra ou refletor auxiliam no desempenho de antenas, pois refletem as ondas eletromagnéticas incidentes e direcionam metade da radiação na direção oposta, melhorando o ganho da antena e blindando parcialmente o objeto de campos provenientes da direção oposta. Porém, elas invertem a fase da onda refletida ($\Gamma = -1$) e suportam também a propagação de ondas superficiais, o que pode prejudicar o desempenho da antena [35]. Em uma superfície de alta impedância não há inversão de fase da onda refletida ($\Gamma = 1$), ou seja, as ondas são refletidas com a mesma fase da onda incidente, fazendo com que a estrutura funcione como um espelho de RF, sendo essa, talvez, sua maior vantagem [9]. Além disso, a propagação de ondas superficiais, dentro de determinada faixa de frequência, não é suportada nesse tipo de estrutura. Exemplo da utilização destas estruturas em antenas, visando, principalmente, a melhoria das características de radiação é apresentado na seção sobre aplicações.

Uma vez que as superfícies de alta impedância são constituídas por superfícies seletivas em frequência, as quais são distribuídas na face superior de um substrato e ligadas ao plano de terra através de postes metálicos, suas propriedades são altamente dependentes das propriedades da FSS. Apesar de haver menção às superfícies de alta impedância, o desenvolvimento deste trabalho é inteiramente dedicado à análise e modelagem de superfícies seletiva em frequência voltada ao projeto de absorvedores de onda eletromagnética. Superfície de alta impedância é o termo usado quando superfícies seletivas em frequência são usadas nesta configuração.

2.2 Superfícies Seletivas em Frequência

Superfícies seletivas em frequência (*Frequency Selective Surfaces - FSS*) são arranjos periódicos planares de uma ou duas dimensões, que se comportam como filtros para a onda eletromagnética. Com base no tipo de estrutura, as superfícies seletivas em frequência são separadas em elementos capacitivos ou indutivos. Se a superfície é montada por arranjo de elementos condutores, esta é considerada capacitiva e opera como um filtro rejeita-faixa; enquanto que superfícies compostas por elementos de abertura em placas metálicas são indutivas, e seu comportamento é de um filtro passa-faixa. Se os elementos que constituem a FSS possuem características de ressonância, as FSS indutivas exibirão transmissão total em frequências próximo à frequência de ressonância, ao passo que as FSS capacitivas exibirão reflexão total [36].

Superfícies seletivas em frequência indutivas e/ou capacitivas derivam seu nome da teoria de circuitos, com base em seu comportamento sob a incidência de uma onda. A Figura 2.1 apresenta as FSS capacitivas e indutivas, construídas de arranjo de elementos condutores e elementos do tipo abertura, respectivamente. Na figura, também estão incluídos os componentes de circuito associados a cada arranjo periódico, seja ele de elementos condutores ou de abertura, bem como seus correspondentes perfis de transmissão [37, 38]. Em [39] uma discussão aprofundada das técnicas de teoria de circuitos em relação às FSS é apresentada. De forma mais específica, essas estruturas podem ser classificadas em quatro categorias de resposta de filtros, dependendo de sua construção física, material e geometria: rejeita-faixa; passa-faixa; passa-baixa e passa-alta, como mostrado nas Figuras 2.2 (a) a (d), respectivamente.

Assumindo que os arranjos de elementos condutores e de abertura na Figura 2.1 têm dimensões e periodicidades idênticas, então, fisicamente, os dois filtros são um par complementar. Estes são conhecidos como complementares de Babinet. Considerando ainda que os elementos metálicos dos filtros sejam condutores perfeitos e que estejam suspensos no ar (configuração *freestanding*), então a aplicação do princípio de Babinet irá ditar se, eletromagneticamente, as propriedades de reflexão da FSS capacitiva corresponderão às propriedades de transmissão da FSS indutiva [32], [33]. Quando se utiliza tais considerações, a transmitância da FSS capacitiva, T_{cap} , é definida como $1 - T_{ind}$, na qual T_{ind} é a transmitância da FSS indutiva. Contudo, para garantir a correta

CAPÍTULO 2. SUPERFÍCIES SELETIVAS EM FREQUÊNCIA

aplicação do princípio de Babinet, as FSS não devem estar na presença de substrato e o campo elétrico deve ter polarização complementar, como ilustrado na Figura 2.1 [40, 41].

A forma dos elementos não é limitada apenas a arranjos do tipo *patch* ou elementos do tipo abertura. Os elementos podem ser do tipo pólos conectados pelo centro, como dipolos, dipolo cruzado, Cruz de Jerusalém, tripolos, elementos do tipo espira, elementos de interior sólido ou elementos formados por combinações. Diferentes geometrias de elementos oferecem diferentes respostas em frequência para a FSS. A forma dos elementos será tratada na seção 2.4, que aborda com mais detalhes o assunto.

As dimensões físicas, bem como os materiais dielétricos aos quais as FSS serão empregadas, representam parâmetros relevantes no projeto, pois elas exercem grande influência nas características de transmissão e reflexão da estrutura. De forma mais específica, quatro principais fatores determinam a seletividade em frequência de uma FSS: a geometria dos elementos, a condutividade dos elementos, o substrato que sustenta a estrutura e o ângulo de incidência da onda. Assim, dependendo das características dos sinais a serem filtrados, tais estruturas podem apresentar variações na geometria, período de repetição das células unitárias e das camadas dielétricas que envolvem a estrutura.

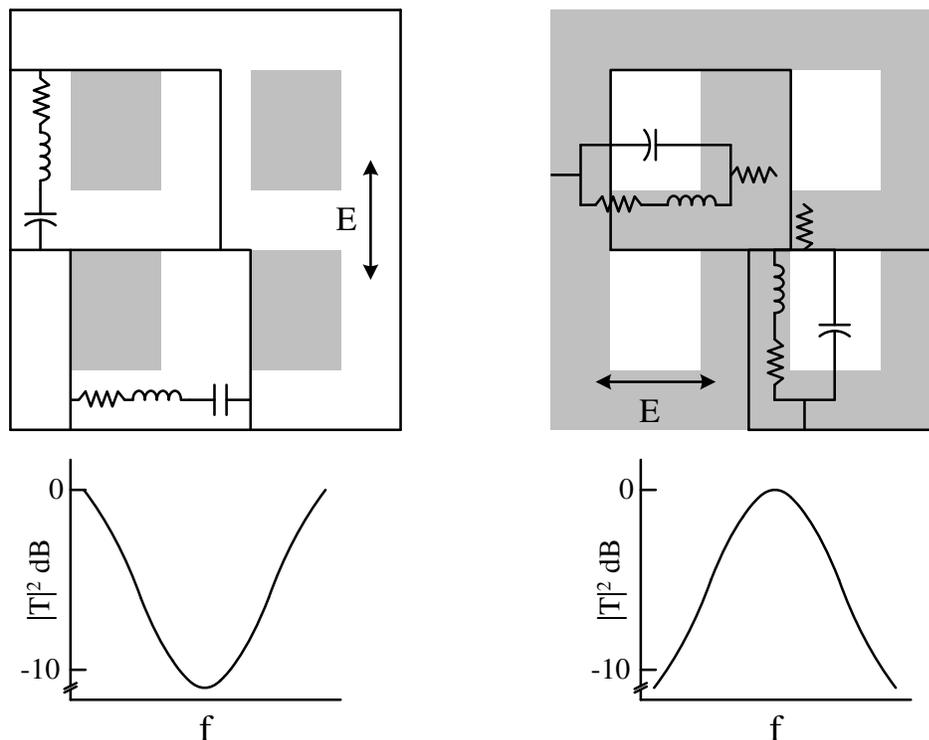


Figura 2.1: Tipos de elementos de superfícies seletivas em frequência com os correspondentes circuitos equivalentes e perfis de transmissão.

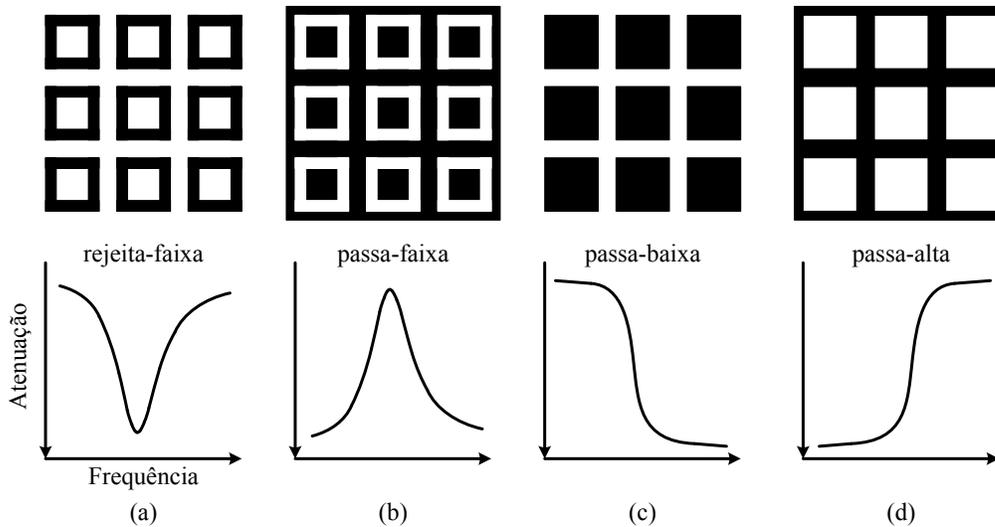


Figura 2.2: Filtros FSS e respostas. Os materiais condutores são representados em preto.

2.3 Breve histórico

A mais antiga referência às superfícies seletivas em frequência data de 1786, como documentado em relatos científicos ocorridos entre Francis Hopkinson e Rittenhouse. O processo, descoberto pelo físico americano David Rittenhouse, envolvia a investigação de grades de difração ópticas, cujo fenômeno era usado para decompor um feixe de luz não monocromática em suas ordens espectrais [42].

Rittenhouse construiu um anteparo com fios igualmente espaçados e o posicionou em direção à luz, onde pôde observar a filtragem da luz branca dentro de uma faixa de comprimentos de onda distintos (linhas coloridas), os quais eram igualmente espaçados da linha central da luz branca, e este espaçamento dependia do espaçamento usado entre os fios. Dada a simplicidade do processo de filtragem, a rede de difração óptica e as estruturas mencionadas têm sido estendidas para muitas áreas da Engenharia e da Ciência.

O estudo realizado por Rittenhouse, onde se mostrou a dependência da resposta em frequência com as dimensões físicas, é de fundamental importância para qualquer anteparo constituído de elementos condutores ou aberturas espaçadas periodicamente. Os princípios físicos das FSS, com base nas demonstrações de Rittenhouse são, desde então, base para o projeto dessas estruturas. A geometria e a distribuição, bem como o espaçamento entre os elementos adjacentes, contribuem para a forma como os campos são espalhados.

Em 1919, foi conferida uma patente a Marconi e Franklin pelo desenvolvimento de um refletor parabólico usando seções de fio de meio comprimento de onda [36]. Desde o início da década de 1960, devido a potenciais aplicações militares, estruturas FSS têm sido objeto de intenso estudo [36, 43]. No final dos anos 60 e início dos anos 70, as FSS foram intensamente estudadas,

onde importantes aplicações foram encontradas. O programa Voyager iniciado em 77 (satélites Voyager 1 e 2) explorava uma superfície seletiva de frequência para a implementação de um refletor em duas bandas de frequência [44] (a antena parabólica no satélite poderia operar em duas faixas de frequência e ser alimentada a partir de duas fontes espacialmente separadas). Desde as primeiras aplicações, devido às potenciais aplicações em uma ampla gama de frequências, e por suas propriedades de filtragem na faixa de frequência desejada, as superfícies seletivas em frequência têm sido objeto de intenso estudo de pesquisadores da área.

Esse histórico sucinto foi baseado principalmente nos livros de Munk [36] e Wu [43].

2.4 Fatores que influenciam a resposta da FSS

Esta seção apresenta, inicialmente, uma breve introdução à representação de circuito equivalente de FSS, que é de extrema importância para o entendimento dessas estruturas, bem como os fatores que influenciam ou governam suas respostas. Fatores que podem ser resumidos em quatro principais aspectos: a geometria dos elementos; a condutividade dos elementos; o substrato dielétrico no qual as FSS são empregadas; e o ângulo de incidência da onda. Como será observado, a geometria dos elementos, bem como os substratos dielétricos empregados, são fatores que atuam principalmente na frequência de ressonância de uma FSS, por isso, são fundamentais e devem ser considerados no projeto. A condutividade dos elementos tende a influenciar no desempenho da FSS em termos qualitativos (como por exemplo, na resposta de transmissão da FSS, como será mostrado na seção 2.4.3); outrossim, contribuem à resposta da FSS, os diferentes ângulos de incidência. É desejável, por exemplo, projetar uma FSS que funcione de forma consistente sob ampla gama de ângulos de incidência.

2.4.1 *Representação de circuito equivalente de FSS*

Uma forma útil para entender o comportamento de uma FSS é estabelecer uma analogia entre filtros concentrados e estas superfícies. O mais simples tipo de filtro usando FSS é conhecido como filtro de fitas condutoras paralelas, que é mostrado na Figura 2.3. Esta configuração comporta-se como filtro indutivo se o campo elétrico é paralelo às fitas metálicas, e como um filtro capacitivo se o campo é perpendicular. No primeiro caso, o circuito equivalente que corresponde a essa geometria da FSS é um indutor que age como paralelo ao plano de terra. Na região de baixa frequência a corrente é conduzida através do indutor até o plano de terra, enquanto que para frequências mais elevadas a corrente não é conduzida ao plano de terra e alcança a porta de saída. Quando o campo elétrico é perpendicular às fitas, elas agem como um capacitor. Este é o comportamento de um filtro passa-baixas, uma vez que as frequências inferiores serão transmitidas e frequências mais altas rejeitadas.

Ao realizar seções nas fitas, o fluxo de corrente é interrompido e, tanto efeitos indutivos como capacitivos são obtidos, como observado na Figura 2.4. Esta geometria, de acordo com a teoria

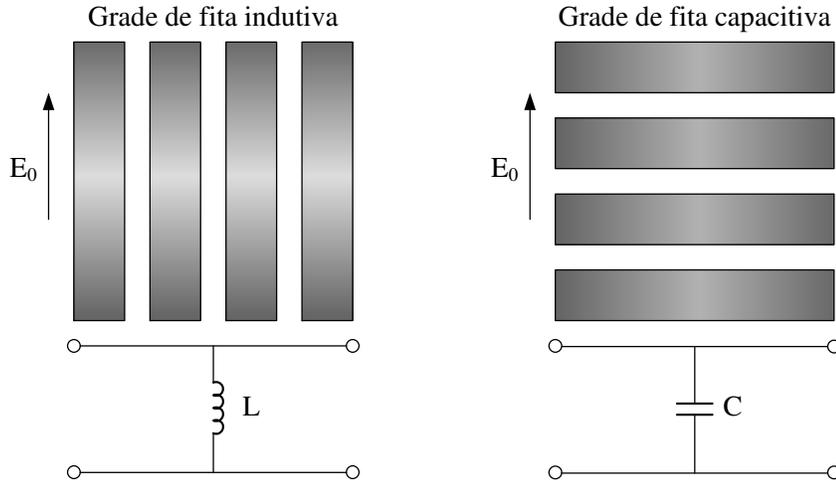


Figura 2.3: Arranjo de fitas condutoras paralelas e suas representações de circuito equivalente.

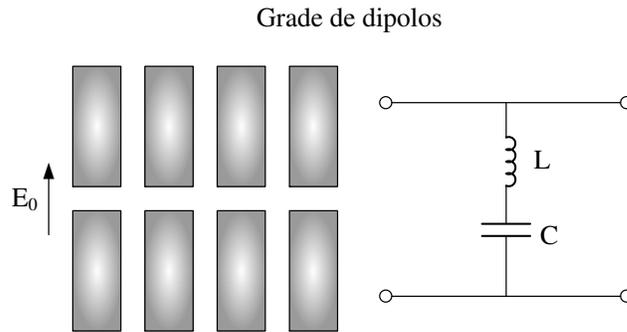


Figura 2.4: Arranjo de dipolos e representação de circuito de circuito equivalente.

de circuito equivalente, age como um filtro rejeita-faixa e sua frequência de ressonância é definida pelo comprimento do dipolo. Para a FSS na configuração *freestanding*, um sinal que atinge a estrutura é completamente bloqueado em correspondência de um dipolo cujo comprimento é igual a meio comprimento de onda.

A principal desvantagem desses filtros é que a transmitância depende da polarização da fonte. Isso significa que, dada a necessidade de se utilizar filtros de fitas metálicas condutoras, a onda deve ser linearmente polarizada e alinhada com um dos eixos das fitas. Por sua vez, caso seja necessário analisar ondas não polarizadas ou parcialmente polarizadas, deve-se usar um filtro com geometria diferente. Filtros de grade metálica não sofrem do problema de dependência de polarização. A ilustração de duas possíveis geometrias de grade metálica é mostrada na Figura 2.5. A geometria de malha capacitiva age como um filtro de dipolos de fitas, mas para ambas as polarizações. Ao contrário de alguns dipolos ressonantes, são usados *patches* ressonantes que são simétricos e, portanto, independentes da polarização. Neste caso, o circuito LC série equivalente é adequado tanto para a polarização TE quanto para TM. A estrutura mútua de uma

grade capacitiva é o arranjo de elementos periódicos de abertura. Essa estrutura é caracterizada por operar como um filtro rejeita-faixa para ambas as polarizações, e seu circuito equivalente é representado por um circuito LC paralelo. Os circuitos equivalentes podem levar em conta as perdas no metal, devido à utilização de diferentes materiais. As perdas podem ser facilmente introduzidas inserindo um resistor em série. A forma da célula unitária pode ter elementos de qualquer geometria, mas a FSS resultante será forçosamente capacitiva ou indutiva.

2.4.2 Forma dos elementos

Dependendo dos requisitos da aplicação, diferentes formas de FSS podem ser escolhidas para satisfazer algumas exigências. Estes requisitos geralmente incluem o nível de dependência do ângulo de incidência da onda, o nível de polarização cruzada, largura de banda e nível de separação da banda. As formas dos elementos que constituem a FSS são tão variadas quanto suas aplicações. No que se refere à forma dos elementos, existe uma grande variedade de pesquisas na literatura. De acordo com Munk [36], as formas dos elementos podem ser geralmente classificadas em quatro grupos básicos:

- Grupo 1 - Grupo 1 - Elementos conectados pelo centro: como dipolos, tripolos, Cruz de Jerusalém e dipolos cruzados;
- Grupo 2 - Espiras: como espiras quadradas e circulares;
- Grupo 3 - Sólidos: elementos de interior sólido, ou tipos *patch* de várias formas, por exemplo, quadrados, círculos e hexágonos e;
- Grupo 4 - Combinações: padrões que envolvem combinações de elementos ligados pelo centro, espiras ou formas de interior sólido.

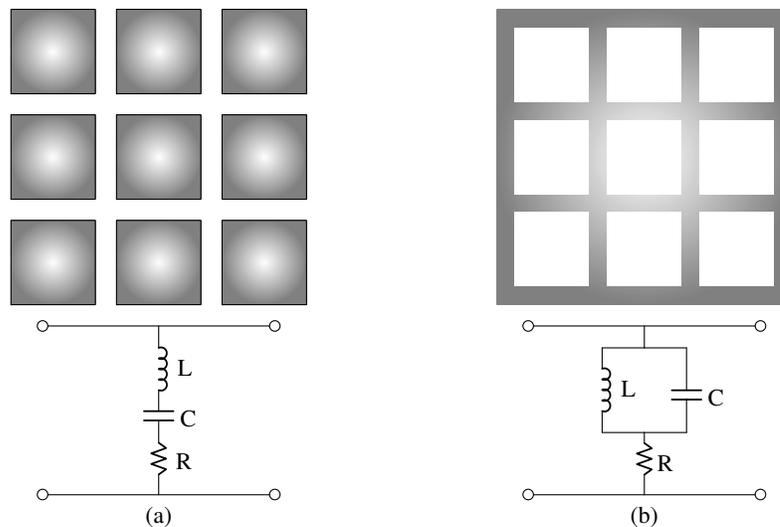


Figura 2.5: Filtros de grades metálicas e suas representações de circuito equivalente: (a) capacitivo e (b) indutivo.

CAPÍTULO 2. SUPERFÍCIES SELETIVAS EM FREQUÊNCIA

Tabela 2.1: Comparação de desempenho entre os diferentes elementos FSS (para a FSS na configuração *freestanding*, reproduzido de [43]).

Forma dos elementos	Estabilidade angular	Nível de polarização cruzada	Maior largura de banda	Menor banda de separação
Dipolo	4	1	4	1
Cruz de Jerusalém	2	3	2	2
Espira Quadrada	1	1	1	1
Anéis circulares	1	2	1	1
Tripolo	3	3	3	2
Dipolo Cruzado	3	3	3	3

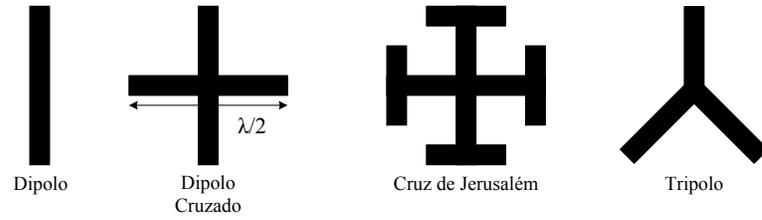
Classificação: melhor = 1, segundo melhor = 2,...

Cada forma possui sua própria frequência característica, que também irá depender das dimensões dos elementos. Algumas formas podem ser mais sensíveis aos ângulos de incidência, mas permitem uma rápida transição entre as bandas de passagem e de rejeição. Uma comparação de desempenho entre alguns dos mais famosos projetos de FSS é apresentada na Tabela 2.1, que tem por base os critérios descritos acima, para uma FSS na configuração *freestanding* [43]. Como mostrado, o dipolo, por exemplo, é muito sensível ao ângulo da onda incidente. Já a espira quadrada supera as outras formas de elemento, uma vez que é classificada com 1 em cada característica de desempenho investigada.

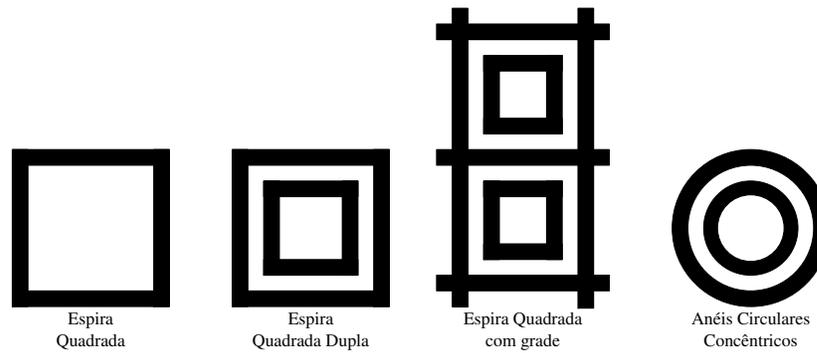
Como mencionado acima, as superfícies seletivas em frequência são tradicionalmente projetadas com base na ressonância dos elementos. Um arranjo de dipolos, por exemplo, produz uma resposta multi-ressonante em frequências onde o comprimento dos dipolos é múltiplo de meio comprimento de onda. Um efeito similar pode explicar a operação dos outros elementos. A espira quadrada pode ser vista como dois dipolos que são ligados um ao outro em cada extremidade. Usando os mesmos argumentos que os do dipolo, a espira quadrada ressoa quando cada metade da espira atua como um dipolo (isto é, quando o comprimento de cada metade do dipolo é um múltiplo do comprimento de onda, $\lambda/2$).

A Figura 2.6 apresenta a ilustração de alguns elementos que podem compor uma superfície seletiva em frequência, com os elementos separados por grupo. É importante ressaltar que os elementos que formam uma FSS não são limitados às formas apresentadas nessa tese. Pesquisas têm mostrado que melhor desempenho de FSS pode ser alcançado com padrões de elementos mais sofisticados (como formas combinadas [45–47], ou empregando as FSS com diversas camadas [48–50]). A espira quadrada dupla, por exemplo, pode oferecer múltiplas bandas de rejeição, como mostrado na Figura 2.7 e descrito por Campos [48], que é semelhante a cascatear duas FSS de espiras quadradas com diferentes dimensões, como destacado no trabalho desenvolvido por Hook [49]. Devido à sua simplicidade de geometria, nível de polarização cruzada, bem como

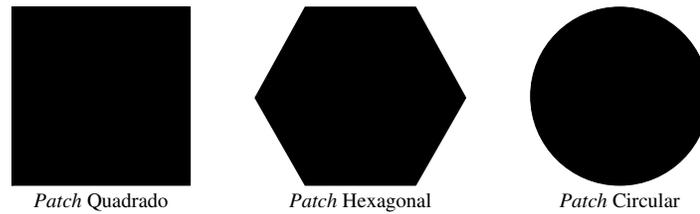
outros importantes parâmetros como os descritos na Tabela 3.1, a espira quadrada foi uma das geometrias escolhidas como elemento para formar a FSS nesta pesquisa.



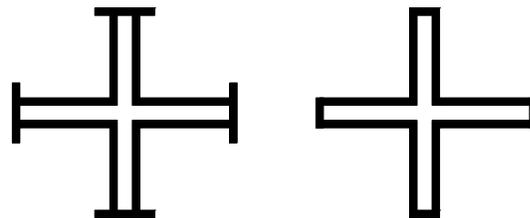
(a) Grupo 1: N - pólos conectados pelo centro



(b) Grupo 2: Espiras



(c) Grupo 3: Interior sólido



(d) Grupo 4: Combinações

Figura 2.6: Algumas formas de elementos comuns utilizados em FSS dispostos em grupos.

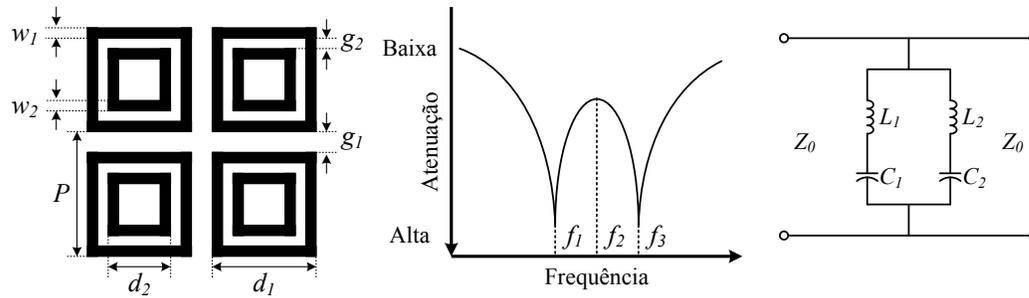


Figura 2.7: Resposta em frequência e modelo de circuito equivalente para uma FSS com espira quadrada dupla.

2.4.3 Condutividade dos elementos

Correntes são induzidas nos elementos condutores quando a energia eletromagnética incide em uma FSS. As correntes induzidas então irradiam as ondas eletromagnéticas a partir dos elementos condutores. Semelhante às fitas condutoras dentro de um guia de ondas retangular [50], a FSS pode ser modelada como um componente indutivo ou capacitivo que armazena energia em um circuito equivalente, o qual é determinado pela forma do elemento. Para um material condutivo com perdas, a potência pode ser dissipada no elemento, o que não ocorre, por exemplo, em uma FSS na configuração *freestanding*, uma vez que nessa configuração é utilizado um condutor perfeito. Como resultado, o desempenho geral da FSS será afetado. Por exemplo, para uma FSS com espira quadrada, a baixa condutividade do elemento pode ser representada por um resistor em série com as componentes L e C no circuito equivalente, conforme ilustrado na Figura 2.8. A introdução de um componente com perdas diminui a atenuação da estrutura. Em outras palavras, a atenuação na frequência de ressonância, f_r , é reduzida à medida que a resistência aumenta, até a FSS finalmente perder as suas características de seletividade em frequência, como ilustrado na figura [50].

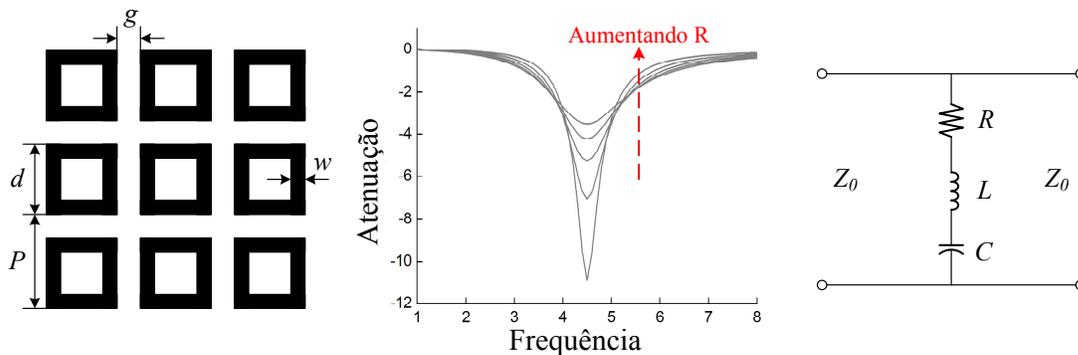


Figura 2.8: Resposta em frequência e modelo de circuito equivalente para a FSS com espira quadrada, variando a condutividade dos elementos.

Na presente pesquisa, o efeito da condutividade dos elementos será estudado e examinado experimentalmente com as FSS feitas de diferentes materiais, como apresentado no Capítulo 4. Esta é uma parte crucial no projeto e fabricação de FSS, principalmente no que se refere ao projeto de absorvedores eletromagnéticos finos. Diferentes materiais podem levar a diferentes desempenhos das FSS, mesmo mantendo algumas outras características. Estudos têm sugerido que o emprego de materiais com perda oferece melhorias no projeto e desempenho de absorvedores eletromagnéticos [29, 51]. O uso de HIS metálicas para reduzir a espessura de estruturas absorvedoras tradicionais foi proposto por Enghetta em 2003 [29]. A configuração proposta, na qual uma superfície de alta impedância é aplicada juntamente com uma folha resistiva, é usada para substituir o substrato aterrado com espessura de um quarto de comprimento de onda. Posteriormente, o projeto proposto por Enghetta foi aprimorado substituindo-se a combinação HIS e folha resistiva por um projeto mais simples, no qual as perdas foram introduzidas na própria FSS [52–55].

2.4.4 *Substrato Dielétrico*

A frequência de ressonância, f_r , de uma FSS depende principalmente da geometria e dimensões dos elementos individuais. Para o grupo de elementos conectados pelo centro (Grupo 1), por exemplo, haverá ressonância, basicamente, quando o comprimento do dipolo é aproximadamente igual a $\lambda/2$, como indicado no caso do dipolo cruzado. Outrossim, os elementos do Grupo 2, a saber, os elementos do tipo espira, ressoam quando sua circunferência média tem aproximadamente um comprimento de onda. Os elementos de interior sólido, apresentados no Grupo 3, apresentam ressonância quando a periodicidade das células unitárias é igual a λ . Finalmente, elementos do Grupo 4 podem ser afetados por uma quantidade de fatores que é muito diversificada para resumir.

Além da geometria e dimensões dos elementos, a frequência de ressonância dependerá muito dos substratos dielétricos, que são usados para fornecer suporte físico e estabilidade na resposta à variação angular em uma FSS [37, 56]. Uma FSS pode ser disposta em dois tipos de arranjos quando materiais dielétricos são empregados: um é quando a FSS é embutida entre dois substratos dielétricos, como mostra a Figura 2.9(a); ou quando a FSS é disposta sobre apenas um substrato dielétrico, como ilustrado na Figura 2.9(b). Devido à influência das camadas dielétricas que circundam a FSS, a frequência de ressonância resultante será reduzida por um fator $\sqrt{\varepsilon_{eff}}$ a partir da frequência de projeto original. Um estudo mais detalhado e, portanto, um melhor entendimento do efeito da constante dielétrica efetiva na resposta da FSS, encontra-se no Capítulo 3.

Para substratos dielétricos relativamente espessos, cujas espessuras são maiores que 0,05 do comprimento de onda, a constante dielétrica efetiva ε_{eff} é igual à constante dielétrica do substrato ε_r , para a FSS entre camadas dielétricas, como no caso do arranjo (a); e igual a $(\varepsilon_r$

+ 1)/2 para a FSS sobre uma camada dielétrica, como no arranjo (b). No entanto, para um substrato com uma espessura inferior a 0,05 do comprimento de onda elétrico, a permissividade efetiva é uma função não linear da espessura do substrato [36]. Em outras palavras, ϵ_{eff} torna-se muito sensível à espessura do substrato. Por conseguinte, a frequência de ressonância, f_r , também será sensível à espessura do substrato. Isto pode ser porque, para substratos dielétricos finos, os modos evanescentes de maior ordem, que são excitados pelos elementos condutores, podem ser ainda significativos na fronteira ar-dielétrico, o que pode modificar a energia armazenada próximo aos elementos FSS e, conseqüentemente, mudar a frequência de ressonância resultante, como indicado no trabalho de Callaghan *et. al.* [56]. Levando em consideração o exposto acima, entende-se que a influência de uma camada dielétrica fina, na qual uma FSS é inserida, não pode ser desprezada. Essa estrutura requer uma modelagem complexa e que deve ser considerada no modelo de circuito equivalente. No entanto, devido ao escopo da tese, somente serão analisadas as estruturas FSS com substratos espessos.

A pesquisa revelou também que acima de certa frequência, os modos de ordem superior podem se propagar no interior do substrato dielétrico, causando uma série de ressonâncias. Este fenômeno é conhecido como ondas superficiais presas no substrato dielétrico. Esta frequência, f_s , é considerada como sendo o limite superior da frequência de operação, e está associada com ocorrência dos lóbulos dissonantes¹. Nota-se que com a presença de um substrato dielétrico, a frequência para ondas superficiais e a frequência onde os lóbulos dissonantes começam a propagar não alteram substancialmente. As ondas superficiais não serão eliminadas se uma FSS está na presença de um substrato dielétrico, mas elas podem ser deslocadas para frequências mais elevadas se o dielétrico é fino. Portanto, a fim de alcançar larga faixa de frequência de operação com uma separação significativa entre a frequência de ressonância, f_r e o limite superior dessa faixa, f_s , a frequência de ressonância deveria ser mantida baixa enquanto a frequência superior, elevada. Isso pode ser feito mantendo o substrato dielétrico fino, de modo que a frequência superior permaneça em frequências mais elevadas; ou dispor dielétricos em ambos os lados da FSS em vez de apenas um lado, de modo que a frequência de ressonância possa ser deslocada para frequências mais para baixas, enquanto que a frequência superior permaneça inalterada em ambos os casos [56].

Embora os diferentes arranjos influenciem de forma diferente na resposta de uma superfície seletiva em frequência, os dois arranjos melhoram a estabilidade da FSS para ângulos de incidência oblíquos. Em outras palavras, com o uso de dielétricos, estruturas FSS são menos sensíveis aos ângulos de incidência. Isto se deve principalmente porque, de acordo com a lei de Snell da refração, a variação do ângulo efetivo dentro de uma camada dielétrica é menor do que a variação do ângulo real no espaço livre (ou seja, $\theta_d < \theta_{ar}$, como mostrado na Figura 2.9) [56]. Portanto, a

¹Ou lóbulos secundários foi a tradução mais coerente encontrada pelo autor. Se trata da energia irradiada de volta pela superfície seletiva, para frequências onde a reflexão da energia não deveria ocorrer, dada a incidência de uma onda. Um estudo mais aprofundado pode ser encontrado em [43]

faixa de ângulos de incidência é reduzida para a FSS empregando camadas dielétricas, tornando a estrutura menos sensível à incidência oblíqua.

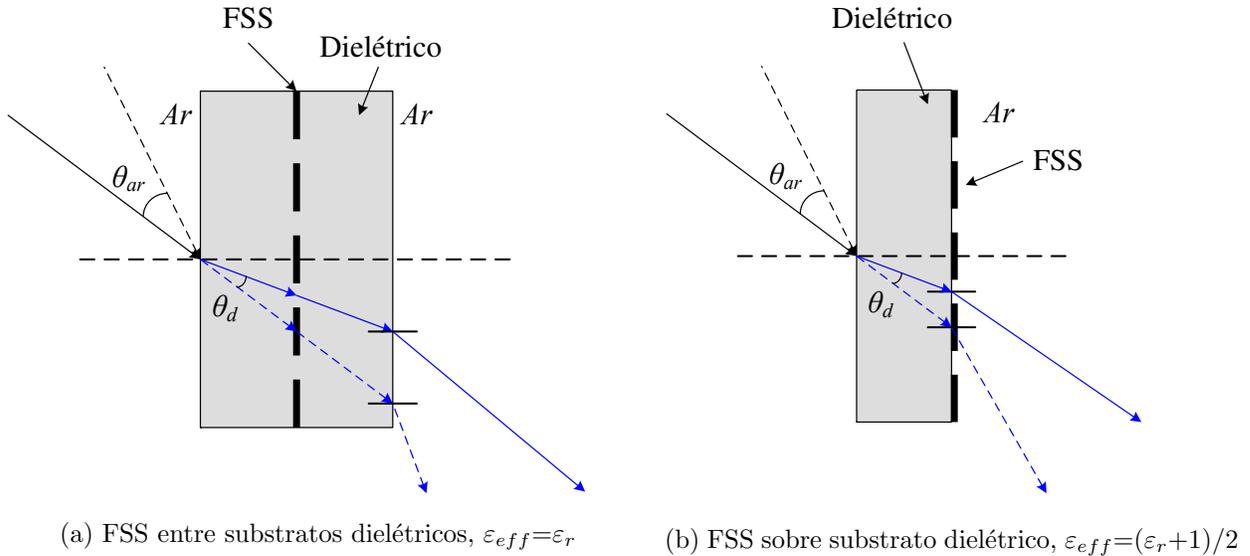


Figura 2.9: Configurações da FSS para (a) entre camadas dieletricas e (b) sobre uma camada dieletrica.

2.4.5 Ângulos de Incidência do sinal e polarizações

Quando uma onda com um ângulo de incidência oblíquo atinge uma FSS formada de fitas condutoras periodicamente espaçadas por g , como ilustrado na Figura 2.10, a separação efetiva projetada entre cada fita (incluindo a largura da fita) é reduzida por um fator igual ao $\cos \theta$. As dimensões efetivas dos elementos vistas pela onda com incidência oblíqua, e conseqüentemente a corrente induzida, são diferentes da onda que atinge a FSS com incidência normal [57], resultando em uma variação da resposta da FSS sob incidência angular [58–62].

Esta variação na resposta da FSS para alterações no ângulo de incidência também pode ser demonstrada pelas equações de circuito equivalente, como apresentado por Marcuvitz [50]. As equações que calculam os valores indutivos e capacitivos de um arranjo periódico de espiras são uma função do ângulo de incidência. Portanto, a frequência de ressonância da FSS é também uma função de θ . Para uma FSS composta de espiras quadradas, por exemplo, a frequência de ressonância será deslocada para frequências menores com o aumento do ângulo de incidência.

Além do ângulo de incidência, a polarização do sinal incidente também influencia a resposta da FSS. Considerando duas polarizações verticais (incidência de ondas TE e TM), como mostrado na Figura 2.11, embora o campo elétrico esteja polarizado no sentido da condução de fitas nas duas situações (de modo que as fitas podem ser modeladas como componentes indutivos), as correntes

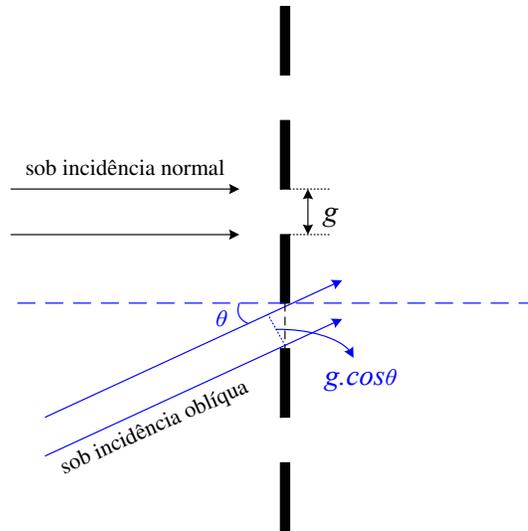
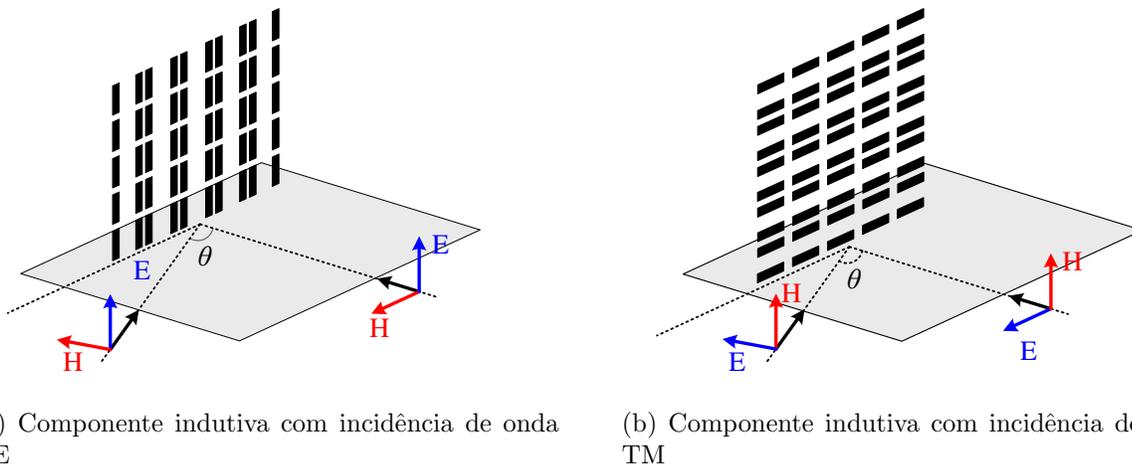


Figura 2.10: Separação projetada equivalente entre os elementos para um sinal com incidência angular.



(a) Componente indutiva com incidência de onda TE

(b) Componente indutiva com incidência de onda TM

Figura 2.11: Incidência de ondas TE e TM sobre fitas condutoras indutivas a partir das quais a geometria espira quadrada é composta.

induzidas nas fitas são diferentes à medida que o ângulo de incidência é variado. Isto se deve à polarização do campo elétrico, que na incidência de ondas TE (ver Figura 2.11(a)) é sempre paralelo e excita cada fita em seu comprimento total, independente do ângulo de incidência. Contudo, para a polarização TM (ver Figura 2.11(b)), o campo elétrico chega obliquamente à borda das fitas. À medida que o ângulo de incidência da onda aumenta, o comprimento “visto” pela onda é mais curto que o comprimento efetivo projetado.

A variação no desempenho de uma FSS devido aos ângulos de incidência do sinal ou polarizações é indesejável. Esta variação pode ser diminuída com um adequado projeto da FSS, que envolve alguns importantes pontos como a escolha apropriada das dimensões dos elementos ou o uso de FSS com múltiplas camadas e substratos, como sugerido por [56, 63, 64].

2.5 Técnicas de análise e medição de FSS

2.5.1 Técnicas de análise

Devido à constante preocupação em entender o comportamento de uma FSS no que se refere aos parâmetros envolvidos no projeto, diversas técnicas numéricas têm sido usadas. Dentre as técnicas encontradas na literatura, há sempre um contrabalanceamento entre precisão nos resultados, análise do tipo de elemento e tempo computacional, não havendo, portanto, uma técnica que se destaque por apresentar simultaneamente, por exemplo, precisão dos resultados, baixo tempo computacional e que possa ser aplicada a quaisquer estruturas. As técnicas de análise de superfícies seletivas de frequência podem ser divididas em categorias: técnica de teoria de circuitos, técnicas de expansão modal e técnicas iterativas. Algumas dessas técnicas são brevemente descritas nesta seção.

Um dos métodos mais simples e que produz resultados satisfatórios é o modelo do circuito equivalente. O método do circuito equivalente é uma extensão das equações que modelam o circuito de fitas paralelas desenvolvidas por Marcuvitz [50] e Wait [65]. Nesta análise, os vários segmentos de fita que formam o arranjo periódico são modelados como componentes indutivos e capacitivos em uma linha de transmissão. Nesta técnica, o espaço livre é representado por uma linha de transmissão de 377Ω , e a partir da solução das equações clássicas de linha de transmissão, é possível obter as características de reflexão e transmissão da FSS. Esta técnica usa uma aproximação quase-estática para calcular as componentes do circuito e permite uma análise computacional muito rápida. Por ser uma técnica escalar, a análise é limitada a polarizações lineares e geometrias simples dos elementos da FSS. Embora as propriedades dos substratos dielétricos e ângulos de incidência do sinal possam ser levados em conta nas equações, devido às suposições feitas, a precisão fornecida pelo modelo pode variar de caso para caso.

O Método dos Momentos (*MoM - Method of the Moments*) é a técnica mais comum utilizada na análise de FSS. Muitas variações utilizando o Método dos Momentos têm sido desenvolvidas [42, 43, 65–68], mas o trabalho mais antigo referido na literatura é a abordagem apresentada por Chen usando o MoM [69, 70]. A abordagem de Chen é também conhecida como o método da expansão modal (ou método da equação integral). Este método avalia o fluxo de corrente sobre os elementos condutores, combinando o campo tangencial à superfície do elemento e formando uma equação integral para a corrente desconhecida. Mais especificamente, o campo elétrico desconhecido, que é uma função da corrente desconhecida, próximo do elemento condutor, é expandido

em um conjunto de harmônicas Floquet espaciais; satisfazendo as condições de contorno sobre a superfície do elemento condutor (isto é, o campo elétrico total deve ser zero), uma equação integral para a corrente desconhecida é obtida. Então o MoM é usado para reduzir a equação integral num conjunto de equações algébricas lineares, que podem ser resolvidas numericamente.

Outros métodos numéricos clássicos para análise de superfícies seletivas em frequência são a técnica das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD) e o método dos elementos finitos (FEM). Ambas as metodologias podem ser aplicadas a estruturas arbitrárias, mas elas são tipicamente muito lentas e demandam grande esforço computacional. A técnica FDTD, ao contrário do MoM e FEM, que analisam a estrutura periódica no domínio da frequência, é uma técnica no domínio do tempo, então a solução pode cobrir uma ampla faixa de frequência em uma única simulação. Além de possibilitar a análise de qualquer tipo de elemento, perdas dielétricas e/ou magnéticas, bem como estruturas não homogêneas podem ser analisadas por esta técnica [71–78].

Campos *et al.*, empregando o método da linha de transmissão equivalente em conjunto com o método de Galerkin [79], obteve precisão em seus resultados [80, 81], quando comparados com os resultados obtidos por fórmulas aproximadas desenvolvidas por alguns autores [82].

Muito embora o método do circuito equivalente seja mais recomendado para a análise de elementos FSS mais simples, este foi escolhido como método de análise. A escolha se deve em virtude de o método exigir baixo recurso computacional, enquanto oferece uma análise rápida e com bom nível de precisão. Nesta pesquisa, entretanto, é proposto um modelo para aproximar a resposta de superfícies seletivas em frequência com geometrias arbitrárias, para ângulos com incidência normal e oblíqua e que considera a influência de outros parâmetros, como será mostrado no Capítulo 3.

2.5.2 *Técnicas de medição*

As características de transmissão e reflexão de FSS podem ser medidas através de diversos métodos [83–86]. Para medir a transmitância, por exemplo, a estrutura sob teste é posicionada entre duas antenas diretivas, de ganhos padrões, sendo uma antena transmissora do sinal e outra receptora, como ilustrado na Figura 2.12 [43]. Enquanto bloqueia o caminho de propagação direta, a FSS filtra algumas frequências da onda irradiada a partir da antena transmissora, deixando, assim, a sua assinatura sobre a potência recebida. Medidas de incidência oblíqua são facilmente obtidas girando o suporte da FSS até o ângulo de interesse, de modo que a FSS permaneça entre as duas antenas. Alterando-se a polarização das antenas de vertical para horizontal, obtêm-se as características de transmissão TE e TM da estrutura. Esta configuração também é usada para medir as características de reflexão de uma FSS.

Os experimentos são realizados em câmaras anecóicas, que simulam o espaço livre. Embora comum, este método poderá levar a erros, especialmente nas medidas de refletividade, devido às difrações ocasionadas nas bordas da estrutura. Dado o tamanho finito do painel de teste e,

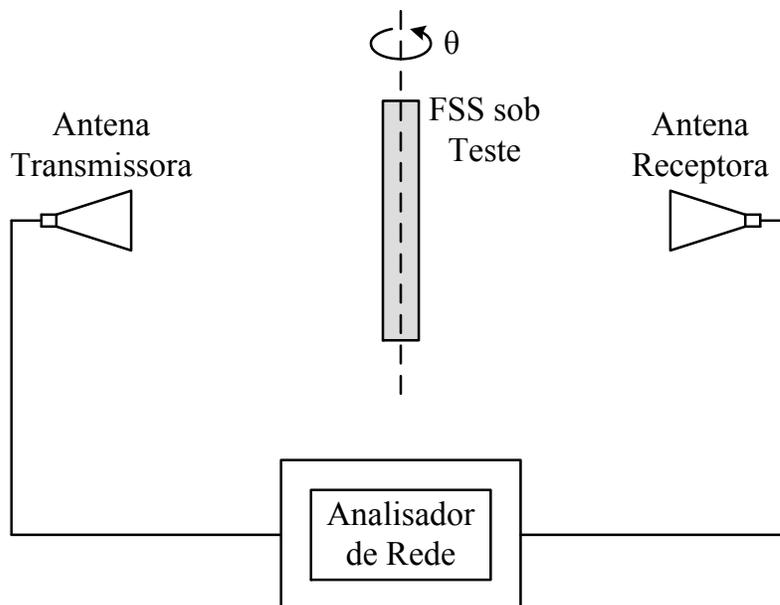


Figura 2.12: Sistema de medição de transmissão em uma FSS.

dependendo de sua distância para as antenas, as difrações nas bordas do painel poderão ser tão fortes de modo a causar sobreposição ao real sinal refletido.

Para contornar o problema de difração nas bordas, duas outras configurações podem ser utilizadas. Uma, é a técnica que utiliza antenas cornetas e lentes; a outra técnica utiliza absorvedores em torno da estrutura para eliminar as difrações nas bordas. Ambas as técnicas são precisas e apresentam resultados mais confiáveis, se comparados aos resultados obtidos no sistema da Figura 2.12. Na primeira configuração, mostrada na Figura 2.13, as lentes transformam as ondas esféricas das antenas em um feixe colimado de ondas planas. Por isso, este setup permite medições mais precisas com polarizações TE e TM, além de medir ângulos oblíquos [43, 85, 86]. Na outra técnica, vista na Figura 2.14, a medição é feita usando um medidor de campo e um gerador de varredura. As antenas possuem distância suficientemente grande, de modo a garantir a existência de ondas planas. Reflexões são eliminadas através dos absorvedores em torno da câmara e da estrutura [87].

Uma técnica alternativa de medição pode ser realizada em um guia de onda, que simula uma FSS infinitamente grande no espaço livre. Nesta técnica, a amostra sob teste deve encaixar adequadamente às paredes do guia de onda de modo que não altere a real periodicidade da FSS. Embora evite os efeitos de difração indesejados, é uma técnica dependente da frequência, visto que o número de ondas dentro do guia varia com a frequência. Além de apresentar diversas outras limitações, a técnica de medição de guia de onda é mais adequada para medidas em uma única frequência, e é limitada à polarização TE [43].

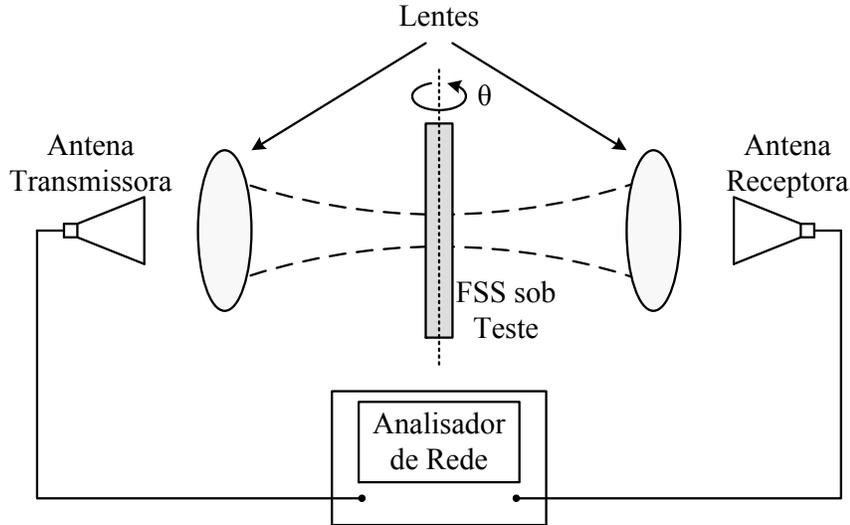


Figura 2.13: Aplicação de lentes corretoras para precisão nas medidas de transmissão em FSS.

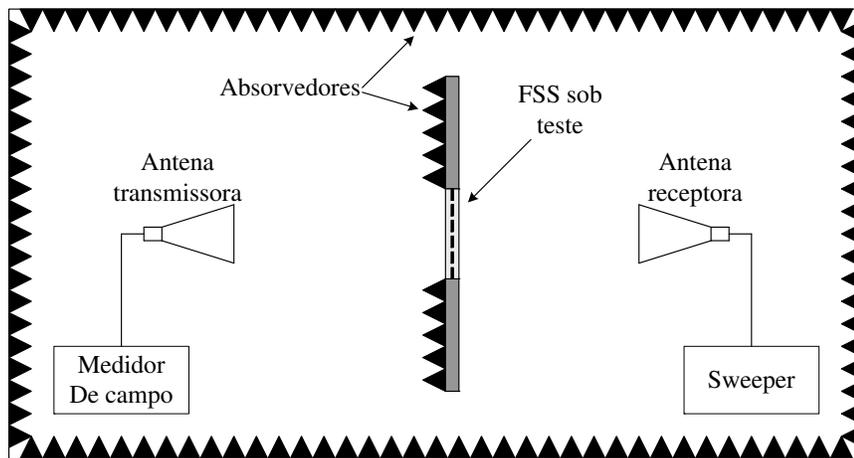


Figura 2.14: Sistema de medição de transmissão em FSS em câmara anecóica.

2.6 Aplicações de FSS

Introduzidas originalmente como filtros espaciais, as superfícies seletivas em frequência vêm sendo aplicadas em uma variedade de outras aplicações. Talvez a aplicação mais conhecida de uma FSS seja o anteparo da porta do forno de micro-ondas. Agindo como um filtro passa-alta, este anteparo limita à área interna do forno à faixa de frequência de micro-ondas de 2,4 GHz, mas deixa passar a faixa de frequência de luz visível (que é uma faixa de frequência muito mais alta - 400 THz a 700 THz). Em outras palavras, embora a porta do forno de micro-ondas seja opticamente “transparente”, ela atua essencialmente como uma blindagem de metal que retém as frequências de micro-ondas geradas internamente [43].

Os radomes são outra importante aplicação em que as superfícies seletivas em frequência são encontradas. Radomes são tipos de FSS passa-faixa que são utilizados em conjunto com um sistema de antena para reduzir a seção reta de radar (*RCS - Radar Cross Section*) da antena fora da sua banda de operação. Os sinais de uma banda de frequência f_1 , por exemplo, passam através do radome com o mínimo de perda de inserção, enquanto que as transmissões indesejadas de uma banda de frequência f_2 são totalmente refletidas. Uma vantagem desse método é que, dependendo da forma do radome, os sinais transmitidos que não estão na banda desejada podem ser refletidos em direções diferentes àquela do sinal emissor, de modo a reduzir a seção transversal de uma antena [36, 43].

Outras áreas de interesse utilizam as propriedades peculiares dessas estruturas para serem exploradas em uma variedade de aplicações, como blindagem eletromagnética, polarizadores, materiais absorventes de radar [88–91] e em estruturas com alta impedância de superfície (*EBG - Electromagnetic Band-Gap* e *AMC - Artificial Magnetic Conductor*), que são empregadas em deslocadores de fase, guias de onda, ou para melhorar as características de radiação de antenas, por exemplo [92–100]. Um dos mais famosos exemplos de estrutura AMC é a superfície de alta impedância de Sievenpiper, apresentada de forma sistemática em [9]. Por causa de suas condições de contorno únicas, as superfícies de alta impedância funcionam como um plano de terra de características únicas para antenas. Essas características envolvem reflexão em fase e supressão de ondas superficiais, em estruturas de dimensões (principalmente altura) e peso reduzidos. A reflexão em fase da onda incidente permite posicionar os elementos radiadores, diretamente acima da superfície da estrutura, a distâncias como, por exemplo, $\lambda/50$, pois, as imagens de corrente equiversas resultam em interferência construtiva, aumentando a eficiência radiada da antena. Proporciona, também, diminuição da altura final de um equipamento que utiliza antenas sobre essas estruturas, pois antenas que utilizam como refletor uma placa comum de metal, precisam ter seus elementos radiadores posicionados a uma distância mínima de $\lambda/4$ [9]. O esboço da superfície texturizada aplicada para melhorar o desempenho de antenas pode ser visto na Figura 2.15.

Na faixa de micro-ondas, estas estruturas também são encontradas em importantes aplicações, como no projeto de sistemas de antenas refletoras banda dupla (*dual band*), banda tripla (*tri band*) e multi-banda [43, 93, 101–103]. Como exemplo, a aplicação de uma FSS como subrefletor dicróico para um sistema de antena do tipo banda dupla é ilustrado na Figura 2.16. A FSS é totalmente refletora para a faixa de frequência do alimentador 1 (f_1) e totalmente transparente para a faixa de frequência do alimentador 2 (f_2), como mostra a Figura. Portanto, a antena pode operar em duas bandas de frequência e pode ser alimentada por duas fontes independentes e espacialmente separadas [104].

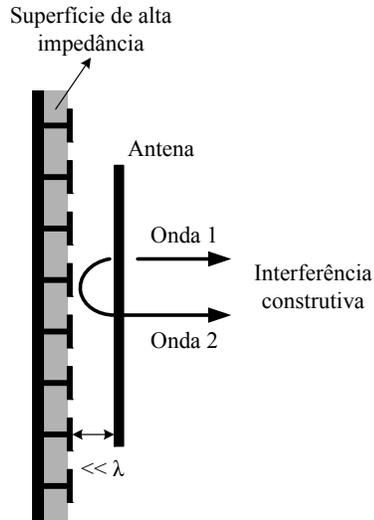


Figura 2.15: Antena embutida em um plano de terra de alta impedância [9].

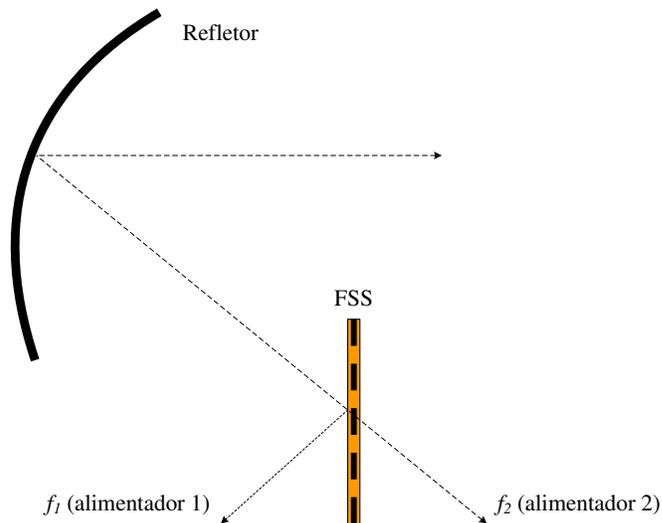


Figura 2.16: Sistema de antena refletora usando FSS para dupla alimentação.

Ainda na área de micro-ondas, as FSS vêm sendo muito utilizadas também no projeto de absorvedores eletromagnéticos planares. Essa aplicação, que será analisada mais profundamente, volta-se ao escopo deste trabalho, ressaltando as vantagens de utilizar as FSS tanto no projeto de novos absorvedores, quanto na melhoria de estruturas clássicas.

Absorvedores eletromagnéticos são, sabidamente, estruturas desafiadoras para os projetistas. Um dos principais desafios envolvidos é obter uma estrutura com alta eficiência de absorção, sobre uma ampla faixa de frequências e que apresente baixa dependência à polarização e incidência angular. Contudo, alcançar tais requisitos, geralmente conduz a projetos com grande volume e peso. Dois exemplos dos problemas mencionados acima, que serão discutidos com maiores

detalhes no Capítulo 4, que trata do projeto de absorvedores, são encontrados nas clássicas estruturas absorventes planares, a famosa tela de Salisbury e a não menos conhecida configuração Jaumann [105–109]. Para ambientes onde a demanda por espaço não é relevante, isso não se torna um ponto crítico do projeto. Claramente, em outras aplicações (por exemplo, na redução da seção transversal de radar ou compatibilidade eletromagnética) o grande volume e peso desses absorvedores não são adequados. A necessidade de utilizar as estruturas absorventes em outras aplicações, aliada à possibilidade de redução de peso e volume, facilidade de montagem, baixo custo e propriedades de filtragem, tornaram a aplicação de FSS no projeto de absorvedores alvo de crescente interesse.

O projeto de um novo absorvedor planar eficiente, o qual foi criado introduzindo furos em uma camada de material absorvedor, foi apresentado por Cui *et. al.* em [110]. A eficiência em resposta do absorvedor é obtida usando algoritmos genéticos, responsáveis pela otimização da espessura, número de furos e disposição desses furos sobre material absorvedor. Para dar suporte aos algoritmos genéticos foi empregada uma técnica de análise baseada no método dos Elementos Finitos com Contorno Integral (FE-BI) no domínio espectral, o que permitiu a flexibilidade na mudança do tipo de material analisado e eficiência na simulação de estruturas não homogêneas. FSS com elementos resistivos também foram criadas utilizando o mesmo procedimento e comparadas com o novo projeto. Os resultados apresentados mostram diferença de até 20 dB entre a mínima potência refletida do material texturizado e da FSS.

Kaleeba *et. al.* apresentaram em [111] o projeto de um absorvedor ativo fino. O absorvedor é baseado na topologia de uma tela de Salisbury, mas usa uma camada com impedância variável para obter características de banda larga. A camada com impedância variável é obtida através de uma superfície seletiva em frequência ativa. O controle ativo da impedância da FSS foi alcançado incorporando diodos *PIN* no centro de cada dipolo. Para permitir que uma tensão de controle fosse aplicada aos diodos simultaneamente, os dipolos foram ligados em cascata através de uma linha de polarização. Os resultados mostraram que, à medida que a corrente de polarização aumenta, o nível de refletividade reduz sobre uma banda de frequências muito maior se comparado a absorvedores passivos convencionais de espessura correspondente.

Recentemente, Seman *et. al.* apresentaram em [112] um método alternativo baseado na topologia de uma tela de Salisbury, para criar um absorvedor que pode ser projetado para trabalhar como uma estrutura banda tripla, ou como banda larga e que apresenta estabilidade angular além do que pode ser obtido com uma simples tela de Salisbury. A melhoria no desempenho foi obtida por meio de duas modificações: a primeira, realizada no corpo da estrutura convencional, foi feita inserindo uma superfície seletiva em frequência entre o plano de terra e a folha resistiva de $377\Omega/\square$, com diferentes espessuras do plano de terra à FSS e da FSS à folha resistiva; e a outra no projeto da FSS, onde dipolos com diferentes comprimentos foram criados

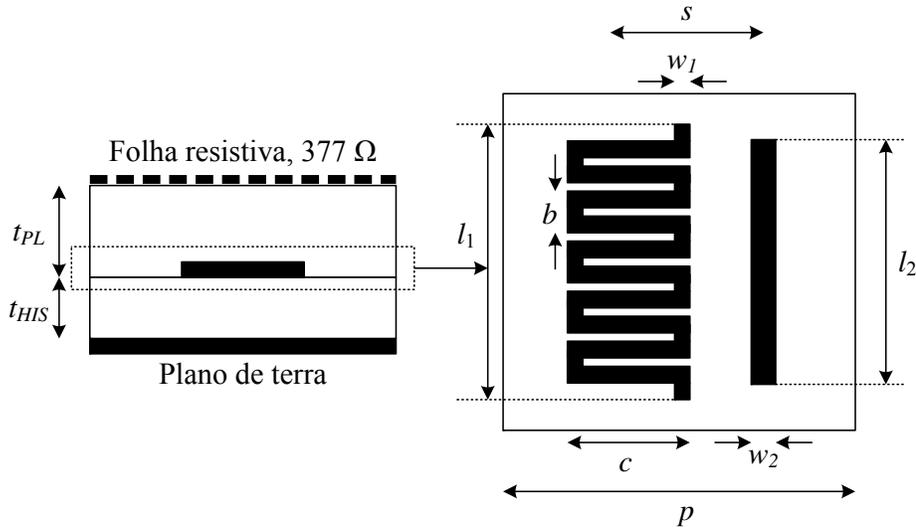


Figura 2.17: Diagrama da topologia do absorvedor e modelo de FSS utilizado em [112].

dentro da mesma célula unitária do arranjo periódico, como mostrado na Figura 2.17. As configurações banda tripla ou banda larga são obtidas quando elementos condutores (não carregados) e elementos resistivos (tintas resistivas ou resistores concentrados) são utilizados, respectivamente. A metodologia para obter o absorvedor banda tripla consiste em projetar os comprimentos dos dipolos da FSS, de modo que as ressonâncias da FSS ocorram na proximidade da ressonância da tela de Salisbury. Os resultados mostraram que a estrutura não carregada gerou três bandas de absorção de larguras 30,6%, 23,9% e 27,8%. O absorvedor banda larga foi obtido ajustando as reflexões de fase da FSS para as posições onde os nulos acima e abaixo da absorção inerente da estrutura ocorrem. Adicionalmente, elementos resistivos (nesse caso resistores concentrados) foram incorporando nos dipolos. Os resultados apresentados mostraram que o absorvedor produz uma banda de absorção de 113%, o que significa um aumento de 52% se comparado ao absorvedor clássico.

Simms *et. al.* mostraram em [113] que a espessura de um absorvedor tela de Salisbury pode ser drasticamente reduzida quando o plano de terra condutor é substituído por uma superfície de alta impedância, composta por arranjo periódico de elementos condutores. Em [114] Seman *et. al.* quantificaram a relação entre a espessura de uma tela de Salisbury apoiada por uma superfície de alta impedância e a largura de banda para refletividade de -10 dB. Uma estratégia de projeto semelhante foi utilizada em [115] para reduzir a sensibilidade angular, eliminar o deslocamento em frequência e a redução da refletividade que é observada quando o absorvedor é submetido à operação sob incidência oblíqua. Superfícies seletivas em frequência metálicas empregando resistores concentrados para o projeto de absorvedores finos banda estreita vêm sendo constantemente propostas [30–32, 116–119]. Estruturas de alta impedância de superfície carregadas também são bastante empregadas para obter absorvedores finos com banda larga

[52–55, 109]. Como observado, as aplicações são muitas e variadas, portanto, os exemplos serão limitados aos apresentados até aqui.

Neste trabalho, superfícies seletivas em frequência resistivas são empregadas com o intuito de alargar a banda de absorção mas, ao contrário de alguns trabalhos previamente mencionados [107–109], sem incorrer em um aumento físico da estrutura. Isso é alcançado, escolhendo uma forma de FSS que ressoe bem antes dos lóbulos de gradeamento como, por exemplo, cruces ou espiras, que por meio de uma segunda ressonância paralela que pode ser gerada entre a FSS e o substrato dielétrico aterrado, gera o comportamento de um absorvedor banda larga. A escolha da forma da FSS e os outros parâmetros envolvidos no projeto são encontrados no Capítulo 4, que apresenta a teoria por trás desta estratégia, bem como uma descrição mais detalhada do projeto do absorvedor.

2.7 O estado atual

Entendidas a importância, alto desempenho, diversidade de aplicações, entre outras qualidades aludidas às superfícies seletivas em frequência, institutos, laboratórios de pesquisa, indústrias e universidades envolveram-se com a tecnologia e têm proporcionado um crescimento exponencial de aplicações, com diversos dispositivos desenvolvidos, testados e publicados. Dentro do contexto apresentado, esta seção relata o resultado de pesquisa bibliográfica na qual foi realizado um levantamento dentro do que foi e do que está sendo feito na área de superfícies seletivas em frequência. Os trabalhos apresentados aqui foram obtidos nos periódicos mais importantes da área e publicados nos últimos cinco anos (2009 - 2013). Apesar de haver menção a diferentes exemplos de pesquisas, como novas aplicações, novos arranjos e técnicas numéricas e computacionais empregadas em otimização, modelagem e síntese de FSS, não há uma abordagem direcionada sobre cada tópico. A presente pesquisa vem agregar valor ao estudo do estado atual da tecnologia. Um estudo mais completo, porém não tão atual, onde são apresentados diversos exemplos de pesquisas referentes a cada abordagem, pode ser encontrado no livro de Campos [37].

Lazaro *et. al.* propuseram em [120] utilizar uma superfície seletiva em frequência ativamente controlada para implementar etiquetas de identificação por rádio (*RFID - Radio-Frequency Identification*) de banda ultra-larga (*UWB - Ultra-Wide-Band*). O controle ativo da FSS é feito por diodos *PIN* de chaveamento que são inseridos entre os dipolos do arranjo. Assim, quando os diodos não estão polarizados, a FSS apresenta alta impedância de superfície e se torna transparente para a onda eletromagnética. Nesse caso, a superfície apresenta um estado de baixa seção reta de radar. Por outro lado, quando os diodos são polarizados a superfície seletiva muda para um estado de baixa impedância, refletindo as ondas eletromagnéticas, e apresenta alta seção reta de radar. Então, basicamente a etiqueta explora a mudança na seção reta de radar da FSS,

que é obtida chaveando os estados dos diodos para modular a resposta de retroespalhamento no domínio do tempo para um pulso de entrada de banda ultra-larga. Substituir a antena da etiqueta por uma FSS e utilizar modulação da energia do pulso refletido devido à mudança no campo retroespalhado (e RCS) da FSS são as principais contribuições do trabalho. Outra importante vantagem devido à substituição é que, usando a FSS, pode-se obter uma alta seção reta de radar com o aumento do número de elementos, o que facilita a detecção das etiquetas. Resultados obtidos através de experimentos mostraram a vantagem de implementar um leitor de RFID UWB de baixo custo usando radares UWB comerciais em relação aos analisadores de rede ou osciloscópios de banda larga, que tornam o sistema caro. A Figura 2.18 mostra o protótipo da etiqueta utilizado para medidas.

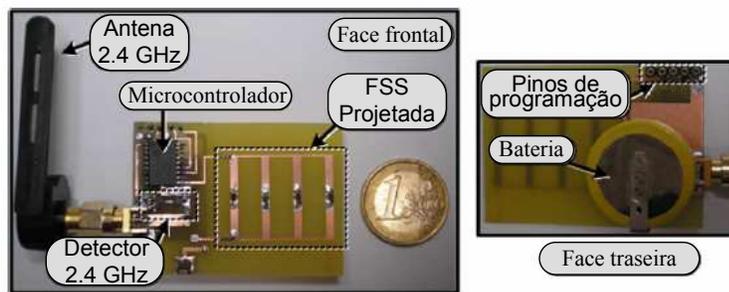


Figura 2.18: Protótipo de etiqueta proposto em [120].

Recentemente, Jazi *et. al.* apresentaram em [121] uma nova classe de antenas com padrões de radiação reconfiguráveis dinâmicos, com feixes diretivos que podem cobrir um padrão de radiação sobre todos os 360° no eixo azimutal, a partir de uma antena omnidirecional. FSS ativas, ligadas por diodos *PIN* foram utilizadas para reconfigurar as respostas eletromagnéticas das superfícies, tornando-as janelas ora transparente, ora opacas para as ondas incidentes. Duas geometrias foram utilizadas para compor as FSS. A primeira estrutura foi baseada em trabalhos anteriores dos próprios autores, como em [122], e é composta por um arranjo de simples dipolos, tendo ainda, linhas de alimentação para o controle ativo da superfície. Esta estrutura fornece apenas dois padrões de radiação diretivos em sentidos opostos, bem como um padrão quase omnidirecional. Devido às linhas de alimentação, a estrutura não pode variar seu feixe sobre todos os ângulos. Além disso, as linhas deterioram também o padrão de radiação no estado omnidirecional. A segunda estrutura é composta por um arranjo de dipolos modificados, os quais ajudam a reduzir as restrições provocadas pelas linhas de alimentação da primeira estrutura. A estrutura possui ainda dois *stubs* projetados para corrigir o deslocamento da posição da banda de rejeição causado pelas linhas de alimentação. Neste caso, a antena pode tanto varrer o feixe ao longo de todo o plano azimute, bem como proporcionar um padrão de radiação omnidirecional.

Nas duas estruturas, uma antena dipolo com as mesmas características é envolvida por uma tela FSS cilíndrica. A configuração utilizada em questão pode ser vista na Figura 2.19.

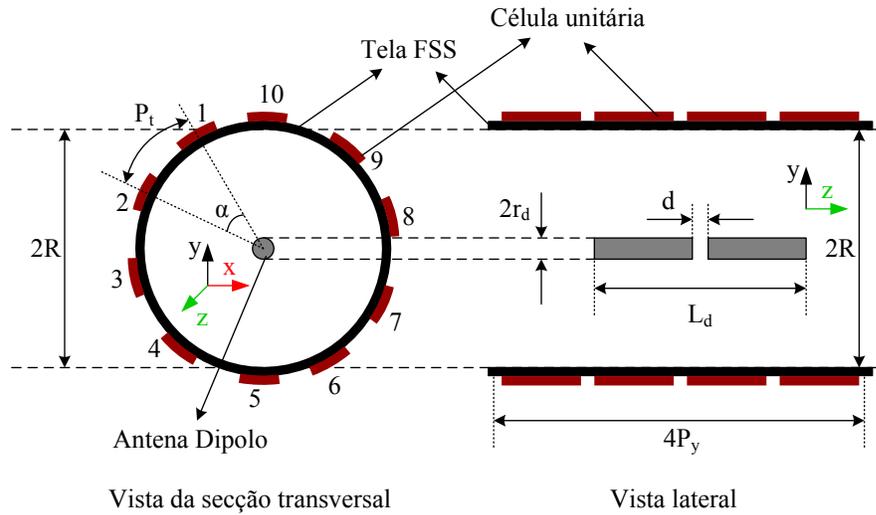


Figura 2.19: Configuração da estrutura proposta para antena com padrão de radiação dinâmico usada em [121].

Uma nova classe de FSS passa-faixa de terceira ordem, que faz uso de elementos não ressonantes, e que possuem dimensões muito menores que o comprimento de onda foi apresentada por Mudar *et. al.* em [123]. A estrutura é composta por um plano formado a partir de um arranjo de *patches* metálicos e por um plano formado a partir de uma grade metálica, ambos os planos separados por um fino substrato dielétrico e com uma periodicidade também muito menor que o comprimento de onda. A estrutura proposta tem como princípio de funcionamento utilizar o comportamento capacitivo do arranjo de pathces e o comportamento indutivo característico da grade metálica, que juntos agem como uma estrutura ressonante única. A principal vantagem dessa nova classe de FSS é a sua espessura total extremamente reduzida, se comparada às FSS tradicionais. Adicionalmente, os resultados obtidos mostraram que, além da vantagem na redução do volume e peso, a estrutura apresenta baixa sensibilidade angular e à polarização incidente, devido também às pequenas dimensões das células unitárias. A Figura 2.20 ilustra a topologia da FSS proposta, formada pelos patches capacitivos, grade metálica e dielétrico.

Dorsey *et. al.* apresentaram em [124] um sistema de calibração fotônico, que é um método alternativo para a calibração de arranjo de antenas em fase. A técnica de calibração proposta, ilustrada na Figura 2.21, consiste de uma estrutura na qual são integrados um fotodiodo e uma antena dipolo eletricamente curta (*ESDA - electrically short dipole antenna*) em cada célula unitária de uma FSS, posicionada sobre todos os elementos do arranjo em fase. Em uma rede de distribuição óptica (*ODN - optical distribution network*), o sinal de RF modulado é amplificado e distribuído para cada elemento ESDA dentro das células unitárias. Após a fotodetecção, o sinal de

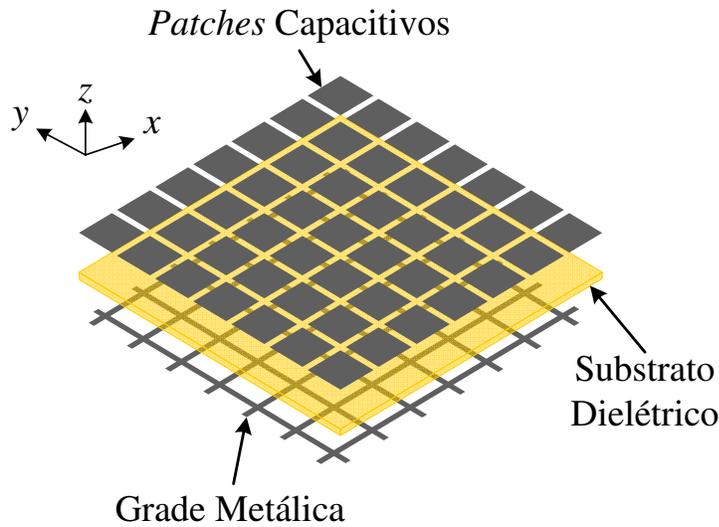


Figura 2.20: Topologia da estrutura FSS proposta em [123].

RF excita os elementos ESDA, enviando os sinais de calibração a cada elemento correspondente. A técnica mostrou a vantagem de criar um sistema de calibração compacto, uma vez que pode ser co-localizado com o arranjo de antenas em fase, diminuindo, assim, os requisitos de tamanho para o sistema completo. Os resultados obtidos através de experimentos mostraram a validade do sistema. Além disso, esta FSS permite que o sistema de calibração seja colocado em frente de a um arranjo de antenas em fase sem afetar o desempenho de RF do arranjo.

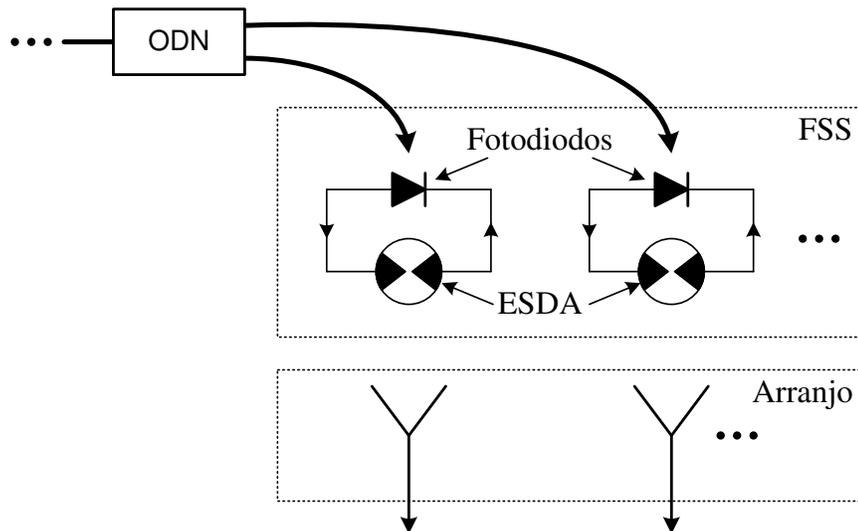


Figura 2.21: Sistema de calibração para arranjo de antenas em fase proposto em [124].

Raspopoulos *et. al.* investigaram e demonstraram em [125] a criação de isoladores e de repetidores passivos de redes de comunicação sem fio para ambientes internos através da aplicação de superfícies seletivas em frequência. Para tanto, uma simples estrutura composta por espiras

metálicas quadradas construídas sobre um substrato dielétrico convencional, e que pode ser facilmente disposta sobre as paredes do ambiente foi utilizada. As dimensões da FSS foram projetadas para operar na faixa 2,4 GHz, *WLANs* com padrões *IEEE* 802.11 b e g, e isolar sinais de outras faixas de frequência. Simulações iniciais foram realizadas e a validade da aplicação proposta foi confirmada através de experimentos, onde um ambiente interno em pequena escala foi construído e medido em câmara anecóica. Três casos foram estudados; refletores feitos de madeira, superfície metálica e FSS. Resultados medidos mostraram significativo aumento da intensidade do sinal na frequência de projeto para o caso com FSS, em relação aos obtidos com o refletor de madeira. Não houve diferença em relação aos resultados obtidos com a superfície metálica, em 2,4 GHz, mas significativa redução dos resultados da FSS em outras frequências. Os resultados obtidos mostraram, portanto, a possibilidade de aplicar a FSS como um repetidor passivo, usado para aumentar a cobertura do sinal de frequências específicas de operação, sem interferir em outros sistemas que operam em frequências distintas.

Superfícies de alta impedância compreendendo FSS com perdas foram utilizadas no projeto de absorvedores ultrafinos, no trabalho apresentado por Costa *et. al.*, em [126]. Duas estruturas foram propostas, uma composta de uma FSS com simples *patches* quadrados para a configuração banda estreita, e outra compreendendo um arranjo de espiras quadradas, a qual compunha uma configuração banda larga. As geometrias mencionadas foram escolhidas por apresentarem melhor largura de banda às devidas configurações. Nas estruturas, as perdas foram inseridas pintando os próprios padrões das FSS com tintas resistivas, o que torna o projeto mais simples se comparado ao uso de resistores concentrados. Através de um modelo de circuito concentrado, regras para determinar a resistência de superfície ótima da FSS foram apresentadas. O método apresentado e os resultados obtidos mostraram a viabilidade de criar absorvedores com alto desempenho e com estruturas muito finas e leves.

Um procedimento para projetar e fabricar absorvedores eletromagnéticos planares de banda larga, baseados em FSS foi apresentado e discutido por Fallahi *et. al.* em [127]. Nas estruturas propostas (estruturas com furos), uma apresentou alterações apenas na geometria da FSS; a outra foi criada fazendo-se furos no substrato com perdas sobre os quais as FSS foram posicionadas. O alto desempenho dos absorvedores foi alcançado através de algoritmos de otimização, que, para o caso do absorvedor com substrato homogêneo, foi devido às alterações na geometria da FSS, e no caso da estrutura perfurada, pela otimização do número e distribuição dos furos no substrato. Para a estrutura proposta, foi verificado que apenas um furo no centro da célula alcançaria o melhor desempenho. O método dos momentos em conjunto com o método de linha de transmissão foi utilizado para calcular as estruturas adequadas desenhadas pelo algoritmo. Resultados de medida mostraram que o absorvedor com substrato homogêneo obteve largura de banda de 6,6 GHz na frequência de projeto. Já o absorvedor com substrato perfurado apresentou

uma largura de banda de 13,1 GHz, o que representa uma melhoria de 100% na largura de banda em comparação com a primeira estrutura. A grande melhoria na largura de banda se deve principalmente à ressonância adicional criada quando o substrato é perfurado. Além do alto desempenho em termos de largura de banda, a estabilidade da frequência com incidência oblíqua é observada. Apesar do alto desempenho obtido pelas estruturas, o procedimento utilizado é complexo e oferece pouco entendimento do mecanismo de funcionamento.

Ainda que as aplicações apresentadas tenham sido limitadas às apresentadas até aqui, percebe-se que as FSS são encontradas em uma vasta gama de aplicações e em diversas áreas da engenharia.

CAPÍTULO 3

Análise de FSS pelo Método do Circuito Equivalente

Este capítulo apresenta a análise de superfícies seletivas em frequência com base na modelagem do circuito equivalente. Os fatores que influenciam na resposta da FSS, mencionados na seção 2.4, são estudados mais a fundo. Dessa forma, o estudo paramétrico dos elementos da FSS começa com o desenvolvimento de um modelo de circuito para descrever o comportamento em frequência esperado da superfície. Para chegar a um modelo preciso, análises usando um simulador de onda completa devem ser realizadas. A abordagem de onda completa é necessária para estabelecer uma relação entre os parâmetros físicos da célula unitária e os elementos concentrados do modelo de circuito. Com um modelo de circuito preciso, pode-se então, obter a resposta em frequência desejada (frequência central, largura de banda e perda de inserção).

3.1 Introdução

A modelagem correta e precisa de superfícies seletivas em frequência se tornou o objetivo de muitos pesquisadores desde suas primeiras aplicações. Os primeiros trabalhos desenvolvidos tiveram como base os elementos mais simples, onde arranjos de grades e *patches* condutores foram analisados, como no trabalho de Kontorovich [128]. Em seu trabalho, Kontorovich não considerou qualquer fenômeno ressonante; portanto, quando o período do arranjo se torna comparável ao comprimento de onda, ressonâncias ocorrem e o método perde a validade. Abordagens semi-empíricas foram empregadas por alguns autores para contornar o problema e analisar os arranjos até a primeira ressonância. O modelo de grade de fitas condutoras paralelas, que é o ponto de partida para o desenvolvimento de circuitos equivalentes de estruturas FSS, foi inicialmente proposto por Marcuvitz [50]. O trabalho de Marcuvitz foi estendido por Ulrich [129], que forneceu uma abordagem para grades de malha metálica fina e suas estruturas complementares. Lee e Zarrillo apresentaram em [82] melhorias às modelagens mencionadas. Adicionalmente, através da abordagem de uma matriz de espalhamento, a fórmula foi estendida para cobrir o caso de cascadeamento de diversas FSS. A modelagem analítica de diversos tipos de grades foi apresentada em [130]. Alguns dos problemas relacionados aos modelos apresentados são devidos ao fato de que esses modelos só podem ser aplicados a tais elementos FSS específicos. Além disso, eles não consideram qualquer influência do substrato dielétrico. As formulações mencionadas

CAPÍTULO 3. ANÁLISE DE FSS PELO MÉTODO DO CIRCUITO EQUIVALENTE

consideraram o efeito do substrato como uma permissividade média das camadas que envolviam a FSS. Contudo, como descrito por [127], esta aproximação é aceitável apenas para substratos dielétricos espessos (mais espessos do que metade da periodicidade da célula unitária), ou quando a periodicidade é muito menor do que o comprimento de onda de operação [37]. Na prática, os substratos dielétricos são muito mais finos do que o comprimento de onda de operação e eles devem ser levados em conta no cálculo da permissividade média.

Nesta pesquisa é proposto um modelo que aproxima a resposta de superfícies seletivas em frequência. Dessa forma, é possível analisar elementos FSS com geometrias diversas. Para tanto, a forma da FSS a ser analisada é simulada com uma periodicidade fixa, para incidência normal e para um elemento perfeitamente condutor (configuração *freestanding*). Uma vez obtidos os valores de indutância e capacitância, e com um modelo de circuito associado ao elemento, é possível computar a resposta da FSS com diferentes parâmetros sem o consumo de tempo de um simulador de onda completa. Isso pode ser feito computando a nova impedância da FSS, válida para diferentes periodicidades, para ângulos de incidência oblíquos, bem como na presença de substratos dielétrico. A nova impedância obtida pode ser então adicionada na linha de transmissão equivalente. As novas impedâncias podem ser calculadas através de simples relações que consideram o efeito dos parâmetros introduzidos na estrutura. Uma das vantagens do modelo é que, uma vez caracterizado um elemento FSS, o procedimento proposto resulta em uma ferramenta simples e rápida de análise. O modelo é válido até a primeira ressonância, onde os lóbulos de gradeamento ocorrem ($p = \lambda_g$ para incidência normal e $p = \lambda_g/2$ para incidência oblíqua).

3.2 Modelo do Circuito Equivalente de FSS

Como discutido na seção 2.5, o modelo do circuito equivalente foi escolhido como a técnica de análise desta pesquisa. Nesta técnica a superfície seletiva em frequência é representada por seu circuito equivalente, o espaço livre é representado por uma linha de transmissão de 377Ω e as equações de linha de transmissão são derivadas para obter os parâmetros referentes a cada forma geométrica da FSS. Esta técnica de modelagem requer recursos computacionais mínimos enquanto prediz com rapidez o desempenho das estruturas e com bom nível de precisão até a primeira ressonância. Para elementos cuja forma apresente uma ressonância simples, ou seja, elementos em que a primeira ressonância ocorra antes dos lóbulos de gradeamento, a resposta em frequência da FSS pode ser aproximada por um circuito LC série. Para o modelo dual, um LC paralelo é o circuito que melhor representa a FSS indutiva. O modelo de análise parte, portanto, da configuração mais simples, a chamada configuração *freestanding* (que é o caso onde a FSS é feita de condutor perfeito suspenso no ar). Para essa configuração, o modelo de linha de transmissão mostrado na Figura 3.1 representa adequadamente resposta em frequência da FSS.

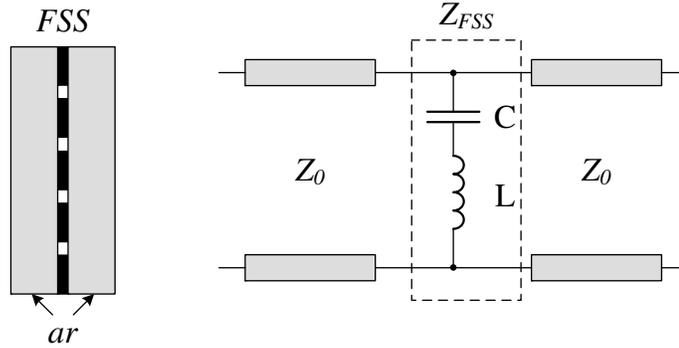


Figura 3.1: Arranjo FSS na configuração *freestanding* e modelo de circuito equivalente.

A impedância da FSS é obtida resolvendo o circuito LC série, e é representada por $Z_{FSS} = (1 - \omega^2 LC) / (j\omega C)$.

A impedância de entrada é, portanto, obtida pelo paralelo entre a impedância da FSS e a impedância do espaço livre:

$$Z_{ent} = \frac{Z_{FSS} \cdot Z_0}{Z_{FSS} + Z_0} \quad (3.1)$$

Os parâmetros concentrados podem ser extraídos após as simulações de onda completa da geometria, que neste trabalho foram realizadas no *software CST Microwave Studio* (Apêndice C) e obter a impedância para a FSS *freestanding*, que é dada através da seguinte expressão:

$$Z_{FSS} = -\frac{Z_0^2 (1 + \Gamma)}{2Z_0 \Gamma} \quad (3.2)$$

sendo Γ o coeficiente de reflexão da estrutura e Z_0 a impedância do espaço livre. Uma vez que a FSS é simulada na configuração *freestanding*, esta é considerada sem perdas e sua impedância é puramente imaginária. Caso um elemento com perdas seja usado, uma resistência série pode ser inserida no circuito.

Após obter a impedância da FSS, os parâmetros concentrados (indutância e capacitância) podem ser extraídos. Para obter tais parâmetros, o método utilizado considera a frequência onde a impedância da FSS tem um ponto nulo. Nesse ponto de ressonância, a capacitância e a indutância estão relacionadas através da seguinte relação ($C = 1/\omega^2_0 L$). Em seguida, utiliza-se um procedimento iterativo para encontrar o valor de indutância que diminui a máxima distância entre as curvas de impedância de onda completa e do circuito LC série. Nesse ponto, um valor de capacitância correspondente também é extraído. A Figura 3.2 apresenta um fluxograma resumido do algoritmo que foi utilizado para obter os parâmetros de circuito. A observação (*) representa que o coeficiente de reflexão deve ser inserido no comparador para obtenção dos parâmetros concentrados.

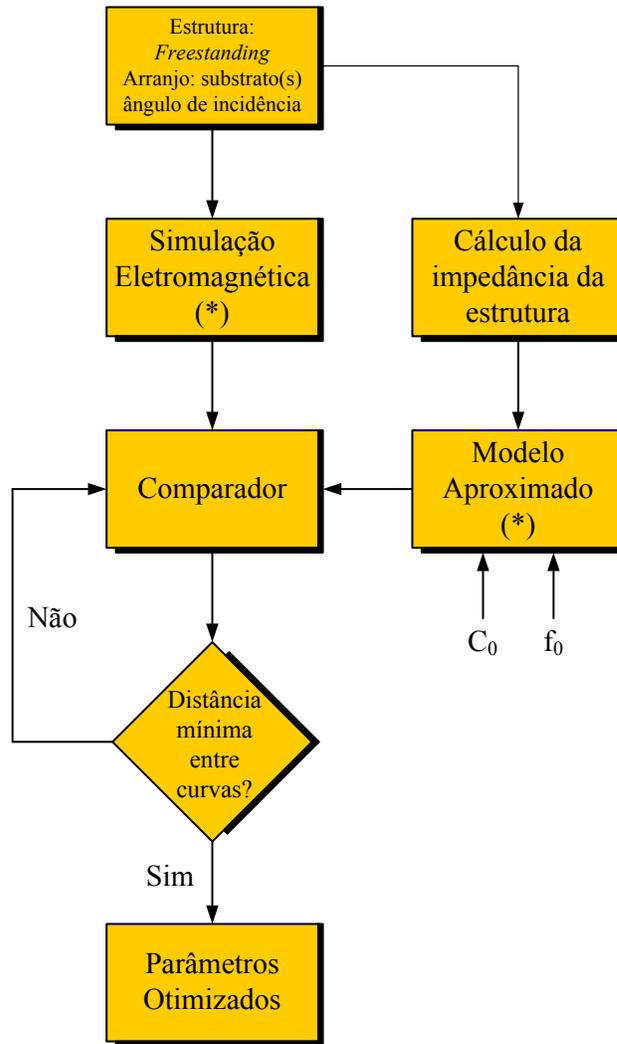


Figura 3.2: Fluxograma do algoritmo utilizado para obtenção dos parâmetros concentrados.

Visto que a configuração *freestanding* é considerada como uma estrutura ideal, os valores dos parâmetros extraídos nessa configuração não são encontrados em estruturas reais e são tomados apenas como referência. Habitualmente, superfícies seletivas em frequência são dispostas em substratos dielétricos. Sob tal condição, linhas de transmissão adicionais representando as camadas dielétricas precisam ser consideradas na extração dos parâmetros L e C. Considerando a FSS entre camadas dielétricas, por exemplo, como o modelo mostrado na Figura 3.3, a nova impedância da FSS pode ser encontrada por:

$$Z_{ent} = Z_1 \frac{1 + \Gamma_{ent}}{1 - \Gamma_{ent}} \quad (3.3)$$

e o coeficiente de reflexão da estrutura representado por:

$$\Gamma_{ent} = \frac{Z_0(1 + \Gamma_d) - Z_1(1 - \Gamma_d)}{Z_0(1 + \Gamma_d) + Z_1(1 - \Gamma_d)} \quad (3.4)$$

onde Z_1 é a impedância da primeira camada dielétrica vista pela onda e Γ_d é o coeficiente de reflexão da nova estrutura.

A nova impedância de carga, Z_L , pode ser obtida por meio de equações clássicas de linhas de transmissão. Com a impedância de carga encontrada, é necessário apenas resolver um circuito paralelo para encontrar a impedância da FSS. Caso a FSS seja inserida sobre apenas uma camada dielétrica, uma linha de transmissão correspondente e, conseqüentemente, uma nova impedância e um novo coeficiente de reflexão, relacionados à estrutura devem ser considerados no modelo de circuito.

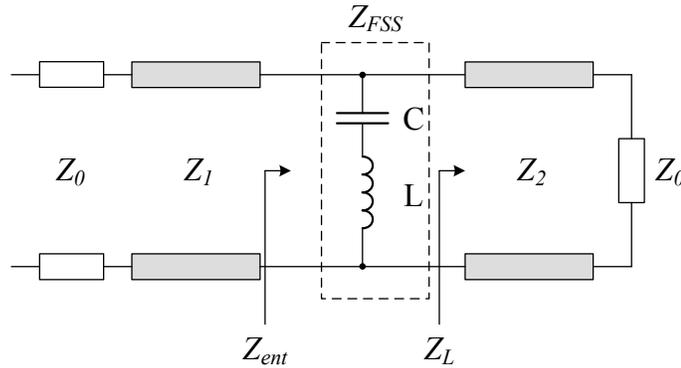


Figura 3.3: Modelo de circuito equivalente concentrado para análise de FSS entre camadas dielétricas.

3.2.1 Configuração freestanding: geometrias com ressonância simples

Com o intuito de analisar o comportamento das FSS na configuração mais básica, diversas geometrias foram estudadas. Essa análise inicial, mesmo não considerando importantes parâmetros que influenciam na resposta da FSS, passa uma importante percepção do comportamento geral da estrutura. A primeira geometria analisada foi o elemento de interior sólido, o *patch* quadrado. Como mencionado anteriormente, o modelo gera resultados precisos até a primeira ressonância. A geometria possui uma célula unitária com periodicidade $p = 10$ mm e um espaçamento entre os elementos $g = 2,5$ mm (ver Figura 3.4), o que fornece uma frequência de ressonância de aproximadamente 30 GHz, para incidência normal. Para a geometria com tais dimensões, os valores ótimos de indutância e capacitância obtidos pelo algoritmo de extração foram de $C = 44,47$ fF e $L = 0,67$ nH. A Figura 3.4 mostra as impedâncias da FSS para geometria *patch*, obtidas através da simulação de onda completa, modelo de circuito e modelo aproximado (que considera o elemento FSS puramente capacitivo). Como pode ser observado, o modelo de circuito está em boa concordância com a simulação eletromagnética até a propagação dos lóbulos de gradeamento.

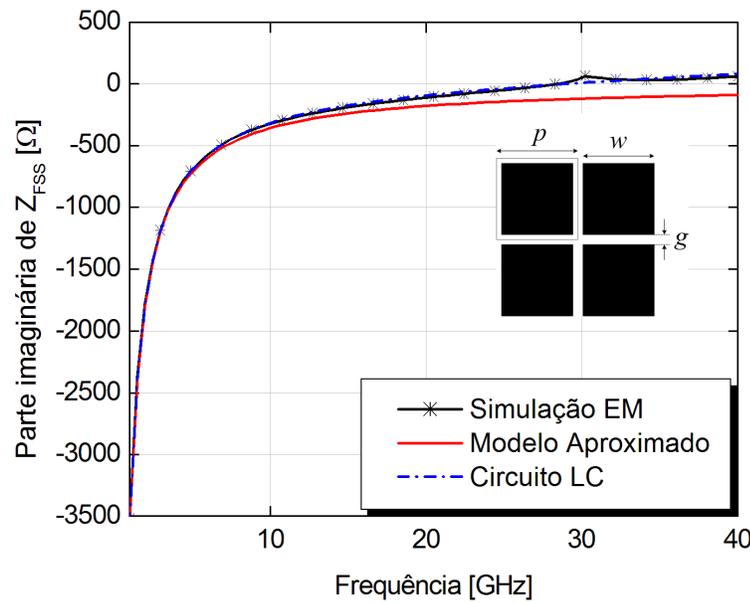


Figura 3.4: Comparação de impedância entre três diferentes modelos: simulação eletromagnética, modelo de circuito e modelo médio.

Na Figura 3.5 são apresentados os coeficientes de reflexão obtidos empregando as impedâncias mostradas na Figura 3.4. É observado que o modelo aproximado perde sua validade à medida que a periodicidade da célula alcança meio comprimento de onda. Isso pode ser devido ao fato de que o modelo médio não leva em consideração qualquer efeito físico. Além disso, o efeito da indutância também não é considerado nesse modelo.

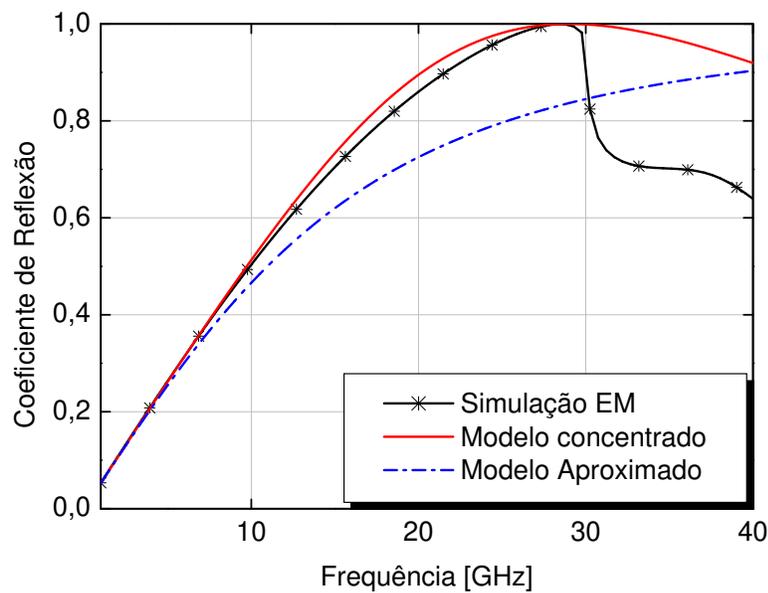


Figura 3.5: Comparação entre os coeficientes obtidos por diferentes modelos.

CAPÍTULO 3. ANÁLISE DE FSS PELO MÉTODO DO CIRCUITO EQUIVALENTE

O procedimento adotado também permite analisar formas geométricas mais complexas. Embora complexos, alguns elementos FSS são ainda regidos pela rede LC série, como o caso das próximas geometrias analisadas, a espira quadrada e a cruz, essa última, algumas vezes adotada como dipolo cruzado, por alguns autores [37, 43]. Para esses elementos a primeira ressonância ocorre bem antes dos lóbulos de gradeamento.

Para o arranjo periódico de espiras quadradas, mostrado na Figura 3.6(a), a primeira ressonância ocorre em função da frequência onde o comprimento da espira é igual a λ . É importante destacar que, mesmo com efeito menor, outros parâmetros também influenciam na localização da frequência de ressonância, como largura das fitas e separação entre os elementos. A segunda ressonância ocorre em correspondência da frequência onde a periodicidade da célula se torna igual a λ . Os parâmetros físicos da espira quadrada mostrados na Figura 3.6(a) são $p = 10$ mm, $l = 8,75$ mm, $g = 1,25$ mm e $w = 0,625$ mm, para os quais, os valores ótimos dos parâmetros concentrados obtidos pelo algoritmo são $C = 71,96$ fF e $L = 3,52$ nH. Os parâmetros extraídos são então usados no modelo de circuito e os resultados comparados com a simulação eletromagnética, conforme mostrado nas Figuras 3.7 e 3.8. As curvas de impedância e coeficiente de reflexão para a espira quadrada são mostradas nas Figuras 3.7 e 3.8, respectivamente. A partir da comparação das curvas, verifica-se que o modelo concentrado se ajusta precisamente até a primeira ressonância. Como pode ser observado, um pequeno deslocamento entre as curvas ocorre próximo à segunda ressonância. Esse desvio poderia ser corrigido levando em conta a segunda ressonância, o que é feito através da inclusão de uma capacitância em paralelo ao circuito LC série. Contudo,

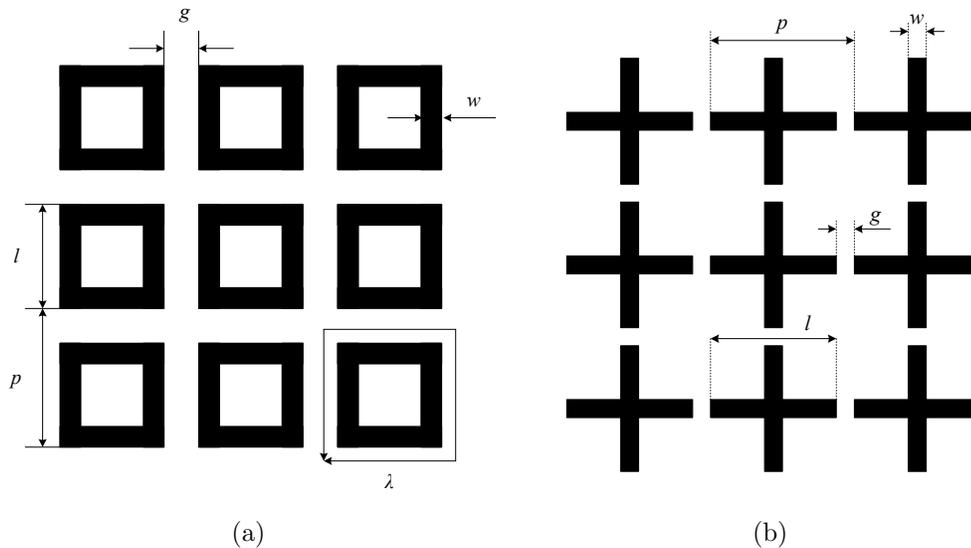


Figura 3.6: Arranjo de FSS e parâmetros físicos para (a) espiras quadradas e (b) dipolo cruzado.

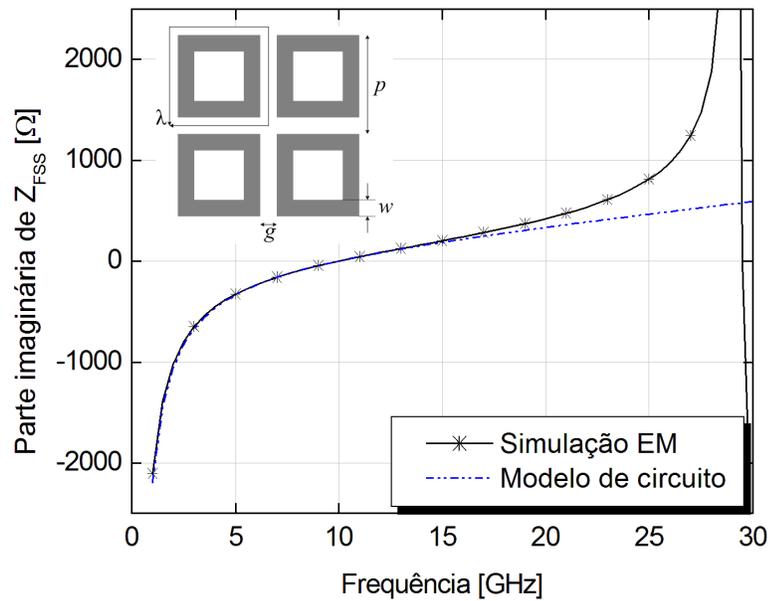


Figura 3.7: Comparação entre as impedâncias da espira quadrada obtidas com simulação eletromagnética e modelo de circuito.

a ressonância ocorre em uma região não linear e isso cria alguns problemas após a introdução de camadas dielétricas [51].

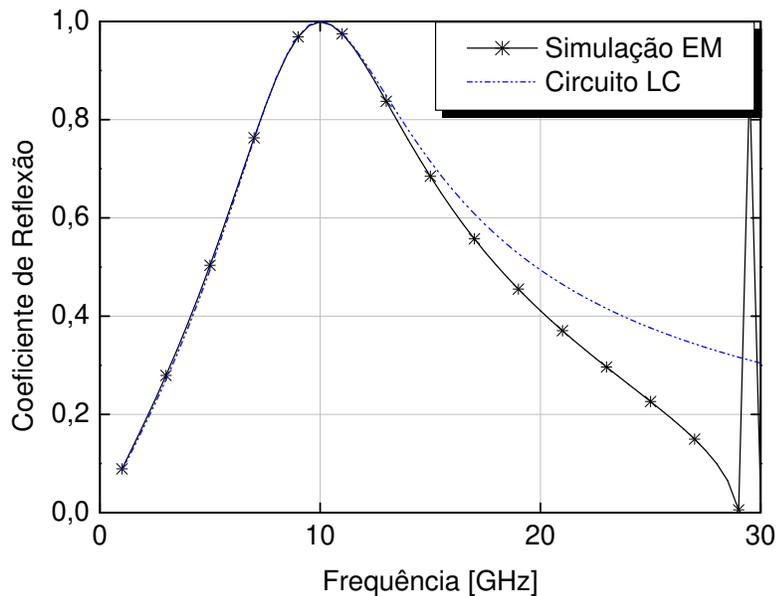


Figura 3.8: Comparação entre os coeficientes de reflexão para a espira quadrada, obtidos pela simulação eletromagnética e modelo de circuito.

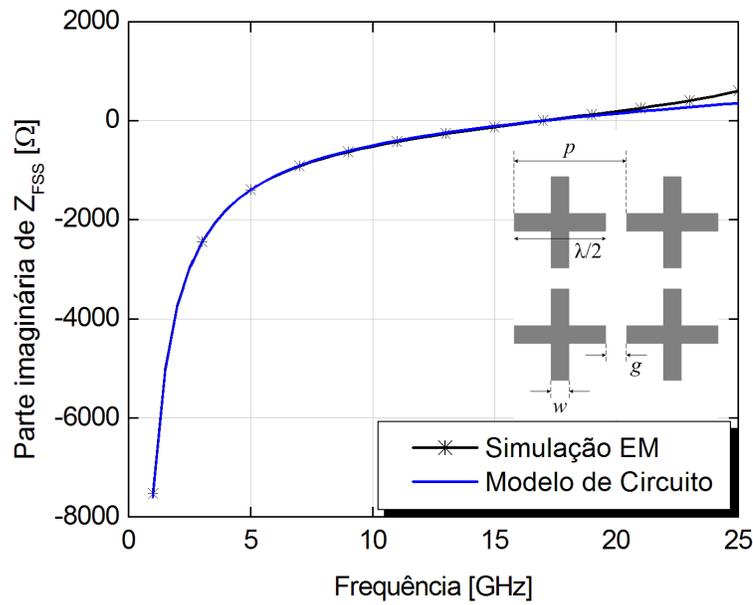


Figura 3.9: Comparações entre as impedâncias do arranjo de cruz obtidas com simulação eletromagnética e modelo de circuito.

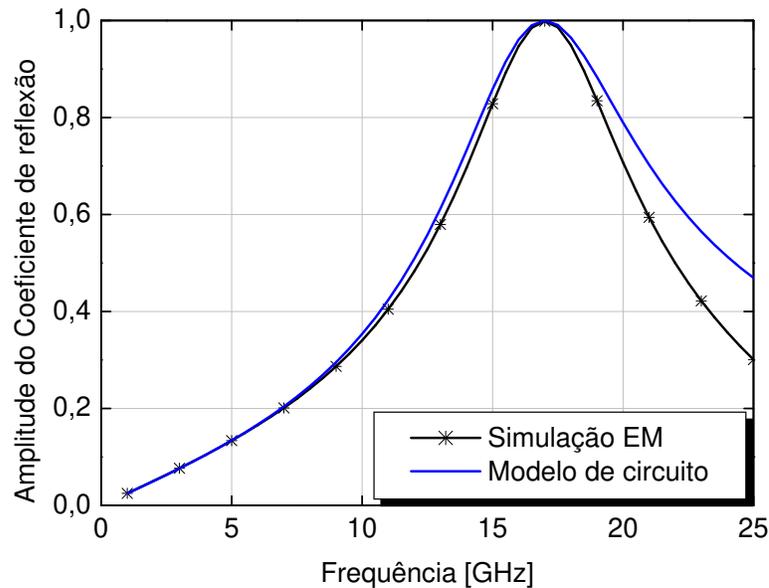


Figura 3.10: Comparação entre os coeficientes de reflexão para o arranjo de cruz, obtidos pela simulação eletromagnética e modelo de circuito.

A Figura 3.6(b) ilustra a FSS com arranjo de cruzes e seus parâmetros físicos. Para essa geometria, a primeira ressonância ocorre em função da frequência onde o comprimento de um dos dipolos da cruz é igual a $\lambda/2$, e a segunda ressonância ocorre quando a periodicidade da célula é igual a λ . As Figuras 3.9 e 3.10 ilustram a comparação da impedância e do coeficiente

de reflexão entre os resultados obtidos com o simulador eletromagnético e do modelo de circuito. As dimensões da estrutura são $w = 1,25$ mm, $g = 1,25$ mm, $p = 10$ mm e $l = 8,75$ mm. Para a estrutura com essas dimensões, os valores ótimos dos elementos concentrados extraídos através do algoritmo foram $L = 4,2$ nH e $C = 20,86$ fF.

3.2.2 *Significado físico e influência dos parâmetros concentrados*

O mecanismo de operação de superfícies seletivas em frequência tradicionais é baseado na ressonância dos elementos, e a teoria de arranjo de antenas em fase oferece o fundamento teórico por trás dessas superfícies [35]. Para entender o conceito de filtragem espacial, pode-se considerar uma onda plana iluminando um arranjo de elementos metálicos. Isso que causa uma oscilação dos elétrons no metal e provoca a excitação de corrente nesses elementos. A amplitude da corrente gerada depende da força do acoplamento de energia entre a onda e os elementos. O acoplamento alcança seu maior nível na frequência fundamental, onde o comprimento dos elementos é igual a meio comprimento de onda. Como resultado, os elementos são formados de modo que eles ressoem próximo à frequência de operação. Dependendo de sua distribuição, a própria corrente atua como uma fonte eletromagnética, produzindo um campo espalhado. Isso ocorre devido à porção da energia incidente que é absorvida. Por exemplo, a fim de manter o elétron em contínuo estado de oscilação, certa quantia da energia incidente deve ser, portanto, convertida em energia cinética do elétron. Isso resultará na absorção da maior parte da energia incidente, que será irradiada de volta, levando a uma baixa transmitância do filtro. A transmissão através do filtro será zero se toda a energia da onda incidente for convertida em energia cinética do elétron. Por outro lado, se uma pequena quantia da energia incidente é absorvida pelos elétrons, uma alta transmitância ocorre. Como mencionado acima, a distribuição da corrente nos elementos determina o comportamento em frequência da FSS e essa corrente depende da forma dos elementos. As FSS radiam energia nos lóbulos de gradeamento quando o período do arranjo é maior que um comprimento de onda [132].

Visto que FSS têm seu funcionamento baseado em comportamento ressonante, ambos os efeitos, capacitivos e indutivos são exigidos. O significado físico das indutâncias e capacitâncias espaciais formadas nos arranjos periódicos pode ser explicado recorrendo aos princípios eletrostáticos. De acordo com a teoria eletrostática, dois condutores ligados a diferentes tensões DC constituem um capacitor de placas paralelas. Do mesmo modo, se de alguma forma um campo elétrico for estabelecido entre dois condutores, cria-se também um capacitor, sendo sua capacitância estática diretamente proporcional à área das placas A e inversamente proporcional à separação das placas d ($C = \epsilon A/d$). A Figura 3.11(a) mostra o capacitor formado entre dois *patches* metálicos adjacentes. Uma corrente fluindo em um fio, por outro lado, produz um efeito indutivo, de acordo com a teoria eletrodinâmica. De modo similar, expor um fio a um campo magnético variante no tempo, que tem uma componente perpendicular ao plano do fio, produz

uma corrente ao longo do fio (indutor). Isso é mostrado na Figura 3.11(b). O valor da indutância pode ser explicado recorrendo à expressão da indutância de dois fios paralelos de comprimento l , raio a e distância d ($L = l/\pi \ln(d/a)$). Ainda que as expressões mencionadas não obtenham os reais valores dos parâmetros concentrados, o objetivo da discussão é entender qualitativamente a razão porque determinadas geometrias geram valores específicos de capacitância e indutância.

Os princípios básicos apresentados acima podem ser usados para explicar os valores de capacitância e indutância para cada geometria, obtidos na seção anterior. A FSS com arranjo de cruz apresentou o menor valor de capacitância, visto que o capacitor de placas paralelas formado por essa geometria tem a menor área entre os elementos analisados ($w = 1,25$ mm e $g = 1,25$ mm). O patch apresentou capacitância maior que a da cruz, pois possui maior área entre os elementos adjacentes, ainda que sua distância de separação seja maior ($l = 7,5$ mm e $g = 2,5$ mm). O maior valor de capacitância foi obtido pela espira quadrada, pois essa geometria apresentou maior área entre as formas analisadas e menor distância de separação entre os elementos ($l = 8,75$ mm e $g = 1,25$ mm). Os valores de indutância também podem ser estimados através da equação apresentada. O elemento cruz apresentou um alto valor de indutância uma vez que é formado por fitas estreitas. Infere-se que o valor da indutância para o patch foi o menor, pois este elemento possui uma placa muito larga, que corresponde a um alto valor do raio do fio.

3.2.3 Configuração freestanding: geometrias com dupla ressonância

Em certas situações, devido ao tamanho finito das placas, dependendo das aplicações, a frequência de interesse foge dos limites de projeto e não é incomum haver necessidade de empregar formas mais complexas para atender às necessidades do projeto e alcançar frequências de determinadas aplicações. Desse modo, arranjos mais complexos também foram analisados com o intuito de verificar a viabilidade de aplicação do modelo proposto. Alguns desses elementos

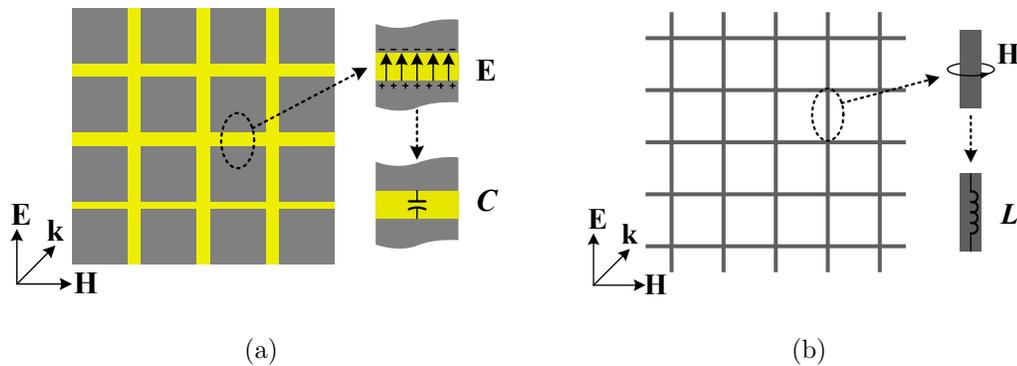


Figura 3.11: Formação de elementos indutivos e capacitivos. Capacitor formado pelo campo elétrico estabelecido *patches* adjacentes (a); comportamento indutivo de um fio perpendicular ao campo magnético de uma onda iluminando a grade (b).

são úteis para obtenção de superfícies seletivas em frequência com resposta do tipo banda dupla, pois apresentam comportamento com dupla ressonância na zona de propagação Floquet de ordem zero. A análise dessas estruturas pode ser realizada incluindo um segundo circuito LC ressonante (ver Figura 3.12(b)).

Como primeiro exemplo, um arranjo de cruz de Jerusalém é considerado. Este é um dos mais antigos elementos utilizados no projeto de FSS devido, principalmente, às suas propriedades de filtragem [36, 42]. A geometria consiste de dois dipolos cruzados, ou cruz, com as extremidades terminadas com pequenas seções ortogonais. Essa modificação provoca a redução na frequência de ressonância de uma cruz simples, criando assim, um filtro banda estreita. O arranjo da cruz de Jerusalém é apresentado na Figura 3.12(a). O modelo de circuito equivalente da cruz de Jerusalém foi desenvolvido por Leonard e Cofer [133], e é também aplicado às próximas geometrias com ressonância dupla apresentadas nesta seção. A impedância do novo circuito com dupla ressonância aplicado à cruz de Jerusalém e demais formas que podem ser descritas por este circuito é dada por:

$$Z_{FSS} = j \frac{(1 - \omega^2 L_S C_S)(1 - \omega^2 L_P C_P)}{\omega [C_P + C_S - \omega^2 C_S C_P (L_S + L_P)]} \quad (3.5)$$

onde L_s e C_s são a indutância e capacitância do primeiro circuito série ressonante e L_p e C_p , a indutância e capacitância do segundo circuito série ressonante, paralelo ao primeiro.

A expressão do modelo de circuito das geometrias com dupla ressonância apresenta dois zeros e dois pólos, sendo que as frequências ressonantes podem ser diretamente obtidas através dos nulos da impedância. Dessa forma, em função dessas ressonâncias, é possível obter as seguintes relações, igualando o numerador e o denominador de (3.5) a zero:

$$C_S = \frac{1}{L_S \omega_{Z_1}^2}$$

$$L_S = \frac{\left(\frac{\omega_{P_2}^2}{\omega_{Z_2}^2}\right) L_S C_S - \left(\frac{1}{\omega_{Z_2}^2}\right)}{C_S \left(1 - \frac{\omega_{P_2}^2}{\omega_{Z_2}^2}\right)} \quad (3.6)$$

$$C_P = \frac{1}{L_P L_S \omega_{Z_1}^2}$$

onde ω_{Z_1} , ω_{Z_2} e ω_{P_2} representam respectivamente os dois zeros e o segundo pólo da equação (3.6) e são gerados a partir dos nulos da função derivada da impedância. O primeiro pólo ocorre quando a frequência é $\omega_{P_1} = 0$. A indutância L_P do segundo circuito ressonante é encontrada através de um procedimento iterativo que diminui a máxima distância entre as curvas de impedância do modelo de onda completa e do circuito LC série, do mesmo modo que foi realizado para o modelo com uma ressonância.

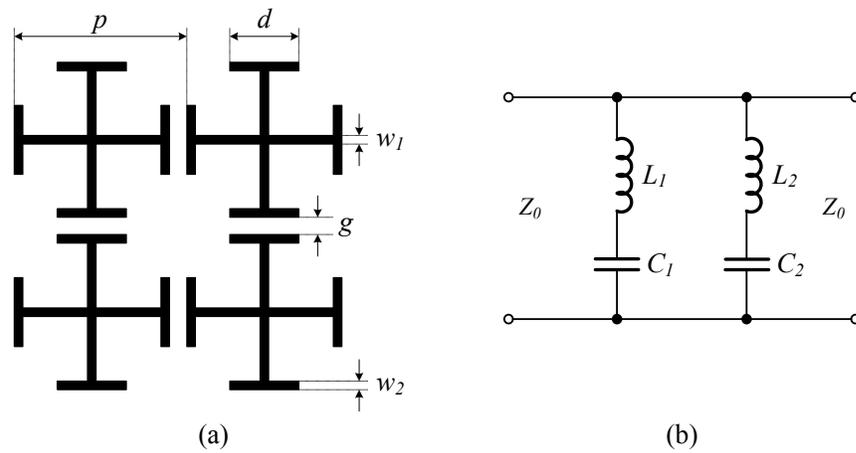


Figura 3.12: Arranjo com cruz de Jerusalém e parâmetros físicos (a); e modelo de circuito equivalente para a cruz de Jerusalém e para as formas com dupla ressonância (b).

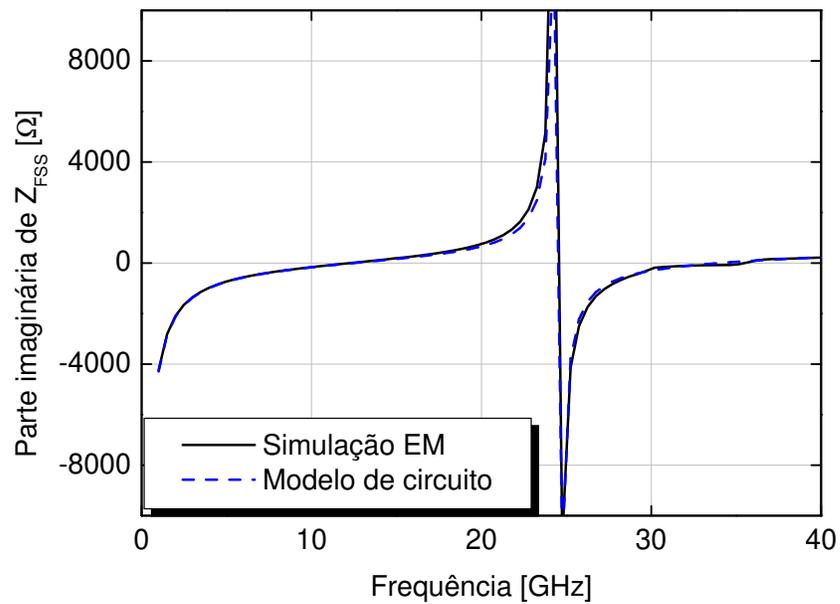


Figura 3.13: Comparação entre impedâncias para um arranjo de cruz de Jerusalém na configuração *freestanding*, obtidos com a simulação eletromagnética e modelo concentrado.

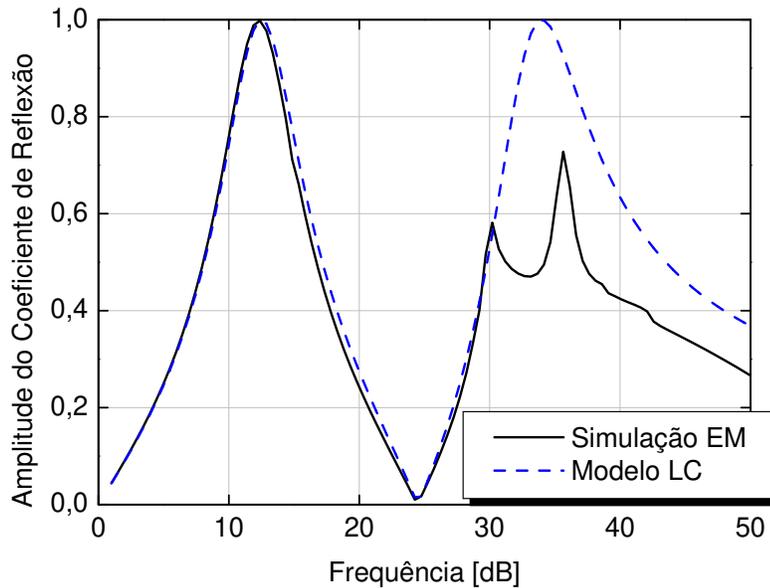


Figura 3.14: Comparação entre os coeficientes de reflexão da cruz de Jerusalém obtidos com o modelo de onda completa e modelo concentrado.

Nas Figuras 3.13 e 3.14 são ilustradas as comparações da impedância e do coeficiente de reflexão entre os resultados obtidos com o modelo de onda completa e o modelo de circuito equivalente. Para essa estrutura foram usadas as seguintes dimensões: $p = 10$ mm; $w_1 = 1,25$ mm; $d = 3,75$ mm; $w_2 = 0,625$ mm e $g = 1,25$ mm. Para tais dimensões, os valores ótimos dos parâmetros obtidos foram $L_S = 5,14$ nH, $C_S = 31,54$ fF, $C_P = 5,33$ fF e $L_P = 4,1$ nH. Para uma cruz de Jerusalém com as dimensões apresentadas, as ressonâncias ocorrem em $\omega_{Z1} = 12,5$ GHz e $\omega_{Z2} = 34$ GHz, e o segundo pólo em $\omega_{P2} = 24,5$ GHz. O primeiro pólo (ω_{P1}) aparece em $\omega = 0$. Se comparada à cruz simples, a cruz de Jerusalém apresenta uma capacitância série levemente maior. Isso se deve às seções ortogonais, que nesse modelo, causa um maior acoplamento capacitivo. As seções ortogonais podem também explicar o leve aumento na indutância série, uma vez que, sendo a estrutura iluminada por uma onda, e tendo o campo elétrico alinhado com um dos dipolos da cruz, haverá acoplamento nas duas outras seções laterais paralelas ao dipolo.

Outra geometria que pode ser utilizada para obter superfícies seletivas em frequência com resposta do tipo *dual-band* é a espira quadrada dupla. A técnica de análise dessa geometria também é realizada através do modelo de circuito apresentado na Figura 3.12(b), e é similar à apresentada para as outras geometrias nas seções anteriores. Na Figura 3.15 é ilustrado um arranjo com espiras quadradas duplas e seus parâmetros físicos. Assim como no caso da cruz de Jerusalém, esse elemento possui quatro elementos reativos. Através da técnica apresentada nesse trabalho, o valor da indutância L_P pode ser encontrado através de um procedimento iterativo

CAPÍTULO 3. ANÁLISE DE FSS PELO MÉTODO DO CIRCUITO EQUIVALENTE

que diminui a máxima distância entre as curvas de impedância do modelo de onda completa e do modelo de circuito equivalente.

Na Figura 3.16 é mostrada a comparação entre impedâncias da espira quadrada dupla para os resultados obtidos com o modelo de onda completa e circuito equivalente. Na Figura 3.17 é ilustrado o coeficiente de reflexão e sua aproximação pelo modelo concentrado. Para a FSS com as seguintes dimensões: $w_1 = w_2 = 0,2286$ mm; $l_1 = 7,087$ mm; $l_2 = 4,801$ mm; $g_1 = 0,2286$ mm; $g_2 = 0,914$ mm e $p = 7,315$ mm, os valores ótimos dos parâmetros concentrados foram: $L_S = 35,95$ nH, $C_S = 31,89$ fF, $L_P = 24,76$ nH e $C_P = 20,29$ fF. Como esperado, a indutância série é maior para a espira quadrada dupla, pois dada a incidência de uma onda sobre a estrutura periódica, o campo elétrico está alinhado a quatro fita paralelas, aumentando a área de acoplamento (ver seção 3.2.2). A capacitância série da espira dupla apresentou um valor menor em relação à espira simples, pois possui uma área menor e um espaçamento entre os elementos adjacentes maior. Na Tabela 3.1 são apresentados os valores de indutância e capacitância obtidos para as diferentes geometrias *freestanding* analisadas. Os valores relacionados a cada geometria podem ser descritos através da teoria apresentada na seção anterior.

Embora a maioria das análises tenha sido realizada até frequências elevadas, as FSS podem ser ainda projetadas para atuar em sistemas cuja banda é limitada a uma faixa específica de aplicação, como no caso dos absorvedores banda estreita, voltado ao sistema *WLAN* em 5,5 GHz, por exemplo; ou no projeto de absorvedores banda larga, cujo objetivo é abranger determinadas faixas. Esses projetos são apresentados no Capítulo 4.

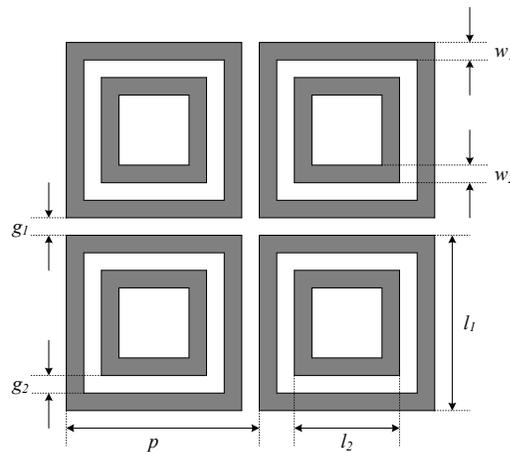


Figura 3.15: Arranjo de espiras quadradas duplas e parâmetros físicos.

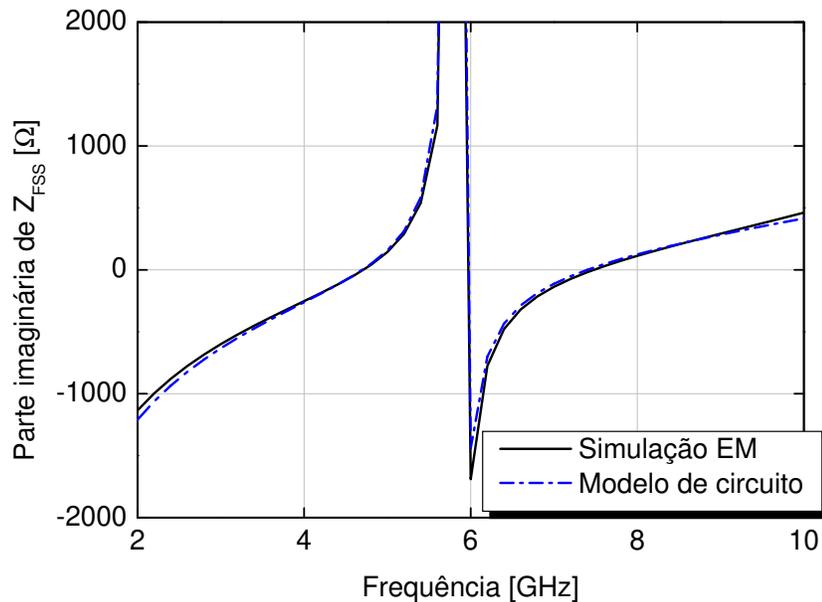


Figura 3.16: Comparação entre os resultados obtidos com o modelo de onda completa e modelo concentrado para a impedância de um arranjo de cruz de espiras quadradas duplas.

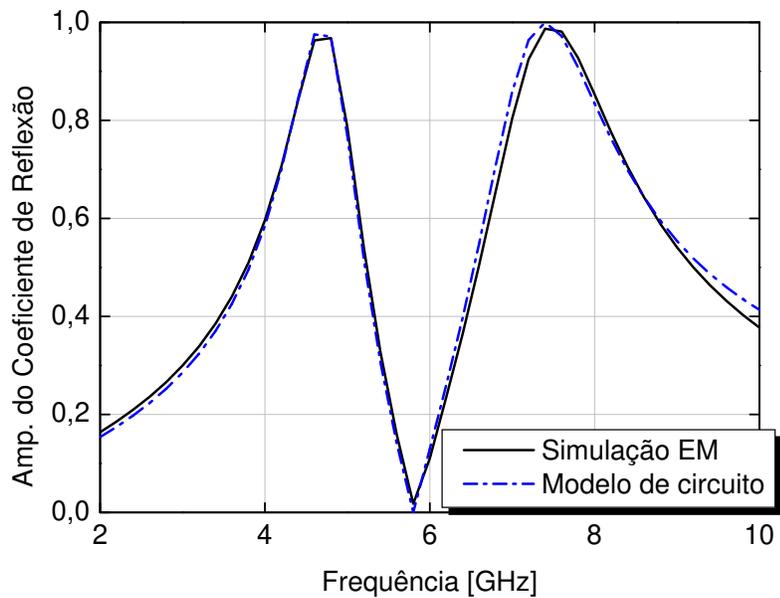


Figura 3.17: Comparação entre os resultados obtidos para o coeficiente de reflexão através do modelo de onda completa e modelo de circuito da espira dupla.

Tabela 3.1: Comparação entre indutância e capacitância para superfícies seletivas em frequência para geometrias com ressonância simples e com dupla ressonância.

Estrutura	L_S (nH)	C_S (fF)	L_P (nH)	C_P (fF)
Patch	0,701	44,45	–	–
Cruz	4,2	20,86	–	–
Espira Quadrada	3,52	71,96	–	–
Cruz de Jerusalém	5,33	30,41	4,25	5,14
Espira Dupla	35,95	31,89	24,76	20,29

3.3 Efeito do dielétrico

Para estruturas consideradas ideais (*freestanding*), a frequência de ressonância é dependente apenas de parâmetros relacionados à célula FSS como periodicidade e espaçamento entre os elementos adjacentes, entre outros, dependendo da geometria adotada. Elementos ligados pelo centro, por exemplo, ressoarão quando cada segmento do elemento tiver um quarto de comprimento de onda do centro à extremidade. Elementos em espira, por outro lado, irão ressoar quando sua circunferência média for de um comprimento de onda. Os elementos de interior sólido são mais difíceis de estimar, contudo, como primeira aproximação pode-se considerar que os elementos devem ter lado de aproximadamente meio comprimento de onda. Entretanto, outros fatores como geometria e periodicidade podem influenciar [36]. Na prática, visto que a configuração ideal não existe, placas dielétricas são usadas como suporte estrutural principalmente por razões mecânicas. Esse, entretanto, não é o único motivo que justifica o uso de placas dielétricas no projeto de FSS. Dielétricos ajudam também a manter constantes a frequência de ressonância e largura de banda sob incidência angular. Luebbers *et al.* [134] utilizaram uma solução de análise modal que incluía os efeitos de placas dielétricas em ambos os lados de um arranjo de FSS e demonstraram que os efeitos do dielétrico podem, com um projeto adequado, reduzir ou eliminar as alterações indesejadas na frequência de ressonância e largura de banda. Muitos outros estudos têm demonstrado que as variações na resposta angular podem ser reduzidas quando dielétricos são aplicados [36, 43, 45, 56, 135]. Portanto, é crucial entender como diferentes propriedades dielétricas podem afetar a resposta da FSS.

A presença de um meio dielétrico em torno de uma superfície seletiva em frequência modifica a impedância de forma proporcional à permissividade e espessura do substrato. Portanto, é necessário que, ao modelo de linha de transmissão, sejam incorporadas linhas adicionais representando as camadas dielétricas, como ilustrado na Figura 3.18. Dessa forma, os parâmetros ótimos, como sejam indutância e capacitância, podem ser adequadamente obtidos. A impedância

CAPÍTULO 3. ANÁLISE DE FSS PELO MÉTODO DO CIRCUITO EQUIVALENTE

de entrada da estrutura é igual à conexão paralela entre a impedância da FSS e a impedância da carga, e é dada por:

$$Z_{ent} = Z_1 \frac{1 + \Gamma_{ent}}{1 - \Gamma_{ent}} \quad (3.7)$$

onde Γ_{ent} é o coeficiente de reflexão de entrada, que por sua vez, é dado pela seguinte equação:

$$\Gamma_{ent} = \frac{Z_0(1 + \Gamma_d) - Z_1(1 - \Gamma_d)}{Z_0(1 + \Gamma_d) + Z_1(1 - \Gamma_d)} e^{j2\beta_1 d} \quad (3.8)$$

A impedância de carga Z_L é obtida através das equações clássicas de linha de transmissão e a impedância da FSS é então obtida resolvendo o circuito paralelo.

É conhecido que as componentes de circuito de uma estrutura seletiva em frequência são uma função da permissividade relativa do substrato dielétrico ε_r , ou mais especificamente, a permissividade efetiva ε_{ef} ¹. Do ponto de vista de circuito equivalente, tal fato pode ser usado para variar a frequência de ressonância de uma FSS, visto que esta não pode ser modificada apenas multiplicando ou dividindo o valor da impedância (que é zero na ressonância). Portanto, a variação na ressonância para o circuito equivalente paralelo é obtida modificando os valores de indutância e capacitância.

Para um substrato com permissividade fixa, o aumento da espessura do substrato leva a uma gradual redução na ressonância da FSS. Se a estrutura periódica for completamente envolvida por um material dielétrico de espessura infinita, e permissividade dielétrica ε_r constante, a frequência de ressonância será reduzida por um fator de $\sqrt{\varepsilon_r}$. Contudo, se placas dielétricas de espessura finita são utilizadas, a frequência ressonante mudará para algum valor entre f_r e $f_r/\sqrt{\varepsilon_r}$. De forma mais precisa, se a FSS é embutida entre camadas dielétricas, sua frequência de ressonância é reduzida por um fator igual a $\sqrt{\varepsilon_r}$, e por um fator igual a $\sqrt{(\varepsilon_r + 1)/2}$ quando a FSS está presente em apenas um lado do dielétrico. Embora a ressonância seja deslocada para frequências menores devido ao carregamento dielétrico, esse deslocamento pode ser compensado adequadamente sintonizando os parâmetros da célula unitária, de modo que a ressonância seja deslocada à frequência original de projeto [36].

Com o propósito de analisar o comportamento da capacitância em função da espessura e permissividade do substrato dielétrico, simulações foram realizadas. Para tanto, o mesmo método utilizado para extrair os parâmetros na configuração *freestanding* é usado, contudo, com o valor da impedância corrigido para a FSS entre dielétricos. Dessa forma, os valores ótimos de capacitância e indutância são obtidos variando a espessura do dielétrico. A geometria escolhida no estudo foi o

¹Esta é a permissividade efetiva de um material dielétrico para FSS. Ela é uma função da espessura do substrato dielétrico (d), e do arranjo entre os substratos dielétricos e a FSS. Por exemplo, $\varepsilon_{ef} = \varepsilon_r$ quando $d \rightarrow \infty$, se uma FSS é inserida entre substratos dielétricos. Se a FSS é localizada em apenas um lado do substrato dielétrico, então $\varepsilon_{ef} = (\varepsilon_r + 1)/2$ quando $d \rightarrow \infty$ [36]

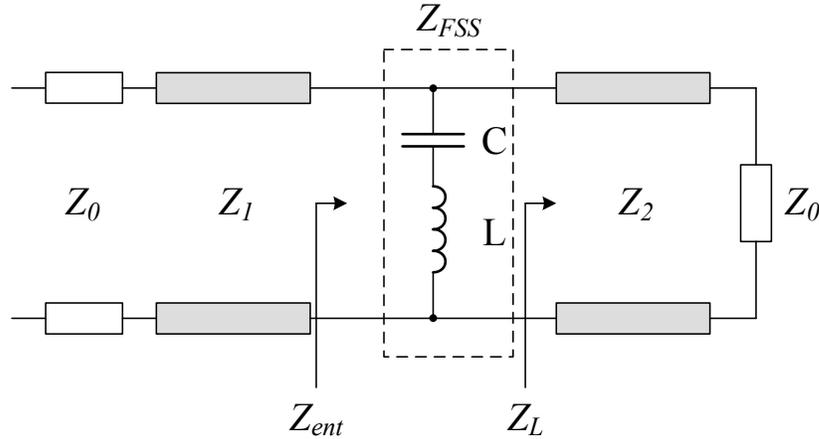


Figura 3.18: Modelo de linha de transmissão de uma superfície seletiva em frequência embutida entre substratos dielétricos.

patch quadrado com as mesmas dimensões adotadas como apresentado na seção 3.2. Desse modo, as capacitâncias ótimas são computadas e normalizadas ao valor *freestanding* a fim de destacar o efeito do dielétrico. Esta quantidade representa uma permissividade efetiva que depende da espessura do substrato. A capacitância normalizada aproxima-se do valor da permissividade dielétrica à medida que o valor da espessura do substrato aproxima-se de $p/2$. A capacitância da FSS entre os dielétricos é, portanto, obtida multiplicando o valor *freestanding* pela permissividade efetiva. Em certas ocasiões pode haver necessidade de usar substratos com diferentes espessuras e/ou permissividades. Grande melhoria na estabilidade angular é alcançada quando, por exemplo, camadas dielétricas são usadas, como descrito no Capítulo 2 deste trabalho e apresentado por Callaghan *et al.* em [56]. Portanto, se uma superfície seletiva em frequência for inserida entre dielétricos com diferentes espessuras (d_1 e d_2) e diferentes permissividades (ϵ_{r1} e ϵ_{r2}), o valor assintótico da permissividade efetiva poderá ser obtido a partir da seguinte quantidade média [51]:

$$\epsilon_{ef} = \frac{(d_1\epsilon_{r1} + d_2\epsilon_{r2})}{(d_1 + d_2)} \quad (3.9)$$

Uma função $F(d)$ que casa ao comportamento da permissividade efetiva deve considerar os seguintes requisitos:

- $F(d) = 1$ quando $d = 0$ (caso *freestanding*);
- $F(d) = \epsilon_r$ quando $d > p/2$;
- $F(d) = 1$ quando $\epsilon_r = 1$ (caso *freestanding*).

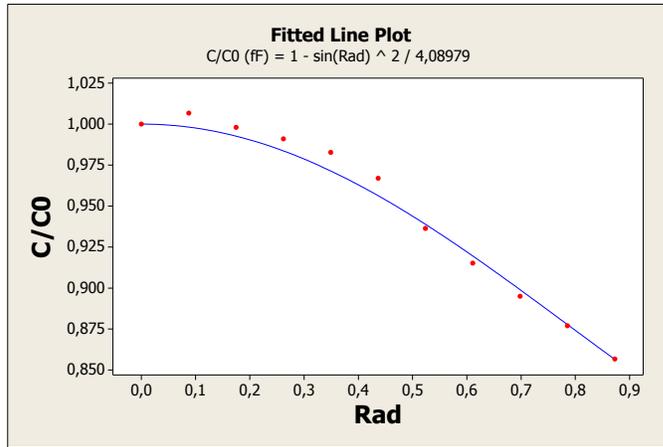


Figura 3.19: Curva de regressão usada para obter o valor de N .

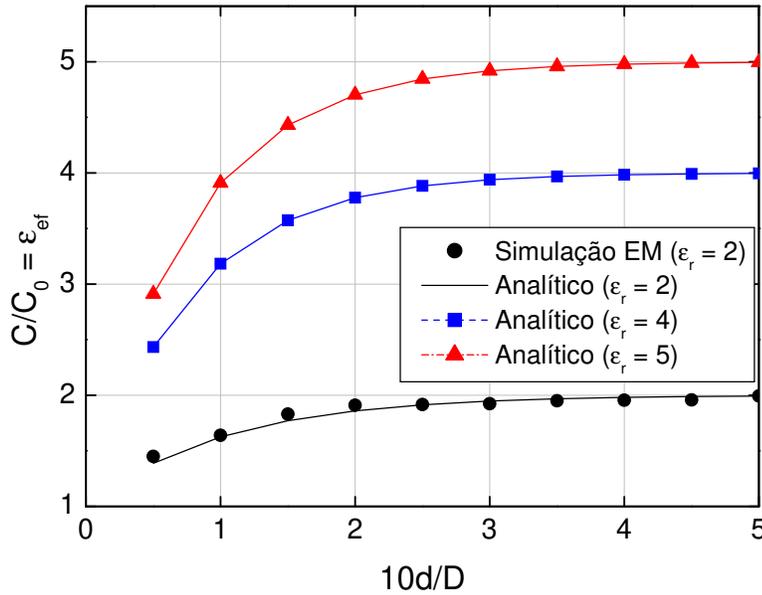


Figura 3.20: Variação da constante dielétrica efetiva em função da espessura do substrato quando o dielétrico é adicionado em ambos os lados da FSS.

Baseado em tais considerações, pode-se ajustar a dependência da permissividade efetiva com a espessura através da seguinte expressão exponencial [51]:

$$\varepsilon_{ef} = \varepsilon_r + (\varepsilon_r - 1) \left[\frac{-1}{\exp^N(x)} \right] \quad (3.10)$$

Através de um ajuste de curva foi possível extrair o valor de N , sendo este um fator exponencial que leva em conta a inclinação da curva. Na Figura 3.19 é mostrada a comparação entre os dados analíticos e os resultados obtidos através do modelo de regressão, a partir da qual N foi obtido. Esse valor foi então substituído na equação (3.10) e as curvas obtidas a partir dos dados numéricos

e com o parâmetro de ajuste, N , são mostradas na Figura 3.20. Na figura, a permissividade efetiva foi reportada como uma função da espessura do dielétrico. Este parâmetro pode variar para diferentes geometrias de células dependendo do fator de preenchimento (quantidade de metal dentro de uma célula unitária). Para a estrutura utilizada nesse estudo o valor correto é $N = 4$. É observado que a equação (3.10) oferece um ajuste preciso dos dados. Observa-se ainda a partir da figura que à medida que as espessuras das camadas dielétricas tendem a zero, a permissividade efetiva aproxima-se do valor da FSS localizada no espaço livre. Ainda que na Figura 3.20 tenham sido apresentadas curvas analíticas obtidas a partir de três distintos valores de permissividade relativa, a curva numérica para apenas um valor de permissividade ($\epsilon_r = 2$) foi comparada para mostrar o conceito.

3.4 Efeito da variação do ângulo de incidência

Superfícies seletivas em frequência são conhecidas por apresentar grande dependência da impedância sob incidência angular. As condições de contorno de impedância são satisfeitas para apenas uma incidência de onda plana, não sendo possível, portanto, atribuir uma única impedância de superfície a uma FSS em situações onde há grande variação angular da onda incidente. Portanto, quando uma onda atinge a FSS com um ângulo de incidência fora da normal, a impedância é diretamente modificada considerando os números de onda transversos k_x e k_y relacionados ao ângulo incidente, e é dada por [136]:

$$\begin{bmatrix} Z_{FSS}^{TE,TE}(k_x, k_y) & Z_{FSS}^{TM,TE}(k_x, k_y) \\ Z_{FSS}^{TE,TM}(k_x, k_y) & Z_{FSS}^{TM,TM}(k_x, k_y) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

sendo $k_x = k_0 \sin(\theta) \cos(\phi)$ e $k_y = k_0 \sin(\theta) \sin(\phi)$. Considerando θ e ϕ os ângulos e k o vetor de onda da onda incidente, como mostrado na Figura 3.21, quando o plano de incidência está no plano x - z , $\phi = 0$. Do mesmo modo, quando o plano de incidência está no plano y - z , $\phi = \pi/2$. Portanto, os termos mútuos fora da diagonal devido ao acoplamento entre os modos e a dependência em ϕ , não apresentam influência com respeito à dependência em θ para células unitárias simétricas [137]. Dessa forma, a impedância da FSS sob incidência oblíqua pode ser expressa em dois termos na diagonal da matriz.

Uma expressão analítica para a impedância de um arranjo de *patches*, válida para incidência normal e oblíqua, quando a grade é homogênea ($p < \lambda/2$), pode ser encontrada em [138]. A expressão pode ter ainda maior precisão se parâmetros de ordem mais elevada forem considerados, especialmente nos casos de grandes ângulos de incidência ou grades com período eletricamente grandes [139]. A impedância do *patch* é obtida aplicando o teorema de Babinet à impedância de grade de um arranjo de fitas, a qual é obtida relacionando o campo elétrico médio no plano da grade e a densidade de corrente média [140]. Aplicando a mesma dependência angular da

CAPÍTULO 3. ANÁLISE DE FSS PELO MÉTODO DO CIRCUITO EQUIVALENTE

abordagem média usada em [138], com o fator de correção α , uma aproximação semi-analítica adequada pode ser obtida na região quase estática para uma FSS com qualquer geometria. Nesta faixa de frequência, a parte capacitiva do circuito LC série é, de fato, predominante sobre a indutiva. Sob tais circunstâncias, a impedância da FSS sob incidência normal pode ser representada por:

$$Z_{TE} = \frac{Z_0}{\left(1 - \frac{k_0^2 \sin^2(\vartheta)}{k^2 \alpha}\right)}; Z_{TM} = Z_0 \quad (3.12)$$

sendo Z_0 a impedância no espaço livre obtida sob incidência normal e k o vetor número de onda no dielétrico.

Novamente, a impedância da estrutura, obtida sob incidência angular, foi corrigida em relação à impedância da configuração *freestanding*, e o método descrito na seção 3.2 foi aplicado. A análise da capacitância em função do ângulo de incidência foi feita para o *patch* quadrado e sob diversos ângulos de incidência de onda. Os resultados obtidos com a simulação eletromagnética são mostrados na Figura 3.22. Ainda que os dados da simulação eletromagnética tenham apresentado incidência apenas até 50 graus, observa-se boa convergência com os resultados obtidos através do modelo analítico. O fator de correção α foi obtido através de um ajuste de curva e para a geometria analisada seu valor é 1,33. Esse parâmetro varia para diferentes geometrias de células. Para elementos mais finos, o parâmetro α aumenta com uma conseqüente redução da dependência angular [141]. Para o caso do dipolo cruzado, por exemplo, a dependência angular é fraca, pois esse elemento assemelha-se a uma grade indutiva. Para esta geometria, o modo fundamental é excitado na mesma frequência também para a incidência oblíqua TE, onde o campo elétrico é paralelo ao dipolo [36].

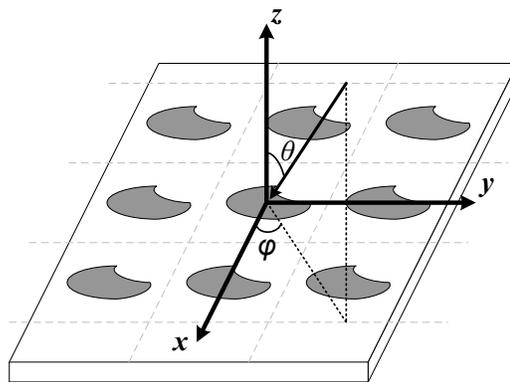


Figura 3.21: Planos de incidência e ângulos utilizados para o cálculo da impedância sob incidência oblíqua.

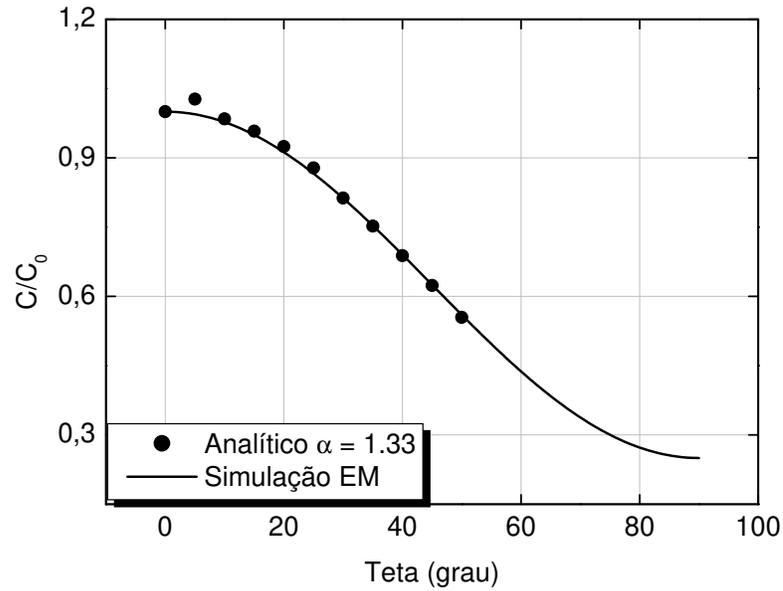


Figura 3.22: Dependência da capacitância com o ângulo de incidência para o *patch* quadrado.

3.5 Validação do Modelo

Até o momento, todos os resultados vinham sendo apresentados para estudos pontuais, como no caso da configuração *freestanding*, efeito do dielétrico e variação angular, onde boa concordância com as simulações eletromagnéticas pôde ser notada. Contudo, de forma a apresentar um modelo mais robusto e confiável, uma superfície seletiva em frequência mais completa deve ser considerada. A análise conjunta dos parâmetros não apenas considera uma estrutura mais realista como também mostra a viabilidade de aplicação do modelo a estruturas mais complexas onde, em um mesmo modelo, quaisquer geometrias podem ser consideradas, na presença de substratos dielétricos, bem como para incidência normal e oblíqua. Nesse sentido, esta seção é dedicada a apresentar os resultados obtidos, de modo a validar o método proposto. Para tanto, a superfície seletiva em frequência é considerada embutida entre dois substratos dielétricos com diferentes espessuras e constantes dielétricas, e sob incidência tanto de onda normal, como oblíqua. De acordo com as equações clássicas de linhas de transmissão e considerando os substratos como linhas de transmissão equivalentes, assim como na análise do efeito do dielétrico, as impedâncias através das placas podem ser obtidas como [51]:

$$Z_E^{TE, TM} = Z_m^{TE, TM} \frac{\left[Z_L^{TE, TM} + Z_m^{TE, TM} \tanh(j\beta_m d) \right]}{\left[Z_m^{TE, TM} + Z_L^{TE, TM} \tanh(j\beta_m d) \right]} \quad (3.13)$$

CAPÍTULO 3. ANÁLISE DE FSS PELO MÉTODO DO CIRCUITO EQUIVALENTE

Onde: Z_L é a impedância de carga. Os termos Z_m^{TE} , Z_m^{TM} e β_m são, respectivamente, as impedâncias características da placa para as polarizações TE e TM, e a constante de propagação ao longo da normal da placa, sendo estes termos dados por:

$$\begin{aligned} Z_m^{TE} &= \frac{\omega\mu}{\beta_m}, Z_m^{TM} = \frac{\beta_m}{\omega\varepsilon} \\ \beta_m &= \sqrt{k_m^2 - k_t^2}, k_t = k_0 \text{sen}(\theta), k_m = k_0 \sqrt{\varepsilon_r \mu_r} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Nas equações acima, temos que k_t é o número de onda transversal, θ é o ângulo de incidência e k_0 é a constante de propagação no espaço livre.

A técnica de análise proposta é então aplicada, com as impedâncias corrigidas segundo as equações (3.13) e (3.14). Como análise inicial, um arranjo de espiras quadradas é considerado entre dois substratos dielétricos com diferentes espessuras e permissividades, e para incidência normal de onda plana. Os resultados do modelo proposto são comparados com a análise eletromagnética e, como observado na Figura 3.23, estão em boa conformidade até a propagação dos modos *Floquet* de alta ordem. Como exposto anteriormente, após a primeira ressonância, o modelo concentrado não prevê os parâmetros físicos e os resultados divergem. Os parâmetros geométricos da espira quadrada são $p = 10$ mm, $g = 1,25$ mm e $w = 0,625$ mm. Os parâmetros elétricos da estrutura são mostrados na legenda da figura.

A fim de investigar o comportamento sob incidência oblíqua, manteve-se o arranjo de espiras embutido entre placas dielétricas com diferentes espessuras e permissividades, e uma onda com

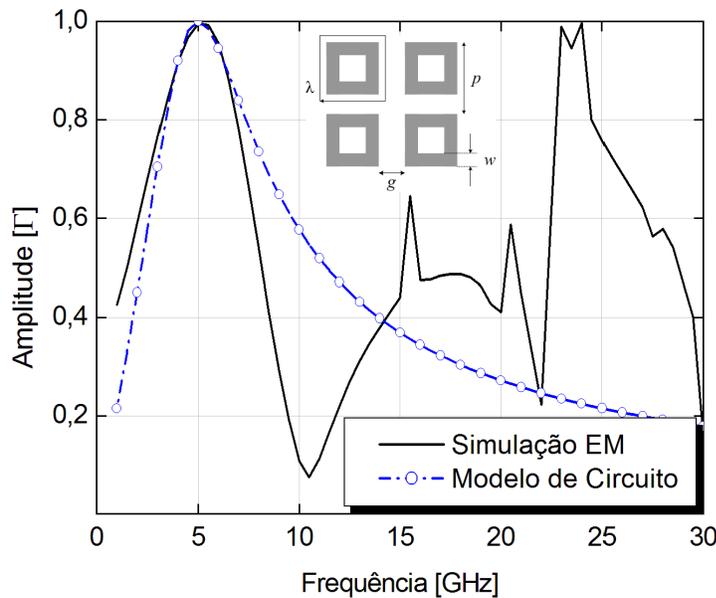


Figura 3.23: Comparação entre os resultados obtidos com a simulação eletromagnética e com o modelo de circuito. Substratos com $\varepsilon_{r1} = 3$, $\varepsilon_{r2} = 5$, $d_1 = 1$ mm e $d_2 = 2$ mm foram usados nas simulações.

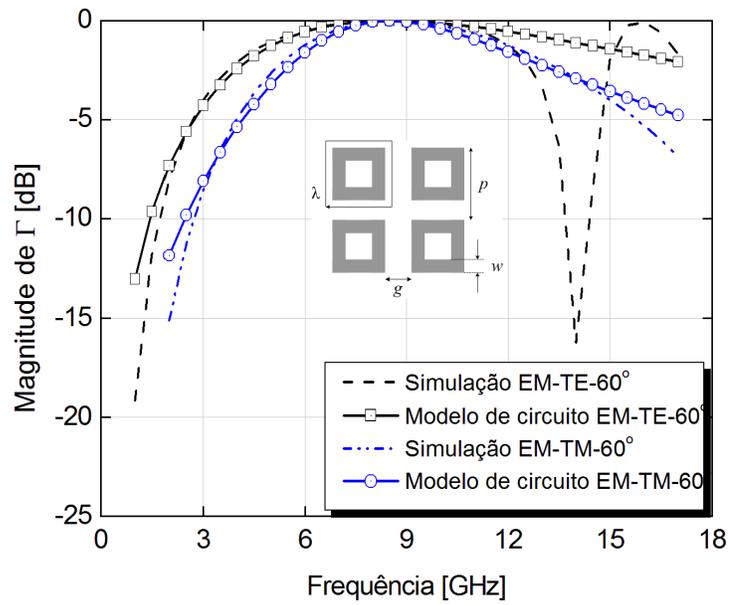


Figura 3.24: Comparação entre os resultados obtidos com a simulação eletromagnética e com o modelo de circuito. Substratos com $\varepsilon_{r1} = 2$, $\varepsilon_{r2} = 3$, $d_1 = 1$ mm e $d_2 = 0,5$ mm foram usados nas simulações.

ângulo fora da normal foi considerada. Os parâmetros geométricos da estrutura são $p = 8$ mm, $g = 1$ mm e $w = 0,5$ mm. Os parâmetros elétricos da estrutura são mostrados na legenda da figura. A Figura 3.24 ilustra uma comparação entre os resultados obtidos com a simulação eletromagnética e com o modelo de circuito para as polarizações TE e TM. Nesse caso uma onda incidindo a 60° foi considerada. Observa-se novamente boa concordância do modelo até a primeira ressonância da estrutura.

CAPÍTULO 4

Projeto e construção de absorvedores eletromagnéticos planares

Neste capítulo, que é baseado na aplicação do estudo prévio realizado, o procedimento para o projeto de absorvedores eletromagnéticos finos, voltado para as configurações banda estreita e banda larga é apresentado. Como descrito no capítulo introdutório, os absorvedores considerados são implementados desenhando-se uma superfície seletiva em frequência sobre um substrato dielétrico com plano de terra. Dois projetos foram considerados: no primeiro, objetivou-se a implementar uma estrutura que funcionasse na faixa de 5,5 GHz, para satisfazer os requisitos dos sistemas *WLANs* com os padrões IEEE 802.11a; um absorvedor que abrangesse a maior banda possível, foi o objetivo do segundo projeto. Nesse sentido, são descritos nas seções seguintes, procedimentos eficientes para o projeto ótimo de absorvedores eletromagnéticos. Através do procedimento descrito, será notado no decorrer do capítulo que, visando outras aplicações, a faixa de frequência pode ser facilmente alterada, bastando para isso, que o substrato e/ou as perdas na FSS sejam alteradas. Como se notará, dependendo da aplicação, a geometria da FSS pode também ser alterada.

4.1 Introdução

Absorvedores eletromagnéticos são estruturas que funcionam basicamente convertendo em calor grande parte da energia eletromagnética que incide sobre eles. Absorvedores com diferentes formas, variando de geometrias piramidais a coberturas com simples e múltiplas camadas, têm sido desenvolvidos [105, 142–144]. Outro parâmetro que acompanhou a evolução dos absorvedores foi a forma de acoplamento da energia eletromagnética, que pode ocorrer de diversas maneiras [144]. Estas estruturas podem ser classificadas como absorvedores operando sob condições de casamento ou ressonantes. Os absorvedores ressonantes foram desenvolvidos de modo que a interface apresente uma gradual transição na impedância a partir do ar até a base do absorvedor. A idéia geral é estabelecer uma impedância adequada usando várias camadas para a adaptação gradativa de impedância, de modo que o material absorvente de radar (*RAM - Radar Absorbing Material*) atenua a onda incidente. A geometria desses absorvedores é, geralmente, piramidal.

CAPÍTULO 4. PROJETO E CONSTRUÇÃO DE ABSORVEDORES ELETROMAGNÉTICOS PLANARES

Contudo, outras formas são encontradas [7, 145]. Estas estruturas oferecem o melhor desempenho em absorção e largura de banda. Suas visíveis desvantagens são o peso e volume. Por outro lado, os absorvedores ressonantes são normalmente planos e compostos de um material de baixa perda combinado a um material com altas perdas [29]. Duas características são inerentes a estas estruturas: espessura e largura de banda, que são sabidamente conflitantes. Desenvolver um absorvedor fino e que mantenha a maior banda de absorção possível é um desafio enfrentado por muitos pesquisadores. Nesta seção, devido à estrutura adotada, o restante da discussão restringe-se às estruturas planas, com as quais pode haver melhor comparação tanto em volume como em desempenho.

As estruturas mais clássicas conhecidas são os absorvedores Jaumann, Salisbury e Dallenbach [36, 106, 146]. A diferença entre as estruturas Jaumann e Salisbury pode ser entendida considerando seus princípios de operação. Na configuração Salisbury, as perdas são criadas por meio de uma folha resistiva, a qual é colocada a uma distância de $\lambda/4$, da frequência central de interesse, sobre o plano de terra; enquanto que na estrutura Jaumann as folhas resistivas são empilhadas uma sobre a outra. A distância aproximada entre as folhas resistivas é um quarto do comprimento de onda (medido na frequência central da banda de absorção). O efeito de empilhar diversas folhas resistivas distantes de $\lambda/4$ cria diversas ressonâncias que ocorrem umas próximas das outras, e uma larga banda de absorção pode ser criada se comparada ao absorvedor Salisbury. Embora não se tenha certeza de qual estrutura surgiu primeiro, o absorvedor Jaumann é considerado um avanço da configuração Salisbury [144]. No absorvedor Dallenbach, por outro lado, nenhuma folha resistiva é usada. Nessa estrutura, a potência incidente é dissipada em uma camada de material dielétrico homogêneo, que é posicionada à frente de cada camada absorvente a partir de um plano de terra. Limitado a essa diferença, o absorvedor Dallenbach compartilha semelhanças com o Jaumann e Salisbury.

Muito embora diferentes configurações e materiais sejam usados, em todos os absorvedores descritos acima o mecanismo de absorção ocorre na ressonância de um quarto de comprimento de onda a partir do plano metálico. Dependendo da aplicação, ou a largura de banda (no caso das configurações Salisbury e Dallenbach) ou o grande volume e peso (características do absorvedor Jaumann) podem não ser adequados. Uma possibilidade para ampliar a banda de absorção é usar mecanismos para criar ressonâncias adicionais nas vizinhanças da frequência central, como espaçadores $\lambda/4$ do comprimento de onda ou a ressonância de um substrato dielétrico com plano de terra. Como exemplo dessas aplicações, Reinert *et. al.* usaram em [147] camadas assimétricas sobre as coberturas dielétricas do absorvedor Dallenbach, e através das ressonâncias criadas, obtiveram melhoria em desempenho e largura de banda. Luukkonen *et. al.* utilizaram em [148] vias para aumentar a largura de banda de um absorvedor fino e que não varia com o ângulo de incidência para ondas polarizadas TM. A estrutura proposta consiste em um arranjo de *patches*

conectados ao plano de terra por meio de fios metálicos, de modo que a ressonância de plasma dos fios metálicos ocorra próximo à ressonância da superfície de alta impedância (ressonância criada quando uma FSS é posicionada sobre um substrato dielétrico com plano de terra). O modelo se beneficia de que, quando o ângulo incidente das ondas polarizadas TM está fora da incidência normal, parte do campo elétrico está alinhado às vias e uma ressonância adicional é criada. Este modelo parece ser um avanço do modelo proposto por Tretyakov *et. al.* [30], onde o mesmo princípio foi utilizado para eliminar a dependência do ângulo de incidência para ondas polarizadas TM.

Recentemente, com o intuito de reduzir a espessura elétrica dessas estruturas clássicas, o uso de superfícies seletivas em frequência vem sendo intensamente investigado, devido principalmente aos seus desempenhos. Em apenso a essa grande classe, dois outros tipos de absorvedores podem ser encontrados: absorvedores que usam FSS metálicas e os que usam FSS com perdas. Na primeira classe, a distribuição do campo no absorvedor é modificada empregando-se FSS metálicas com uma consequente melhora no desempenho [21–23]. Na segunda categoria, perdas são adicionas à FSS com o intuito de dissipar a energia pela superfície e, desse modo, reduzir a espessura [149–151]. Este último tipo de absorvedor é semelhante ao absorvedor Salisbury: a ressonância é obtida usando as propriedades de uma superfície de alta impedância, e a absorção ocorre por meio de uma folha resistiva separada [29]. As perdas também podem ser incorporadas diretamente nas folhas capacitivas, que são diretamente posicionadas sobre o substrato dielétrico aterrado, como feito por Kern *et. al.* em [52]. Outra forma de inserir perdas na FSS, e que vem sendo amplamente proposta, é a aplicação de resistores concentrados entre os elementos adjacentes [113, 116, 152–154]. A desvantagem desses projetos, especialmente aqueles que usam resistores concentrados, é a inerente dificuldade de obter a resistividade desejada (além do elevado custo dos resistores de alta frequência e o grande número de soldas). Constantes estudos vêm sendo empreendidos no intuito de encontrar alternativas mais simples e menos dispendiosas para a construção dos absorvedores. Nesse sentido, alguns trabalhos propõem pintar a FSS através de tintas resistivas com o intuito de obter a resistência de superfície adequada [52–54, 155]. Ainda que os resultados publicados na literatura apontem para um melhor desempenho, absorvedores que utilizam FSS resistivas são raramente relatados. Alguns trabalhos que utilizam especificamente tintas resistivas têm sido recentemente publicados [126, 156]. Liangkui *et. al.* em [150] e Sun *et. al.* em [157], projetaram absorvedores de banda ultra larga usando FSS resistivas. Entretanto, em ambos os projetos os substratos dielétricos foram substituídos por substratos magnéticos, o que ajudou a aumentar a banda de absorção.

Neste trabalho, o projeto de absorvedores eletromagnéticos finos usando superfícies seletivas em frequência resistivas é apresentado. Os absorvedores propostos podem apresentar absorção em uma única frequência ou sobre uma ampla banda. Será mostrado ainda que, dependendo do tipo

de absorvedor (banda estreita ou banda larga), diferentes geometrias para o arranjo de FSS podem ser utilizadas, ou mesmo a quantidade de perdas pode ser alterada. Uma vez que as FSS são dispostas sobre um substrato dielétrico aterrado, como descrito no capítulo 2, a estrutura é uma superfície de alta impedância. Se uma estrutura apresenta uma alta impedância de superfície, dentro de uma determinada faixa de frequências, o campo magnético é muito pequeno, mesmo a intensidade do campo elétrico sendo alta. Dessa forma, a estrutura age como um condutor magnético perfeito ou *PMC* (*Perfect Magnetic Conductor*) e fora dessa faixa, atua como um condutor elétrico perfeito ou *PEC* (*Perfect Electric Conductor*) [158]. Essas características únicas das superfícies de alta impedância permitem reunir na mesma estrutura, tanto um absorvedor $\lambda/4$, dentro da faixa onde a estrutura atua como um *PEC*, como um absorvedor $\lambda/10$, dentro da faixa *PMC* [28, 51]. Diferente do que já foi explorado na literatura, aqui é proposto utilizar uma camada que possui valor de resistência de superfície definido, o que representa uma vantagem em relação aos trabalhos que utilizam tintas resistivas ou resistores concentrados, por exemplo, onde não há um controle preciso da resistência de folha desejada. Dessa forma, precisa-se apenas adaptar o projeto para a frequência desejada, redimensionando a FSS com base nas características do dielétrico. O material utilizado está disponível comercialmente e pode ser encontrado em [159].

A literatura é escassa quando se busca uma metodologia para escolher corretamente a resistência de folha de superfícies seletivas em frequência voltadas ao projeto de absorvedores. Diversos autores obtêm melhoria de desempenho em seus projetos usando FSS resistivas. Contudo, pouca ou nenhuma informação de como obter os valores de resistência de superfície é fornecida [53, 155, 160–164]. Em alguns trabalhos são utilizados algoritmos genéticos para otimizar tal parâmetro, entretanto, os procedimentos são complexos e oferecem pouco entendimento do mecanismo de trabalho. Zhang *et. al.* apresentaram em [156] uma simples forma de obter a resistência de superfície baseado no método do circuito equivalente. No trabalho em questão, as condições de ressonância foram investigadas e foi observado que a máxima absorção ocorre quando a resistência do elemento da FSS é ideal no ponto onde ocorre a frequência de ressonância do arranjo. Entretanto, o trabalho é desenvolvido apenas em substratos com características elétricas muito próximas à do ar e não mostra se outros substratos podem ser utilizados.

Aqui, usando a mesma teoria de análise de circuito equivalente apresentada em [122], uma aproximação adequada que permite explicar os principais parâmetros envolvidos no projeto dos absorvedores é apresentada. A principal diferença com o trabalho referenciado acima, entretanto, é que nessa tese, partindo de uma determinada resistência de superfície, a área da célula unitária da FSS é calculada para obter casamento com a impedância do espaço livre, e dessa forma, máxima absorção. É mostrado ainda que a máxima absorção depende da geometria da FSS e da espessura e permissividade do substrato. Por fim, os setups de medida utilizados para caracterizar os absorvedores projetados são descritos e os resultados apresentados.

4.2 Abordagem analítica aplicada a absorvedores finos

A presente seção destina-se a descrever os passos necessários para projetar absorvedores eletromagnéticos finos. A estrutura absorvedora proposta neste estudo é composta de uma superfície seletiva em frequência resistiva sobre um substrato dielétrico aterrado. Ao contrário do substrato dielétrico aterrado, a FSS tem um comportamento capacitivo na região de baixa frequência, mas sua impedância torna-se indutiva em frequências maiores. Tais características criam ressonâncias naturais quando os elementos são montados em uma única estrutura e esse comportamento pode, vantajosamente, ser usado para projetar absorvedores eletromagnéticos extremamente finos.

Diversas geometrias podem ser usadas no arranjo capacitivo, dependendo da frequência de ressonância e largura de banda requeridas. Neste trabalho, como dois diferentes absorvedores são propostos, duas geometrias são utilizadas: o *patch* e a espira quadrada. Será mostrado que o *patch* quadrado é a melhor escolha quando uma estreita banda de operação é desejada. Este elemento pode ser aproximado por uma capacitância apenas. Para obter comportamento ressonante, torna-se necessário, portanto, a presença de um elemento indutivo, que é obtido pelo substrato dielétrico aterrado. O *patch* quadrado cria uma única ressonância porque a indutância que este elemento cria não é grande o suficiente para excitar outras ressonâncias. Quando larga banda de absorção é requerida, elementos que apresentam múltiplas ressonâncias são as melhores escolhas. No projeto deste absorvedor, utilizou-se a natureza com dupla ressonância da espira quadrada para alargar a banda de absorção. A idéia básica é projetar a FSS de forma que as ressonâncias naturais criadas pela FSS e dielétrico ocorram próximas e uma larga banda de absorção seja obtida. De fato, esse comportamento de ressonância simples do *patch* quadrado e de dupla ressonância para elementos como a espira quadrada e o dipolo cruzado, por exemplo, foram comprovados nos estudos dos elementos, no capítulo 3. Essa afirmação corrobora com o trabalho apresentado por Costa *et. al.* em [165]. Entretanto, não via de regra que formas FSS simples são relacionadas à configuração banda estreita e/ou formas ressonantes à configuração banda larga. Ghaffer *et. al.* usaram em [155] um dipolo cruzado, que é naturalmente uma forma ressonante, e obtiveram absorção em uma banda estreita. É importante destacar que a característica de absorção é muito ligada à estrutura completa.

Em estruturas de alta impedância de superfície, a distância entre os elementos controla a capacitância, enquanto que o fluxo magnético criado entre a FSS e o plano de terra define a indutância. A impedância de entrada dessas estruturas é igual ao paralelo entre a impedância da FSS com perdas e a impedância da placa dielétrica com plano de terra [148]:

$$Z_S = \frac{Z_d Z_{FSS}}{(Z_d + Z_{FSS})} \quad (4.1)$$

CAPÍTULO 4. PROJETO E CONSTRUÇÃO DE ABSORVEDORES ELETROMAGNÉTICOS PLANARES

Na equação acima, Z_d é a impedância característica do substrato dielétrico aterrado, que para as polarizações TE e TM é representada pelas seguintes equações [166]:

$$Z_d^{TE} = j \frac{\omega\mu}{\beta} \tan(\beta d) \quad (4.2)$$

$$Z_d^{TM} = j \frac{\beta}{\omega\varepsilon} \tan(\beta d) \quad (4.3)$$

onde $\beta = \sqrt{k^2 - k_t^2}$ é a constante de propagação ao longo da normal da placa, $k_t = k_0 \sin(\theta)$ é o número de onda transversal no meio receptor (dielétrico) e θ é o ângulo de incidência da onda.

A impedância da FSS pode ser representada por meio de um circuito RLC série se a periodicidade da célula é menor que um comprimento de onda. Em altas frequências surgem os lóbulos de gradeamento (por exemplo, as harmônicas Floquet de alta ordem propagam-se) e uma única impedância não seria suficiente para descrever as propriedades da superfície. A impedância da FSS na região linear (região antes dos lóbulos de gradeamento) é:

$$Z_{FSS} = R - j \left(\frac{1 - \omega^2 LC}{\omega C} \right) \quad (4.4)$$

A capacitância e a indutância são determinadas pela forma da FSS e a resistência é influenciada pelas perdas nos elementos que formam a estrutura. Substituindo as equações (4.2)/(4.3) e (4.4) em (4.1) e resolvendo o paralelo entre as duas impedâncias, obtém-se as partes real e imaginária da impedância de entrada da estrutura:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}\{Z_S\} &= \frac{RZ_d^2}{\left[\frac{1-\omega^2 LC}{\omega C} - Z_d\right]^2 + R^2} \\ \operatorname{Im}\{Z_S\} &= \frac{[-\omega LZ_d]\left[\frac{1-\omega^2 LC}{\omega C} - Z_d\right] + \left[\frac{1}{\omega C} Z_d\right]\left[\frac{1-\omega^2 LC}{\omega C} - Z_d\right] + R^2 Z_d}{\left[\frac{1-\omega^2 LC}{\omega C} - Z_d\right]^2 + R^2} \end{aligned} \quad (4.5)$$

De (4.5) pode ser visto que, quando a impedância do substrato dielétrico aterrado e a parte imaginária da impedância da FSS assumem o mesmo valor, o circuito paralelo ressoa e a impedância da estrutura, Z_S , torna-se puramente real (para substratos finos) e igual a:

$$\operatorname{Re}\{Z_S\} = \frac{\left(Z_m^{TE, TM}\right)^2 \tan^2(\beta d)}{R} \quad (4.6)$$

onde $Z_m^{TE} = (\omega\mu_r\mu_0)/\beta$; $Z_m^{TM} = \beta/(\omega\varepsilon_r\varepsilon_0)$ são as impedâncias características da placa para as polarizações TE e TM. A equação (4.6) representa a parte real da impedância de entrada da estrutura com alta impedância de superfície (FSS com perda sobre placa dielétrica aterrada). Se esta impedância é igual à impedância do espaço livre, obtém-se máxima absorção da onda

CAPÍTULO 4. PROJETO E CONSTRUÇÃO DE ABSORVEDORES ELETROMAGNÉTICOS PLANARES

incidente. Explorando esta condição, pode-se obter a resistência concentrada ótima (resistência ideal para haver máxima absorção da onda incidente) do circuito:

$$R_{ot} = \frac{Z_m^{TE, TM} \tan^2(\beta d)}{Z_0^{TE, TM}} \quad (4.7)$$

sendo Z_0^{TE} e Z_0^{TM} as impedâncias do espaço livre para as polarizações TE e TM, respectivamente.

A partir da equação (4.7), nota-se a dependência da resistência ótima da FSS com a espessura e permissividade do substrato. Para um valor fixo de permissividade, nota-se, ainda de (4.7), que quanto maior a espessura do substrato, maior a resistência de superfície ótima da FSS.

Uma vez que a resistência concentrada da FSS foi obtida (equação (4.7)), deve-se então calcular a resistência distribuída (resistência ótima de superfície). Particularmente, a resistência de superfície ótima da camada com perdas seria exatamente igual a R_{ot} se esta camada resistiva fosse uniforme. Contudo, se a camada não é uniforme, como no caso de uma FSS, a resistência de superfície depende não apenas dos parâmetros definidos em (4.7), como sejam, constante dielétrica e espessura do substrato, mas mais significativamente, da forma da célula unitária. Portanto, a seguinte relação entre resistência concentrada, R , do circuito equivalente e a resistência de superfície da FSS, R_s , pode ser usada [167]:

$$R = R_s \frac{S}{A} \quad (4.8)$$

Onde $S = p^2$, sendo p a periodicidade da célula e A é a área do elemento com perda dentro da célula unitária. A relação (4.8) implica que quanto menor a área de espalhamento, menor é a resistência de superfície que gera certa resistência concentrada fixa (mesma quantidade de perdas). Esta equação é bem empregada para superfícies que utilizam geometrias como o *patch*, por exemplo, mas quando elementos com geometrias mais complexas, como a espira quadrada ou dipolo cruzado são usados, a área da superfície A é representada apenas pela área do elemento ao longo da direção do campo elétrico que atinge a estrutura, como representado na Figura 4.1, para cruz de Jerusalém e espira quadrada.

A metodologia apresentada acima é utilizada quando, por exemplo, tintas resistivas são utilizadas, onde se realiza todo o cálculo para obter a resistência de superfície da estrutura. Contudo, como mencionado brevemente, neste trabalho a metodologia apresentada é utilizada para calcular a área da FSS e obter casamento com a impedância do espaço livre. Portanto, visto que alguns parâmetros são fixados por fabricantes, como a resistência de superfície da camada com perda, alguns passos devem ser seguidos para o correto projeto dos absorvedores. Partindo de uma dada resistência de superfície (50 ohms/□ usado neste trabalho), os parâmetros da FSS devem ser obtidos (periodicidade e *gap*) de modo a se obter R (equação 4.8) igual à resistência

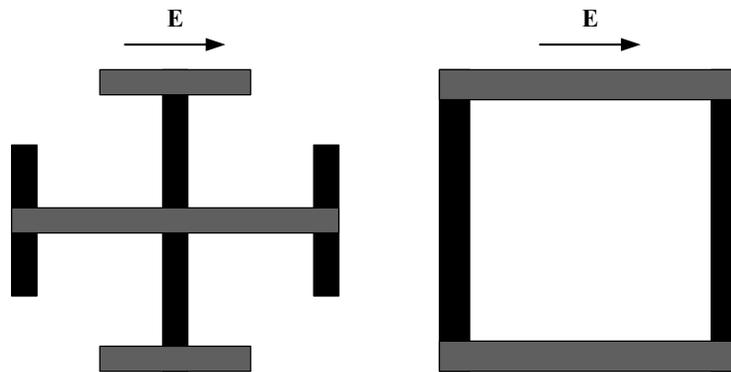


Figura 4.1: Área dos elementos alinhados ao campo elétrico para o cálculo da resistência de superfície.

de superfície ótima, R_{ot} , calculado pela equação (4.7). A equação (4.6), válida na ressonância, representa o máximo valor da parte real de Z_R na equação (4.5). Logo, para haver absorção da onda incidente na estrutura, R , na equação (4.6) deve ser substituído por Z_0 , (ver equação (4.7)). Basicamente, após obter R_{ot} , substitui-se (4.8) em (4.7) e escolhe-se S e A .

O modelo aproximado apresentado aqui permite adquirir valiosos conhecimentos sobre os princípios físicos da estrutura. A validade das equações pode ser confirmada obtendo-se as partes real e imaginária da impedância do absorvedor, Z_S , como mostrado na Figura 4.2. A proposta do gráfico é mostrar que, para certa resistência de superfície, quanto maior a espessura do substrato

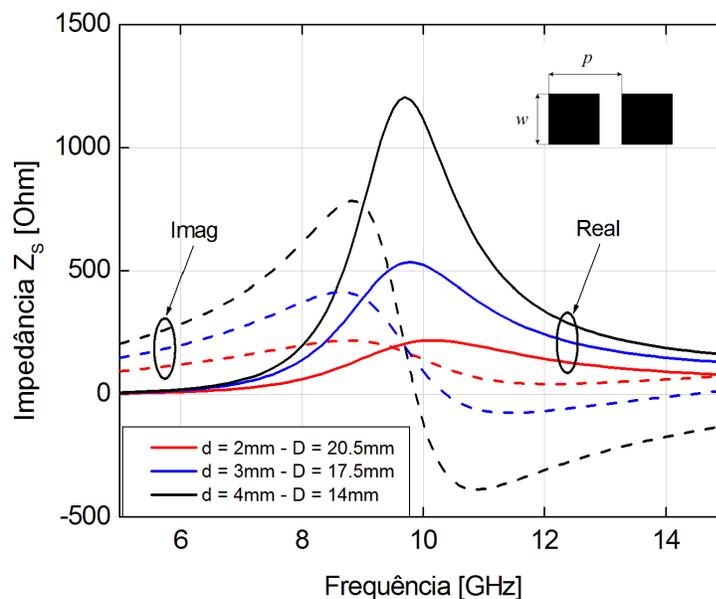


Figura 4.2: Partes real e imaginária da impedância da estrutura HIS obtidas a partir da equação (4.5). A análise é feita para diferentes espessuras do substrato e uma resistência de superfície de $50\Omega/\square$ é usada em todos os casos.

(mantendo constante a frequência de operação e, portanto, o comprimento de onda), maior a parte real de Z_S de acordo com (4.5). O modelo usado no estudo foi o *patch* quadrado com uma razão D entre o comprimento lateral w e a periodicidade da célula p igual a 10/16. A resistência concentrada do circuito RLC aproximado foi obtida através de (4.8), e os valores de L e C foram obtidos empregando o método proposto no capítulo 3. Para as dimensões utilizadas os valores de indutância e capacitância foram $C = 32,81$ fF e $L = 2,03$ nH. A mesma frequência de ressonância é mantida com o intuito de analisar o comportamento da espessura com relação ao comprimento de onda. Para tanto, a periodicidade da célula é variada. Esta variação, como esperado, leva à mudança dos valores de L e C, mas como constatado a partir de (4.5) e (4.6), seus valores não influenciam o máximo valor da parte real da impedância do absorvedor.

4.3 Projeto de absorvedores eletromagnéticos

Nesta seção serão mostrados os passos necessários para o correto projeto de finos absorvedores eletromagnéticos através do uso de superfícies seletivas em frequência resistivas. Para tanto, os principais aspectos da modelagem analítica de superfícies de alta impedância serão destacados. O projeto é baseado no método proposto, que foi utilizado para a análise de FSS.

4.3.1 Banda estreita

A abordagem apresentada na seção anterior é aplicada para projetar o absorvedor banda estreita proposto. Para projetar uma estrutura que seja seletiva dentro de uma estreita faixa de frequências, e que ao mesmo tempo apresente a maior banda de operação, um elemento que apresente uma única ressonância é o mais indicado. Para este propósito o elemento mais adequado é o *patch* quadrado com um pequeno espaçamento entre os elementos adjacentes.

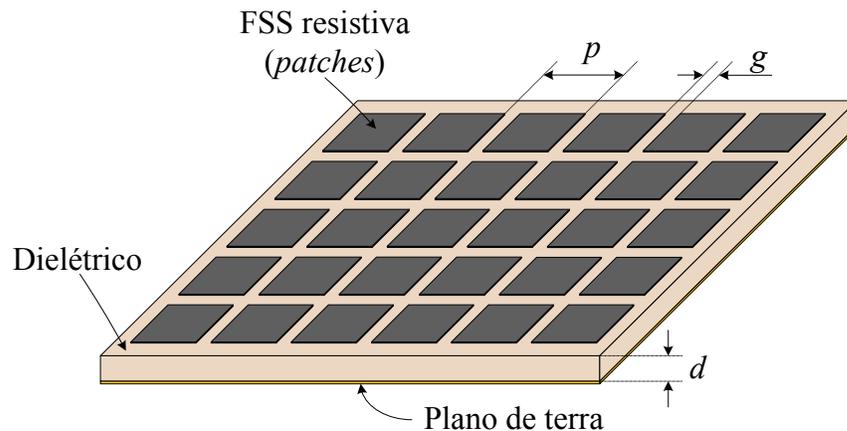


Figura 4.3: Esquemático 3D do absorvedor banda estreita proposto com patches quadrados resistivos.

CAPÍTULO 4. PROJETO E CONSTRUÇÃO DE ABSORVEDORES ELETROMAGNÉTICOS PLANARES

A superfície seletiva em frequência com uma resistência de superfície de $50\Omega/\square$ é desenhada sobre um substrato Nelco de permissividade $\epsilon_r = 3,65$, tangente de perdas $\delta = 0,009$ e espessura $d = 0,254$ mm. Como o projeto foi baseado em um substrato com outras características elétricas e físicas, a placa foi posta sobre um substrato Arlon com permissividade igual a $\epsilon_r = 2,55$, tangente de perdas $\delta = 0,0022$ e espessura $d = 3,048$ mm. Esse cascadeamento de substratos poderia levar a um valor assintótico da permissividade, o qual seria calculado por uma quantidade média entre os dois substratos. Contudo, de acordo com Lee *et. al.* em [59], para substratos finos, a permissividade apresenta um efeito mínimo e seu valor pode ser considerado como um valor próximo ao do espaço livre. Dessa forma, considerou-se apenas a permissividade do dielétrico aterrado. Nessa etapa do projeto se define a frequência de trabalho do absorvedor, que neste trabalho foi definida em 5,5 GHz para atender o sistema *WLAN* com os padrões *IEEE 802.11a*. Decidida a frequência de trabalho do absorvedor, projeta-se a célula unitária cuja impedância, em baixa frequência, que para a geometria patch pode ser considerada apenas como uma capacitância, seja igual à impedância da placa dielétrica aterrada, definida pelas equações (4.2/4.3), mas com sinal oposto. Desta forma, obtém-se a ressonância, visto que a parte imaginária da impedância de entrada (equação (4.1)) tem um pólo. Uma vez obtida a forma da FSS que determina a frequência de ressonância, pode-se adicionar uma componente resistiva à impedância da FSS (R_{ot} obtido da relação (4.7)) para alcançar absorção perfeita na frequência de ressonância de projeto.

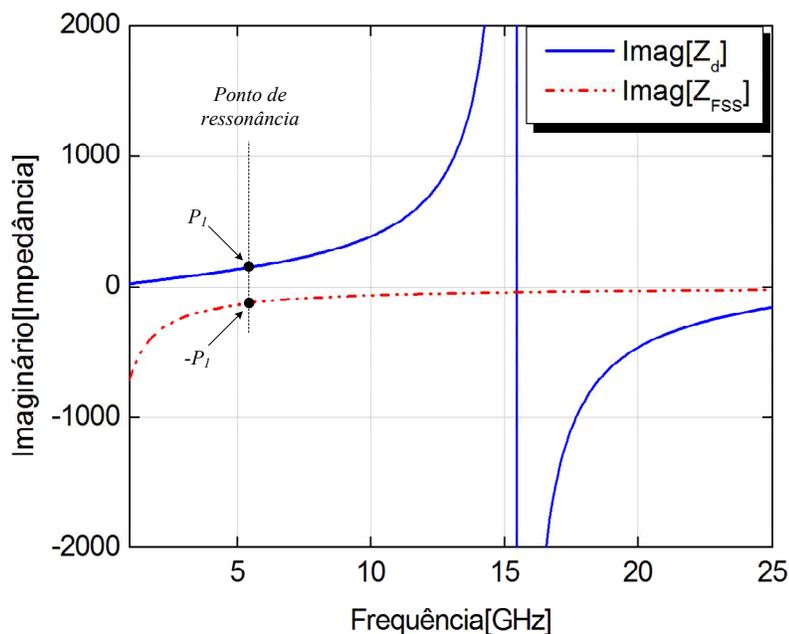


Figura 4.4: Impedâncias do substrato dielétrico aterrado e da superfície seletiva em frequência mostrando o ponto onde ocorre a ressonância.

Para o presente projeto, as dimensões ótimas obtidas para o correto casamento entre o absorvedor *HIS* e o espaço livre foram: periodicidade $p = 20,5$ mm, comprimento lateral $w = 19$ mm e um espaçamento entre os patches adjacentes $g = 1,5$ mm. O valor de resistência obtido para as correspondentes dimensões foi $R_{ot} = 58 \Omega$. A Figura 4.3 ilustra uma visão 3D da estrutura proposta e seus parâmetros físicos. Na Figura 4.4 são mostradas as curvas de impedâncias individuais da estrutura e o ponto onde a impedância da FSS ($-P_1$) se iguala à impedância do substrato aterrado (P_1). Nesse ponto as impedâncias se anulam, a estrutura ressoa e ocorre máxima absorção. O protótipo possui espessura total de aproximadamente 3 mm o que corresponde a $\lambda_g/12$ na frequência de ressonância. A Figura 4.5 mostra o coeficiente de reflexão obtido analiticamente para a configuração descrita.

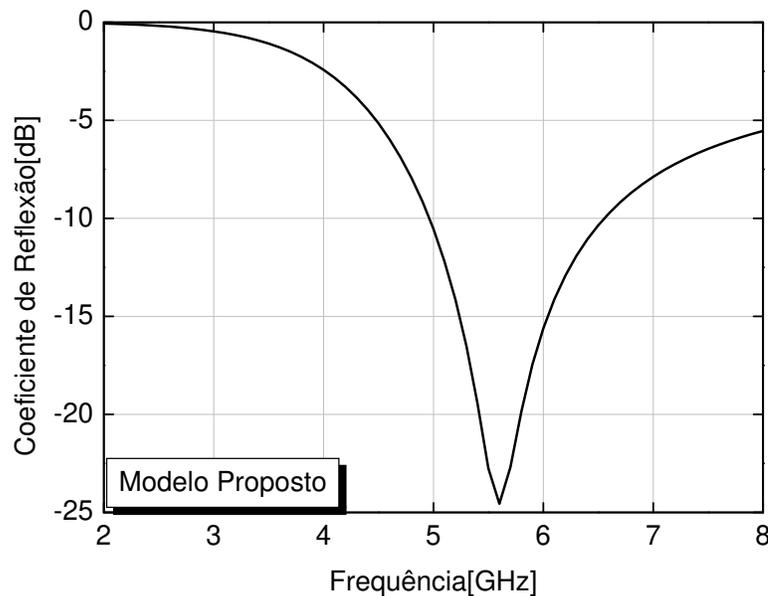


Figura 4.5: Coeficiente de reflexão analítico do absorvedor *HIS* banda estreita.

4.3.2 Banda larga

O mesmo princípio usado no projeto do absorvedor banda estreita pode ser usado para desenvolver um absorvedor que apresente larga banda de absorção. Como estudado na abordagem de circuito, em função da conexão paralela criada entre a impedância da FSS e a impedância do dielétrico aterrado, uma ressonância é gerada. Um substrato dielétrico aterrado tem comportamento indutivo na região de baixa frequência, e seu comportamento muda para capacitivo quando sua espessura se torna igual a um quarto do comprimento de onda da frequência de interesse [51]. Desta forma, se uma geometria FSS que apresente duas ressonâncias (*dual band*) antes dos lóbulos de gradeamento, como espiras ou dipolos cruzados, por exemplo, for usada, uma segunda ressonância paralela entre a FSS e o dielétrico aterrado pode ser criada. Essa segunda ressonância

CAPÍTULO 4. PROJETO E CONSTRUÇÃO DE ABSORVEDORES ELETROMAGNÉTICOS PLANARES

ocorre uma vez que, a impedância indutiva da FSS assume o mesmo valor da impedância capacitiva do substrato. Dessa forma, é necessário usar um substrato mais espesso. A necessidade de empregar um substrato mais espesso garante, não apenas um comportamento capacitivo dentro da faixa de frequência de interesse, bem como um valor suficientemente alto da parte real de Z_S (ver equação (4.5)) também entre as duas ressonâncias paralelas. Adicionalmente, no centro da banda de operação, o substrato com espessura igual a $\lambda/4$ atua como uma parede de alta impedância enquanto a impedância da FSS muda de um comportamento capacitivo para indutivo, mostrando uma impedância puramente real. Tais circunstâncias permitem que a estrutura trabalhe como uma tela de Salisbury convencional no centro da banda de operação, mantendo assim, um alto nível de absorção.

O projeto do absorvedor banda larga parte novamente da camada com resistência de superfície de $50\Omega/\square$. A estrutura é desenhada sobre um substrato Alron com permissividade $\epsilon_r = 2,55$, tangente de perdas $\delta = 0,002$ e espessura $d = 3,048$ mm. A FSS é composta de um arranjo de espiras quadradas e como descrito na seção anterior, a área da superfície deve ser representada apenas pela área do elemento ao longo da direção do campo elétrico que atinge a superfície. A estrutura proposta é mostrada na Figura 4.6(a). Com base nas considerações apresentadas acima e visando a fabricação do protótipo, projetou-se a célula unitária a partir da largura da fita w (ver a Figura 4.6(a)), com o intuito de adquirir as outras dimensões para o perfeito casamento da impedância da FSS com a impedância do espaço livre. Os valores iniciais dos parâmetros foram fracionários. Verificou-se, entretanto, através de simulações, que a utilização de valores inteiros provocava mudanças mínimas nos resultados. Portanto, para facilidade de fabricação os valores ótimos adotados para o arranjo de espiras foram: periodicidade $p = 12$ mm, comprimento lateral $l = 8$ mm, espaçamento entre células adjacentes $g = 4$ mm e largura da fita $w = 1$ mm.

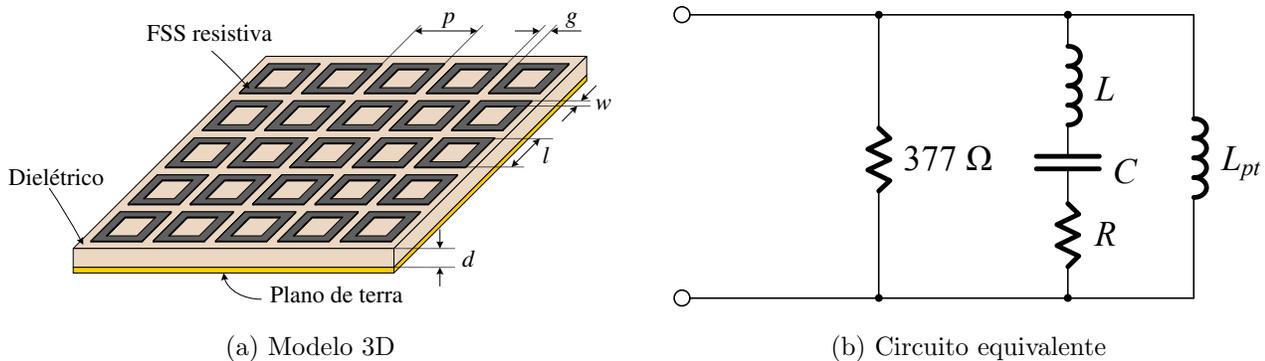


Figura 4.6: Esquemático da estrutura absorvedora baseada em FSS resistiva com arranjo de espiras quadradas, com o modelo 3D (a) e circuito equivalente (b).

CAPÍTULO 4. PROJETO E CONSTRUÇÃO DE ABSORVEDORES ELETROMAGNÉTICOS PLANARES

Para os valores geométricos obtidos, os nulos de refletividade do absorvedor ocorrem em torno das frequências onde a impedância capacitiva ($-P_1$) e a impedância indutiva (P_2) da superfície seletiva em frequência com perdas têm o mesmo valor da impedância indutiva (P_1) e da impedância capacitiva ($-P_2$) do substrato dielétrico aterrado, respectivamente. Esses valores podem ser claramente vistos através dos pontos f_1 e f_2 , e, como mostrados na Figura 4.7, ocorreram em 10,5 GHz e 21,5 GHz, respectivamente. A impedância do substrato dielétrico foi obtida analiticamente; e a impedância da FSS, recorrendo aos dados de simulação de onda completa. A região de Salisbury, mencionada brevemente, é também destaca também na figura. Nos pontos f_1 e f_2 , a estrutura é, na verdade, uma superfície de alta impedância, e uma onda incidente pode ser absorvida pela estrutura.

Um problema muito comum no projeto de absorvedores banda larga ressonantes é o alto nível de refletividade que ocorre entre os dois picos ressonantes, o que muitas vezes limita o projeto ou acaba por tornar a estrutura em uma configuração banda dupla, caso a estrutura não seja corretamente projetada. O nível de refletividade entre as ressonâncias pode ser otimizado aumentando o valor da resistência de superfície da FSS, e no presente método, ajustando as dimensões da célula unitária da FSS, uma vez que a resistência de superfície é fixa [168]. A razão para a geração deste pico pode ser explicada recorrendo ao circuito equivalente da estrutura de alta impedância de superfície, que é mostrado na Figura 4.6(b). O modelo de linha de transmissão mostra que quando a resistência R é pequena, que é o caso de estruturas que utilizam valores

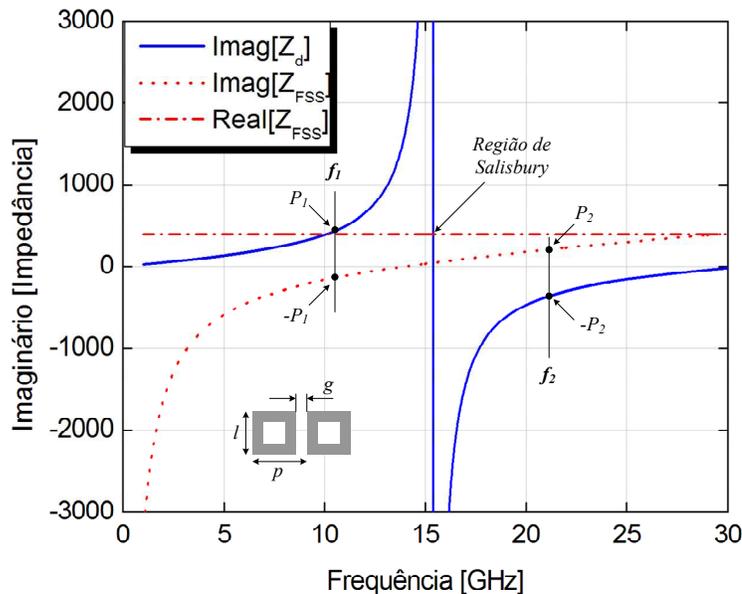


Figura 4.7: Impedâncias do substrato dielétrico aterrado e da FSS com arranjo de espiras quadradas. Os pontos de ressonância do absorvedor, bem como a região de Salisbury são destacados.

CAPÍTULO 4. PROJETO E CONSTRUÇÃO DE ABSORVEDORES ELETROMAGNÉTICOS PLANARES

baixos de resistência de superfície, a estrutura tem comportamento de um circuito aberto quase perfeito na frequência centrada entre as duas ressonâncias. Nas vizinhanças onde este pico ocorre, a impedância da estrutura varia rapidamente com a frequência e a estrutura tem comportamento de um curto na posição da FSS a partir do plano de terra. A supressão deste pico requer, portanto, um aumento do valor de R_S . De fato, aumentando o valor de R_S , a parte real de Z_S diminui nos pontos de ressonância e aumenta entre estes pontos. O valor da resistência concentrada, obtida para a resistência distribuída de $50\Omega/\square$ e para as dimensões ótimas da célula unitária, foi de $R_{ot} = 390 \Omega$. O segundo máximo da parte real de Z_S ocorre antes da segunda ressonância, visto que seu valor é dominado pelo quadrado da impedância do substrato (ver relação (4.6)) que tem um mínimo antes da segunda ressonância. Dessa forma, a distância entre f_1 e f_2 que pode ser alterada variando Z_{FSS} e Z_d , descreve a largura de banda da estrutura. O coeficiente de reflexão do absorvedor projetado por meio do método proposto é mostrado na Figura 4.8.

Como observado a partir da figura, a estrutura projetada apresenta um considerável desempenho, com nível de absorção de -10 dB dentro da faixa de 10 GHz a 18 GHz com uma espessura total de apenas 3 mm. O desempenho apresentado pelo absorvedor proposto não pode ser alcançado por uma tela de Salisbury convencional ou por configurações Jaumann que apresentem a mesma espessura ou peso. Para alcançar um desempenho similar, uma configuração Jaumann teria entre três ou quatro camadas, o que levaria ao aumento de peso e volume do absorvedor; e se incidência oblíqua fosse considerada, a espessura seria ainda maior (ver, por exemplo [169]). Desempenho similar pode ser obtido usando absorvedores com substratos magnéticos, como apresentado por Sun *et. al.*, em [157]. Contudo, substratos magnéticos são pesados e,

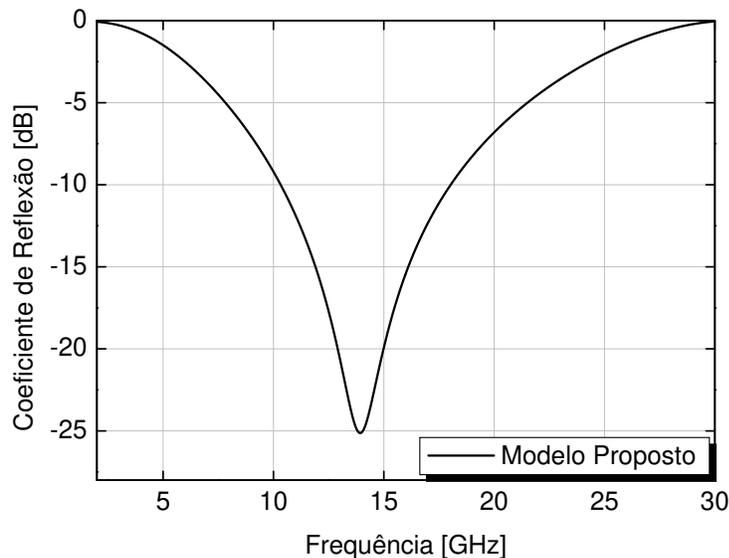


Figura 4.8: Coeficiente de reflexão obtido através do método proposto. A estrutura HIS é composta de um substrato aterrado com arranjo de espiras quadradas.

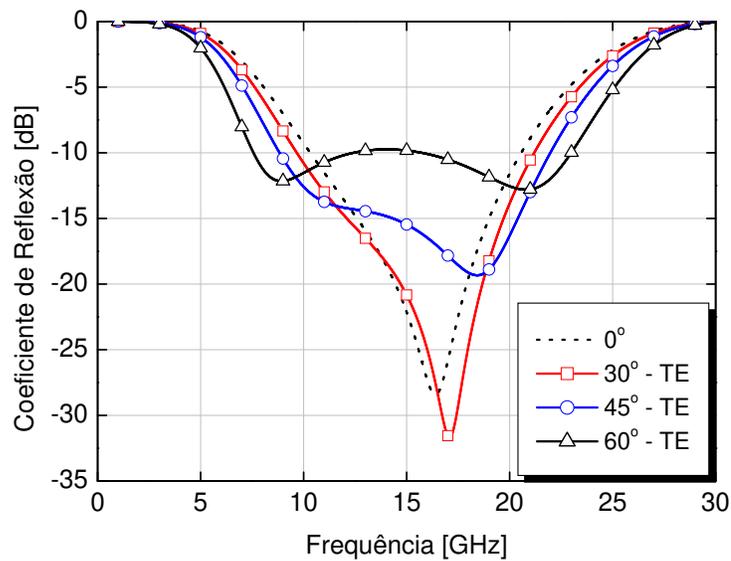


Figura 4.9: Coeficiente de reflexão da estrutura para a polarização TE sob diversos ângulos de incidência.

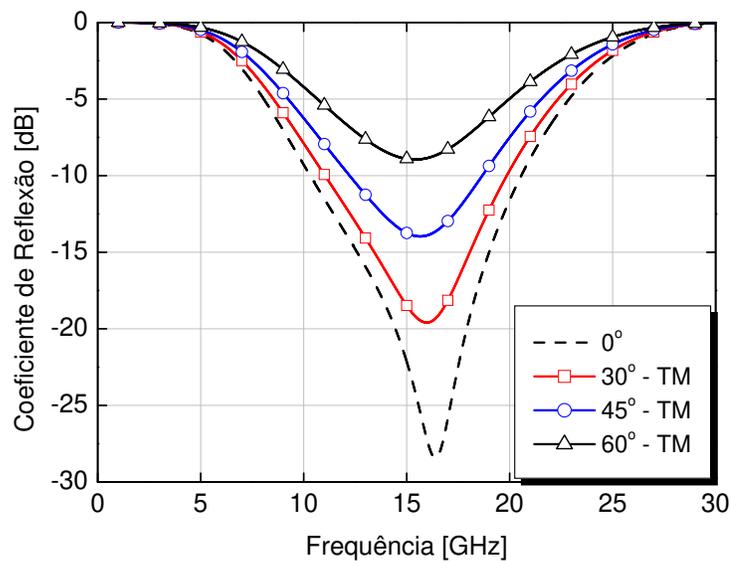


Figura 4.10: Coeficiente de reflexão da estrutura para a polarização TM sob diversos ângulos de incidência.

nesse caso específico, além do uso de algoritmo genético, que não oferece um conhecimento físico do funcionamento da estrutura, a obtenção dos parâmetros dos substratos parece ser complexa.

Ao contrário de outros projetos de absorvedores, que redirecionam a energia em outras direções [27], a estrutura banda larga apresentada aqui dissipa a energia da onda realizando o casamento sobre uma larga faixa de frequências. A energia seria refletida em outras direções apenas se o período da superfície seletiva fosse maior que um comprimento de onda, como acontece

no trabalho apresentado por Liu, *et. al.*, em [53]. No presente projeto o espalhamento da energia através dos lóbulos de gradeamento começa após 18 GHz. O absorvedor pode ser projetado para atuar sobre qualquer faixa de frequência, contudo, devido ao limitado número de substratos disponíveis, dificuldade de encontrar substratos com permissividade próxima à do espaço livre e às limitadas espessuras, o projeto foi concebido para a faixa de 10 a 18 GHz.

As Figuras 4.9 e 4.10 mostram o comportamento da estrutura sob incidência angular para as polarizações TE e TM, respectivamente. Como observado, a estrutura apresenta absorção aceitável até incidência de 45 graus. De fato, esta geometria apresenta o melhor desempenho entre as estruturas estudadas, como apresentado na literatura e destacado no capítulo 2. Ainda que a estrutura tenha apresentado um considerável desempenho sob variação angular, é importante destacar que o objetivo da análise é apresentar o mecanismo de absorção desse tipo de estrutura e não otimizar um absorvedor que trabalhe de forma eficiente sob variação angular. Diversas técnicas são utilizadas para melhorar o desempenho do absorvedor quando ondas com incidência oblíqua são consideradas. Entre as técnicas utilizadas, a inclusão de uma camada dielétrica na frente da estrutura é a mais utilizada, como apresentado em [36, 56] e descrito no capítulo 2. Luukkonen *et. al.* utilizaram em [148] vias entre a FSS e o plano de terra para obter bom desempenho do absorvedor sob grandes ângulos de incidência.

4.4 Medidas

Esta seção é dedicada a apresentar e explicar em detalhes as técnicas de medidas utilizadas para caracterizar as estruturas FSS projetadas e construídas através do modelo proposto nesta pesquisa, juntamente com as técnicas de calibração e resultados da medição. Esta comparação ajuda a validar o modelo usado.

Para demonstrar a viabilidade do método proposto e de modo a obter dados comparativos com as simulações, protótipos foram construídos e validados fisicamente através de montagens experimentais e instrumentação especialmente desenvolvida para estas estruturas. A primeira estrutura é composta de uma superfície seletiva em frequência com perdas com arranjo de *patches* quadrados, projetada para absorver sinais na faixa de 5,5 GHz. A segunda estrutura, composta de um arranjo de espiras quadradas, absorve sinais dentro da banda de 10 GHz a 18 GHz. A caracterização experimental dos absorvedores projetados foi feita por meio de medidas de coeficiente de reflexão dentro da banda-C, na faixa de interesse de 5,5 GHz, banda-X, abrangendo frequências a partir de 10 GHz, e banda-Ku, dentro da faixa de 12 GHz a 18 GHz, realizada em espaço livre e em câmara anecóica. Para esta proposta, dois pares de antenas corneta para as respectivas faixas foram utilizadas.

Considerando que os critérios de onda plana devem ser obedecidos para a correta comparação com os dados de simulação, as antenas utilizadas foram escolhidas de modo a reduzir as distâncias

CAPÍTULO 4. PROJETO E CONSTRUÇÃO DE ABSORVEDORES ELETROMAGNÉTICOS PLANARES

de campo distante entre a antena transmissora e o painel FSS, e entre o painel FSS e a antena receptora, dentro das respectivas faixas medidas. Para medidas do absorvedor banda estreita, um par de antenas corneta Vivaldi de faixa larga, com abertura de 236 mm x 160 mm foi usado. A largura de feixe de meia potência de 3 dB calculada usando a expressão empírica $\psi = 50,6\lambda/a$, onde a indica a dimensão de um dos lados da seção transversal, resultou em $\psi_1 = 12,9^\circ$ no plano E e $\psi_2 = 18,9^\circ$ no plano H . A caracterização do absorvedor banda larga foi realizada por medidas de reflexão na banda-Ku. O par de antenas corneta utilizadas (banda-X) possui abertura de 74 mm x 55 mm. Para tais dimensões, $\psi_3 = 20,51^\circ$ no plano E e $\psi_4 = 27,6^\circ$ no plano H . As posições relativas às antenas transmissora, receptora e painel FSS foram determinadas com base nas seguintes considerações:

- As medidas de reflexão são calibradas contra a resposta de reflexão de uma placa de alumínio polida com espessura de 2 mm, tendo as mesmas dimensões dos painéis FSS. Portanto, o painel medido deve ser localizado no campo distante da antena transmissora, de modo que a frente de fase da onda incidente seja considerada plana. De fato, apenas neste caso a resposta da FSS, em sua banda de ressonância, é considerada aproximadamente a mesma que a da placa metálica, que pode então ser usada como referência para efeito de calibração. O campo distante a partir da antena em relação à maior dimensão é $D_1 = 2d^2/\lambda = 1,85$ m, calculado em 5 GHz (no centro da banda-C). Para medidas em 15,2 GHz (centro da banda-Ku), o campo distante começa em $D_2 = 2d^2/\lambda = 1$ m [35].
- As medidas de transmissão são calibradas contra a resposta de transmissão da antena receptora quando o painel FSS é removido (medida de quadro vazio). Portanto, para realizar a calibração de forma correta, as antenas transmissora e receptora devem ser localizadas no campo uma da outra.

Além disso, uma vez que as simulações foram realizadas sob incidência de onda plana e retro espalhamento de onda plana, a situação ideal para poder comparar corretamente os resultados de simulação com os de medida, seria localizar os painéis FSS e a placa de calibração na região de campo distante da antena transmissora, e a antena receptora na região de campo distante dos painéis FSS. Portanto, considerando o retro espalhamento da placa FSS em relação à antena receptora, o campo distante deve ser de 2,3 m para a faixa de frequência inferior, enquanto na faixa superior, a distância seria 6,3 m. Entretanto, enquanto o primeiro requisito (campo distante a partir da antena transmissora) pode ser facilmente satisfeito ao utilizar antenas que reduzem bastante a distância entre a antena transmissora e o painel, o segundo torna-se inviável para medidas, principalmente em câmara anecóica, quando o painel a ser medido é grande. Como exemplo, se um painel FSS com dimensões de 60 cm x 60 cm fosse considerado, o campo distante começaria na distância de 12 m. Para a banda mais elevada, o campo distante começaria a partir de 36 m, enquanto que a maior dimensão da câmara anecóica disponível é de 6 m.

Conseqüentemente, dois diferentes *setups* de medidas foram identificados. Contudo, devido às limitações de espaço para medidas e materiais disponíveis, apenas um setup foi utilizado:

- Painel FSS no campo distante da antena transmissora e antena receptora no campo distante do painel FSS (para um painel com dimensões reduzidas), a fim de realizar medidas de coeficiente de reflexão bi-estático, com ângulos de incidência até 45° para medidas na banda-X.

4.4.1 Medidas em campo aberto: absorvedor banda estreita

O absorvedor banda estreita foi construído transferindo-se um padrão com arranjo de patches quadrados para uma fina camada resistiva, composta de uma liga de Níquel-Fósforo, que possui resistência de superfície de $50 \Omega/\square$. As amostras são laminadas sobre um substrato Nelco com permissividade $\varepsilon_r = 3,65$ e espessura 0,254 mm. Visto que o projeto foi definido para substratos com diferente permissividade e espessura, a placa foi então disposta sobre um substrato Arlon de espessura 3,048 mm e permissividade $\varepsilon_r = 2,55$. As placas foram então fixadas com parafusos de teflon a fim de evitar interferências durante as medidas. As amostras são comercialmente disponíveis e podem ser encontradas nos endereços eletrônicos das companhias [159, 170, 171]. O protótipo do absorvedor banda estreita fabricado é mostrado na Figura 4.11. O uso do substrato Nelco requer uma modificação na célula unitária do *patch* ($p = 17$ mm e $w = 13$ mm).

O absorvedor construído tem dimensões de 25 x 25 cm. As dimensões foram reduzidas de modo a diminuir o campo distante entre a placa FSS e a antena receptora. O absorvedor banda estreita foi medido usando o esquemático do setup de medida mostrado na Figura 4.12. Para tanto, foi construído um *rig* de teste, com dimensões de 60 x 60 cm e altura de 1,6 m até o centro, onde as placas são inseridas. Este *setup* consiste de:

- Analisador de rede vetorial, VNA - Vector Network Analyzer, série ENA E5071C, com faixa de frequência de 300 kHz a 20 GHz;
- Duas antenas corneta com ganho constante na banda-C (4 - 6 GHz);
- Porta amostra;
- Cabos coaxiais de alto desempenho para conexão entre as antenas e o VNA;
- Absorvedores de RF piramidais de banda larga;

Para incidência normal, as antenas foram montadas sobre tripés de modo que o centro da abertura fosse mantido na mesma altura do centro do *rig* de teste, iluminando, assim, uniformemente as placas. Ambas as antenas tem a mesma orientação. Devido à abertura das antenas, o menor ângulo obtido para incidência de onda plana foi de 18° , sendo esse ângulo considerado como referência de incidência normal. Um absorvedor planar foi inserido entre as antenas para evitar problemas de acoplamento mútuo.

CAPÍTULO 4. PROJETO E CONSTRUÇÃO DE ABSORVEDORES ELETROMAGNÉTICOS PLANARES

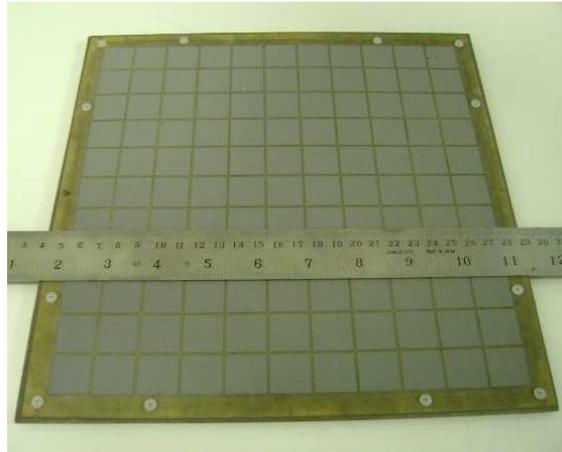


Figura 4.11: Protótipo do absorvedor banda estreita desenvolvido baseado em um arranjo de FSS resistiva com *patches* quadrados.

Há dois importantes fatores para determinar o tipo de antena, distância entre as antenas e as dimensões do porta amostra. Primeiro, como brevemente mencionado, as ondas eletromagnéticas radiadas pelas antenas devem penetrar nas placas como ondas planas. Para alcançar este objetivo, a separação entre as antenas e o porta amostra deve ser grande o suficiente para satisfazer os critérios de campo distante para as antenas. Portanto, o painel de teste deveria então ser posicionado de modo a obedecer aos requisitos de campos distante (distância de 2,2 m a partir da abertura das antenas). Entretanto, foi observado durante as medidas que distâncias mais curtas também podem produzir resultados precisos. Não há um critério para determinar a distância ótima, que foi então determinada quando as oscilações chegaram a níveis aceitáveis. O outro requisito é que o porta amostras deve englobar o feixe principal da antena, de modo a minimizar as reflexões a partir das bordas das placas e do porta amostra. Reflexões residuais são eliminadas pelos absorvedores postos na superfície do porta amostra. A distância final do painel de teste em relação às antenas foi de 1,85 m. A Figura 4.13 mostra uma fotografia do *setup* de teste em espaço livre utilizado para a medição do absorvedor.

Visto que as medidas são realizadas no espaço livre, a técnica de calibração mais indicada é a calibração no espaço livre, que oferece resultados mais precisos se comparados às técnicas de calibração convencionais de duas portas. Contudo, devido à falta de equipamentos, como mesa com alinhamento óptico, antenas com lentes colimadoras, analisador de rede e *software* que realizem medidas no domínio do tempo, a calibração no espaço livre não pôde ser realizada. Porém, essa importante técnica é descrita em detalhes no Apêndice B. Portanto, a técnica de calibração de duas portas completa foi utilizada a fim de deslocar o plano de referência para o final dos cabos a serem ligados às antenas. Isso elimina perdas nos cabos e conectores. A resposta de reflexão medida foi calibrada contra a resposta de reflexão de uma placa de alumínio tendo o

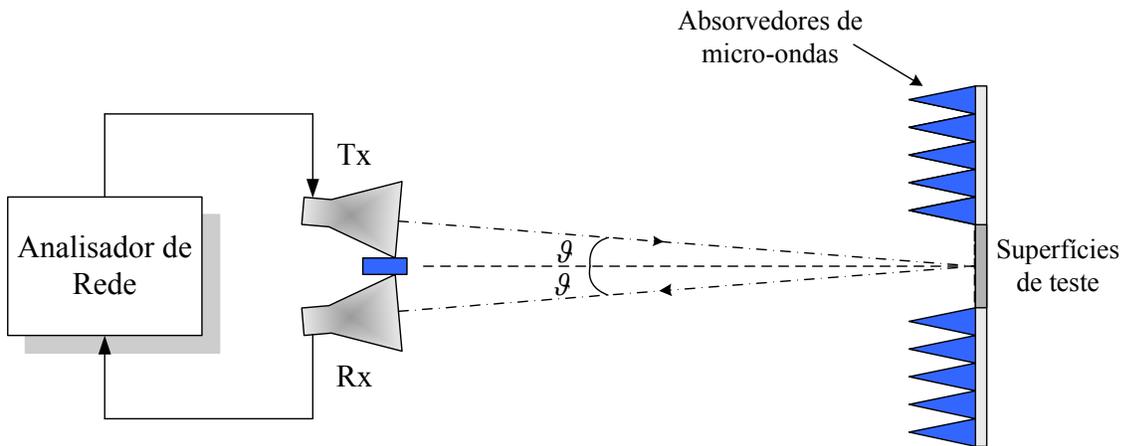


Figura 4.12: Esquemático do *setup* de medida bi-estático em campo aberto.

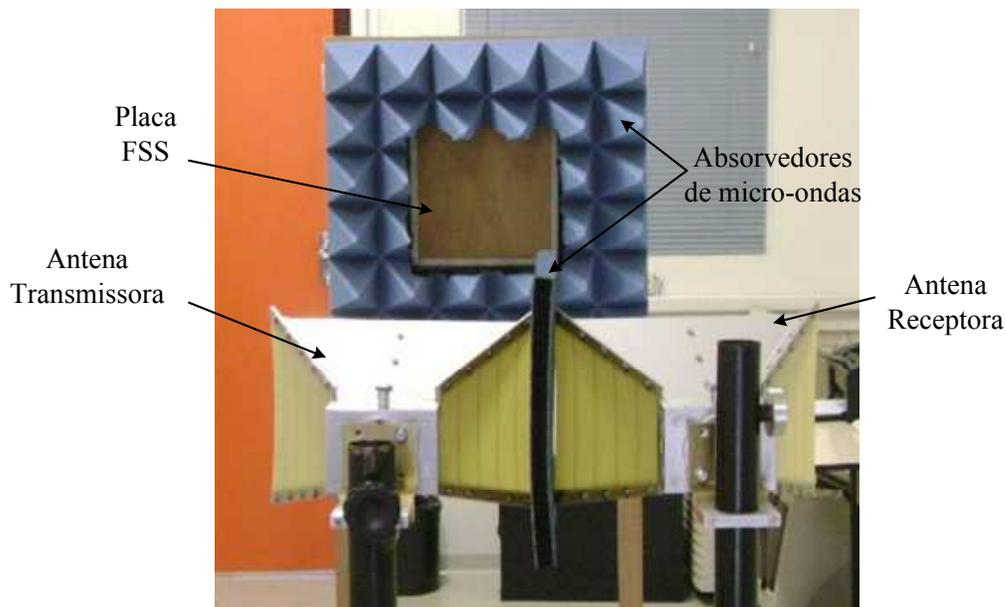


Figura 4.13: *Setup* de medida de reflexão em espaço livre utilizado na caracterização do absorvedor banda estreita.

mesmo tamanho da placa FSS. Os dados da calibração foram então subtraídos dos dados medidos da FSS para a correta comparação com as simulações. Medidas realizadas com o quadro vazio também foram coerentemente subtraídas a fim de eliminar os sinais espúrios (devido às reflexões de multipercursos por paredes, cabos, antenas e objetos contidos na sala).

Resultados e Discussão

O coeficiente de reflexão medido do absorvedor FSS banda estreita, calibrado contra uma placa metálica, é mostrado na Figura 4.14. Como observado para o caso de incidência normal, os dados medidos do absorvedor estão em boa concordância com os dados de simulação, mostrando a viabilidade de aplicação do método. O absorvedor apresentou atenuação característica de uma

CAPÍTULO 4. PROJETO E CONSTRUÇÃO DE ABSORVEDORES ELETROMAGNÉTICOS PLANARES

configuração banda estreita, com absorção de -20 dB em 5,35 GHz. A diferença entre as curvas pode ser explicada, principalmente, devido à contribuição de dois fatores.

- As simulações foram realizadas considerando um painel com dimensão infinita, sem levar em conta qualquer efeito de difração de borda. A superfície iluminada no absorvedor pode ser estimada, com base na largura de feixe de meia potência da antena, como aproximadamente igual a $A \times B$, onde $A = \text{distância} \times \tan(\psi_1/2) \times 2 = 0,33 \text{ m}$ e $B = \text{distância} \times \tan(\psi_2/2) \times 2 = 0,61 \text{ m}$, com a distância de 1,85 m. Portanto, ainda que grande parte do feixe tenha sido englobada pelos absorvedores, o painel foi completamente iluminado pela antena e as difrações a partir das bordas foram significativas;
- Diversas fontes de imprecisão, associadas a problemas mecânicos puderam ser identificadas no *setup* de medição. Tais problemas foram, principalmente, devido ao fato de o laboratório utilizado não ser adequado para este padrão de medida. Juntamente a este problema, o quadro usado para sustentar as placas afetou principalmente as frequências mais baixas na resposta do absorvedor. Problemas mecânicos adicionais foram causados pelo suporte móvel de sustentação das antenas. Estes problemas levaram às seguintes imprecisões:

Alinhamento: O alinhamento entre as antenas e a placa FSS ou a placa de calibração tem que ser garantido em azimute, elevação e altura. O procedimento de alinhamento foi repetido a cada medida, e realizado usando *laser* a fim de obter a posição relativa das antenas e das placas que correspondesse à máxima potência do sinal medido (posição ótima). A variação em azimute, elevação e altura deveria ser completamente realizada em ângulo tão pequeno quanto possível, de modo a garantir a máxima transferência de potência. Além disso, medidas no domínio do tempo seriam mais precisas e ajudariam a identificar as melhores posições.

Calibração: A calibração usada foi a calibração completa de duas portas, realizada no final dos cabos, a fim de eliminar perdas nos cabos e conectores. Contudo, uma calibração em espaço livre no domínio do tempo deveria ser utilizada a fim de deslocar o plano de referência para a superfície da placa condutora. Isso eliminaria as perdas nas antenas e no espaço livre. Usando tal calibração, medidas de quadro vazio poderiam ser coerentemente removidas tanto da placa condutora, como do absorvedor. Dessa forma, após esse processamento, as medidas do absorvedor seriam afetadas apenas pelas reflexões devido aos efeitos de difração no absorvedor piramidal.

Visto que problemas de imprecisão associados a problemas mecânicos e alguns erros referentes à fabricação não puderam ser eliminados, considera-se que a estrutura projetada ofereceu resultados de medidas satisfatórios e que estão em boa concordância com as simulações, dentro da proposta apresentada. Medidas sob variação angular não puderam ser realizadas devido a problemas logísticos.

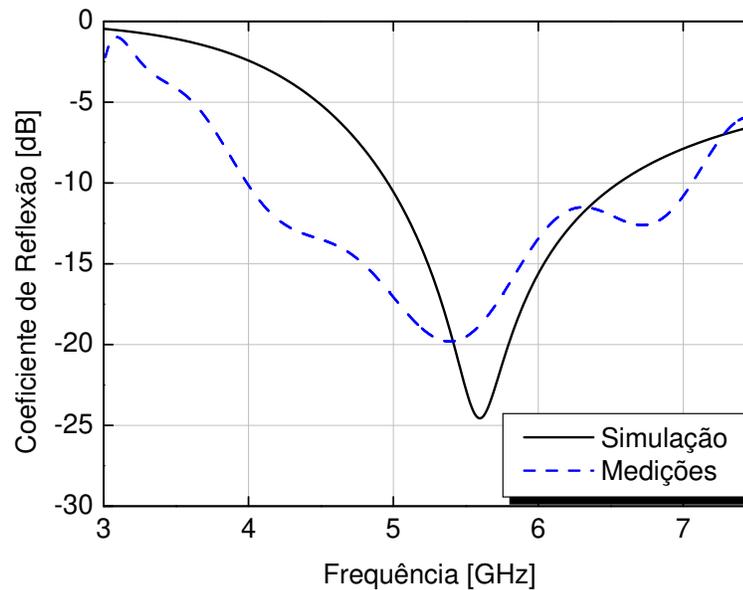


Figura 4.14: Comparação entre os resultados medidos e os simulados através do método proposto.

4.4.2 Medidas em campo aberto: absorvedor banda larga

Para a fabricação do absorvedor banda larga, basicamente os mesmos materiais foram utilizados (camada resistiva e substratos), diferenciando apenas a geometria, que para essa configuração, foi usada a espira quadrada. A estrutura fabricada, que é mostrada na Figura 4.15, tem dimensão de 25 x 25 cm, e é baseada em um arranjo com 19 x 19 células unitárias cujas dimensões foram apresentadas na seção de projeto.

O *setup* de experimento utilizado para caracterizar o absorvedor banda larga é composto de um par de antenas corneta na banda-X (8 a 12 GHz). Uma calibração de duas portas completa foi realizada dentro da banda de frequência inteira do analisador de rede (300 kHz a 20 GHz). As antenas utilizadas, ainda que projetadas para aplicação na banda-X, apresentam desempenho aceitável (com coeficiente de reflexão abaixo de -10 dB) dentro de uma banda de frequências de 7-15 GHz. Portanto, medidas dentro dessa faixa podem ainda ser consideradas confiáveis. Nessa faixa, ainda que a distância requerida para obedecer aos critérios de campo distante seja pequena, houve necessidade de reduzir a distância entre as antenas e o painel de teste, a fim de realizar medidas sob incidência oblíqua. Nesse sentido, a distância utilizada foi de 60 cm. Na Figura 4.16 é apresentada uma fotografia da amostra sendo caracterizada através do *setup* desenvolvido. Polarização vertical das antenas é considerada. Incidência normal não pôde ser considerada devido à limitação dos suportes das antenas. O ângulo mínimo obtido para incidência de onda plana foi de apenas 12°, sendo esse ângulo considerado como referência de incidência normal.

Para analisar o comportamento do absorvedor sob incidência oblíqua, as antenas foram novamente polarizadas verticalmente e o ângulo do plano das antenas foi variado (de 0° a 30° com

CAPÍTULO 4. PROJETO E CONSTRUÇÃO DE ABSORVEDORES ELETROMAGNÉTICOS PLANARES

passos de 10°). Os dados de reflexão foram calibrados contra uma placa de alumínio apenas para incidência normal a fim de destacar o efeito da variação do ângulo de chegada da onda.

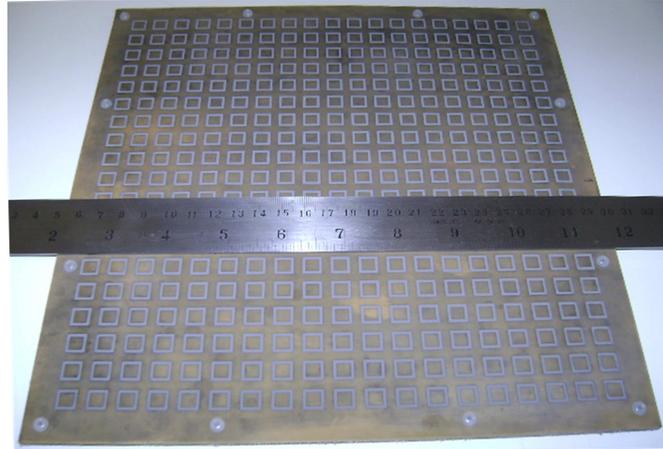


Figura 4.15: Absorvedor banda larga fabricado. A estrutura é baseada em FSS com arranjo de espiras quadradas resistivas.

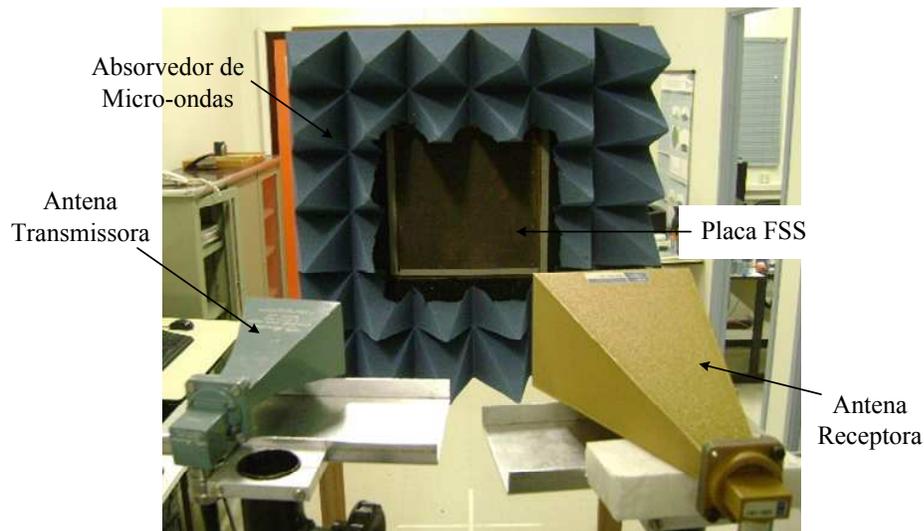


Figura 4.16: *Setup* de medida de reflexão em espaço livre utilizado na caracterização do absorvedor banda larga.

Resultados e Discussão

Na Figura 4.17 é apresentado, para efeito de comparação, o coeficiente de reflexão simulado por meio do nosso modelo proposto, e o medido, usando a técnica descrita acima. Os dados foram obtidos para medidas bi-estáticas do coeficiente de reflexão. Para o caso de incidência normal, o comportamento dos dados experimentais está em boa coerência com as simulações quando consideramos que a comparação de interesse é apenas dentro da banda de absorção. O

CAPÍTULO 4. PROJETO E CONSTRUÇÃO DE ABSORVEDORES ELETROMAGNÉTICOS PLANARES

deslocamento em frequência pode ser interpretado devido, principalmente, à camada de substrato adicional entre a FSS resistiva e o dielétrico aterrado, o que segundo apresentado no capítulo 2, provoca um deslocamento para frequências menores. Outros fatores podem ter causado a diferença entre as curvas, tais como o fato de as placas de medida não estarem localizadas na região de campo distante, não sendo considerada, portanto, incidência de onda plana, calibração, além dos problemas já discutidos na seção anterior. Ainda que o absorvedor tenha apresentado tal deslocamento em frequência, a estrutura apresentou atenuação característica de uma configuração banda larga, com absorção abaixo de -10 dB dentro da faixa de 10,5 GHz a 15,3 GHz. Como já observado para as medidas do absorvedor banda estreita, localizar as antenas próximo às placas de medida, garante ainda resultados precisos. Considerando a magnitude do coeficiente de reflexão dentro da banda de absorção, os dados simulados e medidos estão muito próximos um do outro e ambos satisfazem aos critérios de projeto de ser menor ou igual a -10 dB. Os resultados são apresentados apenas até a frequência de 16 GHz devido à limitação em faixa das antenas utilizadas. Reitera-se que as medidas são confiáveis até a faixa limite das antenas. Contudo, devido à boa coerência entre os resultados, presume-se que a banda de absorção seja ainda maior, estando muito próxima aos dados simulados (10,5 GHz a 20 GHz).

Na Figura 4.18 os dados calculados e medidos do coeficiente de reflexão para os ângulos de incidência de 0° , 10° , 20° e 30° , são comparados. Sob incidência angular, nota-se uma clara redução de desempenho em atenuação, se comparado à incidência normal. Nota-se ainda, um

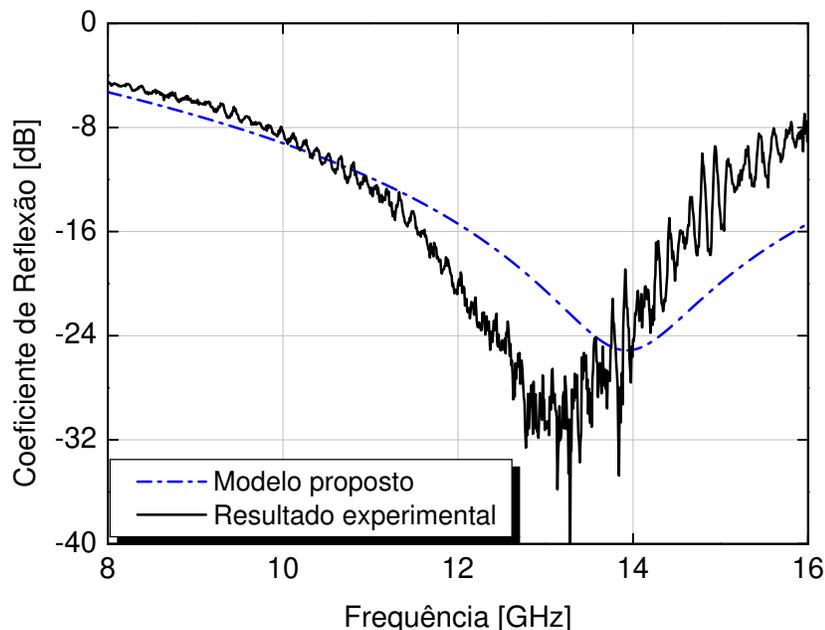


Figura 4.17: Resultado de medida para o absorvedor banda larga proposto. Os resultados são comparados com os dados simulados através do método proposto.

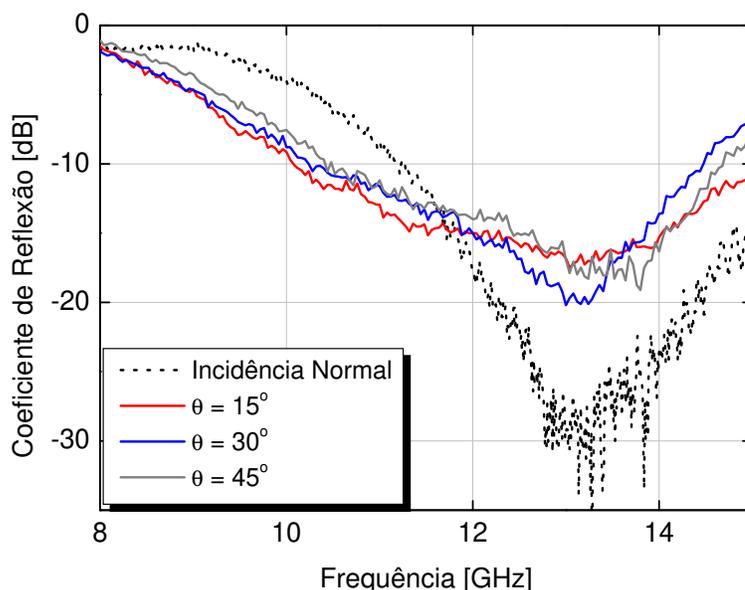


Figura 4.18: Medidas do coeficiente de reflexão para ângulos de incidência oblíquos baseados em um arranjo de FSS com espira quadrada.

leve deslocamento da banda para frequências ainda menores em relação à faixa de projeto. Esse comportamento já era esperado, segundo o estudo de variação angular descrito na seção 2.4.5. Entretanto, os resultados sob incidência oblíqua são ainda aceitáveis até o máximo ângulo medido. De fato, como apresentado no estudo da forma dos elementos (ver seção 2.4.2), a espira quadrada é um dos elementos com melhor comportamento sob incidência angular. Ainda que a estrutura tenha apresentado bom desempenho até o máximo ângulo medido, é importante destacar que o presente projeto objetivou apenas destacar o mecanismo de absorção. Alguns métodos para melhorar o desempenho do absorvedor sob incidência oblíqua consistem em empregar camadas dielétricas adicionais acima da FSS, como feito em [109], ou otimizar o projeto através de técnicas iterativas.

4.4.3 Medidas em câmara anecóica

Um segundo *setup* identificado foi realizado em ambiente confinado. Para tanto, as medições foram feitas usando a câmara anecóica do Laboratório de Medições Eletromagnéticas do *IFI* (*Instituto de Fomento e coordenação Industrial*) localizado nas dependências do *DCTA* (*Departamento de Ciência e Tecnologia Aeroespacial*) em São José dos Campos–SP. A câmara utilizada possui dimensões de 9 m x 4,5 m x 4,5 m, entretanto, as dimensões úteis da câmara são 6 m x 3,5 m x 3,5m. A Figura 4.19 ilustra esquematicamente o *setup* de medição utilizado para caracterizar cada absorvedor.

O *setup* utilizado para medir o absorvedor faixa estreita é composto de duas antenas corneta de banda ultra larga da *ETS-LINDGREN* modelo 3115, que possuem banda de operação de 1–18

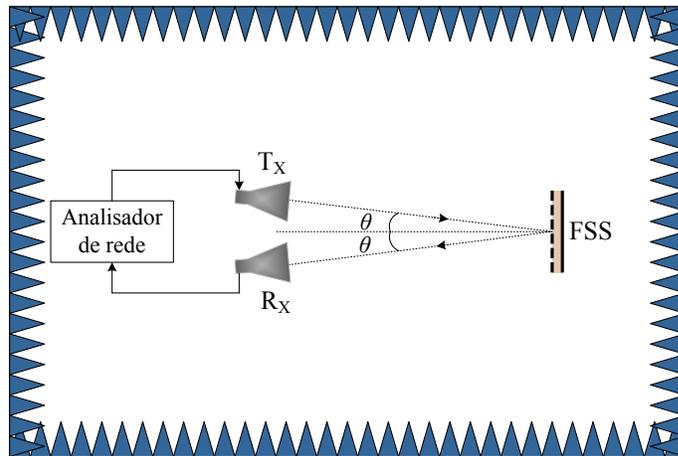


Figura 4.19: Esquemático do *setup* de medida quase monoestático em câmara anecóica utilizado na caracterização das estruturas FSS.

GHz, cabos para alimentação das antenas e analisador de rede da *Agilent* modelo *AT E8362B PNA* com faixa de operação de 10 MHz a 20 GHz. Uma calibração de duas portas completa foi realizada no final dos cabos a serem ligados às antenas, para eliminar perdas nos cabos e conectores. Tanto as antenas como a amostra a ser medida são localizadas sobre torres, de modo que o centro de abertura das antenas esteja alinhado com o centro da amostra. O alinhamento em elevação e azimute é garantido através de um feixe de laser localizado no nível das antenas. As torres são ainda cobertas com *RAMs*, para evitar reflexões. A abertura das antenas utilizadas nas medições é de 24,4 cm x 15,9 cm, que confere um campo distante de 2 m para a o centro da banda-C, e de 5,95 m para o centro da banda-Ku. A distância entre as antenas e a amostra é de 6 m, o que, para a banda-C, mesmo considerando o pior caso, é uma distância bem superior à exigida. Devido ao tamanho útil da câmara anecóica, o campo distante é limitado em 15 GHz, atendendo, portanto, aos critérios de campo distante e confiabilidade em ambas as medidas. Para a banda-C as medidas foram então realizadas dentro da faixa de 3 a 7 GHz. Medidas do absorvedor faixa larga são realizadas de 8 a 16 GHz. Nesse padrão de medidas, as antenas se comunicam basicamente através da FSS e do acoplamento mútuo, cujo efeito não pôde ser eliminado, visto que uma calibração no espaço livre não estava disponível. A energia transmitida entre as duas antenas é medida primeiro com o plano terra e em seguida com a FSS, tendo ambas as placas o mesmo tamanho. Dessa forma, subtraindo-se os dois valores obtidos extrai-se a energia refletida do absorvedor em teste. Nesse *setup*, não foi possível utilizar um quadro *RAM* para evitar os efeitos de difração de borda, sendo essa uma possível fonte de erro. Outrossim, como as antenas são fixas, não foi realizado um estudo da placa sob incidência angular para esse *setup*. Entretanto, o comportamento da placa sob incidência angular pôde ser realizado em

CAPÍTULO 4. PROJETO E CONSTRUÇÃO DE ABSORVEDORES ELETROMAGNÉTICOS PLANARES

uma câmara anecóica com dimensões menores, também localizada no Laboratório de Medições Eletromagnéticas do *IFI* e apresentada nessa seção.

Toda a operação é controlada a partir de uma sala externa à câmara, na qual se encontram os controladores de posicionamento das antenas, o controle de nível de potência emitido e toda a parte de análise. As antenas possuem um ângulo de apenas 8° entre si, o que garante que a onda incidente atinge a placa FSS com um ângulo de apenas 4° . Esse ângulo de incidência é muito próximo da incidência normal, oferecendo maior precisão nos resultados. De fato, apenas utilizando medidas monoestáticas seria possível garantir incidência normal de onda. Este *setup*, porém, exigiria o uso de um acoplador bidirecional, não disponível no laboratório. Além disso, o uso de acoplador poderia inserir erros nas medidas.

4.4.3.1 Absorvedor banda estreita

A Figura 4.20 mostra o *setup* utilizado na caracterização do absorvedor faixa estreita. Para demonstrar a validade do método proposto e a correta aplicação de superfícies seletivas em frequência resistivas ao projeto de absorvedores eletromagnéticos, as propriedades de absorção do absorvedor HIS são apresentadas na Figura 4.21. Na figura, a amplitude do coeficiente de reflexão é esboçada em função da frequência, considerando incidência normal de onda plana e polarização vertical de ambas as antenas. Como pode ser observado a partir da curva, os dados experimentais estão em ótima concordância com os dados de simulação, sendo que a máxima absorção da estrutura, de quase 30 dB, ocorre na frequência de projeto, que para o absorvedor faixa estreita, é de 5,5 GHz. A largura de banda de absorção de -15 dB da estrutura é de 750 MHz, que atende aos requisitos dos sistemas *WLAN* com o padrão *IEEE 802.11a* e, conseqüentemente, às determinações do projeto. De fato, como exposto brevemente, o uso da geometria *patch* garante, ao mesmo tempo, uma estrutura com estreita faixa de absorção, e com

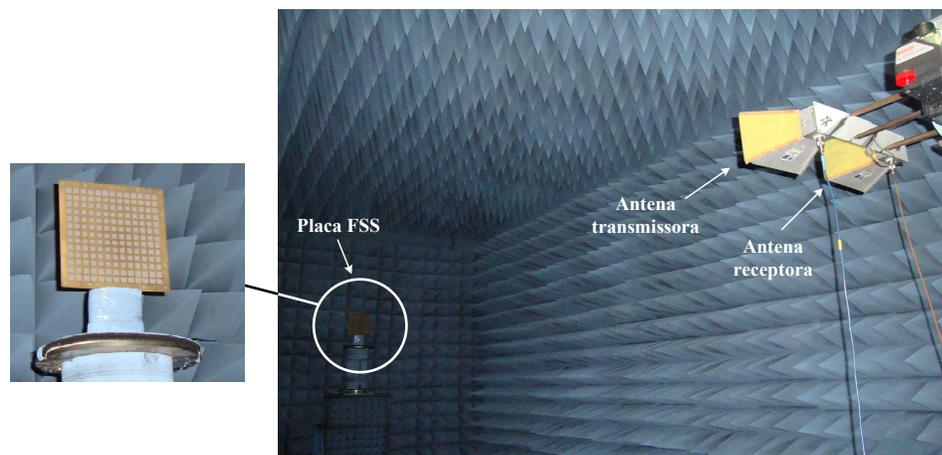


Figura 4.20: *Setup* de medida de reflexão quase monoestático em câmara anecóica usado na caracterização da estrutura faixa estreita.

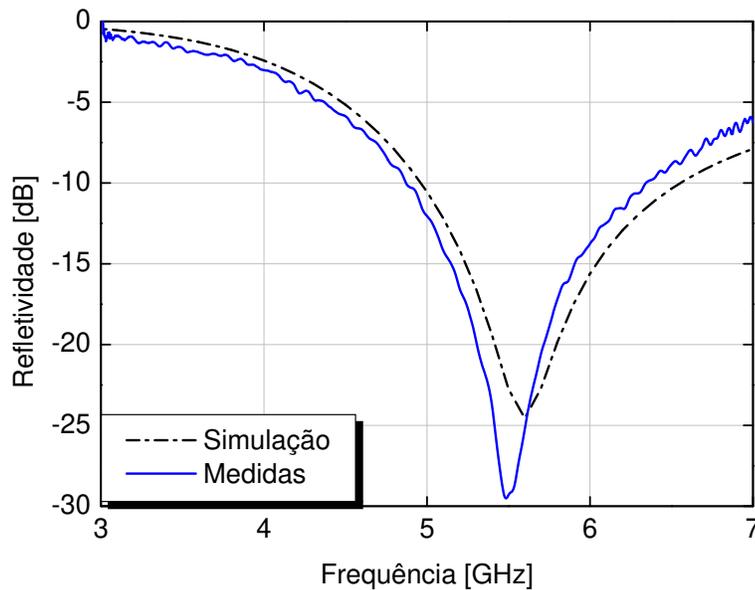


Figura 4.21: Comparação entre o coeficiente de reflexão obtidos através de medidas na câmara anecóica e os resultados simulados através do método proposto.

a maior banda possível entre as geometrias analisadas. Enfatiza-se ainda que, na configuração proposta, a estrutura pode fornecer segurança para redes WLAN absorvendo e não refletindo sinais, o que evita os efeitos de multipercurso, atrasos de propagação ou degradação do sinal. Sinais de outras bandas, no entanto, podem trafegar com atenuação nula ou mínima.

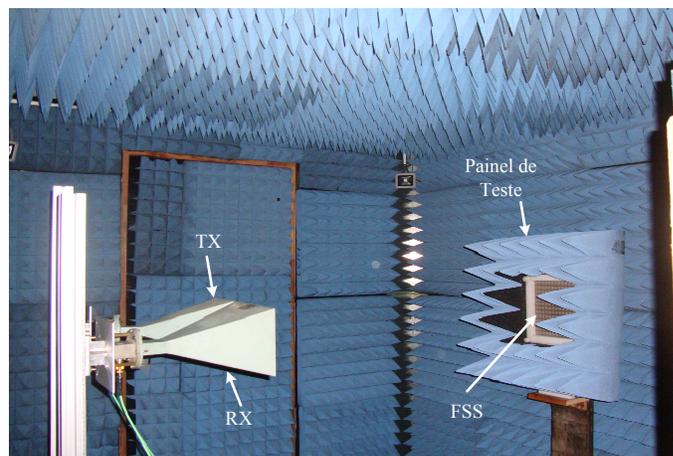


Figura 4.22: *Setup* experimental utilizado nas medidas de incidência oblíqua.

A análise bi-estática foi realizada através do sistema mostrado na Figura 4.22. Apesar de a câmara menor permitir um maior grau de liberdade no que se refere à disposição física, a variação do ângulo de incidência só pôde ser realizado até 30° . Para esse setup foi utilizado um par de antenas corneta, modelo 12-3.9 da *Scientific Atlanta*, cuja faixa de operação é de 3,5 a

6,5 GHz. O painel de teste foi novamente utilizado a fim de evitar efeitos de difração de borda. Na Figura 4.23 são mostrados os resultados obtidos para variação angular. Os resultados de incidência angular também são apresentados para comparação. Para as medidas de incidência angular, esperava-se um gradual deslocamento da ressonância para frequências menores com o aumento do ângulo de incidência, que ocorreu para o ângulo de 10° . Tal comportamento não foi verificado, entretanto, para os outros ângulos medidos. O provável motivo é que à medida que o ângulo de incidência aumenta, parte da onda incidente é absorvida pelo *RAM* no painel de teste.

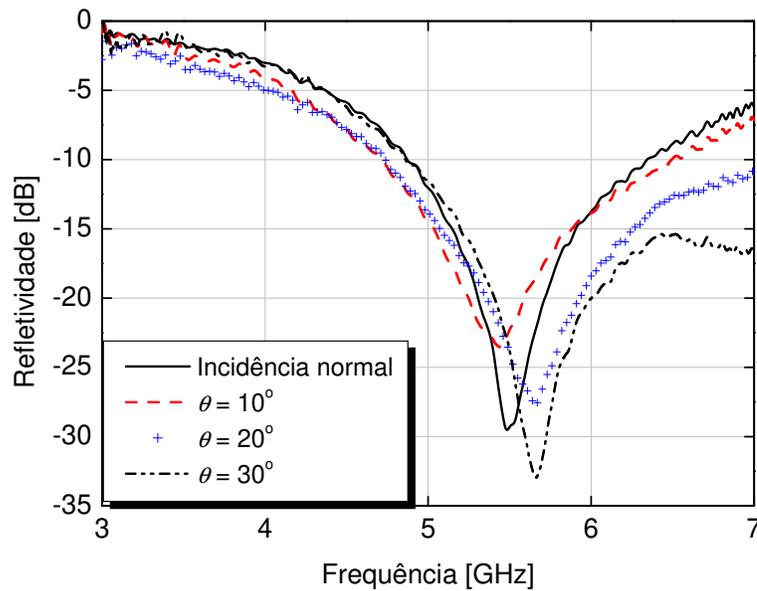


Figura 4.23: Comparação entre os dados experimentais para incidência normal e incidência oblíqua até 30° .

4.4.3.2 Absorvedor banda larga

A Figura 4.24 mostra o absorvedor banda larga sob análise na câmara anecóica. O *setup* é basicamente o mesmo utilizado nas medições da estrutura faixa estreita, salvas as diferenças nas faixas de frequência de interesse. Na Figura 4.25 são comparados os dados simulados com os experimentos e conforme pode ser observado, os dados estão em concordância. A estrutura apresenta uma banda de atenuação característica de um absorvedor de faixa larga. Atribui-se novamente a diferença entre as curvas devido, principalmente, à camada de material dielétrico adicional, que juntamente com o dielétrico atribuído pelo projeto, pode ser considerada como uma permissividade média, cujas propriedades físicas não são prevista pelo modelo proposto. Os problemas relacionados ao *setup* descritos na seção de medidas em campos aberto e os problemas de calibração podem também ter influenciado na resposta do absorvedor.

Percebe-se ainda que as maiores diferenças entre as curvas ocorreram no limite superior da faixa. De fato, para frequências acima de 15 GHz, as perdas se tornam mais significativas uma

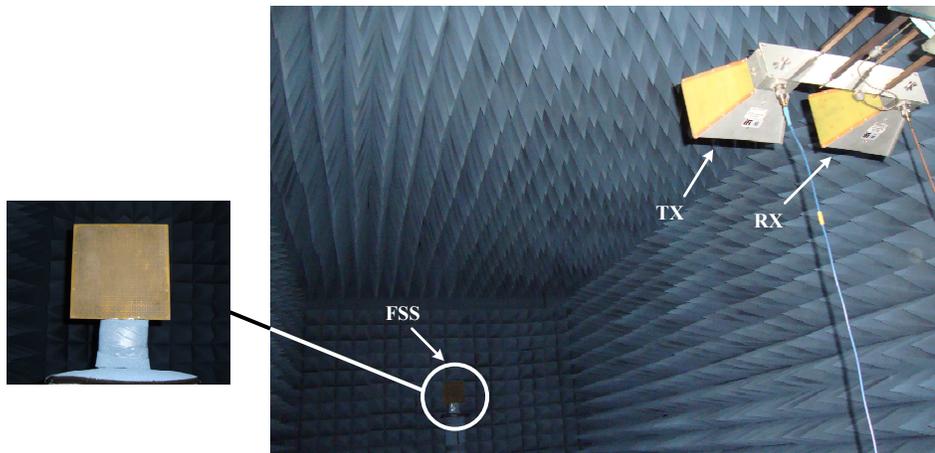


Figura 4.24: *Setup* de medição quase monoestático em câmara anecóica usado na caracterização da estrutura faixa larga.

vez que acima dessa faixa, as medidas aproximam-se do limite das antenas, dos cabos, do *kit* de calibração e da própria faixa de frequência de homologação superior da câmara, que é de 18 GHz. Desse modo, ponderando todos os fatores envolvidos, considera-se que a estrutura apresentou resultado satisfatório dentro das propostas do projeto. Melhores resultados poderiam ser obtidos corrigindo-se o projeto através da modificação na periodicidade da célula unitária, devido ao dielétrico adicional, como feito para o absorvedor faixa estreita. Contudo, a correção não pôde ser efetuada devido à falta de material necessário.

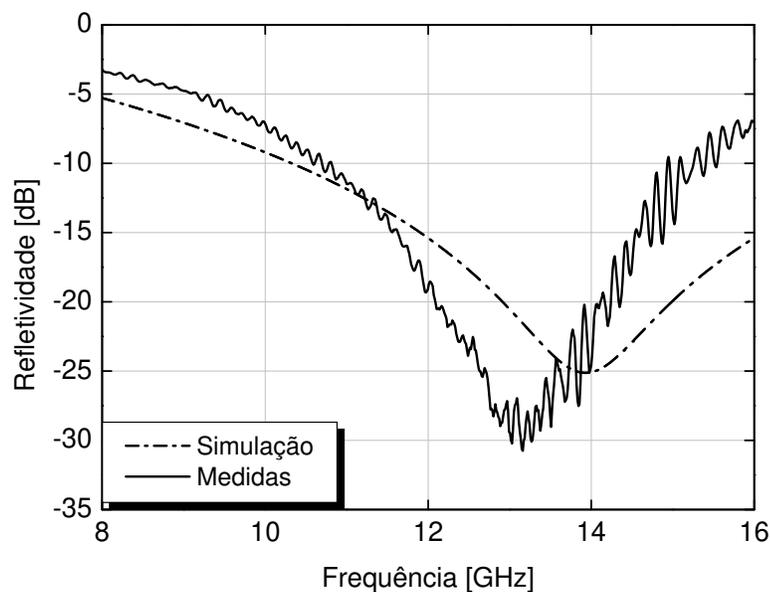


Figura 4.25: Comparação entre os resultados obtidos com o método proposto e as medições realizadas na câmara anecóica.

CAPÍTULO 4. PROJETO E CONSTRUÇÃO DE ABSORVEDORES ELETROMAGNÉTICOS PLANARES

As simulações mostram que a estrutura HIS possui banda de absorção de -10 dB sobre a faixa de 10,3 GHz a 18 GHz, enquanto que para os dados medidos, a atenuação de -10 dB ocorreu de 10,6 GHz a 15,75 GHz, o que representa uma redução de 35,6% na banda de absorção. Entretanto, ainda que os resultados medidos não sejam ótimos, comparados aos simulados, eles são apresentados a fim de validar a metodologia de projeto.

CAPÍTULO 4. PROJETO E CONSTRUÇÃO DE ABSORVEDORES ELETROMAGNÉTICOS PLANARES

CAPÍTULO 5

Conclusões e trabalhos futuros

O trabalho de pesquisa realizado nesta tese visou o projeto e a aplicação prática de absorvedores de micro-ondas através de estruturas de alta impedância de superfície. Para tanto, um exaustivo estudo sobre as diferentes propriedades dessas estruturas, que possuem muitos aspectos que podem ser explorados em diferentes áreas de micro-ondas e RF, foi realizado. Dessa forma, uma forte ênfase foi atribuída à modelagem analítica, onde um método próprio pôde ser desenvolvido e aplicado para implementar absorvedores eletromagnéticos finos.

Inicialmente, de modo a obter um embasamento dentro das proposições práticas deste trabalho, um levantamento teórico foi realizado. Portanto, foram estudados os principais fatores que influenciam as respostas dessas estruturas. Tais fatores podem ser resumidos em quatro principais aspectos, que são a geometria dos elementos, condutividade dos elementos, o substrato dielétrico no qual as FSS são empregadas e o ângulo de incidência da onda. A representação de circuito equivalente referente a cada geometria assim como o comportamento quando as estruturas estão na presença de substratos dielétricos ou sob incidência oblíqua foram também avaliados.

As propriedades físicas de superfícies seletivas em frequência, que representam o elemento chave de uma superfície de alta impedância, foram analisadas através de um modelo semi-analítico. O modelo proposto, que é baseado no método do circuito equivalente, usa um simples algoritmo de aproximação para obter os parâmetros representando um elemento FSS específico. Os dados são obtidos, portanto, a partir de uma simulação eletromagnética inicial. Uma vez obtidos os valores dos parâmetros, e com um modelo de circuito associado a cada elemento, é possível computar a resposta da FSS com diferentes parâmetros sem o consumo de tempo de um simulador de onda completa. Isso pode ser feito computando a nova impedância da FSS, válida para diferentes periodicidades, para ângulos de incidência oblíquos, bem como na presença de substratos dielétrico. As novas impedâncias podem ser então adicionadas no modelo de linha de transmissão equivalente. Visto que o modelo é baseado na análise de circuito, é oferecida boa compreensão dentro dos princípios físicos da estrutura. Uma das vantagens do modelo é que, uma vez caracterizado um elemento FSS, o procedimento proposto resulta em uma ferramenta simples e rápida de análise. Desse modo, diversas geometrias com ressonância simples e dupla ressonância foram analisadas, bem como na presença de substratos dielétricos e para ângulos de

incidência oblíquos. Os resultados obtidos para as estruturas sob análise individual e a validação final, mostraram a viabilidade de aplicação do modelo proposto.

Finalmente, o estudo foi aplicado à implementação prática de protótipos na faixa de micro-ondas. Neste trabalho, foi demonstrado que o desempenho de absorvedores clássicos pode ser melhorado, em termos de espessura, absorção e largura de banda, através da aplicação de superfícies seletivas em frequência. Os absorvedores são compostos de superfícies seletivas em frequência resistivas que são dispostas sobre um substrato dielétrico aterrado. Nessa configuração, as estruturas apresentam alta impedância de superfície, e foi demonstrado que a abordagem média que descreve as estruturas HIS como uma conexão paralela entre a impedância indutiva dada pelo substrato dielétrico aterrado e a impedância capacitiva da FSS pode ser corretamente aplicada para sintetizar absorvedores eletromagnéticos extremamente finos. Diferente de outros trabalhos, o presente estudo partiu de uma determinada resistência de superfície e através de um modelo de circuito equivalente concentrado, usou uma simples relação para determinar as dimensões ótimas das células unitárias. Dessa forma, há um correto casamento da impedância da estrutura com a impedância do espaço livre e, conseqüentemente, máxima absorção da onda.

O princípio de trabalho foi aplicado de modo a obter estruturas com diferentes faixas de aplicação e bandas de absorção. A estrutura banda estreita foi implementada através de um arranjo de *patches* quadrados, enquanto que a configuração faixa larga compunha um arranjo de espiras quadradas, ambas dispostas sobre um substrato dielétrico aterrado. Os protótipos foram então caracterizados através de diferentes *setups* de medida em campo aberto, realizado nas dependências da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da UNICAMP, e em câmara anecóica, realizado no Laboratório de Medições Eletromagnéticas do *IFI (Instituto de Fomento e coordenação Industrial)* localizado nas dependências do *DCTA (Departamento de Ciência e Tecnologia Aeroespacial)*. A estrutura faixa estreita mostrou-se operacional e viável com uma refletividade de aproximadamente -30 dB. Sua frequência de operação e sua largura de banda, em torno de 750 MHz, o tornam viável para o uso em aplicações com o padrão *IEEE 802.11a*. A estrutura composta de espiras quadradas manteve atenuação abaixo de -10 dB dentro da banda de 10,6 a 15,75 GHz, mostrando o comportamento característico de um absorvedor banda larga. Os dados medidos, obtidos através de experimentos realizados tanto em campo aberto como em câmara anecóica, mostraram muito boa concordância com os resultados simulados, validando tanto o método proposto, como sua aplicação a dispositivos práticos.

O método proposto mostrou-se muito eficiente, mesmo para a análise de estruturas complexas, as quais continham camadas dielétricas com diferentes espessuras e permissividades e sob ângulos oblíquos de incidência. Entretanto, devido ao fato de o trabalho ter priorizado o projeto e a implementação prática de protótipos, como continuação desse trabalho propõe-se,

inicialmente, o aprimoramento do algoritmo desenvolvido, de modo a torná-lo mais robusto, preciso e adaptativo a outras aplicações. Sugere-se também a aplicação do método para comparação com os resultados apresentados por outros autores, bem como a comparação com outros métodos clássicos apresentados na literatura.

No que se refere aos protótipos dos absorvedores obtidos, sugere-se como proposta de melhoria, primeiramente substituir o plano de terra convencional das estruturas por um plano de terra composto de uma superfície seletiva em frequência metálica. A função do novo plano de terra com FSS metálica seria o de refletir sinais na banda desejada. A absorção característica seria alcançada pela segunda camada com FSS resistiva colocada a certa distância da primeira camada. Este conceito, de fato, segue os princípios de uma tela de Salisbury. Entretanto, ao contrário da tela de Salisbury convencional, a camada resistiva seria composta também por uma FSS periódica cujo padrão casaria à camada FSS metálica para absorver sinais refletidos pela primeira camada, enquanto sinais de outras bandas passariam através da estrutura com interferência mínima ou nula. Nesse padrão, é interessante ressaltar que, ao contrário de uma FSS rejeita-faixa convencional, o sinal não seria refletido e sim absorvido pela segunda camada resistiva. A clara desvantagem dessa estrutura é que ela sofreria do mesmo problema encontrado em uma tela de Salisbury, que é a espessura, principalmente em baixas frequências. Entretanto, diversas técnicas já empregadas por outros autores e apresentadas nesse trabalho podem ser usadas para manter tão fina quanto possível, a espessura final da estrutura.

Como proposta de melhoria deste trabalho sugere-se ainda explorar o uso de geometrias mais sofisticadas, bem como o uso de outros substratos de modo a reduzir as dimensões finais dos protótipos. Visto que o método de projeto é baseado na espessura e permissividade dos dielétricos que formarão a estrutura com alta impedância de superfície para obter as dimensões das células unitárias, o uso de substratos com diferentes espessuras e permissividades, atribuiria flexibilidade ao projeto. Desse modo, tanto haveria possibilidade de reduzir as dimensões finais das estruturas, como atribuiria maior flexibilidade à faixa de aplicação, principalmente no caso de estruturas banda larga, já que no caso do presente trabalho, não houve possibilidade de redução da faixa de frequência, devido à limitação de recursos para esta pesquisa.

APÊNDICE A

Códigos utilizados

Programa principal utilizado para as estruturas *freestanding*

```
%-----  
% Este programa é utilizado para calcular os parâmetros concentrados de  
% circuito através de um algoritmo de aproximação da impedância e do  
% coeficiente de reflexão  
%-----  
clear all  
close all  
clc  
%-----  
% Carregamento dos dados da simulação eletromagnética - freestanding  
%-----  
f=1e9:5e7:40e9;  
zo=120*pi;  
[f, re_cr] = textread(carrega os dados da parte real da simulacao eletromagnética);  
[f, im_cr] = textread(carrega os dados da parte imaginaria da simulacao eletromagnética);  
%-----  
% Calculo da impedância freestanding  
%-----  
cr = re_cr+1i*im_cr;  
Zs3=-(zo^2)*(1+cr)./(2*zo*cr);  
im_zs=imag(Zs3);  
%-----  
% Início do algoritmo de otimização  
%-----  
L=.1E-9;  
f0=29E9;  
w0=2*pi*f0;
```

Apên. A APÊNDICE A. CÓDIGOS UTILIZADOS

```
C=1/((w0*w0)*L);
Lp=L;
k=1;
d=zeros(81);
VL=zeros(10);
Mind=zeros(4,1);
Zs=zeros(81,1);
M=1000;
Mind(1)=10^30;
while (k<40000)
Lp=Lp+.0001E-9;
Cp=1/((w0*w0)*Lp);
fp=f*1e9;
wp=2*pi*fp;
Zs=(1-wp.^2*Lp*Cp)./(1i*wp*Cp);
d=abs(imag(Zs)-imag(Zs3));
M=max(d);
end
%- -----
% Calculo da impedância obtida pelo código
%- -----
Cp=1/((w0*w0)*Lp);
Zs=(1-wp.^2*Lp*Cp)./(1i*wp*Cp);
```

Código utilizado para analisar o efeito do dielétrico

```
% -----
% Esta subrotina calcula as novas impedâncias para os coeficientes
% de reflexão obtidos quando a FSS é
% inserida entre substratos com mesma espessura e permissividade
%- -----
% Função para calcular a impedância de carga
%- -----
function [f,ZL]=calc_zl(h)
%- -----
% Entrada de dados
%- -----
```

```

Z0 = 120*pi;
u0 = 4*pi*1e-9;
e0 = 8.854e-14;
er = ('Entre com o valor da permissividade do dieletrico:');
eps = e0*er;
h = input('Entre com o valor da espessura do dieletrico(cm):');
m = load(carrega os dados obtidos da simulação eletromagnética);
f=m(:,1)*1e9;
%- -----
% Cálculo da impedância de carga
%- -----
w=2*pi*f;
Z2 = Z0/(sqrt(er));
beta1 = w*(sqrt(u0*eps));
num=(Z0+(Z2*1i*tan(beta1*h)));
den=(Z2+(Z0*1i*tan(beta1*h)));
ZL=Z2*(num./den);
f=f/1e9;
%- -----
% Função para calcular o coeficiente de reflexão da estrutura entre dielétricos
%- -----
function [f,crin]=calc_gama_in(h)
%- -----
% Entrada de dados
%- -----
Z0 = 120*pi;
u0 = 4*pi*1e-9;
e0 = 8.854e-14;
er = ('Entre com o valor da permissividade do dieletrico:');
eps = e0*er;
h = input('Entre com o valor da espessura do dieletrico(cm):');
m = load(carrega os dados da parte real da simulação eletromagnética);
n = load(carrega os dados da parte imaginária da simulação eletromagnética);
f=m(:,1)*1e9;
re_cr=m(:,2);
im_cr=n(:,2);

```

Apên. A APÊNDICE A. CÓDIGOS UTILIZADOS

```
crd = re_cr + 1i * im_cr;
%- -----
% Cálculo do coeficiente de reflexão
%- -----
w=2*pi*f;
Z1 = Z0/(sqrt(er));
beta1 = w*(sqrt(u0*eps));
x = 1i*2*beta1*h;
num = (Z0*(1+crd))-(Z1*(1-crd));
den = (Z0*(1+crd))+(Z1*(1-crd));
fin = num./den;
crin = fin.*(exp(x));
f=f/1e9;
```

Código utilizado para analisar a estrutura entre dielétricos e sob incidência oblíqua

```
% -----
% Esta subrotina calcula as novas impedâncias para os coeficientes
% de reflexão obtidos quando a FSS é inserida entre substratos
% com diferentes espessuras e permissividade e para incidência
% de onda oblíqua
%- -----
% Função para calcular a impedância de carga
%- -----
function [f,ZL]=calc_zl(h)
%- -----
% Entrada de dados
%- -----
Z01 = 120*pi;
teta = pi/180;
Z0 = Z01/(cos(teta));
u0 = 4*pi*1e-9;
e0 = 8.854e-14;
h1 = ('Entre com a espessura do dielétrico 1(cm):');
h2 = ('Entre com a espessura do dielétrico 2(cm):');
er1 = ('Entre com a permissividade do dielétrico 1:');
er2 = ('Entre com a permissividade do dielétrico 2:');
```

```

er = ((h1*er1)+(h2*er2))/(h1+h2);
eps = e0*er;
m = load(carrega os dados da simulação eletromagnética);
f=m(:,1)*1e9;
%- -----
% Cálculo da impedância de carga
%- -----
w=2*pi*f;
Z2 = Z0/(sqrt(er));
beta1 = w*(sqrt(u0*eps));
num=(Z0+(Z2*1i*tan(beta1*(h1*1e-3))));
den=(Z2+(Z0*1i*tan(beta1*(h1*1e-3))));
ZL=Z2*(num./den);
f=f/1e9;
%- -----
% Função para calcular o coeficiente de reflexão da estrutura
% entre dielétricos e sob incidência angular
%- -----
function [f,crin]=calc_gama_in(h)
%- -----
% Entrada de dados
%- -----
Z01 = 120*pi;
teta = ('Entre com angulo de incidencia:');
Z0 = Z01/(cos(teta));
u0 = 4*pi*1e-9;
e0 = 8.854e-14;
h1 = ('Entre com a espessura do dieletrico 1(cm):');
h2 = ('Entre com a espessura do dieletrico 2(cm):');
er1 = ('Entre com a permissividade do dieletrico 1:');
er2 = ('Entre com a permissividade do dieletrico 2:');
er = ((h1*er1)+(h2*er2))/(h1+h2);
eps = e0*er;
m = load(carrega os dados da parte real da simulação eletromagnética);
n = load(carrega os dados da parte imaginária da simulação eletromagnética);
f=m(:,1)*1e9;

```

Apên. A APÊNDICE A. CÓDIGOS UTILIZADOS

```
re_cr=m(:,2);
im_cr=n(:,2);
crd = re_cr+1i*im_cr;
%-----
% Calculo do coeficiente de reflexão da estrutura
% entre dielétricos e sob incidência angular
%-----
w=2*pi*f;
Z1 = Z0/(sqrt(er));
beta1 = w*(sqrt(u0*eps));
x = (1i*2*beta1*(h1*1e-3));
num = (Z0*(1+crd))-(Z1*(1-crd));
den = (Z0*(1+crd))+(Z1*(1-crd));
fin = num./den;
crin = fin.*(exp(x));
f=f/1e9;
```

APÊNDICE B

Técnica de calibração no espaço livre

O procedimento de calibração para medidas no espaço livre é desafiador com relação a outros métodos de medidas uma vez que o padrão de calibração é “sem contato”. Adicionalmente à calibração convencional de duas portas, a calibração no espaço livre também deve ser realizada para deslocar o plano de referência para a superfície da placa sob teste. Para a calibração no espaço livre, algumas técnicas podem ser usadas. Entretanto, a técnica *Gated Reflect Line - GLR* é mais precisa e reduz os custos associados a outros métodos de calibração. A técnica GRL converte a calibração de duas portas de um cabo coaxial ou de um guia de onda em uma calibração de duas portas completa no espaço livre. A técnica exige o uso de um analisador de rede com a opção de medidas no tempo, duas antenas corneta, porta amostra e uma placa metálica como referência de calibração. O *setup* de medida de espaço livre é ilustrado na Figura B.1.

O primeiro passo na calibração do espaço livre é encontrar a localização do porta amostra no domínio do tempo. Os raios difratados nas bordas do porta amostra e as múltiplas reflexões residuais entre as antenas viajam distâncias maiores, levando assim mais tempo, que os raios que passam através do material. Portanto, o efeito desses raios pode ser eliminado aplicando

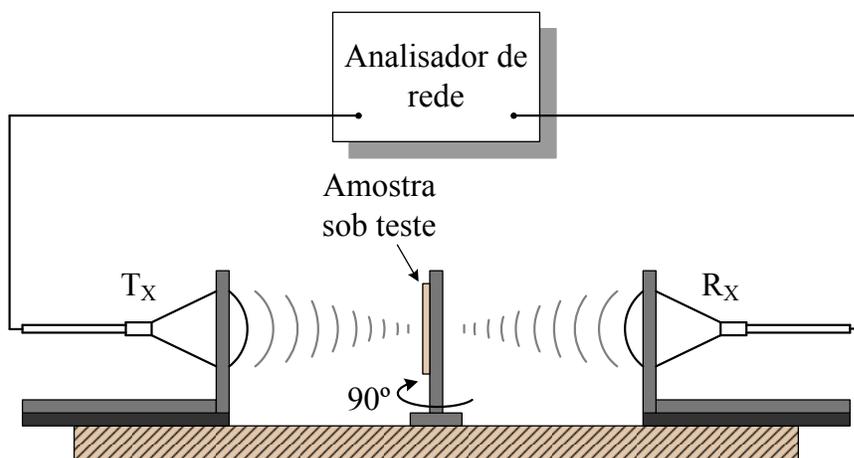


Figura B.1: Esquemático do *setup* de medida no espaço livre utilizado para caracterizar materiais.



Figura B.2: Fotografia do *setup* de teste de medida em espaço livre usando antenas com lentes colimadoras.

um “janelamento”¹ no domínio do tempo, o que irá garantir que apenas os raios diretamente provenientes do material serão considerados. Utilizando o analisador no domínio do tempo, o coeficiente de reflexão pode ser obtido em função do tempo. Portanto, o coeficiente de reflexão deve ser medido tanto quando o porta amostra estiver vazio, como quando a placa metálica estiver posicionada no porta amostra. Dessa forma, quando as medidas são comparadas, o pulso refletido a partir da placa metálica pode ser observado e isso dá a localização exata do porta amostra no domínio do tempo [172, 173].

Uma vez que a localização do porta amostra é determinada, um janelamento no domínio do tempo deve ser aplicada a fim de eliminar as reflexões não provenientes do material medido. Portanto, as reflexões indesejadas são filtradas e esta operação é chamada de “*gating*” (janelamento), que corresponde à palavra “*gated*” em GRL.

Tendo obtido os parâmetros de janelamento no domínio de tempo, uma placa de metal com uma superfície plana e de espessura conhecida é colocada no porta amostra, os parâmetros-S são medidos e armazenados. Esta etapa corresponde à palavra “*reflected*” em GRL. Em seguida, a placa de metal é removida e as mesmas medições são realizadas com o quadro vazio. Este passo é o “*line*” em GRL, completando o processo de calibração.

Existem diversos fatores que afetam a qualidade da calibração no espaço livre. Os mais importantes são a largura do feixe da antena, e se o porta amostra engloba todo o feixe principal.

¹Janelamento foi a tradução mais coerente encontrada. A técnica é na verdade uma filtragem passa-faixa utilizada para eliminar as reflexões indesejadas.

Idealmente, espera-se que as ondas irradiadas pela antena transmissora cheguem à antena receptora se reflexão. Isto é impossível na prática. Portanto, as reflexões no suporte devem ser reduzidas. Um modo de diminuir essas reflexões é posicionar as antenas mais próximas uma da outra, considerando sempre a necessidade de onda plana. Um modo mais preciso, contudo mais caro, é usar antenas corneta com lente de foco, que iluminam apenas uma pequena parte do material, o que elimina os efeitos de difração de borda. O setup de medida em espaço livre que usa antenas corneta com lente colimadora, juntamente com um sistema preciso de alinhamento está disponível no Laboratório de Medições Eletromagnéticas do *IFI (Instituto de Fomento e coordenação Industrial)* nas dependências do *DCTA (Departamento de Ciência e Tecnologia Aeroespacial)*, como mostrado na Figura B.2, mas até a finalização das medidas deste trabalho, o software utilizado para realizar a calibração não estava disponível, não havendo, portanto, a possibilidade de utilizar o *setup*.

APÊNDICE C

Técnica da Integração Finita

A técnica de integração finita, ou *FIT* (*Finite Integration Technique*), é o método numérico utilizado pelo *software CST Microwave Studio* e foi proposta, inicialmente, por Weiland em 1977 [174]. A palavra integração, entretanto, não implica em qualquer relação com as equações integrais. É uma formulação alternativa para o método de diferenças finitas. Esse método numérico proporciona um esquema universal de discretização espacial aplicável a vários problemas que envolvem eletromagnetismo, abrangendo desde cálculos de campo estático, a aplicações de altas frequências nos domínios do tempo e da frequência, utilizando dimensões realistas. Ao contrário de outras técnicas, o *FIT* discretiza a forma integral das equações de Maxwell, ao invés da forma diferencial, usando grades de discretização duais:

$$\begin{aligned}\oint_{\partial A} \vec{E} \cdot d\vec{s} &= - \int_A \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{A}, \\ \oint_{\partial A} \vec{H} \cdot d\vec{s} &= - \int_A \left(\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) \cdot d\vec{A},\end{aligned}\tag{C.1}$$

$$\begin{aligned}\oint_{\partial V} \vec{D} \cdot d\vec{A} &= \int_A \rho dV, \\ \oint_{\partial V} \vec{B} \cdot d\vec{A} &= 0.\end{aligned}\tag{C.2}$$

A solução das equações é realizada definindo um domínio de cálculo finito, compreendendo a estrutura sob análise. O primeiro passo da discretização consiste na limitação do campo eletromagnético, o que geralmente representa um problema de fronteira aberta. O passo seguinte consiste na decomposição do domínio computacional em um número finito de células, formadas através de pequenos cubos, formando uma rede tridimensional de células duais, sendo cada célula, um par de cubos duais. A discretização das equações de Maxwell é realizada nesse arranjo de células, sendo que os novos graus de liberdade são introduzidos como valores integrais. Na Figura C.1 é ilustrado um domínio sob análise, e uma célula destacada da rede, onde são destacadas as tensões elétricas, e_i , nas arestas da célula primária G e os fluxos magnéticos, b_n , nas faces. Os fluxos dielétricos d_j são vistos na face da célula dual \tilde{G} , assim como as tensões magnéticas h_i nas arestas da mesma.

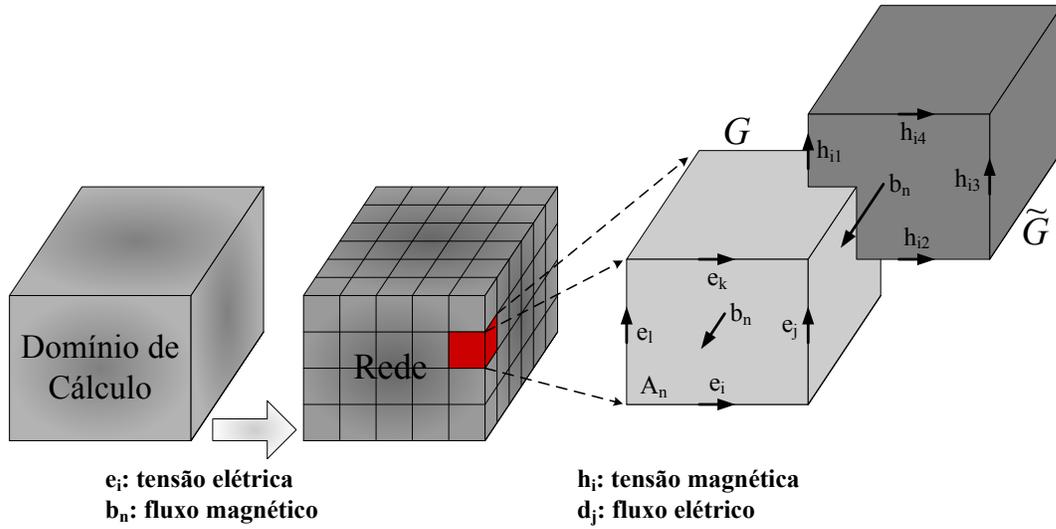


Figura C.1: Grade de discretização da técnica *FIT*: alocação de espaço de uma célula (G) e célula dual (\tilde{G}), mostrando as tensões e fluxos nas células.

Ao escrever as integrais fechadas do lado esquerdo da equação (1) como soma de tensões, definindo-se o operador rotacional discreto (matrize topológica C) e para as células primárias e duais, respectivamente, as equações das leis de Faraday e de Ampère tornam-se:

$$\begin{aligned} Ce &= -\frac{d}{dt}b, \\ \tilde{C}h &= \frac{d}{dt}d + j, \end{aligned} \tag{C.3}$$

As relações das propriedades materiais tornam-se, após a discretização:

$$\begin{aligned} d &= M_\varepsilon e, \\ b &= M_\mu h, \\ j &= M_\sigma e + j_s. \end{aligned} \tag{C.4}$$

As relações em (C.3) têm caráter puramente topológico e são exatas em uma dada malha, enquanto as propriedades métricas e as aproximações estão contidas nas relações destacadas em (C.4). Esta separação tem importantes consequências teóricas, numéricas e algorítmicas [175].

A técnica *FIT* pode ser aplicada não somente a diferentes faixas de frequência, mas também a diferentes tipos de malhas. Considerando redes de planos cartesianos, a formulação da técnica *FIT* pode ser reescrita no domínio do tempo para abaranger os métodos padrões de Diferenças Finitas no Domínio do Tempo - *FDTD* - *Finite Difference Time Domain*. No entanto, ao passo que o *FDTD* clássicos são limitados devido a aproximações por degraus para estruturas complexas, a técnica *PBA* - *Perfect Boundary Approximation* - é aplicada juntamente com a técnica *FIT*, mantendo assim todas as vantagens das redes de planos cartesianos, e permite uma

modelagem precisa de estruturas curvilíneas. A Figura C.2 [176] mostra as discretizações geométricas “clássicas” para uma esfera: à esquerda, o modo de discretização usado pelo método *FEM* (*Finite Element Method*); à direita, a discretização usada no método *FDTD/TLM* (*Finite Difference Time Domain/Transmission Line Modelling*). O modelo *FIT*, juntamente com o *PBA*, encontra-se entre as duas anteriores, combinando as vantagens dos dois métodos clássicos. Percebe-se que a aproximação geométrica é excelente, sem a segmentação do modelo *FEM* ou a aproximação retangular dos códigos *FDTD*, sendo o tempo de simulação tão rápido quanto nos métodos *FDTD* e *TLM*.

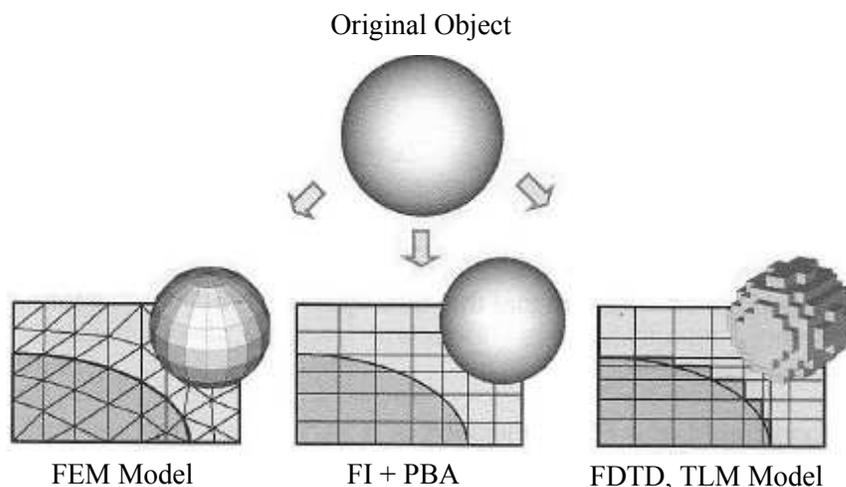


Figura C.2: Exemplos do modo de discretização para as técnicas *FEM*, *FIT* e *FDTD*.

Portanto, como apresentado, a técnica *FIT* é um método de discretização que transforma as equações de Maxwell em um arranjo complexo de células duais, resultando em um conjunto de equações matriciais discretas. A técnica pode ser aplicada a diferentes faixas de frequências, desde *DC* até altas frequências. A técnica, em conjunto com o algoritmo *PBA*, oferece um excelente esquema de discretização espacial, o que permite que o método ofereça excelente precisão, enquanto mantém um tempo de simulação que é compatível com ao dos métodos *FDTD*.

Publicações resultantes deste trabalho

- Silva, M. W. B e Kretly, L. C. (2011). A New Concept of RAM Radiation Absorbent Material Applying Corrugated Surfaces to Improve Reflectivity, *IMOC'11 - IEEE MTT-S - International Microwave and Optoelectronics Conference - Brasil*, pp: 556–560.
- Silva, M. W. B e Kretly, L. C. (2012). Analysis and Simulation of a Thin Electromagnetic Absorber for Oblique Incidence Angles, *Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica/Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*.
- Silva, M. W. B e Kretly, L. C. (2013). An Efficient Method Based on Equivalent Circuit Modeling for Analysis of Frequency Selective Surfaces, *IMOC'13 - IEEE MTT-S - International Microwave and Optoelectronics Conference - Brasil*, pp: 1–4.
- Silva, M. W. B, Barbin, S. E. e Kretly, L. C. (2014). Practical Guidelines for the Design and Implementation of Microwave Absorber Using FSS-Frequency Selective Surfaces, **aceito para publicação no 20th International Conference on Microwaves, Radar, and Wireless Communications**, Gdansk, Polônia.
- Silva, M. W. B, Barbin, S. E. e Kretly, L. C. (2014). Experimental Characterization of Planar and Thin Microwave Absorbers Designed by Simple FSS Assumptions, **submetido à Microwave and Optical Technology Letters**. A ser publicado.

C PUBLICAÇÕES RESULTANTES DESTE TRABALHO

Referências Bibliográficas

- [1] M. I. Montrose and E. M. Nakauchi, “Testing for emc compliance,” *IEEE Electromagnetic Compatibility Society, Sponsor*, 2004.
- [2] W. H. Emerson, “Electromagnetic wave absorbers and anechoic chambers through the years,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 23, no. 4, pp. 484–490, 1973.
- [3] D. Yuping, Y. Yang, H. Ma, L. Shunhua, C. Xiaodong, and C. Huifeng, “Absorbing properties of α -manganese dioxide/carbon black doublelayer composites,” *J. Phys. D, Appl. Phys.*, vol. 41, no. 12, p. 125403, 2008.
- [4] J. T. Jiang, L. Zhen, B. Y. Zhang, W. Z. Shao, and C. Y. Xu, “Improvement on electromagnetic absorbing performance of Al B O w/Co composite particles through heat treatment,” *Scripta Mater.*, vol. 59, no. 9, pp. 967–970, 2008.
- [5] H. Y. Chen, H. B. Zhang, and L. J. Deng, “Design of an ultra-thin magnetic-type radar absorber embedded with FSS,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 899–901, 2010.
- [6] E. F. Knott, J. F. Shaeffer, and M. T. Tuley, *Radar Cross Section*. Artech House, 1985.
- [7] O. Bucci and G. Franceschetti, “Scattering from wedge-tapered absorbers,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 19, no. 1, pp. 96–104, 1971.
- [8] B. DeWitt and W. Burnside, “Electromagnetic scattering by pyramidal and wedge absorber,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 36, no. 7, pp. 971–984, 1988.
- [9] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous, and E. Yablonovitch, “High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 11, pp. 2059–2074, 1999.
- [10] R. F. J. Broas, D. F. Sievenpiper, and E. Yablonovitch, “A high-impedance ground plane applied to a cellphone handset geometry,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 7, pp. 1262–1265, 2001.
- [11] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, “Reflection phase characterizations of the EBG ground plane for low profile wire antenna applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 10, pp. 2691–2703, 2003.

- [12] L. Akhoondzadeh-Asl, D. J. Kern, P. S. Hall, and D. H. Werner, “Wideband dipoles on electromagnetic bandgap ground planes,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 9, pp. 2426–2434, 2007.
- [13] S. Best and D. Hanna, “Design of a broadband dipole in close proximity to an EBG ground plane,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 50, no. 6, pp. 52–64, 2008.
- [14] F. Costa, A. Monorchio, S. Talarico, and F. M. Valeri, “An active high impedance surface for low profile tunable and steerable antennas,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 676–680, 2008.
- [15] J.-M. Baracco, L. Salghetti-Drioli, and P. de Maagt, “A low profile wideband reference antenna for gps and GALILEO systems,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 8, pp. 2540–2547, 2008.
- [16] R. C. Hansen, “Effects of a high-impedance screen on a dipole antenna,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 1, pp. 46–49, 2002.
- [17] H. Mosallaei and K. Sarabandi, “Antenna miniaturization and bandwidth enhancement using a reactive impedance substrate,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 9, pp. 2403–2414, 2004.
- [18] M. F. Abedin and M. Ali, “Effects of EBG reflection phase profiles on the input impedance and bandwidth of ultra-thin directional dipoles,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 11, pp. 3664–3672, 2005.
- [19] S. A. Tretyakov and C. R. Simovski, “Wire antennas near artificial impedance surfaces,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 27, no. 1, pp. 46–50, 2000.
- [20] F. Bilotti and L. Vegni, “Design of metamaterial-based resonant microwave absorbers with reduced thickness and absence of a metallic backing,” *Metamaterials and Plasmonics: Fundamentals, Modelling, Applications* (Eds. S. Zouhdi, A. Sihvola, and A. P. Vinogradov), NATO Science for Peace and Security Series B, pp. 165–174, 2009.
- [21] F. Terracher and G. Berginc, “A broadband dielectric microwave absorber with periodic metallizations,” *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 13, pp. 1725–1741, 1999.
- [22] C. Ye and E. Li, “Finite difference time domain simulation for multi-layer microwave absorber with frequency selective surface,” *3rd International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 417–419, 2002.
- [23] A. V. Lopatin, Y. N. Kazantsev, N. E. Kazantseva, V. N. Apletalin, V. P. Mal’tsev, A. D. Shatrov, and P. Saha, “Radio absorbers based on magnetic polymer composites and frequency-selective surfaces,” *Journal of Communications Technology and Electronics*, vol. 53, no. 9, pp. 1114–1122, 2008.

- [24] M. Amano and Y. Kotsuka, “Fundamental investigation on matching characteristics and thinned magnetic EM wave absorber with periodical thin conductive patterns,” *J. Japan Applied Magnetic Society*, vol. 27, pp. 583–589, 2003.
- [25] M. Amano and Y. Kotsuka, “A novel microwave absorber with surface–printed conductive line patterns,” *Proc. IEEE MTTTS Digest*, vol. 27, pp. 1193–1196, June 2002.
- [26] Y. Zhang, R. Mittra, B.-Z. Wang, and N.-T. Huang, “AMCs for ultra–thin and broadband RAM design,” *Electronic Letters*, vol. 45, no. 10, pp. 484–485, 2009.
- [27] M. Paquay, J.-C. Iriarte, I. Ederra, R. Gonzalo, and P. de Maagt, “Thin AMC structure for radar cross section reduction,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 12, pp. 3630–3638, 2007.
- [28] F. Costa and A. Monorchio, “Multiband electromagnetic wave absorber based on reactive impedance ground planes,” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 4, no. 11, pp. 1720–1727, 2010.
- [29] N. Engheta, “Thin absorbing screen using metamaterial surfaces,” *Proc. of IEEE Antennas and Propagation International Symposium*, pp. 392–395, 2002.
- [30] S. A. Tretyakov and S. I. Maslovski, “Thin absorbing structure for all incident angles based on the use of a high–impedance surface,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 38, no. 3, pp. 175–178, 2003.
- [31] S. Simms and V. Fusco, “Tunable thin radar absorber using artificial magnetic ground plane with variable backplane,” *Electronics Letters*, vol. 42, no. 21, pp. 1197–1198, 2006.
- [32] Q. Gao, Y. Yin, D.-B. Yan, and N.-C. Yuan, “A novel radar–absorbing material based on EBG structure,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 47, no. 3, pp. 228–230, 2005.
- [33] A. Sihvola, “Metamaterials in electromagnetics,” *Metamaterials*, vol. 1, pp. 2–11, 2007.
- [34] M. Lapine and S. Tretyakov, “Contemporary notes on metamaterials,” *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 1, no. 1, pp. 3–11, 2007.
- [35] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. Second edn, John Wiley Sons, 1997.
- [36] B. A. Munk, *Frequency–selective surfaces: Theory and design*. John Wiley Sons, 2000.
- [37] A. L. P. de S. Campos, *Superfícies Seletivas em Freqüência – Análise e Projeto*. IFRN Editora, 2009.
- [38] J. A. Reed, *Frequency Selective Surfaces with Multiple Periodic Elements*. Ph.D. Thesis, University of Texas at Dallas, 1997.
- [39] R. O. Miller, *Studies on the Interaction of Waves with Metal Mesh Filters*. Master’s Thesis, University of Texas at Dallas, 1994.
- [40] M. J. Archer, “Wave reactance of thin planar strip gratings,” *Int. J. Electronics*, vol. 58, no. 2, pp. 197–230, 1985.

- [41] R. Collin, *Field Theory of Guided Waves*. New York: IEEE Press, 1991.
- [42] R. Mittra, C. H. Chan, and T. Cwik, “Techniques for analyzing frequency selective surfaces – a review,” *IEEE Proceedings*, vol. 76, no. 12, pp. 1593–1615, 1988.
- [43] T. K. Wu, *Frequency selective surface and grid array*. John Wiley Sons, 1995.
- [44] V. Agrawal and W. Imbriale, “Design of a dichroic cassegrain subreflector,” *IEEE Transactions on Antennas e Propagation*, vol. 27, no. 4, pp. 466–473, 1979.
- [45] C. Mias, C. Tsakonas, , and C. Oswald, “An investigation into the feasibility of designing frequency selective windows employing periodic structures (ref. AY3922),” *Final report for the Radiocommunications Agency. Nottingham Trent University, Tech. Rep*, 2001.
- [46] P. T. Teo, X. F. Luo, and C. K. Lee, “Transmission of convoluted periodic loop element with selective reflection,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 85, no. 9, pp. 1454–1456, 2004.
- [47] E. A. Parker and A. N. A. E. Sheikh, “Convoluted array elements and reduced size unit cells for frequency-selective surfaces,” *IEE Proc. – H*, vol. 138, no. 1, pp. 19–22, 1991.
- [48] A. de Siqueira Campos, R. de Oliveira Moreira, and J. Trindade, “A comparison between the equivalent circuit model and moment method to analyze fss,” *IEEE International Microwave and Optoelectronics Conference*, pp. 760–765, 2009.
- [49] M. Hook and K. Ward, “Passive fss development and test report,” *Culham Electromagnetics and Lightning Limited, Tech. Rep. Ofcom AY4462 project*, 2004.
- [50] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*. New York: Peter Peregrinus Ltd, 1986.
- [51] F. Costa, *Analysis and Modeling of High-Impedance Surfaces for the Design of Electromagnetic Absorbers and Antennas*. Lambert Academic Publishing, 2010.
- [52] D. J. Kern and D. H. Werner, “A genetic algorithm approach to the design of ultra-thin electromagnetic bandgap absorbers,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 38, no. 1, pp. 61–64, 2003.
- [53] H. T. Liu, H. F. Cheng, Z. Chu, and D. Y. Zhang, “Absorbing properties of frequency selective surface absorbers with cross-shaped resistive patches,” *Material Design*, vol. 28, no. 7, pp. 2166–21714, 2007.
- [54] W.-J. Lee, J.-W. Lee, and C. G. Kim, “Characteristics of an electromagnetic wave absorbing composite structure with a conducting polymer electromagnetic bandgap EBG in the X-band,” *Composites Science and Technology*, vol. 68, no. 12, pp. 2485–2489, 2008.
- [55] A. Tennant and B. Chambers, “A single-layer tuneable microwave absorber using an active FSS,” *IEEE Microwave Wireless Compon. Letters*, vol. 14, no. 1, pp. 46–47, 2004.
- [56] E. A. P. P. Callaghan and R. J. Langley, “Influence of supporting dielectric layers on the transmission properties of frequency selective surfaces,” *IEE Proc. –H: Microw. Antennas Propag.*, vol. 38, no. 5, pp. 448–454, 1991.

- [57] S. M. A. Hamdy and E. A. Parker, “Current distribution on the elements of a square loop frequency selective surface,” *Electron. Lett.*, vol. 18, no. 14, pp. 624–626, 1982.
- [58] S. B. Savia and E. A. Parker, “Equivalent circuit model for superdense linear dipole FSS,” *IEE Proc. –Microw. Antennas Propag.*, vol. 150, no. 1, pp. 37–42, 2003.
- [59] C. K. Lee and R. J. Langley, “Equivalent-circuit models for frequency-selective surfaces at oblique angles of incidence,” *IEE Proc. –H*, vol. 132, no. 6, pp. 395–399, 1985.
- [60] T. Larsen, “A survey of the theory of wire grids,” *IRE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 10, no. 3, pp. 191–201, 1962.
- [61] Z. L. Wang, K. Hashimoto, N. Shinohara, and H. Matsumoto, “Frequency-selective surface for microwave power transmission,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 10, pp. 2039–2042, 1999.
- [62] R. J. Langley and A. J. Drinkwater, “Improved empirical model for the jerusalem cross,” *IEE Proc. –H*, vol. 129, no. 1, pp. 1–6, 1982.
- [63] B. A. Munk, “Transmission through a two-layer array of loaded slots,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-22, no. 6, pp. 804–809, 1974.
- [64] X. F. Luo, P. T. Teo, A. Qing, and C. K. Lee, “Design of double-square-loop frequency-selective surfaces using differential evolution strategy coupled with equivalent-circuit model,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 44, no. 2, pp. 159–162, 2005.
- [65] J. R. Wait, “Reflection at arbitrary incidence from a parallel wire grid,” *Applied Sci. Res.*, vol. 4, pp. 393–400, 1954.
- [66] R. Paknys, “Reflection and transmission by reinforced concrete – numerical and asymptotic analysis,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 10, pp. 2852–2861, 2003.
- [67] D. S. Weile, E. Michielssen, and K. Gallivan, “Reduced-order modeling of multiscreen frequency-selective surfaces using Krylov-based rational interpolation,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 5, pp. 801–813, 2001.
- [68] C. C. Chen, “Transmission of microwave through perforated flat plates of finite thickness,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. MTT21, no. 1, pp. 1–6, 1973.
- [69] C. C. Chen, “Transmission through a conducting screen perforated periodically with apertures,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 18, no. 9, pp. 627–632, 1970.
- [70] D. S. Weile and E. Michielssen, “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*, vol. 49, no. 10, pp. 1470–1478, 2001.
- [71] I. Bardi, R. Remski, D. Perry, and Z. Cendes, “Plane wave scattering from frequency-selective surfaces by the finite-element method,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 38, no. 2, pp. 641–644, 2002.

- [72] J. D'Angelo and I. D. Mayergoyz, "Three dimensional RF scattering by the finite element method," *IEEE Transactions on Magnetism*, vol. 27, no. 5, pp. 3827–3832, 1991.
- [73] M. Hara, T. Wada, T. Fukasawa, and F. Kikuchi, "A three dimensional analysis of rf electromagnetic fields by the finite element method," *IEEE Transactions on Magnetism*, vol. 27, no. 5, pp. 3827–3832, 1991.
- [74] T. F. Eibert, Y. E. Erdemli, and J. L. Volakis, "Hybrid finite element–fast spectral domain multilayer boundary integral modeling of doubly periodic structures," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 9, pp. 2517–2520, 2003.
- [75] E. A. Parker, A. D. Chuprin, and R. J. Langley, "Finite element analysis of electromagnetic wave diffraction from buildings incorporating frequency selective walls," *IEE Proc. –Microw. Antennas Propag.*, vol. 146, no. 5, pp. 319–323, 1999.
- [76] P. Harms, R. Mittra, and W. Ko, "Implementation of the periodic boundary condition in the finite–difference time–domain algorithm for FSS structures," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, no. 9, pp. 1317–1324, 1994.
- [77] Y. A. Kao and R. Atkins, "A finite difference-time domain approach for frequency selective surfaces at oblique incidence," *Proc. IEEE AP–S Int. Symp.*, vol. 2, pp. 1432–1435, 1996.
- [78] W. Yu, S. Dey, and R. Mittra, "Modeling of periodic structures using the finite difference time domain (FDTD)," *Proc. IEEE AP–S Int. Symp.*, vol. 1, pp. 594–597, 1999.
- [79] T. Itoh and R. Mittra, "Spectral–domain approach for calculating the dispersion characteristics of microstrip lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 21, no. 7, pp. 496–499, 1973.
- [80] A. L. P. S. Campos, A. G. d'Assunção, and M. A. B. Mello, "Frequency selective surfaces with anisotropic dielectric substrates," *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 21, no. 3, pp. 461–475, 2000.
- [81] A. L. P. S. Campos, M. A. B. Mello, and A. G. d'Assunção, "Frequency selective surfaces with rectangular apertures on uniaxial anisotropic substrates," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 25, no. 2, pp. 126–129, 2000.
- [82] S. W. Lee, G. Zarrillo, and C. Law, "Simple formulas for transmission through periodic metal grids or plates," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 30, no. 5, pp. 904–909, 1982.
- [83] T. Cwik, R. Mittra, K. Lang, and T. Wu, "Frequency selective screens," *IEEE Antennas and Propagation Society Newsletter*, vol. 29, no. 2, pp. 5–10, 1987.
- [84] P. W. Hannan and M. A. Balfour, "Simulation of a phased array antenna in waveguide," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 23, no. 3, pp. 342–353, 1965.

- [85] D. K. Ghodgaonka, V. V. Varadan, and V. J. Varadan, “A free-space method for measurement of dielectric constants loss tangents at microwave frequencies,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 38, no. 3, pp. 789–793, 1989.
- [86] G. Arjavalingam, Y. Pastol, L. W. Epp, and R. Mittra, “Characterization of quasi-optical filters with picosecond transient radiation,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 40, no. 1, pp. 63–66, 1992.
- [87] J. O. McSpadden, T. Yoo, and K. Chang, “Theoretical and experimental investigation of a rectenna element for microwave power transmission,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, no. 12, pp. 2359–2366, 1992.
- [88] E. A. Parker, C. Antonopoulos, and N. E. Simpson, “Microwave band FSS in optically transparent conducting layers: Performance of ring element arrays,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 16, no. 2, pp. 61–63, 1997.
- [89] J. Hirai and I. Yokota, “Electromagnetic shielding glass of frequency selective surfaces,” *Proceedings of the International Symposium on electromagnetic compatibility*, pp. 314–316, May 1999.
- [90] M. Moallem and K. Sarabandi, “A single-layer metamaterial-based polarizer and band-pass frequency selective surface with an adjacent transmission zero,” *Int. Symp. Antennas Propag.*, pp. 2649–2652, July 2011.
- [91] V. V. Varadan, “Radar absorbing applications of metamaterials,” *IEEE Region 5 Technical Conference*, pp. 105–108, April 2007.
- [92] M. Euler, V. Fusco, R. Cahill, and R. Dickie, “Fss based sub-millimetre wave spatial phase shifter design considerations,” *European Conference on Antennas and Propagation Conference*, pp. 1648–1650, March 2009.
- [93] G. Q. Luo, W. Hong, H. J. Tang, J. X. Chen, and K. Wu, “Dualband frequency-selective surfaces using substrate-integrated waveguide technology,” *IET Proc. Microwaves Antenna Propag.*, vol. 1, no. 2, pp. 408–413, 2007.
- [94] G. Q. Luo, W. Houg, Q. H. Lai, and L. L. Sun, “Frequency-selective surfaces with two sharp sidebands realized by cascading and shunting substrate integrated waveguide cavities,” *IET Microwave. Antennas Propag.*, vol. 2, no. 1, pp. 23–27, 2008.
- [95] D. Sievenpiper, R. Broas, and E. Yablonovitch, “Antennas on high-impedance ground planes,” *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, pp. 1245–1248, 1999.
- [96] M. Euler and V. F. Fusco, “Frequency selective surface using nested split ring slot elements as a lens with mechanically reconfigurable beam steering capability,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 10, pp. 3417–3421, 2010.

- [97] L. C. Kretly and A. M. P. A. Silva, “The influence of the height variation on the frequency bandgap in an amc, artificial magnetic conductor, for wireless applications: an em experimental design approach,” in *Microwave and Optoelectronics Conference, 2003. IMOC 2003. Proceedings of the 2003 SBMO/IEEE MTT-S International*, vol. 1, pp. 219–223, Sept 2003.
- [98] L. Kretly, A. Tavora A. S., and L. C. Marangoni, “Microstrip patch antennas, cpw-fed with pbg, photonic band gap, 2d metallic matrix on alumina to operate in ka-band,” in *Microwave and Optoelectronics Conference, 2001. IMOC 2001. Proceedings of the 2001 SBMO/IEEE MTT-S International*, vol. 1, pp. 219–222, 2001.
- [99] L. Kretly and A. Silva, “The influence of the height variation on the frequency bandgap in an amc, artificial magnetic conductor, for wireless applications: an em experimental design approach,” in *Microwave and Optoelectronics Conference, 2003. IMOC 2003. Proceedings of the 2003 SBMO/IEEE MTT-S International*, vol. 1, pp. 219–223 vol.1, Sept 2003.
- [100] L. Kretly and A. Alves S, “The effect of an electromagnetic band-gap structure on a pifa antenna array,” in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2004. PIMRC 2004. 15th IEEE International Symposium on*, vol. 2, pp. 1268–1271 Vol.2, Sept 2004.
- [101] J. Huang, T. K. Wu, and S. Lee, “Tri-band fss with circular ring elements,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, no. 2, pp. 166–175, 1994.
- [102] M. Lu, M. Huang, and Z. Wu, “Design of multi-band frequency selective surfaces using multi-periodicity combined elements,” *Journal of Systems Engineering and Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 675–680, 2009.
- [103] H. So, A. Ando, T. Seki, M. Kawashima, and T. Sugiyama, “Directional multi-band antenna employing frequency selective surfaces,” *Electronics Letters*, vol. 49, no. 4, pp. 243–245, 2013.
- [104] Y. Rahmat-Samii and A. Tulintseff, “Diffraction analysis of frequency selective reflector antennas,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 41, no. 4, pp. 476–487, 1993.
- [105] 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.
- [106] E. F. Knott, J. F. Shaeffer, and M. T. Tuley, *Radar Cross Section*. second edn, Artech House, 1993.
- [107] 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.
- [108] B. Chambers and A. Tennant, “Optimized design of jaumann radar absorbing materials using a genetic algorithm,” *Inst. Elect. Eng. Proc. Radar Sonar Navigat.*, vol. 143, pp. 23–30, Jan 1996.

- [109] 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.
- [110] S. W. Cui, D. S., and J. L. Volakis, “Novel planar electromagnetic absorber designs using genetic algorithms,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 6, pp. 1811–1817, 2006.
- [111] P. N. Kaleeba, A. C. Tennant, B., and J. P. Idez, “Electromagnetic analysis of active radar absorbers,” *Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 295–298, Jan 2003.
- [112] F. C. Seman, R. Cahill, V. F. Fusco, and G. Goussetis, “Design of a salisbury screen absorber using frequency selective surfaces to improve bandwidth and angular stability performance,” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 5, no. 2, pp. 149–156, 2011.
- [113] S. Simms and V. Fusco, “Thin radar absorber using artificial magnetic ground plane,” *Electronics Letters*, vol. 41, no. 24, pp. 1311–1313, 2005.
- [114] F. C. Seman, R. Cahill, and V. F. Fusco, “Low profile salisbury screen radar absorber with high impedance ground plane,” *Electronics Letters*, vol. 45, no. 1, pp. 10–12, 2009.
- [115] F. C. Seman, R. Cahill, and V. F. Fusco, “Salisbury screen with reduced angular sensitivity,” *Electronics Letters*, vol. 45, no. 3, pp. 147–149, 2009.
- [116] H. Mosallaei and K. Sarabandi, “A one-layer ultra-thin meta-surface absorber,” *Proc. of IEEE Antennas and Propagation International Symposium*, pp. 615–618, July 2005.
- [117] C. Mias and J. H. Yap, “A varactor-tunable high impedance surface with a resistive-lumped element biasing grid,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 7, pp. 1955–1962, 2007.
- [118] Y. Kotsuka and C. Kawamura, “Proposal of a new em-wave absorber based on integrated circuit concept,” *Electronics and Communications in Japan*, vol. 89, no. 12, pp. 26–33, 2006.
- [119] A. Munir, V. Fusco, and Chairunnisa, “Return loss enhancement of surface resistors loaded microwave radar absorber,” *Asia Pacific Microwave Conference-APMC*, pp. 2629–2632, Dec 2009.
- [120] A. Lazaro, A. Ramos, D. Girbau, and R. Villarino, “A novel UWB RFID tag using active frequency selective surface,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 6, no. 3, pp. 1155–1165, 2013.
- [121] M. N. Jazi and T. A. Denidni, “Frequency selective surfaces and their applications for nimble-radiation pattern antennas,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 7, pp. 2227–2237, 2010.

C REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [122] M. N. Jazi, M. A. Habib, and T. A. Denidni, “Reconfigurable radiation pattern antenna based on active frequency selective surfaces,” *Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1–4, Jun 2009.
- [123] M. A. Al-Joumayly and N. Behdad, “A generalized method for synthesizing low-profile band-pass frequency selective surfaces with non-resonant constituting elements,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 12, pp. 4033–4041, 2010.
- [124] W. M. Dorsey, C. S. McDermitt, F. Bucholtz, and M. Parent, “Design and performance of frequency selective surface with integrated photodiodes for photonic calibration of phased array antennas,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 8, pp. 2588–2593, 2010.
- [125] M. Raspopoulos and S. Stavrou, “Frequency selective buildings through frequency selective surfaces,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 8, pp. 2998–3005, 2011.
- [126] F. Costa, A. Monorchio, and G. Manara, “Analysis and design of ultra thin electromagnetic absorbers comprising resistively loaded high impedance surfaces,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 5, pp. 1551–1558, 2010.
- [127] A. Fallahi, A. Yahaghi, H. Benedickter, H. Abiri, M. Shahabadi, and C. Hafner, “Wide-band radar absorbers,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 12, pp. 4051–4058, 2010.
- [128] M. I. Kontorovich, “Averaged boundary conditions at the surface of a grating with a square mesh,” *Radio Engineering and Electronic Physics*, vol. 8, pp. 1446–1454, 1963.
- [129] R. Ulrich, “Far-infrared properties of metallic mesh and its complementary structure,” *Infrared Physics*, vol. 7, pp. 37–55, 1967.
- [130] O. Luukkonen, *Artificial impedance surfaces*. Phd dissertation, Helsinki University of Technology – Department of Radio Science and Engineering, 2009.
- [131] L. B. Whitbourn and R. C. Compton, “Equivalent-circuit formulas for metal grid reflectors at a dielectric boundary,” *Applied Optics*, vol. 24, no. 2, pp. 217–220, 1985.
- [132] B. Hooberman, “Everything you ever wanted to know about frequency selective surface filters but were afraid to ask,” *Technical report*, 2005.
- [133] T. W. Leonard and J. Cofer, “A new equivalent circuit representation for the jerusalem cross,” *International Conference on Antennas and Propagation*, pp. 65–69, Nov 1978.
- [134] R. J. Luebbers and B. A. Munk, “Some effects of dielectric loading on periodic slot arrays,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 26, no. 4, pp. 536–542, 1978.
- [135] S. Chakravarty, R. Mittra, and N. R. Williams, “Application of a microgenetic algorithm (MGA) to the design of broadband microwave absorbers using multiple frequency selective

- surface screens buried in dielectrics,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 3, pp. 284–296, 2002.
- [136] S. Maci, M. Caiazzo, A. Cucini, and M. Casaletti, “A pole–zero matching method for EBG surfaces composed of a dipole FSS printed on a grounded dielectric slab,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 1, pp. 70–81, 2005.
- [137] O. Luukkonen, C. Simovski, G. Granet, G. Goussetis, D. Lioubtchenko, A. V. Räsänen, and S. A. Tretyakov, “Simple and accurate analytical model of planar grids and high impedance surfaces comprising metal strips or patches,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 6, pp. 1624–1632, 2008.
- [138] S. Tretyakov, *Analytical Modelling in Applied Electromagnetics*. Artech House, 2003.
- [139] V. V. Yatsenko, S. A. Tretyakov, S. I. Maslovski, and A. A. Sochava, “High order impedance boundary conditions for sparse wire grids,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, no. 5, pp. 720–727, 2010.
- [140] S. A. Tretyakov and C. R. Simovski, “Dynamic model of artificial reactive impedance surfaces,” *J. of Electromagn. Waves and Appl.*, vol. 17, no. 1, pp. 131–145, 2003.
- [141] F. Costa, A. Monorchio, and G. Manara, “Efficient analysis of frequency-selective surfaces by a simple equivalent–circuit model,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 54, no. 4, pp. 35–48, 2012.
- [142] B.-K. Chung and H.-T. Chuah, “Modeling of RF absorber for application in the design of anechoic chamber,” *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 43, pp. 273–285, 2003.
- [143] J. R. J. Gau, W. D. Burnside, and M. Gilreath, “Chebyshev multilevel absorber design concept,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 45, no. 8, pp. 1286–1293, 1997.
- [144] G. T. Ruck, D. E. Barrick, W. D. Stewart, , and C. K. Kirchbaum, *Radar Cross Section Handbook*. 1 and 2 – Plenum Press, 1970.
- [145] M.-J. Park, J. Choi, and S.-S. Kim, “Wide bandwidth pyramidal absorbers of granular ferrite and carbonyl iron powders,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 5, pp. 3272–3274, 2000.
- [146] W. W. Salisbury, *Absorbent body of electromagnetic waves*. United States Patent 2,599,944, 1952.
- [147] J. Reinert, J. Psilopoulos, J. Grubert, and A. Jacob, “On the potential of graded-chiral dallenbach absorbers,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 30, no. 4, pp. 254–257, 2001.
- [148] O. Luukkonen, F. Costa, C. R. Simovski, A. Monorchio, and S. A. Tretyakov, “A thin electromagnetic absorber for wide incidence angles and both polarizations,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 10, pp. 3119–3125, 2009.

C REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [149] L. Peng, L. Ke, and X. Hou, “Design of an absorber with high impedance surfaces,” *International Symposium on Antennas Propagation and EM Theory*, pp. 1097–1100, Nov 2010.
- [150] Y. Z. J. W. Liangkui Sun, Haifeng Cheng, “Design of a lightweight magnetic radar absorber embedded with resistive FSS,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 675–677, 2012.
- [151] E. Yildirim and O. A. Civi, “Design of a wideband radar absorbing structure,” *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1324–1327, April 2011.
- [152] M. W. Niaz, R. A. Bhatti, and I. Majid, “Design of broadband electromagnetic absorber using resistive minkowski loops,” *International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology*, pp. 424–428, Jan 2013.
- [153] C. Mias, “Varactor–tunable frequency selective surface with resistive–lumped–element biasing grids,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 15, no. 9, pp. 570–572, 2005.
- [154] Q. Gao, Y. Yin, D.-B. Yan, and N. C. Yuan, “Application of metamaterials to ultra–thin radar–absorbing material design,” *Electronics Letters*, vol. 41, no. 17, pp. 936–937, 2005.
- [155] G. I. Kiani, A. W., and K. P. Esselle, “A novel absorb/transmit FSS for secure indoor wireless networks with reduced multipath fading,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, no. 6, pp. 378–380, 2006.
- [156] H.-B. Zhang, P.-H. Zhou, H.-P. Lu, Y.-Q. Xu, D.-F. Liang, and L.-J. Deng, “Resistance selection of high impedance surface absorbers for perfect and broadband absorption,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 2, pp. 976–979, 2013.
- [157] S. Liang-Kui, C. Hai-Feng, Z. Yong-Jiang, , and W. Jun, “Improvement on the wave absorbing property of a lossy frequency selective surface absorber using a magnetic substrate,” *Chin. Phys. B*, vol. 21, no. 5, 2012.
- [158] D. F. Sievenpiper, *High-impedance eletromagnetic surfaces*. Phd dissertation, UCLA – Electrical Engeneering Department, 1999.
- [159] I. Ohmega Technologies, “Ohmegaply rcm,” <http://www.ohmega.com/products/>, 2013.
- [160] C. Sudhendra, A. Pillai, A. Madhu, and K. Rao, “A novel 6 to 14 GHz thin radar absorber based on circular resistive patch FSS,” *International conference on Circuits, Controls and Communications*, pp. 27–28, Dec 2013.
- [161] F. Sakran, Y. Neve-Oz, A. Ron, M. Golosovsky, D. Davidov, and A. Frenkel, “Absorbing frequency–selective–surface for the mm–wave range,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 8, pp. 2649–2655, 2008.

- [162] M. Li, S. Xiao, Y.-Y. Bai, and B.-Z. Wang, “An ultrathin and broadband radar absorber using resistive FSS,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 748–751, 2012.
- [163] U. Rafique, G. I. Kiani, M. Ahmed, and S. Habib, “Frequency selective surface absorber for WLAN security,” *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 872–875, April 2011.
- [164] G. I. Kiani, K. L. Ford, K. P. Esselle, A. R. Weily, and C. J. Panagamuwa, “Oblique incidence performance of a novel frequency selective surface absorber,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 10, pp. 2931–2934, 2007.
- [165] F. Costa, S. Genovesi, and A. Monorchio, “On the bandwidth of high-impedance frequency selective surfaces,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 1341–1344, 2009.
- [166] O. Luukkonen, C. R. Simovski, and S. A. Tretyakov, “Grounded uniaxial material slabs as magnetic conductors,” *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 15, pp. 267–283, 2009.
- [167] K. W. Whites and R. Mittra, “An equivalent boundary-condition model for lossy planar periodic structures at low frequencies,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, no. 12, pp. 1617–1629, 1996.
- [168] A. Munir and Fusco, “Effect of surface resistor loading on high impedance surface radar absorber return loss and bandwidth,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 51, no. 7, pp. 1773–1775, 2009.
- [169] B. Chambers and A. Tennant, “Design of wideband jaumann radar absorbers with optimum oblique incidence performance,” *Electronics Letters*, vol. 30, no. 18, pp. 1530–1532, 1994.
- [170] D. E. Materials, “Nelco N4000–13 SI – high speed low loss,” <http://www.parkselectro.com>, 2013.
- [171] A. M. for Electronics Division, “Cuclad 250–GX – cuclad series,” www.arlon-med.com/Microwave-Materials, 2013.
- [172] A. E. M. M. Software, “- <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5988-9472en.pdf>,” *Agilent Technologies*, no. USA, p. June, 2006.
- [173] D. K. Ghodgaonkar, V. V. Varadan, and V. K. Varadan, “A free-space method for measurement of dielectric constants and loss tangents at microwave frequencies,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 38, no. 3, pp. 789–793, 1989.
- [174] T. Weiland, “A discretization method for the solution of maxwell’s equations for six-component fields,” *Electronics and Communication*, vol. 31, pp. 116–120, 1977.
- [175] T. Weiland, “Time domain electromagnetic field computation with finite difference methods,” *International Journal of Numerical Modelling*, vol. 9, pp. 295–319, 1996.

C REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [176] CST, “CST microwave studio advanced topics,” *Technical report*, vol. 9, pp. CST–Computer Simulation Technology., 2002.