



UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
E DE COMPUTAÇÃO



ESTUDO COMPARATIVO DE TÉCNICAS DE CASCATEAMENTO
DE SUPERFÍCIES SELETIVAS EM FREQUÊNCIA

ROBSON HEBRAICO CIPRIANO MANIÇOBA

Dissertação de Mestrado submetida ao corpo docente da Coordenação do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Federal do Rio Grande do Norte como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Orientador: Prof. Dr. Adaildo Gomes d'Assunção – UFRN – CT – DEE.
Co-Orientador: Prof. Dr. Antonio Luiz Pereira de Siqueira Campos – IFRN.

NATAL – RN

2009

ESTUDO COMPARATIVO DE TÉCNICAS DE
CASCATEAMENTO DE SUPERFÍCIES SELETIVAS EM
FREQUÊNCIA

ROBSON HEBRAICO CIPRIANO MANIÇOBA

Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, aprovada em 12 de agosto de 2009,
pela banca examinadora, composta pelos seguintes membros:



Prof. Dr. Adaildo Gomes d'Assunção (Orientador) DEE/UFRN



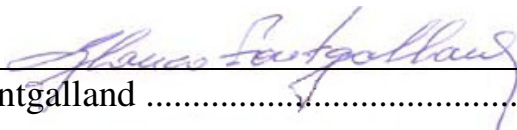
Prof. Dr. Antonio Luiz Pereira de Siqueira Campos (Co-orientador) .. IFRN



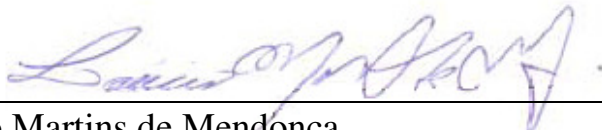
Prof. Dr. Alfrêdo Gomes Neto IFPB



Prof. Dr. Gervásio Protásio dos Santos Cavalcante UFPA



Prof. Dr. Glaucio Fontgalland UFCG



Prof. Dr. Laércio Martins de Mendonça DEE/UFRN

NATAL - RN

Divisão de Serviços Técnicos

Catálogo da Publicação na Fonte. UFRN / Biblioteca Central
Zila Mamede

Maniçoba, Robson Hebraico Cipriano.

Estudo comparativo de técnicas de cascadeamento de superfícies seletivas em frequência / Robson Hebraico Cipriano Maniçoba. – Natal, RN, 2009.

72 f.

Orientador: Adaildo Gomes d'Assunção.

Co-orientador: Antonio Luiz Pereira de Siqueira Campos.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Centro de Tecnologia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e da Computação.

1. FSS – Dissertação. 2. Técnicas de cascadeamento – Dissertação. 3. Patches Retangulares – Dissertação. I. D'Assunção, Adaildo Gomes. II. Campos, Antonio Luiz Pereira de Siqueira. III. Universidade Federal do Rio Grande do Norte. IV. Título.

RN/UF/BCZM

CDU 621.396.67 (04.3)

A todos aqueles que eu amo, com carinho.

AGRADECIMENTOS

A Deus, pela minha saúde e por mais esta vitória, enfim por tudo.

À minha mãe, Maria Rita, e ao meu pai, Gilberto Cipriano, por tudo que sou hoje e por tudo que eles tem me dado durante todos estes anos.

Às minhas irmãs, Sabrina e Cecília, pelo carinho, paciência e estímulo.

À Ana Lúcia pelo carinho, paciência, incentivo, e estímulo.

Ao Prof. Adaildo Gomes d'Assunção, por tudo o que ele representa como Educador, Pesquisador, Professor, Orientador e Amigo.

Ao Prof. Antonio Luiz Pereira de Siqueira Campos, pela amizade, estímulo e incentivo durante a orientação deste trabalho.

Ao Prof. Alfrêdo Gomes Neto do GTEMA – IFPB, pela grande ajuda na obtenção dos resultados experimentais.

Aos Professores: Ronaldo Martins, Laércio Mendonça, Sandro Gonçalves e Ranilson Carneiro, pelo incentivo e estímulo durante a realização deste trabalho.

Aos amigos: Gustavo, Ricardo, Valdez, Thiago Esteves, Nei Rossatto, e em especial aos amigos Lincoln e Iradilson, pela presença constante e ajuda incondicional durante a realização deste trabalho.

Aos demais professores, funcionários e amigos do Departamento de Engenharia Elétrica – DEE, do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e da Computação – PPgEEC e do Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia de Comunicações sem Fio – INCT/CSF.

À CAPES pelo suporte financeiro.

RESUMO

Este trabalho apresenta uma análise teórica e numérica do cascadeamento de superfícies seletivas de frequência, que usa *patches* retangulares e fractais de Koch triangular como elementos.

Para isto, são utilizadas duas técnicas de cascadeamento, visando à determinação das características de transmissão e de reflexão.

Superfícies seletivas de frequência abrangem uma grande área das Telecomunicações e têm sido largamente utilizadas devido a seu baixo custo, peso reduzido e possibilidade de se integrar com outros circuitos de microondas. Elas são especialmente importantes em diversas aplicações, como aviões, sistemas de antenas, radomes, foguetes, mísseis, etc. Aplicações de FSS em faixas de frequência elevadas têm sido investigadas, assim como aplicações destas estruturas em cascata ou multicamadas, e FSS ativas.

Especificamente, as análises usam a teoria de circuitos de microondas, em conjunto com os harmônicos de Floquet, permite a obtenção das expressões dos parâmetros de espalhamento de cada estrutura e também da estrutura composta por duas ou mais FSS.

Nesse trabalho, são apresentados resultados numéricos para as características de transmissão. São feitas comparações com resultados experimentais e também com resultados simulados utilizando o software comercial *Ansoft Designer*[®] v3.

São apresentadas, ainda, sugestões de continuidade do trabalho.

PALAVRAS-CHAVE: FSS, Técnicas de cascadeamento, *Patches* Retangulares, Fractais de Koch, Harmônicos de Floquet.

ABSTRACT

This work presents a theoretical and numerical analysis for the cascading of frequency selective surfaces, which uses rectangular patches and triangular Koch fractals as elements.

Two cascading techniques are used to determine the transmission and reflection characteristics.

Frequency selective surfaces includes a large area of Telecommunications and have been widely used due to its low cost, low weight and ability to integrate with others microwaves circuits. They're especially important in several applications, such as airplane, antennas systems, radomes, rockets, missiles, etc.. FSS applications in high frequency ranges have been investigated, as well as applications of cascading structures or multi-layer, and active FSS.

Furthermore, the analyses uses the microwave circuit theory, with the Floquet harmonics, it allows to obtain the expressions of the scattering parameters of each structure and also of the composed structure of two or more FSS.

In this work, numeric results are presented for the transmission characteristics. Comparisons are made with experimental results and simulated results using the commercial software Ansoft Designer[®] v3.

Finally, some suggestions are presented for future works on this subject.

KEY-WORDS: FSS, Cascading techniques, Rectangular Patches, Koch Fractals, Floquet harmonics.

SUMÁRIO

Capítulo 1 – Introdução	13
Capítulo 2 – Fundamentação Teórica das Estruturas Periódicas	15
2.1 – Introdução	15
2.2 – Arranjos passivos e arranjos ativos	16
2.3 – Definições de FSS	17
2.4 – Formas dos elementos de uma FSS	19
2.5 – Dimensões dos elementos	20
2.6 – Técnicas de análises	21
2.7 – Técnicas de medição	22
2.8 – Aplicações	24
2.9 – Conclusão	29
Capítulo 3 – Técnicas de Cascadeamento	30
3.1 – Introdução	30
3.2 – Parâmetros de espalhamento	31
3.3 – Técnica 1	33
3.4 – Técnica 2	35
3.5 – Conclusão	42
Capítulo 4 – Resultados Numéricos e Experimentais	43
4.1 – Introdução	43
4.2 – Resultados Numéricos e Experimentais	45
4.4 – Conclusão	58
Capítulo 5 – Conclusão	59
Apêndice A – Setup de Medição	61
A.1 – Setup de medição	61
Apêndice B – Fluxogramas das Rotinas Computacionais	65
B.1 – Fluxograma da rotina desenvolvida para técnica 1	65
B.2 – Fluxograma da rotina desenvolvida para técnica 2	66
Referências Bibliográficas	67

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Geometria de uma estrutura periódica.	15
Figura 2.2 – Arranjo periódico: Caso passivo e Caso ativo.	17
Figura 2.3 – Tipos de elementos de uma FSS.	
(a) Elementos do tipo abertura.	18
(b) Elementos do tipo <i>patch</i> condutor.	
Figura 2.4 – Formas dos elementos de uma FSS.	19
Figura 2.5 – Exemplo de elemento para uma FSS.	20
Figura 2.6 – Medição em câmara anecóica.	22
Figura 2.7 – Sistema para medição em uma FSS.	23
Figura 2.8 – Medidor de precisão de FSS.	24
Figura 2.9 – Antena refletora de alto ganho usado na nave <i>Voyager</i> .	25
Figura 2.10 – Antena refletora composta, com uma FSS.	26
Figura 2.11 – Escaneador espacial de frequência.	26
Figura 2.12 – FSS ativa.	27
Figura 2.13 – Exemplo de FSS em cascata.	28
Figura 2.14 – Aplicação de FSS em janelas eficientes.	29
Figura 3.1 – Representação de um circuito de microondas.	31
Figura 3.2 – Cascadeamento de N FSSs.	33
Figura 3.3 – Cascadeamento de FSSs, vista lateral.	35
Figura 3.4 – Vista superior de uma FSS.	36
Figura 3.5 – Comparação entre sistemas com periodicidades iguais e diferentes.	
(a) Periodicidade igual, $T_1 = T_4 = T_{sys}$.	42
(b) Periodicidade diferente, $2T_1 = T_4 = T_{sys}$.	
Figura 4.1 – FSS e suas dimensões, todas em mm.	
(a) FSS para 9,5 GHz.	43
(b) FSS para 10,5 GHz.	
Figura 4.2 – Forma do elemento fractal de Koch.	
(a) Nível 1.	44
(b) Nível 2.	
Figura 4.3 – Estruturas cascadeadas.	44
Figura 4.4.1 – Característica de transmissão para as estruturas 1 e 2.	46

Figura 4.4.2 – Característica de transmissão para as estruturas 3 e 4.	46
Figura 4.4.3 – Característica de transmissão para o cascadeamento das estruturas 1 e 2 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 1,5 mm.	47
Figura 4.4.4 – Comparação entre os resultados obtidos pelas técnicas de cascadeamento e o resultado simulado para o cascadeamento das estruturas 1 e 2 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 1,5 mm.	47
Figura 4.4.5 – Característica de transmissão para o cascadeamento das estruturas 1 e 2 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 3,0 mm.	48
Figura 4.4.6 – Comparação entre os resultados obtidos pelas técnicas de cascadeamento e o resultado simulado para o cascadeamento das estruturas 1 e 2 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 3,0 mm.	48
Figura 4.4.7 – Característica de transmissão para o cascadeamento das estruturas 1 e 2 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 6,0 mm.	49
Figura 4.4.8 – Comparação entre os resultados obtidos pelas técnicas de cascadeamento e o resultado simulado para o cascadeamento das estruturas 1 e 2 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 6,0 mm.	49
Figura 4.4.9 – Característica de transmissão para o cascadeamento das estruturas 1 e 2 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 8,0 mm.	51
Figura 4.4.10 – Comparação entre os resultados obtidos pelas técnicas de cascadeamento e o resultado simulado para o cascadeamento das estruturas 1 e 2 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 8,0 mm.	51
Figura 4.4.11 – Característica de transmissão para o cascadeamento das estruturas 1 e 2 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 10,0 mm.	52
Figura 4.4.12 – Comparação entre os resultados obtidos pelas técnicas de cascadeamento e o resultado simulado para o cascadeamento das estruturas 1 e 2 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 10,0 mm.	52
Figura 4.4.13 – Característica de transmissão para o cascadeamento das estruturas 3 e 4 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 2,0 mm.	53
Figura 4.4.14 – Comparação entre os resultados obtidos pelas técnicas de cascadeamento e o resultado simulado para o cascadeamento das estruturas 3 e 4 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 2,0 mm.	53
Figura 4.4.15 – Característica de transmissão para o cascadeamento das estruturas 3 e 4 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 4,0 mm.	54

Figura 4.4.16 – Comparação entre os resultados obtidos pelas técnicas de cascadeamento e o resultado simulado para o cascadeamento das estruturas 3 e 4 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 4,0 mm.	54
Figura 4.4.17 – Característica de transmissão para o cascadeamento das estruturas 3 e 4 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 6,0 mm.	55
Figura 4.4.18 – Comparação entre os resultados obtidos pelas técnicas de cascadeamento e o resultado simulado para o cascadeamento das estruturas 3 e 4 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 6,0 mm.	55
Figura 4.4.19 – Característica de transmissão para o cascadeamento das estruturas 3 e 4 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 8,0 mm.	56
Figura 4.4.20 – Comparação entre os resultados obtidos pelas técnicas de cascadeamento e o resultado simulado para o cascadeamento das estruturas 3 e 4 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 8,0 mm.	56
Figura 4.4.21 – Característica de transmissão para o cascadeamento das estruturas 3 e 4 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 10,0 mm.	57
Figura 4.4.22 – Comparação entre os resultados obtidos pelas técnicas de cascadeamento e o resultado simulado para o cascadeamento das estruturas 3 e 4 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 10,0 mm.	57
Figura A.1 – Detalhes dos parafusos, porcas e separações.	61
Figura A.2 – Setup para medição da curva de referência.	62
Figura A.3 – Características de transmissão para a referência, e para os valores medidos com referência e após a retirada desta.	63
Figura A.4 – Setup para medição das estruturas 1 e 2.	63
Figura A.5 – Detalhe da separação entre as estruturas, realização do cascadeamento.	64
Figura A.6 – Medição do cascadeamento das estruturas 3 e 4.	64

LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIATURAS

FSS	<i>Frequency selective surface</i> (Superfície seletiva de frequência)
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i> (Redes locais sem fio)
ERB	Estação Rádio Base
a_1, a_2	Ondas de entrada
b_1, b_2	Ondas de saída
m, n	Harmônicos de Floquet
k_{xm}	Número de onda dos harmônicos espaciais de Floquet na direção x
k_{yn}	Número de onda dos harmônicos espaciais de Floquet na direção y
k_x^{inc}	Harmônico incidente na direção x
k_y^{inc}	Harmônico incidente na direção y
$V^{(\pm, \pm)}$	Ondas de tensão de Floquet
j	Imaginário igual a $\sqrt{-1}$
γ_{mn}	Constante de propagação
μ	Permeabilidade magnética
ϵ_r	Permissividade elétrica relativa
ω	Frequência angular
\tilde{F}	Vetor potencial magnético
$\tilde{E}_{(x,y)_S}^+$	Transformada de Fourier do campo elétrico espalhado em x e y na direção positiva de z
$\tilde{E}_{(x,y)_S}^-$	Transformada de Fourier do campo elétrico espalhado em x e y na direção negativa de z
$E_{(x,y)_{ref}}$	Campo elétrico refletido nas direções x e y
$E_{(x,y)_{trans}}$	Campo elétrico transmitido nas direções x e y
$\tilde{E}_{(x,y)_{total}}^+$	Transformada de Fourier do campo elétrico total em x e y na direção positiva de z
$\tilde{E}_{(x,y)_{total}}^-$	Transformada de Fourier do campo elétrico total em x e y na direção negativa de z

k_0	Número de onda no espaço livre
Y_{mn}	Admitância para o modo TE
π	Número pi
W	Largura do <i>patch</i>
L	Comprimento do <i>patch</i>
h	Espessura do substrato dielétrico
d	Espessura da camada de ar
T_x	Período da célula na direção x
T_y	Período da célula na direção y
$T_{sys,x}$	Período global do sistema na direção x
$T_{sys,y}$	Período global do sistema na direção y
θ_{inc}	Ângulo de incidência em relação ao eixo z (elevação)
ϕ_{inc}	Ângulo de incidência em relação ao eixo x (azimutal)
δ	Delta de Kronecker
Z_0	Impedância característica
$S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$	Parâmetros de espalhamento
$S_{11}^{(1)}, S_{12}^{(1)}, S_{21}^{(1)}, S_{22}^{(1)}$	Parâmetros de espalhamento da primeira estrutura
$S_{11}^{(2)}, S_{12}^{(2)}, S_{21}^{(2)}, S_{22}^{(2)}$	Parâmetros de espalhamento da segunda estrutura
C_T	Coefficiente de transmissão para o cascadeamento através da técnica 1
C_R	Coefficiente de reflexão para o cascadeamento através da técnica 1
τ	Definição do coeficiente de transmissão
Γ	Definição do coeficiente de reflexão
R_n	Coefficiente de reflexão para cada estrutura
T_n	Coefficiente de transmissão para cada estrutura
$P(m,n)$	Potência no m, n-ésimo harmônico de Floquet
z_R	Interface mais acima em uma FSS
z_L	Interface mais abaixo em uma FSS
S^C	Matriz de espalhamento para o cascadeamento através da técnica 2

CAPÍTULO 1

Introdução

Com o avanço tecnológico ocorrido nos últimos anos houve uma necessidade crescente de implementação de dispositivos, com dimensões e peso cada vez menores, para aplicações diversas, tal como na atividade aeroespacial. Uma atenção especial tem sido dedicada ao estudo de superfícies seletivas de frequência (*Frequency Selective Surface* – FSS), principalmente no que diz respeito a aplicações que exigem características multi-bandas para estas estruturas.

As estruturas de FSS são formadas por elementos do tipo *patch* ou por elementos do tipo abertura, ou ainda, uma combinação dos dois tipos de elementos. Estruturas de FSS com elementos do tipo abertura podem ser usadas para fornecer características passa-faixa. Em outras palavras, para a frequência de operação da antena o sinal passa através da estrutura com um mínimo de perdas de inserção. Consequentemente, para frequências fora da banda o sinal é refletido, já as estruturas de FSS com elementos do tipo *patch* condutor podem ser usadas para fornecer características rejeita-faixa, ou seja, para a frequência de operação da antena o sinal é totalmente refletido.

As estruturas periódicas têm um grande número de aplicações e têm contribuído significativamente para melhorar o desempenho dos circuitos de comunicações. A questão da largura de banda tem sido um dos problemas na teoria de FSS, uma das soluções encontrada para resolver este problema é uso de estruturas em cascata, ou estruturas multicamadas.

As estruturas em cascata além de uma solução para a questão da largura de banda apresentam, em alguns casos, estabilidade angular e em frequência e características multi-banda.

Muitas aplicações de FSS multicamadas, ou seja, em cascata têm sido encontradas na literatura, como por exemplo, o cascadeamento de estruturas com a finalidade de bloquear sinais de comunicação.

Neste trabalho, é efetuada uma análise de duas técnicas de cascadeamento de superfícies seletivas de frequência, separadas por uma camada de ar, utilizando quatro formas de elementos diferentes.

No Capítulo 2, é apresentada uma descrição das superfícies seletivas de frequência, mostrando-se um breve histórico, definição de estruturas periódicas, os tipos e as formas de elementos mais usados, técnicas de medições e aplicações, dentre outros aspectos.

No Capítulo 3, é apresentada a formulação do cascadeamento de superfícies seletivas de frequências, através de duas técnicas apresentadas na literatura.

No Capítulo 4, são apresentados os resultados numéricos para as características de transmissão para o cascadeamento de FSS, através das técnicas descritas, usando elementos do tipo *patch* retangular em um primeiro momento, e elementos com formas mais complexas, fractal de Koch triangular níveis 1 e 2 em um segundo momento, para valores diferentes de separação pela camada de ar entre eles.

Finalmente, no Capítulo 5, são apresentadas as conclusões dos principais aspectos abordados neste trabalho e encaminhadas sugestões para a sua continuidade.

CAPÍTULO 2

Fundamentação Teórica das Estruturas Periódicas

2.1 – Introdução

Estruturas periódicas planares bidimensionais, Figura 2.1, tem atraído uma grande parte da atenção devido à propriedade sugestiva de filtragem de frequência [1].

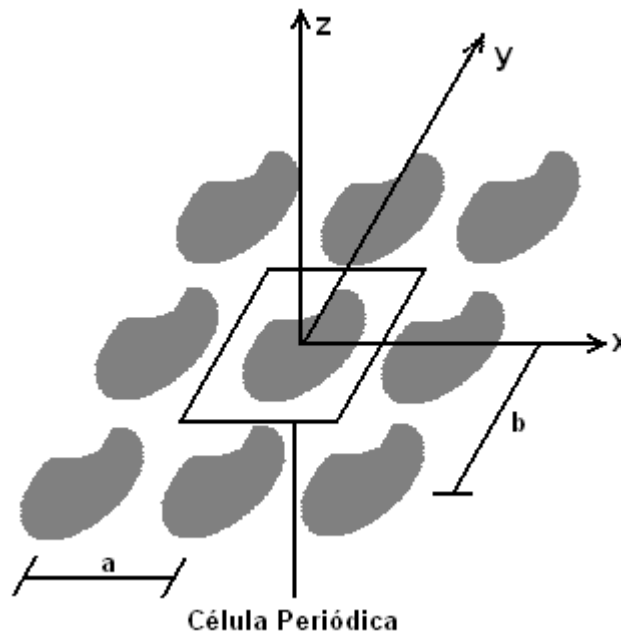


Figura 2.1 – Geometria de uma estrutura periódica.

Uma superfície periódica é basicamente um conjunto de elementos idênticos dispostos bidimensionalmente formando um arranjo infinito [2].

Um arranjo periódico formado por *patches* condutores ou elementos de abertura é conhecido como uma Superfície Seletiva de Frequência (*Frequency Selective Surface - FSS*). Similares aos filtros de frequência utilizados nos tradicionais circuitos de radiofrequência (*Radio Frequency - RF*), as FSS podem apresentar comportamento espectral de filtros passa-baixa ou filtros passa-faixa, dependendo do tipo de elemento arranjado (isto é, *patch* ou abertura).

Mais recentemente, a capacidade de uma FSS tem sido aumentada pela adição de dispositivos ativos embutidos na célula unitária da estrutura periódica. A incorporação de dispositivos que forneçam ganho ou a não linearidade em uma FSS permite o desenvolvimento de arranjos com numerosas capacidades adicionais, incluindo oscilação, amplificação, e multiplexação. Os arranjos ativos caracterizam-se por ser uma FSS planar simples com alguns elementos ativos (um ou dois), embutidos na célula unitária da FSS, operando mais como um feixe de propagação não confinado do que como um sinal de RF propagando-se em uma estrutura de onda guiada (guia de onda, microfita ou linha de fita).

Muitos parâmetros e princípios de projeto são associados às estruturas periódicas, tais como, tipo e forma do elemento, dimensões da célula unitária, tipos de materiais dielétricos e as espessuras dos substratos empregados, lóbulos de gradeamento, anomalias de Wood, etc. [1].

As FSS, que encontram difundidas aplicações como filtros para microondas e sinais ópticos, tem sido o assunto de extensivos estudos [3].

2.2 – Arranjos passivos e arranjos ativos

Fundamentalmente, qualquer arranjo periódico pode ser excitado de duas maneiras: por uma onda plana incidente E^i , ou por geradores de tensão individuais conectados a cada elemento. No último caso, os geradores devem ter a mesma amplitude e variações lineares de fase ao longo do arranjo ativo, para que haja a caracterização da estrutura como uma superfície periódica.

No caso de arranjos passivos, a onda plana incidente será parte transmitida através da estrutura E^t , e parte refletida E^r . Sob condições ressonantes, a amplitude do sinal ressonante pode ser igual a E^i enquanto $E^t = 0$. É usual definir o coeficiente de reflexão como [2]:

$$\Gamma = \frac{E^r}{E^i}, \quad (2.1)$$

Onde E^r e E^i em geral estão referenciados ao plano do arranjo. De forma semelhante o coeficiente de transmissão é definido como [2]:

$$\tau = \frac{E^t}{E^i}, \quad (2.2)$$

A Figura 2.2, abaixo, ilustra os dois casos descritos.

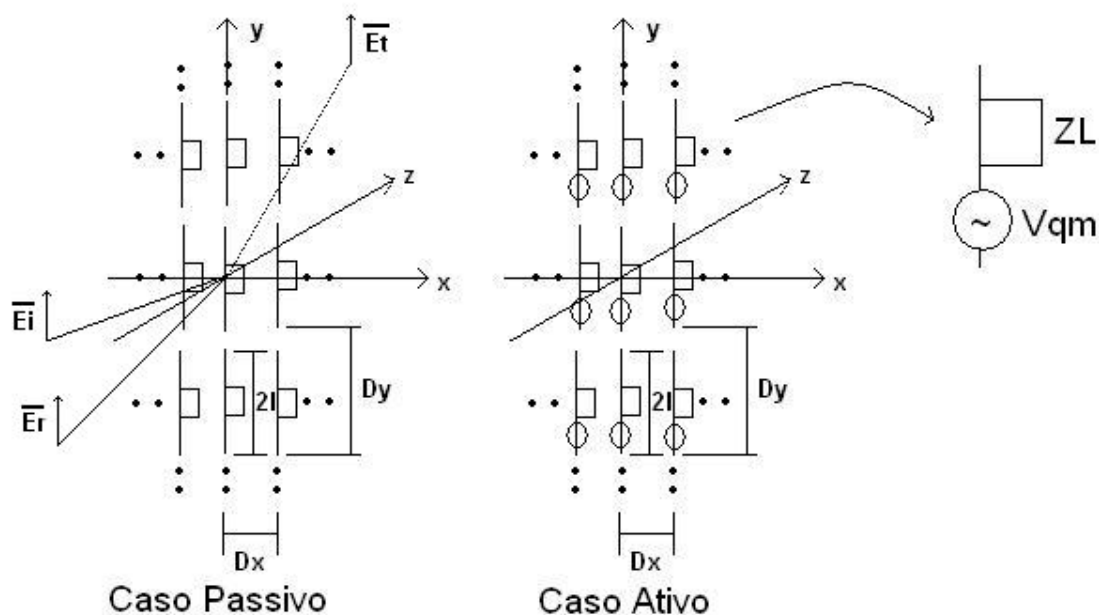


Figura 2.2 – Arranjo periódico: Caso passivo e Caso ativo.

2.3 – Definições de FSS

Uma FSS é um arranjo periódico formado por elementos do tipo abertura ou do tipo *patch* condutor. Como ilustrado na Figura 2.3, uma FSS com elementos do tipo abertura reflete a baixas frequências e transmite a altas frequências, funcionando como um filtro passa-faixa, enquanto que uma FSS com elementos do tipo *patch* condutor transmite a baixas frequências e reflete a altas frequências, funcionando como um filtro rejeita-faixa [1].



Figura 2.3 – Tipos de elementos de uma FSS.
(a) Elementos do tipo abertura. (b) Elementos do tipo *patch* condutor.

Em uma FSS com elementos do tipo abertura, a medida em que os elementos entram em ressonância, a estrutura vai se tornando “transparente” para a onda incidente, até que na frequência de ressonância da estrutura, a onda é transmitida totalmente. Já em uma FSS com elementos do tipo *patch* condutor, os elementos entram em ressonância e, dessa forma, eles radiam a potência incidente na direção de reflexão, até que na frequência de ressonância da estrutura, a onda é refletida totalmente, comportando-se como um condutor perfeito [4].

Uma FSS pode ainda ser definida como um anteparo, anteparo-fino ou anteparo-espesso, dependendo da espessura do elemento. O termo FSS anteparo-fino, usualmente, refere-se a um anteparo com elementos do tipo circuito impresso, isto é, elementos tipo *patch* ou abertura, que possuem espessura menor que $0,001\lambda_0$, onde λ_0 é o comprimento de onda para a frequência de ressonância do anteparo. Em geral, a FSS anteparo-fino é leve, apresenta um pequeno volume e pode ser fabricada com baixo custo, através da tecnologia convencional de fabricação de circuito impresso. Por outro lado, uma FSS anteparo-espesso, muito usada em aplicações passa-faixa (elementos do tipo abertura), é um arranjo periódico pesado e sua fabricação requer o manuseio, caro e preciso, de um bloco de metal espesso. A vantagem das FSS anteparo-espesso é que a razão entre a frequência transmitida e a frequência refletida, ou banda de separação, pode ser reduzida para 1,15, o que é necessário para antenas de satélites para comunicações multifrequenciais avançadas [1].

2.4 – Formas dos elementos de uma FSS

Pode-se encontrar na literatura uma grande quantidade de pesquisas que utilizam as mais variadas formas de elementos, onde as mais comuns são a retangular e a circular. A Figura 2.4 ilustra algumas formas de elementos utilizados em uma FSS: *patch* retangular [5], [6], *patch* circular [3], [7], [8], *patch* hexagonal [2], cruz de Jerusalém [9], dipolo em cruz [9], [10], espira quadrada com grade [11], espira quadrada [12], [13], espira quadrada dupla [14], espiras duplas concêntricas [15], dipolo fino [1], [16], tripolo [2], fractal [17].

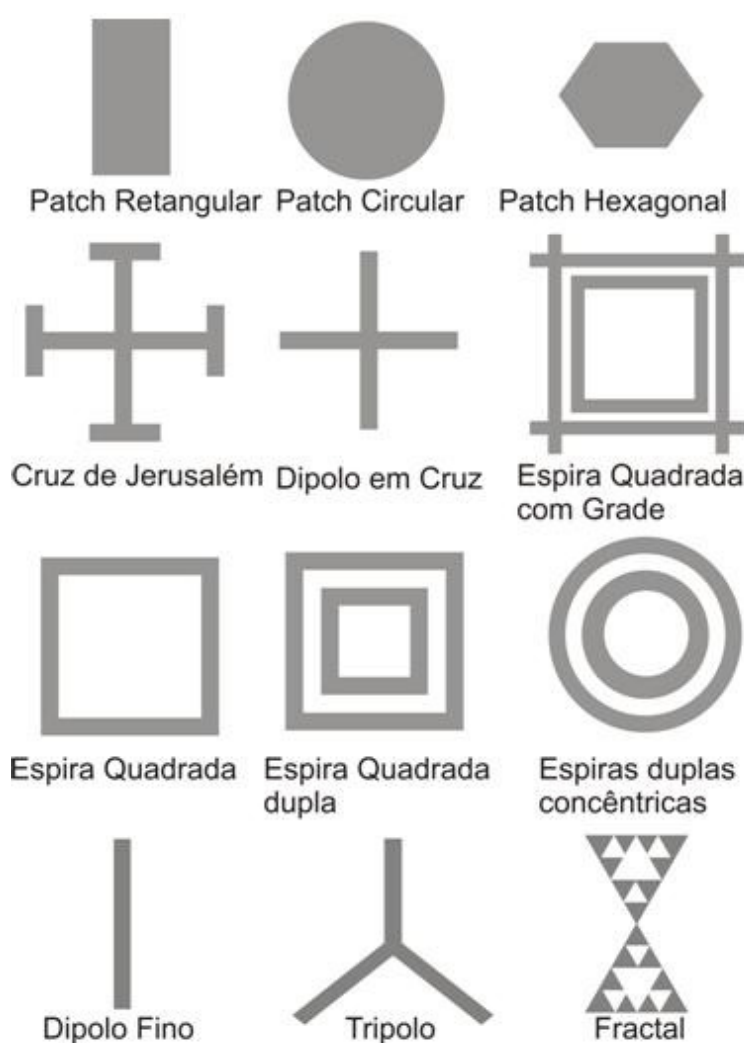


Figura 2.4 – Formas dos elementos de uma FSS.

Os elementos de uma FSS podem ainda ser formados a partir de uma modificação ou combinação dos elementos típicos. Um novo tipo de elemento é proposto em [18] chamado elemento combinado com multiperiodicidade (MPCE), onde os elementos que compõe a FSS são formados a partir da inserção da redução do elemento principal ou formador no interior deste. A Figura 2.5 ilustra um exemplo de elemento para uma FSS sintonizável usando anéis com capacitâncias acopladas [19].



Figura 2.5 – Exemplo de elemento para uma FSS.

2.5 – Dimensões dos elementos

Quando um elemento de dipolo é alimentado por uma fonte de RF, e o comprimento do dipolo é um múltiplo de meio comprimento de onda, o dipolo ressonará e irá radiar energia. Quando muitos dipolos são dispostos como um arranjo, a energia radiada de todos os elementos será direcionada coerentemente como se uma reflexão estivesse ocorrendo, onde o ângulo de reflexão é igual ao ângulo de incidência. Isto é verdade porque a corrente induzida na superfície de cada elemento tem um atraso relativo de fase com relação aos elementos vizinhos.

Para elementos na forma de espiras quadradas e espiras circulares, a ressonância ocorre quando o comprimento de cada meia espira é um múltiplo de meio comprimento de onda. O comprimento da espira inteira, precisa ser então um múltiplo de um comprimento de onda. Para evitar um nulo no diagrama de radiação, o comprimento da espira deve ser de um comprimento de onda, ao invés de ser um múltiplo de um comprimento de onda. No caso de uma espira circular, a medida da circunferência, para aplicações em FSS deve ter um comprimento de onda. Para uma espira circular impressa em substrato dielétrico, o comprimento elétrico da circunferência deve ser de um

comprimento de onda efetivo, e a dimensão da circunferência será então menor que um comprimento de onda no espaço livre, esta exigência é resultado do efeito de carga do dielétrico.

Finalizando, quando a dimensão do elemento é completamente diferente das dimensões de ressonância, a onda incidente sobre a FSS passará como se a mesma estivesse transparente [1].

2.6 – Técnicas de análises

Um grande número de métodos tem sido usado em análises de FSS. Encontra-se na literatura, fórmulas aproximadas, desenvolvidas por alguns autores e pesquisadores, para determinar as características de transmissão e reflexão em uma FSS usando elementos do tipo *patch* condutores ou aberturas retangulares [20]. Um dos métodos mais simples é o modelo do circuito equivalente, nesta análise vários segmentos de fita que formam o elemento *patch* em um arranjo periódico são modelados como componentes indutivos e capacitivos em uma linha de transmissão. Da solução deste circuito, os coeficientes de reflexão e transmissão da FSS são encontrados. Esta técnica usa uma aproximação quasi-estática para calcular as componentes do circuito e permite uma rápida resposta computacional [21]. Um novo método do circuito equivalente usando decomposição modal é proposto em [22] e é usado na análise de FSS multicamadas.

Outro método que pode ser empregado na análise de uma FSS é o método da expansão modal (ou equação integral) [3], [8], [23], [24], [25], este tem sido o mais bem-sucedido na predição do desempenho de uma estrutura periódica [1]. O método dos momentos [8] ou a técnica do gradiente conjugado [3] é usado no método da expansão modal, e é verificado um grande esforço computacional, sendo desaconselhável para a análise de FSS com elementos mais complexos, como por exemplo, espiras quadradas duplas [26]. Em [27] pode-se encontrar a análise de FSS utilizando o método do vetor potencial de Hertz.

Além das já descritas acima, uma técnica bastante difundida é técnica das diferenças finitas no domínio do tempo (*Finite-Difference Time-Domain* – FDTD), esta

técnica possibilita a análise de qualquer tipo de elemento, bem como a análise de perdas dielétricas e/ou magnéticas e a análise de estruturas não homogêneas [28].

O Método das Ondas (*Wave Concept Interactive Procedure* – WCIP), ou WCIP, trata-se de outro método usado na análise de FSS, que apresenta uma reduzida necessidade de esforço computacional e flexibilidade quanto à forma da estrutura planar [29], [30].

Em conjunto com esses métodos, pode-se utilizar técnicas de inteligência artificial, como algoritmos genéticos [31], [32], [33], [34], redes neurais [35], [36], na análise e/ou síntese de FSS.

Uma análise de onda completa, empregando o método da linha de transmissão equivalente em conjunto com o método de Galerkin, foi feita pelos professores Antonio Luiz P. S. Campos, Adaildo G. d’Assunção e Marcos A. B. Melo [37], [38].

2.7 - Técnicas de medição

Vários métodos têm sido usados para medir as propriedades de transmissão e reflexão de uma FSS. O desempenho de transmissão pode ser testado em uma câmara anecóica, Figura 2.6, os absorvedores eliminam as reflexões [1].

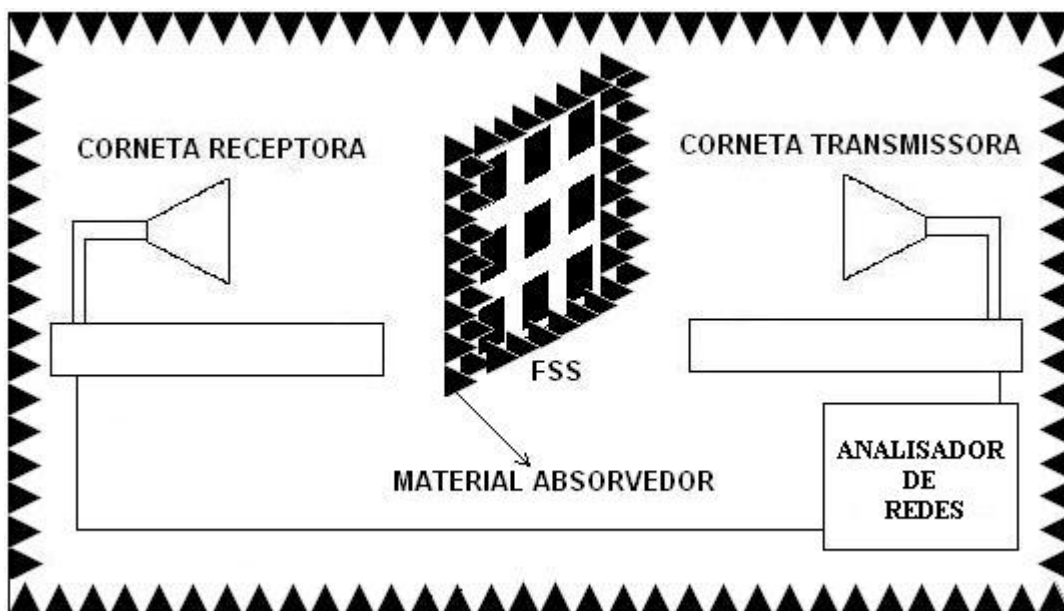


Figura 2.6 – Medição em câmara anecóica.

A Figura 2.7 mostra um medidor que usa cornetas de ganhos padrões como antena transmissora e receptora. É possível medir as características de transmissão TE e TM do painel em teste posicionado entre as duas antenas cornetas, através da alteração da polarização das antenas de vertical para horizontal. Em princípio, este medidor deve ser capaz de medir as características de reflexão da FSS, entretanto, dados errados poderão ser obtidos devido às difrações ocasionadas pela espessura das bordas do painel de teste. Essas difrações podem ser atribuídas a grande largura de feixe das antenas cornetas e ao pequeno tamanho da FSS [24].

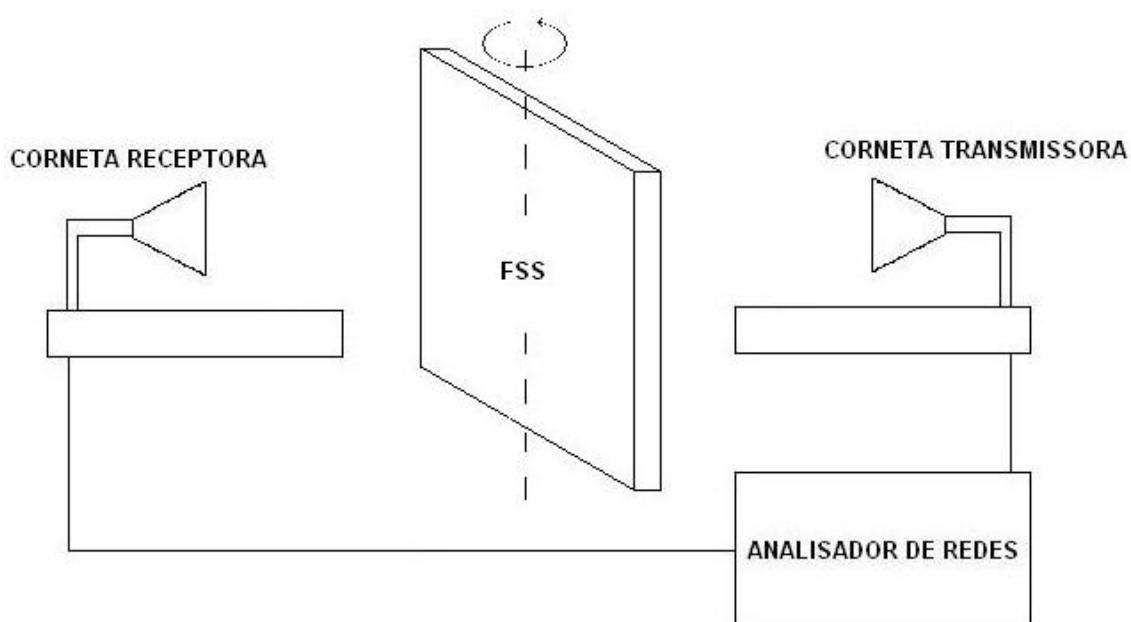


Figura 2.7 – Sistema para medição em uma FSS.

A técnica de simulação do guia de ondas, usada regularmente em testes de casamento de impedância em arranjos de antenas, fornece uma alternativa para medições do desempenho de transmissão/reflexão. Entretanto, é uma técnica que produz erros, e é limitada para polarização TE [39].

Finalmente, o medidor de precisão, com antenas cornetas e lentes, mostrado na Figura 2.8, pode ser usado para medições, que exigem uma maior precisão, do desempenho de transmissão e reflexão com polarizações TE e TM. Desde que um estreito feixe Gaussiano das lentes incida sobre a FSS, o efeito de difração nas bordas é reduzido significativamente [40].

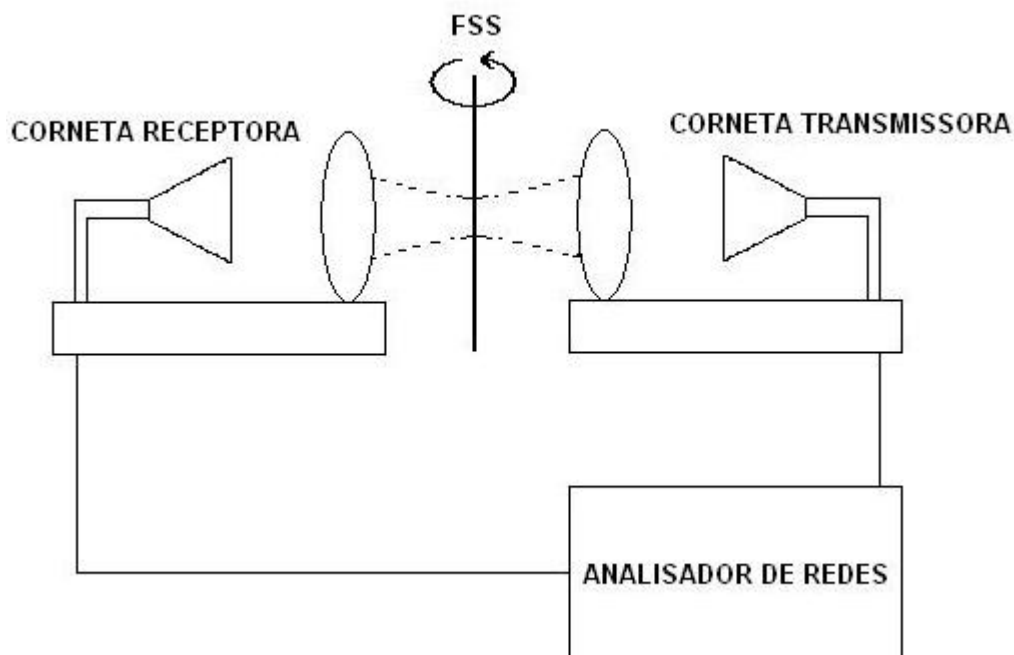


Figura 2.8 – Medidor de precisão de FSS.

2.8 – Aplicações

As FSS possuem inúmeras aplicações e tem contribuído significativamente para melhorar nossos padrões de vida. Um bom exemplo e talvez a aplicação mais conhecida de FSS seja o anteparo da porta do forno de microondas, consistindo de um arranjo periódico de orifícios metálicos, projetado para refletir energia na frequência de 2.45 GHz, e permitir a passagem da luz [1]. Ou seja, este anteparo funciona como um filtro passa-faixa que deixa passar a faixa de frequência da luz visível e rejeita a faixa de microondas.

Em um sistema de antenas com refletor duplo, uma FSS pode ser usada como subrefletor. Alimentadores com frequências diferentes são utilizados independentemente e colocados no foco real e virtual do subrefletor. Conseqüentemente, apenas um refletor principal é necessário para operação multifrequencial. Por exemplo, o subrefletor formado por uma FSS utilizado na antena de alto ganho da nave espacial americana *Voyager*, Figura 2.9, foi projetado para desmultiplexar as bandas X e S [41]. O alimentador da banda S é colocado no foco do refletor principal e o alimentador da banda X é colocado no ponto focal do refletor de Cassegrain. Note que, apenas um

refletor principal é necessário para esta operação em duas bandas. Desta forma, são conseguidas reduções consideráveis na massa, volume e, o mais importante, custo da antena com o subrefletor FSS.

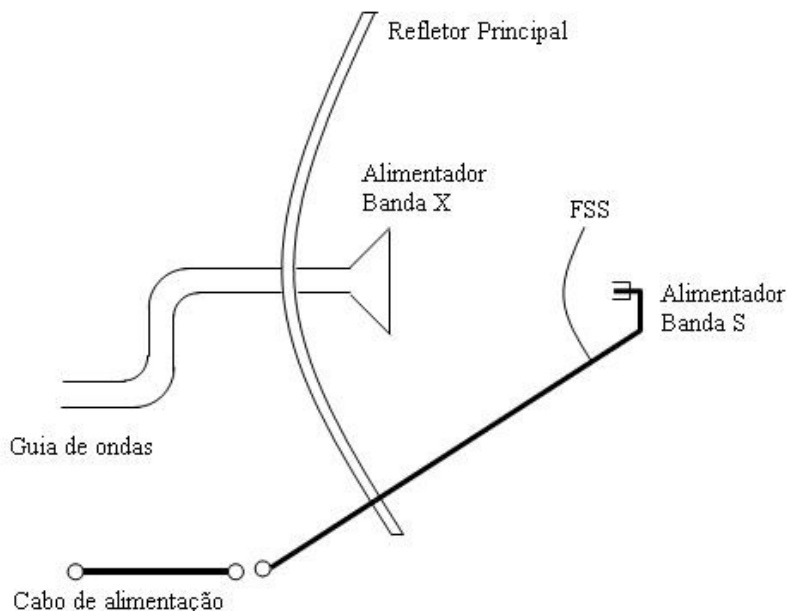


Figura 2.9 – Antena refletora de alto ganho usado na nave *Voyager*.

Para uma antena refletora multifuncional, são necessárias FSS de alto desempenho para desmultiplexar duas faixas próximas separadas, ou para multiplexar três ou quatro faixas. Desta forma, uma antena refletora composta, foi desenvolvida colocando-se uma FSS passa-faixa à margem do refletor sólido, como mostrado na Figura 2.10 [42].

Randomes FSS com elementos do tipo abertura podem ser projetadas para produzir características passa-faixa. Em outras palavras, o sinal passa através da antena com um mínimo de perda de inserção. A randome pode ser projetada para combinar com a superfície do veículo tal que um espalhamento mínimo seja conseguido [43].

A viabilidade da varredura de frequência através de estruturas periódicas tem sido demonstrada por diversos pesquisadores [1]. A idéia é projetar FSS de maneira tal que a onda difratada de primeira ordem se propague e sirva como um feixe varredor de frequência, enquanto o feixe refletido é anulado, este tipo de aplicação é mostrado na Figura 2.11.

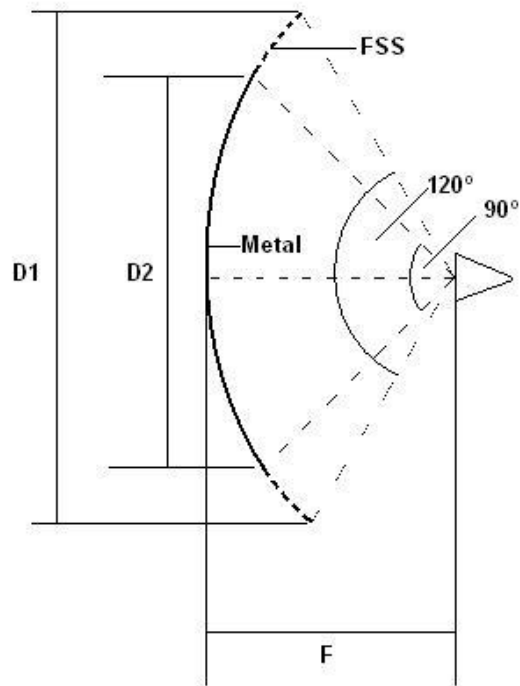


Figura 2.10 – Antena refletora composta, com uma FSS.

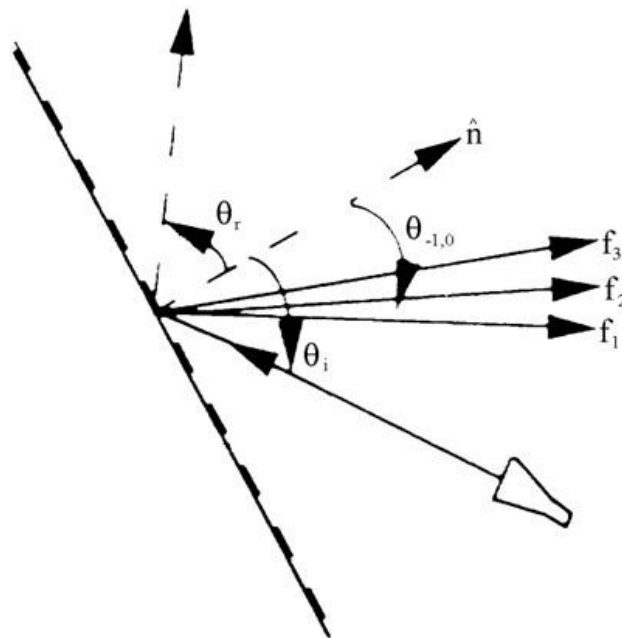


Figura 2.11 – Escaneador espacial de frequência.

FSS com elementos do tipo abertura, na forma retangular ou circular, tem sido projetada para trabalhar acoplada com células coletoras de energia solar. Este tipo de FSS é um anteparo passa-faixa que é essencialmente transparente na faixa de frequência onde as células solares são mais eficientes e reflete as frequências fora desta faixa [44].

Estudos de FSS ativas [45] têm sido desenvolvidos, principalmente para aplicações que requerem alta potência e baixo custo. Nestes arranjos periódicos, as propriedades da frequência podem ser variadas no tempo por meio do controle de dispositivos semicondutores incorporados aos elementos impressos ou depositando esses elementos em substratos nos quais suas propriedades possam ser ajustadas, como por exemplo, substratos de ferrita. A Figura 2.12 mostra uma FSS ativa [46].

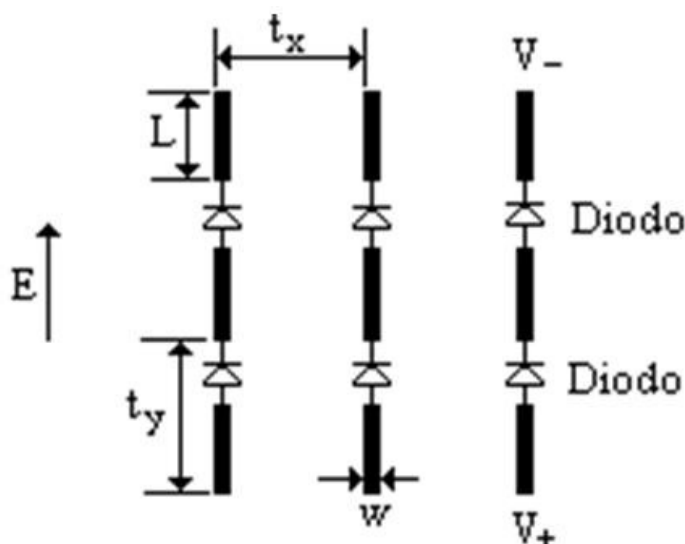


Figura 2.12 – FSS ativa.

Como mencionado anteriormente, existem inúmeras aplicações para FSS tais como: filtros, FSS usadas como subrefletores, randomes FSS, etc. Nos últimos anos, com o uso difundido dos telefones celulares, o ruído gerado pelo uso destes aparelhos em prédios públicos, bibliotecas, salas de concertos, etc. se tornou uma questão social em alguns países, como por exemplo, a Korea. Para resolver este problema, ondas eletromagnéticas ou sinais podem ser bloqueados entre a ERB e o telefone celular nestes ambientes através do uso de FSS, funcionando como filtros rejeita-faixa, colocadas sobre paredes, janelas, ou outras aberturas [47].

Muitas aplicações de FSS multicamadas [48] têm sido encontradas na literatura, como, por exemplo, o cascadeamento de estruturas para bloqueio de sinais de comunicação. A Figura 2.13 mostra um exemplo de estrutura cascadeada utilizada em bloqueio de sinais de redes sem fio *WLAN* (*Wireless Local Area Network*), a função da FSS com elementos do tipo dipolo em cruz condutivo é atuar como um refletor dos sinais *WLAN* e permitindo a passagem de sinais de telefonia celular, a característica de absorção é alcançada colocando a segunda FSS com elementos do tipo dipolo em cruz resistivo a frente da primeira FSS [49].

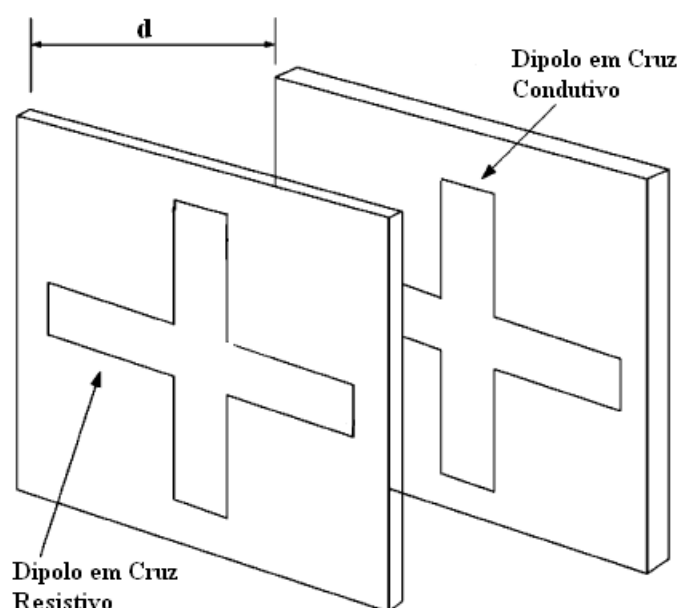


Figura 2.13 – Exemplo de FSS em cascata.

Aplicações com FSS multi-banda tem sido investigada por muitos pesquisadores [50], pode-se encontrar na literatura aplicações de FSS com plasma sendo utilizado para substituir a parte metálica nestas estruturas [51].

Outra aplicação bastante interessante é o uso de FSS como janelas eficientes, a aplicação de uma camada metálica muito fina em projetos de janelas modernas é um modo extremamente efetivo para economizar energia. Atuando como um filtro, a camada bloqueia a radiação eletromagnética na região do infravermelho e é completamente transparente a parte visível do espectro, assim rejeita a transferência de

calor de fora para dentro do ambiente no verão e vice-versa no inverno [52]. A Figura 2.14 ilustra esta aplicação.

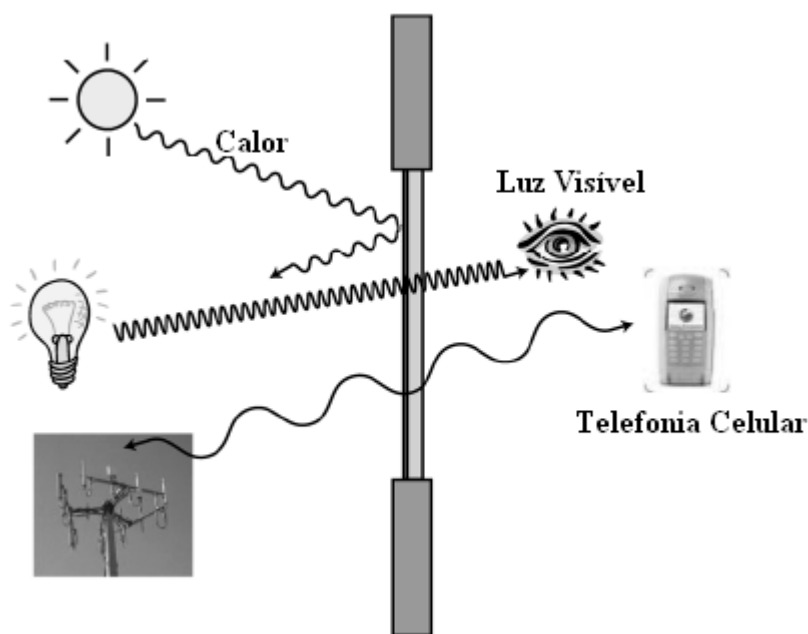


Figura 2.14 – Aplicação de FSS em janelas eficientes.

2.9 – Conclusão

Neste capítulo, foi apresentada a fundamentação teórica das FSS, abordando aspectos importantes como tipos e formas dos elementos, técnicas de análise, assim como técnicas utilizadas para realizar medições, foram mostradas ainda diversas aplicações práticas de FSS.

CAPÍTULO 3

Técnicas de Cascadeamento

3.1 – Introdução

Com o passar das décadas, as FSS tem encontrado numerosas aplicações em Telecomunicações. Além disso, para uma variedade de aplicações dessas estruturas, as exigências colocadas nas especificações de projeto tornaram-se muito rigorosas. Foi estabelecido que, em um sistema composto de duas ou mais FSS dispostas em camadas, é preciso frequentemente prover os graus de liberdade necessários para o projeto e permitir o engenheiro satisfazer as rigorosas exigências do mesmo.

Um dos problemas mais importantes na teoria de FSS é a questão da largura de banda oferecida, um olhar mais próximo de uma FSS simples em uma única camada, por exemplo, mostra que é muito difícil melhorar o comportamento da largura de banda. Para resolver este problema, é necessário o uso de elementos com geometrias muito complexas ou o uso de estruturas multicamadas, ou seja, estruturas em cascata [22].

A análise do cascadeamento de FSS pode ser dividida em duas categorias gerais, chamadas: Método exato e Método aproximado. O método exato usa tipicamente a técnica do método dos momentos de onda completa para determinar as distribuições de correntes desconhecidas na FSS. Essas correntes dependem fortemente da geometria dos elementos da FSS. Se N_1, N_2, \dots, N_n são os números de distribuições de correntes desconhecidas nas FSS, a solução pelo método dos momentos envolverá a inversão de uma matriz com $(N_1+N_2+\dots+N_n)^2$ elementos. O tamanho dessa matriz seria o fator limitante que impede o uso do método exato, particularmente ao usar elementos com geometrias complexas.

Um modo para superar estas dificuldades é empregar o método aproximado, também conhecido como Técnica da Matriz de Espalhamento, a qual permite representar a solução da análise de uma FSS em termos dos parâmetros de espalhamento. Uma vantagem associada a este método é que ele permite a análise do cascadeamento de FSS incluindo geometrias complexas e diferentes [1].

3.2 – Parâmetros de espalhamento

Na teoria de circuitos de microondas, um sistema típico de duas portas é representado esquematicamente como a rede mostrada na Figura 3.1. Os Campos incidentes e refletidos são representados através das ondas de entrada e saída, (a_1, a_2) e (b_1, b_2) , respectivamente [1].



Figura 3.1 – Representação de um circuito de microondas.

As amplitudes complexas das ondas de entrada e saída são definidas em termos da tensão e corrente em seus respectivos planos de referência da seguinte forma [1]:

$$a_{(1,2)} = \frac{V(z_{(1,2)}, t)}{2\sqrt{Z_0}} + Z_0 \frac{I(z_{(1,2)}, t)}{2\sqrt{Z_0}}, \quad (3.1)$$

$$b_{(1,2)} = \frac{V(z_{(1,2)}, t)}{2\sqrt{Z_0}} - Z_0 \frac{I(z_{(1,2)}, t)}{2\sqrt{Z_0}}, \quad (3.2)$$

Onde $z_{(1, 2)}$ define o plano de referência como mostrado na figura acima, t é o tempo, Z_0 é a impedância característica da linha, V é a tensão calculada em z , e I é a corrente calculada em z . As amplitudes complexas nas portas de entrada e saída podem ser relacionadas através do uso de um conjunto de parâmetros conhecidos como parâmetros de espalhamento (Parâmetros S) [1].

$$\begin{aligned} b_1 &= a_1 S_{11} + a_2 S_{12}, \\ b_2 &= a_1 S_{21} + a_2 S_{22}. \end{aligned} \tag{3.3}$$

Estas equações podem ser resumidas na forma matricial como $b = Sa$, onde:

$$a = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}, \quad S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}.$$

As expressões para os parâmetros S podem ser determinadas através da aproximação por sistemas lineares. Primeiro, supõe-se que a amplitude da onda entrante do lado direito é igual a zero, ou seja, fazendo $a_2 = 0$. Então se pode encontrar que:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1}, \tag{3.4}$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1}, \tag{3.5}$$

Similarmente, se $a_1 = 0$, tem-se:

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2}, \tag{3.6}$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2}, \tag{3.7}$$

Para um caso generalizado com n portas, a matriz de espalhamento S se torna uma matriz de ordem $n \times n$ e os vetores a e b contém n elementos cada.

Na análise de uma FSS, a representação pela matriz de espalhamento pode ser generalizada para incorporar propriedades dos campos eletromagnéticos incidentes e espalhados de interesse [1].

3.3 – Técnica 1

Em aplicações práticas, frequentemente cascadeia-se FSS em ordem para obter as características de transmissão desejadas. Como mostra a Figura 3.2, assume-se que existem N estruturas em cascata. Para uma típica n -ésima FSS, seu plano de referência é localizado em $z = d_1 + d_2 + \dots + d_{n-1}$, e seus coeficientes de transmissão e reflexão são denotados por T_n, R_n , respectivamente [20].

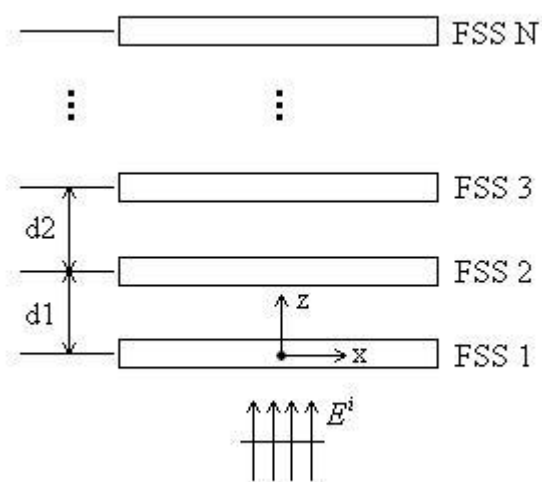


Figura 3.2 – Cascadeamento de N FSSs.

A interação entre as N FSS pode ser descrita através do uso das matrizes de espalhamento. Para ser exato, as matrizes são de ordem infinita. Aqui, será usada a interação denominada “interação em modo único”, ou seja, isto significa que somente o lóbulo principal e não os lóbulos de gradeamento, é usado no cálculo da interação. Esta aproximação é válida quando as distâncias entre as FSS (d_1, d_2, \dots, d_{n-1}) são grandes em termos de comprimento de onda.

Usando a interação em modo único, o resultado final para os coeficientes de transmissão e reflexão para a estrutura cascadeada, ou seja, os coeficientes de transmissão e reflexão totais após o cascadeamento das FSS são [20]:

$$C_T = A - (BC / D), \quad (3.8)$$

$$C_R = -(C / D), \quad (3.9)$$

Os termos (A, B, C, D) são calculados através dos passos seguintes. Primeiro, para cada FSS, determina-se uma matriz de espalhamento $\overline{\overline{S}}_n$ de ordem 2×2 , onde [20]:

$$\overline{\overline{S}}_n = \begin{bmatrix} T_n \left(1 - \frac{R_n^2}{T_n^2} \right) & \frac{R_n}{T_n} e^{j2kl_n} \\ -\frac{R_n}{T_n} e^{-j2kl_n} & \frac{1}{T_n} \end{bmatrix}, \quad (3.10)$$

$$l_n = d_1 + d_2 + \dots + d_{n-1}, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (3.11)$$

Então, logo em seguida os termos são encontrados como [20]:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \overline{\overline{S}}_N \overline{\overline{S}}_{N-1} \dots \overline{\overline{S}}_3 \overline{\overline{S}}_2 \overline{\overline{S}}_1, \quad (3.12)$$

Para o caso especial em que $N = 2$, isto é, o cascadeamento de duas FSS, as equações (3.8) e (3.9) são simplificadas e se tornam [20]:

$$C_T = \frac{T_1 T_2}{1 - R_1 R_2 e^{(-j2kd_1)}}, \quad (3.13)$$

$$C_R = R_1 + \frac{T_1^2 R_2}{1 - R_1 R_2 e^{(-j2kd_1)}} e^{(-j2kd_1)}, \quad (3.14)$$

Com relação à aproximação da interação em modo único, o resultado final em (3.8) e (3.9) é independente da posição horizontal relativa das FSS. Em outras palavras, contanto que os espaçamentos entre as FSS sejam mantidos, as equações (3.8) e (3.9)

continuam válidas mesmo quando as FSS são deslizadas ou rotacionadas em seus respectivos planos horizontais [20].

Em aplicações práticas, deslizamento ou rotação pode ser usado para supressão de harmônicos espaciais de ordem superior e/ou polarização cruzada [20].

A técnica descrita é válida somente para incidência normal, periodicidade das células da FSS menores que um comprimento de onda, e para separação entre as placas não muito pequena em termos de comprimento de onda [20].

3.4 – Técnica 2

Através do uso da aproximação no domínio espectral para analisar a resposta de uma FSS, a qual assume-se que possui espessura infinitesimal, pode-se determinar os campos eletromagnéticos em um plano $z = z_n$, Figuras 3.3 e 3.4. Estes campos elétricos são expressos em termos de um espectro discreto de ondas planas conhecido como os harmônicos de Floquet [1].

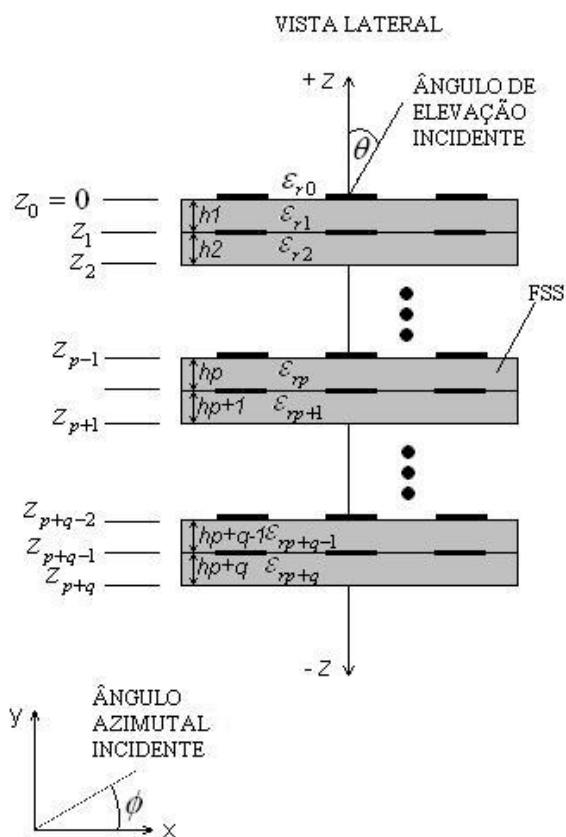


Figura 3.3 – Cascadeamento de FSSs, vista lateral.

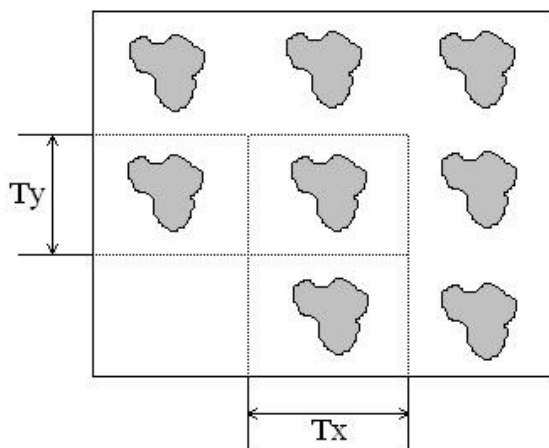


Figura 3.4 – Vista superior de uma FSS.

O n -ésimo harmônico de Floquet corresponde a n -ésima porta em um sistema com n portas para o qual um conjunto de parâmetros de espalhamento pode ser definido. Interpretando as equações (3.4), (3.5), (3.6) e (3.7) em uma FSS, vê-se que os parâmetros S serão as raízes quadradas das razões entre as potências espalhadas e incidentes na FSS [1]. Cwik [53] tem definido um conjunto de parâmetros de espalhamento que incorpora a natureza do vetor dos campos eletromagnéticos como segue [1]:

$$S_{11}(m, n, i, j) = \frac{V^{(+,-)}(k_{xm}, k_{yn}, k_{xi}, k_{yj}, z_L)}{\sqrt{P^{inc}(i, j)}} \quad (3.15)$$

$$S_{12}(m, n, i, j) = \frac{V^{(-,-)}(k_{xm}, k_{yn}, k_{xi}, k_{yj}, z_R)}{\sqrt{P^{inc}(i, j)}}, \quad (3.16)$$

$$S_{21}(m, n, i, j) = \frac{V^{(+,+)}(k_{xm}, k_{yn}, k_{xi}, k_{yj}, z_L)}{\sqrt{P^{inc}(i, j)}}, \quad (3.17)$$

$$S_{22}(m, n, i, j) = \frac{V^{(-,+)}(k_{xm}, k_{yn}, k_{xi}, k_{yj}, z_R)}{\sqrt{P^{inc}(i, j)}}, \quad (3.18)$$

Onde z_R é a interface mais acima, e z_L é a interface mais abaixo na Figura 3.3, ou seja, $z_R = 0$ e $z_L = z_{p+q}$, $V^{(\pm,\pm)}$ são ondas de tensão de Floquet dadas por [1]:

$$V^{(\pm,\pm)}(k_{xm}, k_{yn}, k_{xi}, k_{yj}, z_R) = \tilde{f}(m, n, i, j, z)^{(\pm,\pm)} \sqrt{P(m, n)}, \quad (3.19)$$

Referindo-se ao sistema de coordenadas da Figura 3.3, vê-se que a notação (\pm, \pm) associada a definição para as ondas de tensão indica a direção, ambas $+z$ ou $-z$, da energia incidente e espalhada em um sistema de FSS. O primeiro elemento do par corresponde as ondas espalhadas, e o segundo elemento do par corresponde as ondas incidentes, isto é, (espalhado, incidente), então a onda de tensão de Floquet $V^{(+,-)}(m, n, i, j)$ contém informação sobre o m, n -ésimo harmônico refletido (na direção $+z$) do plano referência mais abaixo, devido a i, j -ésima onda plana incidente (da direção $-z$) neste plano. Similarmente, $V^{(-,-)}(m, n, i, j)$ contém informação sobre o m, n -ésimo harmônico transmitido através da FSS devido a i, j -ésima onda plana incidente no plano de referência mais abaixo. Finalmente, $V^{(+,+)}(m, n, i, j)$ e $V^{(-,+)}(m, n, i, j)$ contém informação sobre o m, n -ésimo harmônico transmitido e refletido, respectivamente, devido a i, j -ésima onda plana incidente sobre o plano de referencia mais acima. As ondas de tensão são definidas em termos da transformada do vetor potencial elétrico $\tilde{f}(m, n, i, j, z)$. Para computar os parâmetros de espalhamento, o vetor potencial é avaliado nos planos de referência das interfaces mais acima (z_R) e mais abaixo (z_L) da FSS. Nesta situação o vetor potencial pode ser escrito como [1]:

$$\tilde{f}(m, n, i, j, z)^{(\pm,\pm)} = \tilde{F}(m, n, i, j)^{(\pm,\pm)} e^{\gamma_{mn}z}, \quad (3.20)$$

A constante de propagação, γ_{mn} , é definida através de [1]:

$$\gamma_{mn} = \begin{cases} -\sqrt{k_{xm}^2 + k_{yn}^2 - k_0^2} & \text{para } z > z_L, \\ +\sqrt{k_{xm}^2 + k_{yn}^2 - k_0^2} & \text{para } z < z_R, \end{cases} \quad (3.21)$$

Onde o sinal do radical foi escolhido para satisfazer a condição de radiação.

O fator de normalização empregado nas equações (3.15), (3.16), (3.17) e (3.18) é a raiz quadrada da potência no m , n -ésimo harmônico de Floquet, este fator é [1]:

$$P(m, n) = (k_{xm}^2 + k_{yn}^2) Y_{mn}, \quad (3.22)$$

Onde:

$$Y_{mn} = \frac{\gamma_{mn}}{j\omega\mu}, \quad (3.23)$$

Os termos k_{xm} e k_{yn} são os números de onda dos harmônicos espaciais de Floquet que determinam a natureza do espectro de campo eletromagnético espalhado. Eles são definidos como [1]:

$$k_{xm} = \frac{2\pi}{T_x} m + k_x^{inc}, \quad (3.24)$$

$$k_{yn} = \frac{2\pi}{T_y} n + k_y^{inc}, \quad (3.25)$$

Os harmônicos incidentes são funções do ângulo de elevação, θ_{inc} , e do ângulo azimutal, ϕ_{inc} , os quais são dados como [1]:

$$k_x^{inc} = k_0 \text{sen}\theta_{inc} \cos\phi_{inc}, \quad (3.26)$$

$$k_y^{inc} = k_0 \text{sen}\theta_{inc} \text{sen}\phi_{inc}, \quad (3.27)$$

Do ponto de vista de projeto, normalmente é desejável ter somente um único harmônico propagando, e os lóbulos de gradeamento de alta ordem podem ser omitidos através da necessidade de que as dimensões da célula unitária da estrutura periódica satisfaçam as condições $T_x < \lambda/2$ e $T_y < \lambda/2$. Deste modo, o harmônico de ordem zero ($m=0, n=0$) esta garantido como sendo a única onda de tensão de Floquet propagando [1].

Com relação aos parâmetros de espalhamento, equações (3.15) à (3.18), é mais conveniente expressar a transformada do vetor potencial, usado na definição das ondas de tensão de Floquet, em termos das transformadas dos campos elétricos. O vetor potencial elétrico, expresso em termos dos campos elétricos totais, é [1]:

$$\tilde{f}(m, n, i, j, z)^{(\pm, \pm)} = \frac{j(k_{yn} \tilde{E}_{x_{total}}^{\pm} - k_{xm} \tilde{E}_{y_{total}}^{\pm})}{k_{xm}^2 + k_{yn}^2}, \quad (3.28)$$

Os campos elétricos totais podem ser encontrados como segue [1]:

$$\tilde{E}_{(x,y)_{total}}^+(k_{xm}, k_{yn}) = \tilde{E}_{(x,y)_s}^+ + E_{(x,y)_{ref}} \delta(k_{xi} - k_{xm}) \delta(k_{yj} - k_{yn}), \quad (3.29)$$

$$\tilde{E}_{(x,y)_{total}}^-(k_{xm}, k_{yn}) = \tilde{E}_{(x,y)_s}^- + E_{(x,y)_{trans}} \delta(k_{xi} - k_{xm}) \delta(k_{yj} - k_{yn}), \quad (3.30)$$

Onde $E_{(ref,trans)}$ são os campos elétricos refletidos e transmitidos, calculados em $z=0$ e $z=z_{p+q}$. Estas componentes de campo são adicionadas aos campos totais somente quando o harmônico incidente é igual ao harmônico espalhado como indicado através do delta de Kronecker, $\delta(k_{xi} - k_{xm}) \delta(k_{yj} - k_{yn})$ nas equações (3.29) e (3.30). Finalmente $\tilde{E}_s^{(+,-)}$ é o campo espalhado obtido em $z=0$ e $z=z_{p+q}$ [1].

Usando a equação (3.28), pode-se escrever os parâmetros de espalhamento em termos dos campos elétricos avaliados nos planos de referência mais acima (z_R) e mais abaixo (z_L) de uma FSS:

$$S_{11}(m, n, i, j) = \sqrt{\frac{Y_{mn}}{Y_{ij}}} \frac{j(k_{yn} \tilde{E}_{x_{total}}^+ - k_{xm} \tilde{E}_{y_{total}}^-)}{\sqrt{(k_{xm}^2 + k_{yn}^2)(k_{xi}^2 + k_{yj}^2)}}, \quad (3.31)$$

$$S_{12}(m, n, i, j) = \sqrt{\frac{Y_{mn}}{Y_{ij}}} \frac{j(k_{yn} \tilde{E}_{x_{total}}^- - k_{xm} \tilde{E}_{y_{total}}^-)}{\sqrt{(k_{xm}^2 + k_{yn}^2)(k_{xi}^2 + k_{yj}^2)}}, \quad (3.32)$$

$$S_{21}(m, n, i, j) = \sqrt{\frac{Y_{mn}}{Y_{ij}}} \frac{j(k_{yn} \tilde{E}_{x_{total}}^+ - k_{xm} \tilde{E}_{y_{total}}^+)}{\sqrt{(k_{xm}^2 + k_{yn}^2)(k_{xi}^2 + k_{yj}^2)}}, \quad (3.33)$$

$$S_{22}(m, n, i, j) = \sqrt{\frac{Y_{mn}}{Y_{ij}}} \frac{j(k_{yn} \tilde{E}_{x_{total}}^- - k_{xm} \tilde{E}_{y_{total}}^+)}{\sqrt{(k_{xm}^2 + k_{yn}^2)(k_{xi}^2 + k_{yj}^2)}}, \quad (3.34)$$

Uma vez que matrizes de espalhamento de dimensão finita para uma FSS são computadas, vários procedimentos analíticos são disponíveis para obtenção da representação composta em multicamadas. É possível fazer uso direto da matriz de espalhamento junto com a seguinte equação para obter a representação de um sistema composto de duas FSS, cada FSS é vista como um subsistema [1].

A matriz de espalhamento para o cascadeamento de duas FSS é dada por [54]:

$$S^C = \begin{bmatrix} S_{11}^{(1)} + S_{12}^{(1)} PTS_{11}^{(2)} PS_{21}^{(1)} & S_{12}^{(1)} PTS_{12}^{(2)} \\ S_{21}^{(2)} P(S_{21}^{(1)} + S_{22}^{(1)} PTS_{11}^{(2)} PS_{21}^{(1)}) & S_{21}^{(2)} PS_{22}^{(1)} PTS_{12}^{(2)} + S_{22}^{(2)} \end{bmatrix}, \quad (3.35)$$

Onde $S_{11}^{(1)}, S_{12}^{(1)}, S_{21}^{(1)}, S_{22}^{(1)}$ são os parâmetros de espalhamento que representam o primeiro subsistema, ou seja, a primeira FSS, $S_{11}^{(2)}, S_{12}^{(2)}, S_{21}^{(2)}, S_{22}^{(2)}$ são os parâmetros de espalhamento associados ao segundo subsistema, e S^C é a matriz de espalhamento para o sistema composto pelas duas FSS.

E T é dada como [54]:

$$T = (I - S_{11}^{(2)} PS_{22}^{(1)} P)^{-1}, \quad (3.36)$$

P é uma matriz diagonal que possui $e^{(-j2kd)}$ como seus elementos, e k é o número de onda [54], para este trabalho $k = k_0$. O uso desta técnica é aconselhável para pequenas distâncias em termos de comprimento de onda entre as FSS [54].

Se mais de duas FSS são cascadeadas, ou seja, se o sistema é formado por mais de dois subsistemas, então o sistema composto é obtido através da repetição do cascadeamento dos subsistemas adicionais ao sistema inicial, composto por duas FSS, até que todas as FSS sejam juntadas a estrutura composta. Em outras palavras, o sistema final composto por todas as FSS é obtido cascadeando-se as FSS duas a duas, sendo que

o primeiro cascadeamento forma o subsistema a ser cascadeado com a terceira FSS, que então formará o subsistema a ser cascadeado com uma quarta FSS, e assim por diante.

É instrutivo mostrar que a aproximação por cascadeamento é um método computacionalmente eficiente para estudar as propriedades de sistemas multicamadas. Uma vez que a matriz de espalhamento tem sido computada, o resto do esforço envolve simples adições, multiplicações e inversões matriciais. Nenhuma restrição é colocada nas geometrias utilizadas nas FSS individualmente, dando flexibilidade para formar facilmente uma grande variedade de estruturas multicamadas, ou seja, com várias FSS. A maior limitação desta aproximação é o número de harmônicos que podem ser armazenados na matriz de espalhamento. Este número, é claro, é uma função do computador usado na análise [1].

Deve-se observar quando as periodicidades dos subsistemas são diferentes [55], [56]. Nesta situação, as matrizes de espalhamento dos subsistemas individuais já não podem ser computadas como era possível para o caso em que as periodicidades são iguais. A estrutura multicamada primeiro deve ser especificada e o período do sistema encontrado através do estudo da estrutura em sua totalidade. A Figura 3.5 mostra dois sistemas diferentes, o primeiro com igual periodicidade, e o segundo com periodicidade diferente. Em geral, dada qualquer estrutura multicamada, é possível encontrar um período do sistema global, embora em alguns casos este período possa ser bem maior do que o dos subsistemas individuais [1]. Desde que T_{sys} tenha sido determinado, um conjunto de harmônicos de Floquet serão espalhados da estrutura cascadeada associados aos seguintes números de onda [1]:

$$k_{xm} = \frac{2\pi}{T_{sysx}} m + k_x^{inc}, \quad (3.37)$$

$$k_{yn} = \frac{2\pi}{T_{sysy}} n + k_y^{inc}, \quad (3.38)$$

3.5 – Conclusão

Neste capítulo, foram descritas duas técnicas para o cascadeamento de FSS. A primeira, através de fórmulas aproximadas, utilizando os coeficientes de transmissão e reflexão individuais de cada FSS que compõe a estrutura cascadeada, não aconselhável para cascadeamento através de pequenas separações em termos de comprimento de onda entre as FSS. A segunda, uma técnica utilizando os parâmetros de espalhamento, que leva em consideração parâmetros importantes como ângulos de incidência e periodicidade das FSS, aconselhável para pequenas distâncias entre as FSS em termos de comprimento de onda.

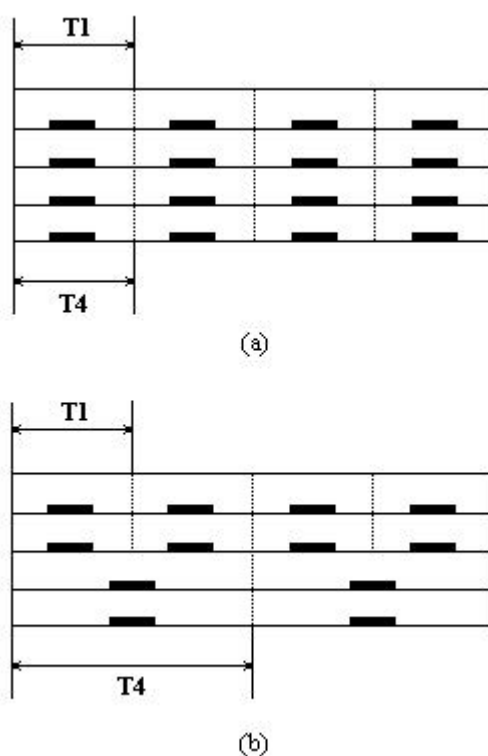


Figura 3.5 – Comparação entre sistemas com periodicidades iguais e diferentes.

- (a) Periodicidade igual, $T_1 = T_4 = T_{sys}$.
- (b) Periodicidade diferente, $2T_1 = T_4 = T_{sys}$.

CAPÍTULO 4

Resultados Numéricos e Experimentais

4.1 – Introdução

A partir das expressões mostradas no capítulo anterior para as duas técnicas de cascadeamento, foram elaborados dois programas, em linguagem de programação do MATLAB [57], com o objetivo de se obter os valores numéricos dos parâmetros desejados.

Em seguida os valores obtidos através dos programas foram comparados com os valores medidos em laboratório para o cascadeamento de duas estruturas, e também com os valores obtidos através da simulação utilizando o software comercial *Ansoft Designer*[®] v3, os quais serão apresentados adiante. Foram utilizadas duas FSS com elementos do tipo *patch* retangular, projetadas para trabalhar nas frequências de ressonância de 9,5 GHz e 10,5 GHz cada uma, ambas com substrato de fibra de vidro com permissividade elétrica $\epsilon_r = 3,9$, altura h de 1,5 mm, e duas FSS com elementos do tipo fractais de Koch triangular níveis 1 e 2 [58], ambas com substrato RT-Duroid 3010 com permissividade elétrica $\epsilon_r = 10,2$ e altura h de 1,27 mm, apresentando frequências de ressonância em 9,115 GHz e 8,333 GHz, respectivamente.

A Figura 4.1 mostra as dimensões utilizadas no projeto das FSS com elementos do tipo *patch* retangular.

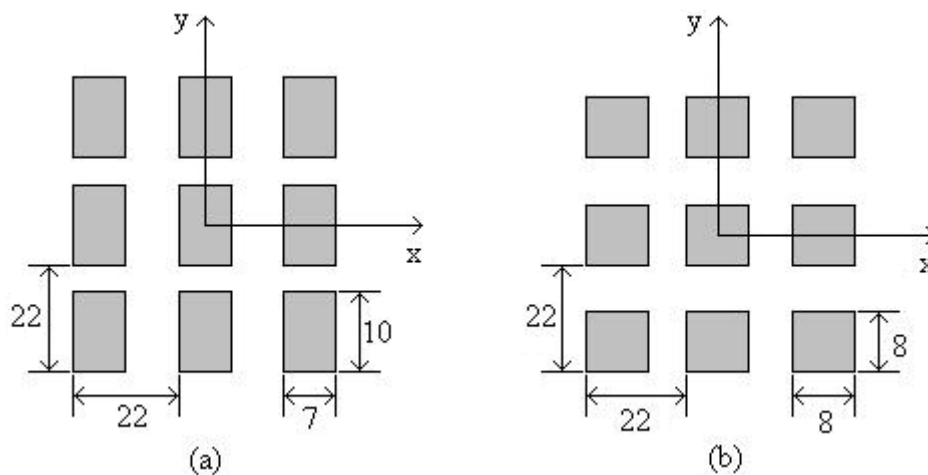


Figura 4.1 – FSS e suas dimensões, todas em mm.

(a) FSS para 9,5 GHz. (b) FSS para 10,5 GHz.

Os elementos do tipo fractal de Koch triangular são obtidos a partir da aplicação de um fator de redução de escala a um elemento chamado iniciador, neste caso, um *patch* retangular com dimensões $W = L = 9$ mm (área igual a 81 mm²), e periodicidade $T_x = T_y = 10$ mm. Aplicando um fator de redução de escala igual a $1/3$ ao elemento iniciador, encontra-se o elemento do tipo fractal de Koch nível 1, aplicando novamente o fator de redução de escala ao elemento do tipo fractal de Koch nível 1, encontra-se o elemento do tipo fractal de Koch nível 2 [58]. A forma destes elementos pode ser vista na Figura 4.2.

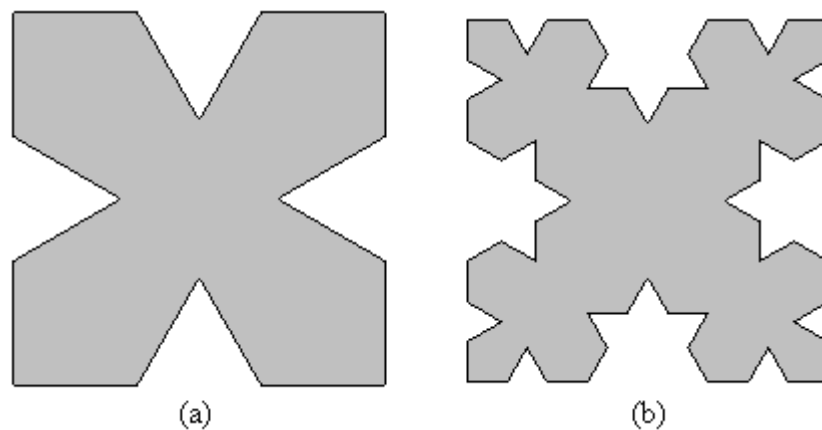


Figura 4.2 – Forma do elemento fractal de Koch.
(a) Nível 1. (b) Nível 2.

As estruturas cascadeadas foram obtidas através do cascadeamento da estrutura 1 seguida por uma camada de ar e esta pela estrutura 2, e do cascadeamento da estrutura 3 seguida por uma camada de ar e esta pela estrutura 4. Os resultados que serão apresentados foram obtidos para valores diferentes de separação entre as estruturas, ou seja, valores diferentes para a espessura da camada de ar, parâmetro chamado de “d” conforme segue na Figura 4.3.

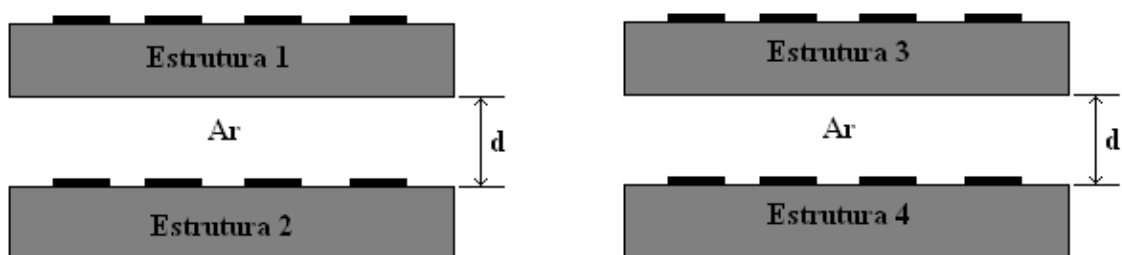


Figura 4.3 – Estruturas cascadeadas.

A Tabela 1 identifica cada estrutura e suas respectivas frequências de ressonância:

Tabela 1 – Identificação das estruturas utilizadas.

Estrutura	Tipo do elemento	f (GHz)
1	<i>Patch</i> Retangular	9,5
2	<i>Patch</i> Retangular	10,5
3	Fractal Koch nível 1	9,115
4	Fractal Koch nível 2	8,333

4.2 – Resultados numéricos e experimentais

Para validação dos resultados numéricos obtidos neste trabalho através de duas técnicas de cascadeamento, foram feitas comparações com resultados medidos em laboratório e simulados através do software comercial *Ansoft Designer*[®] v3. As Figuras 4.4.1 e 4.4.2 mostram as características de transmissão para cada uma das estruturas utilizadas.

A Figura 4.4.3 mostra a característica de transmissão para o cascadeamento entre as estruturas 1 e 2 separadas por uma camada de ar com espessura d igual à 1,5 mm. Conforme se pode observar, foi obtida uma estrutura com característica *dual-band* [59]. A Figura 4.4.4 mostra a comparação entre os resultados obtidos pelas técnicas de cascadeamento e os resultados simulados no software comercial *Ansoft Designer*[®] v3.

As curvas foram traçadas para uma onda plana TE normalmente incidente.

A Figura 4.4.5 mostra a característica de transmissão para os resultados obtidos pelas técnicas de cascadeamento e o resultado medido para o cascadeamento das estruturas 1 e 2 aumentando a espessura da camada de ar entre elas para um valor igual à 3,0 mm. Observa-se um comportamento satisfatório entre os resultados obtidos pelas técnicas de cascadeamento e o resultado medido. Já a Figura 4.4.6 mostra a comparação entre os resultados utilizando as técnicas de cascadeamento e o resultado simulado.

A Figura 4.4.7 mostra a característica de transmissão quando do cascadeamento entre as estruturas 1 e 2 separadas por uma camada de ar com espessura de 6,0 mm. Pode-se observar, através do resultado medido e do simulado, que diferentemente dos casos descritos anteriormente a estrutura apresenta apenas uma frequência de ressonância, não mais apresentando a característica multi-banda, e ainda pode-se

observar um aumento na largura de banda da estrutura cascadeada. A Figura 4.4.8 mostra a comparação entre os resultados obtidos pelas técnicas de cascadeamento e o resultado simulado.

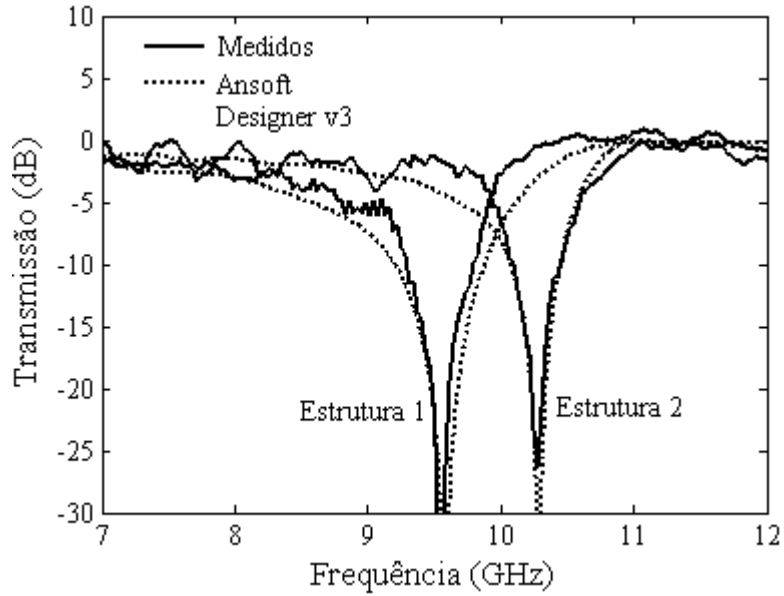


Figura 4.4.1 – Característica de transmissão para as estruturas 1 e 2.

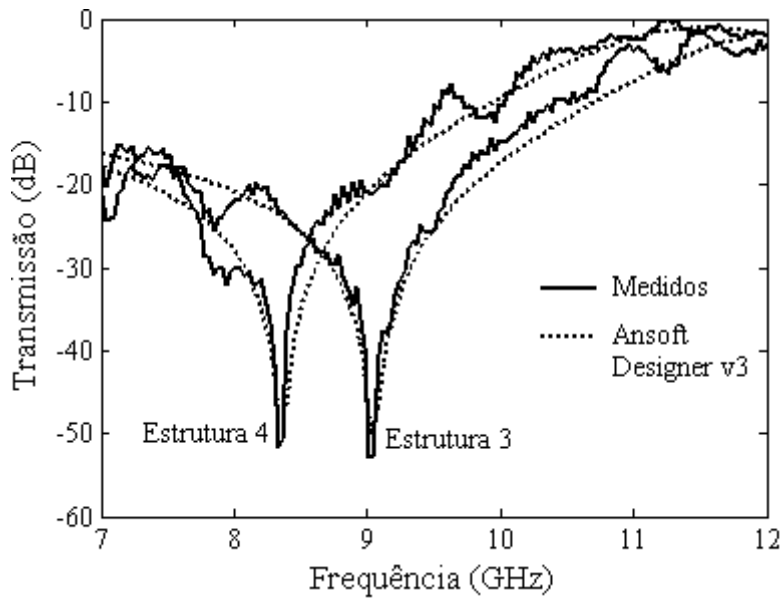


Figura 4.4.2 – Característica de transmissão para as estruturas 3 e 4.

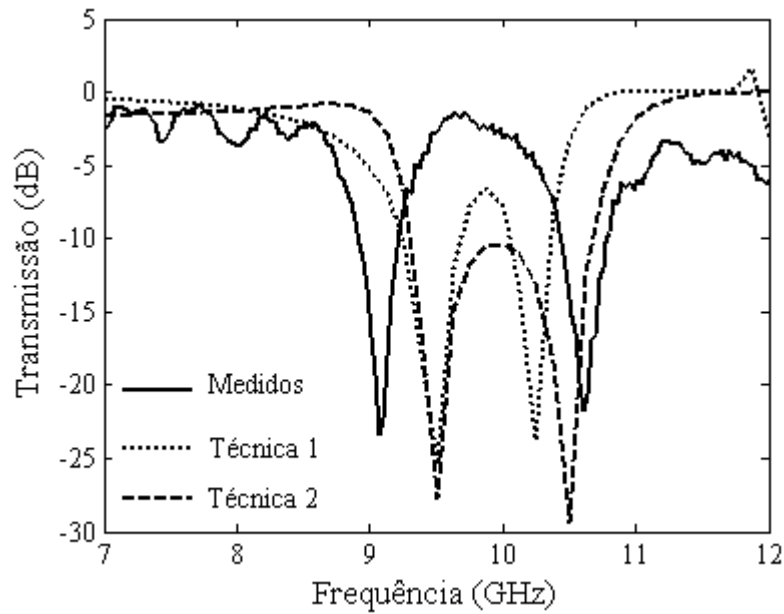


Figura 4.4.3 – Característica de transmissão para o cascadeamento das estruturas 1 e 2 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 1,5 mm.

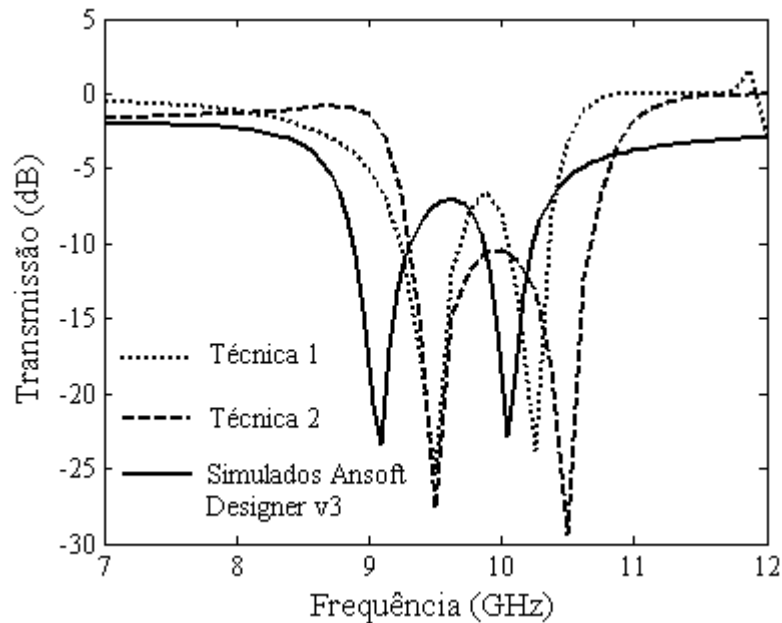


Figura 4.4.4 – Comparação entre os resultados obtidos pelas técnicas de cascadeamento e o resultado simulado para o cascadeamento das estruturas 1 e 2 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 1,5 mm.

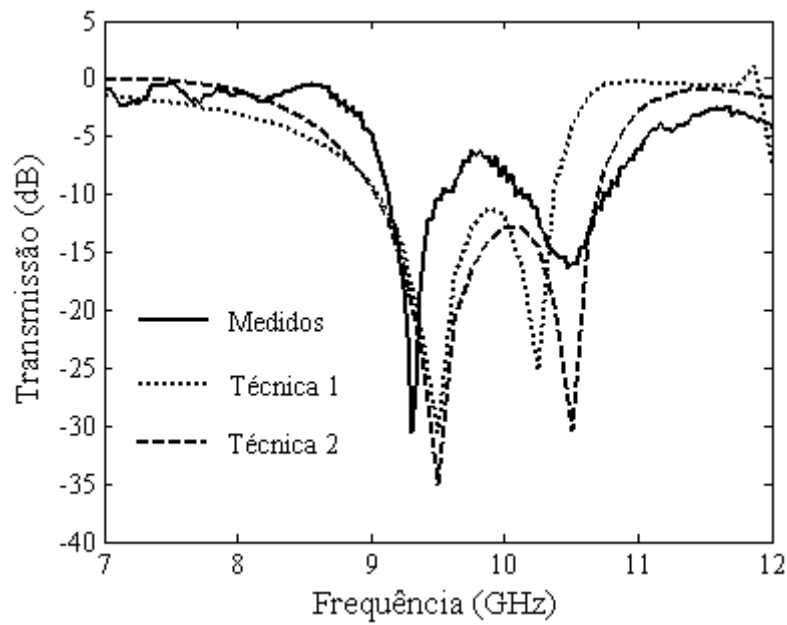


Figura 4.4.5 – Característica de transmissão para o cascadeamento das estruturas 1 e 2 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 3,0 mm.

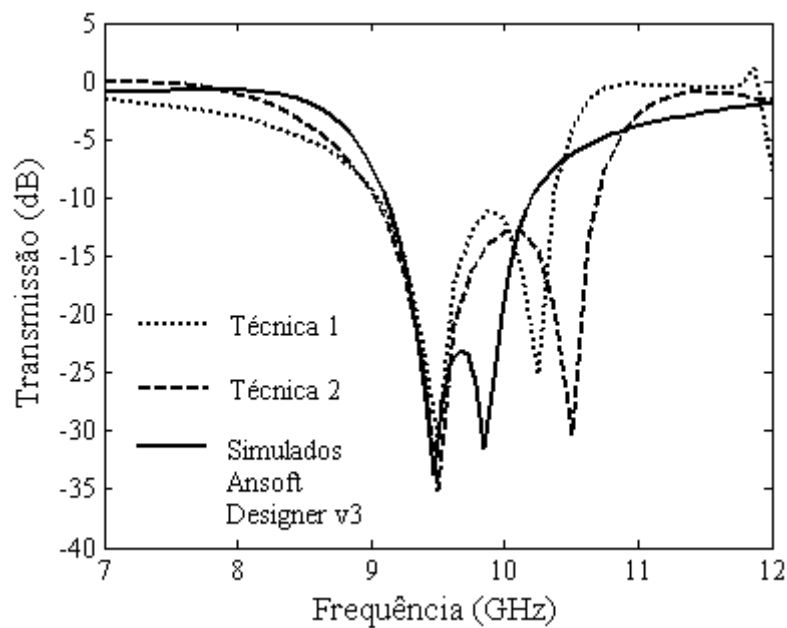


Figura 4.4.6 – Comparação entre os resultados obtidos pelas técnicas de cascadeamento e o resultado simulado para o cascadeamento das estruturas 1 e 2 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 3,0 mm.

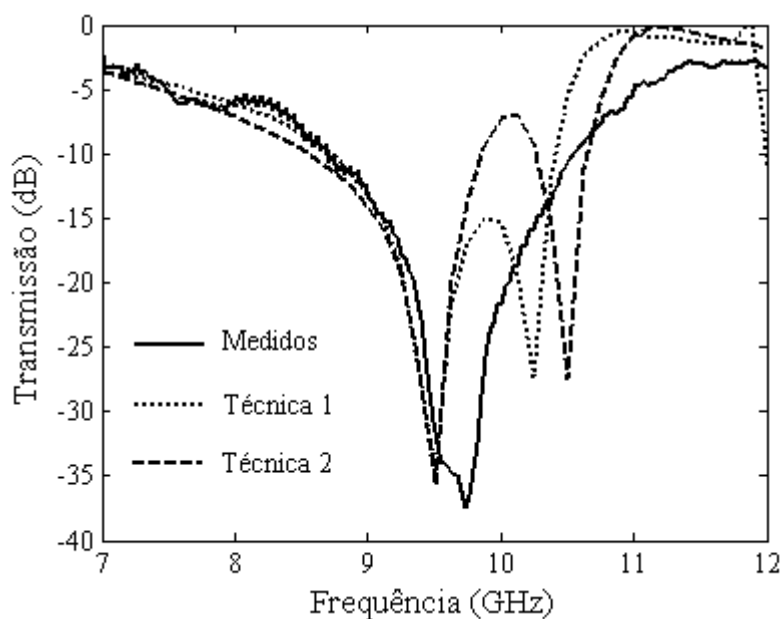


Figura 4.4.7 – Característica de transmissão para o cascadeamento das estruturas 1 e 2 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 6,0 mm.

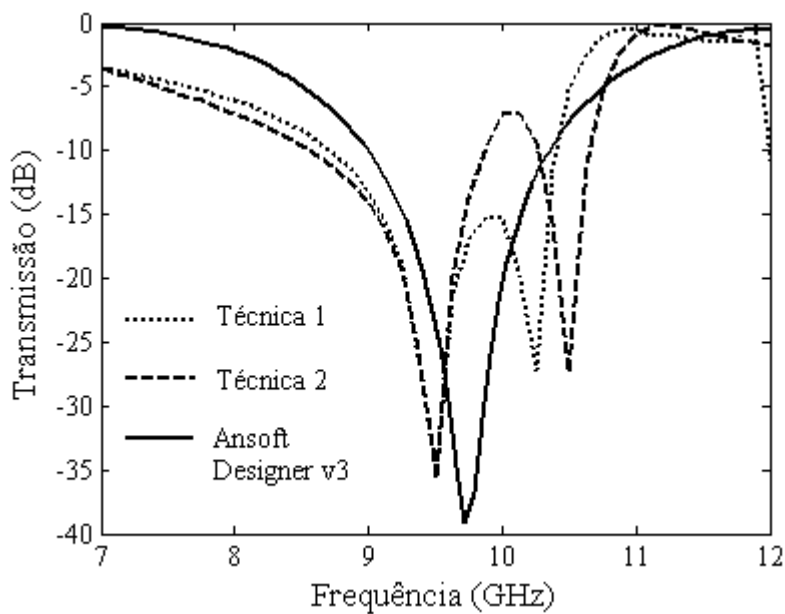


Figura 4.4.8 – Comparação entre os resultados obtidos pelas técnicas de cascadeamento e o resultado simulado para o cascadeamento das estruturas 1 e 2 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 6,0 mm.

A característica de transmissão obtida com um aumento da separação entre as estruturas 1 e 2 para 8,0 mm pode ser observada na Figura 4.4.9, e esta mostra que a estrutura cascadeada para este valor apresenta um aumento na largura de banda, e continua apresentando uma única frequência de ressonância para o resultado medido. A Figura 4.4.10 mostra a comparação entre os resultados simulados e as técnicas de cascadeamento.

A Figura 4.4.11 apresenta os resultados obtidos utilizando as técnicas de cascadeamento e o resultado medido para uma separação de 10,0 mm entre as estruturas 1 e 2. Como se pode observar para este valor da espessura da camada de ar, a estrutura cascadeada voltou a apresentar duas frequências de ressonância e um incremento na largura de banda, pode-se observar ainda que para este valor de separação entre estas estruturas os resultados apresentaram uma boa concordância. A comparação entre o resultado simulado e os obtidos pelas técnicas de cascadeamento é mostrada na Figura 4.4.12.

O mesmo procedimento para cascadeamento foi realizado entre a estrutura 3 (fractal de Koch triangular nível 1) e a estrutura 4 (fractal de Koch triangular nível 2). Conforme se pode observar, para todos os casos a estrutura cascadeada apresenta característica de um filtro passa-alta, que permite a passagem de frequências altas com facilidade, porém atenua (ou reduz) a amplitude de frequências baixas.

As Figuras 4.4.13 à 4.4.22 mostram as características de transmissão e a comparação entre os resultados simulados e obtidos pelas técnicas para o cascadeamento das estruturas 3 e 4 separadas por uma camada de ar, a qual tem sua espessura variada para valores entre 2,0 mm e 10,0 mm.

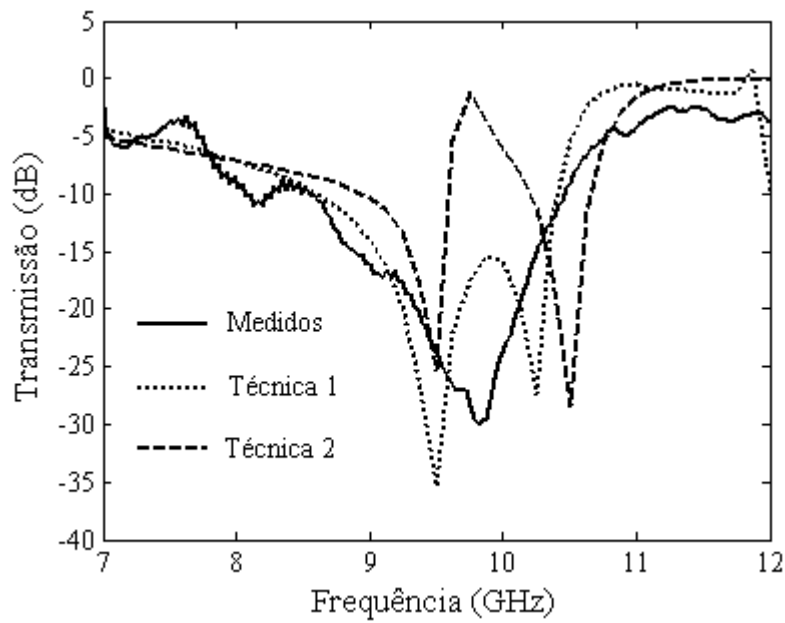


Figura 4.4.9 – Característica de transmissão para o cascadeamento das estruturas 1 e 2 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 8,0 mm.

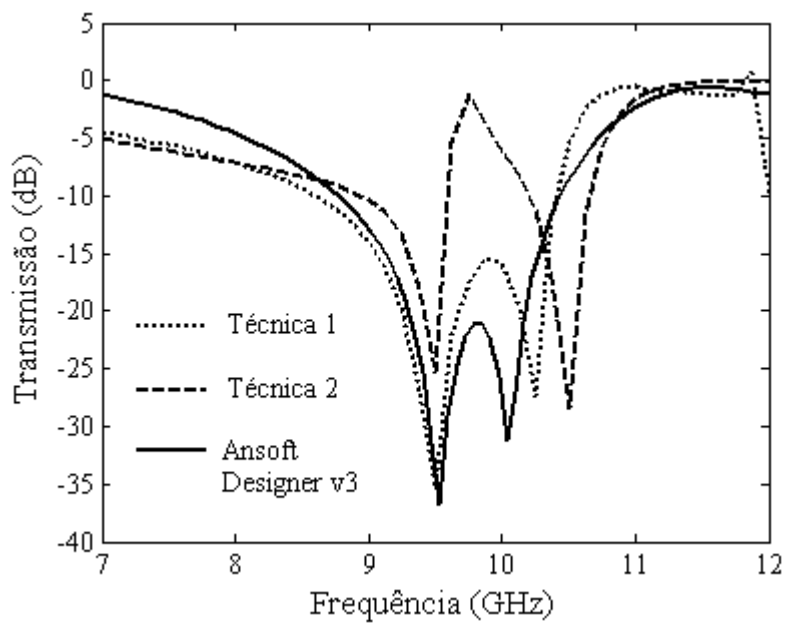


Figura 4.4.10 – Comparação entre os resultados obtidos pelas técnicas de cascadeamento e o resultado simulado para o cascadeamento das estruturas 1 e 2 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 8,0 mm.

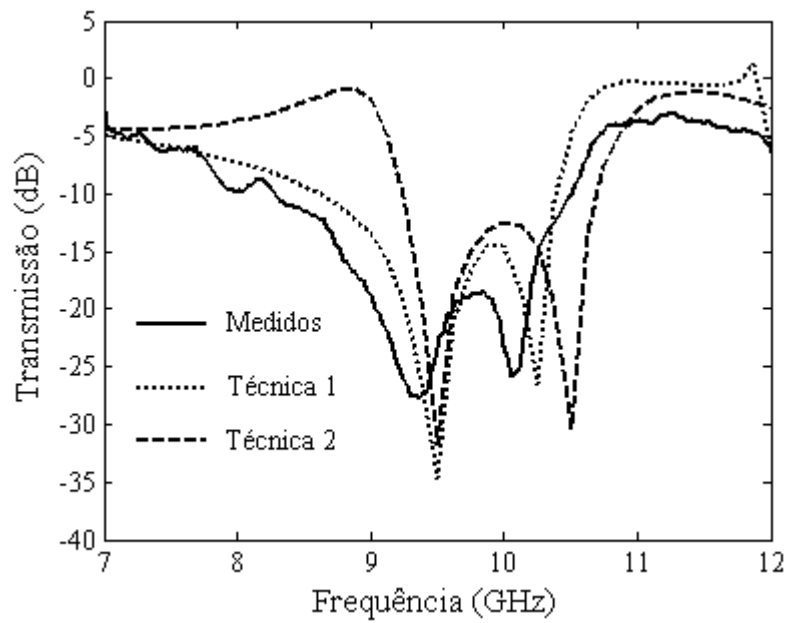


Figura 4.4.11 – Característica de transmissão para o cascadeamento das estruturas 1 e 2 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 10,0 mm.

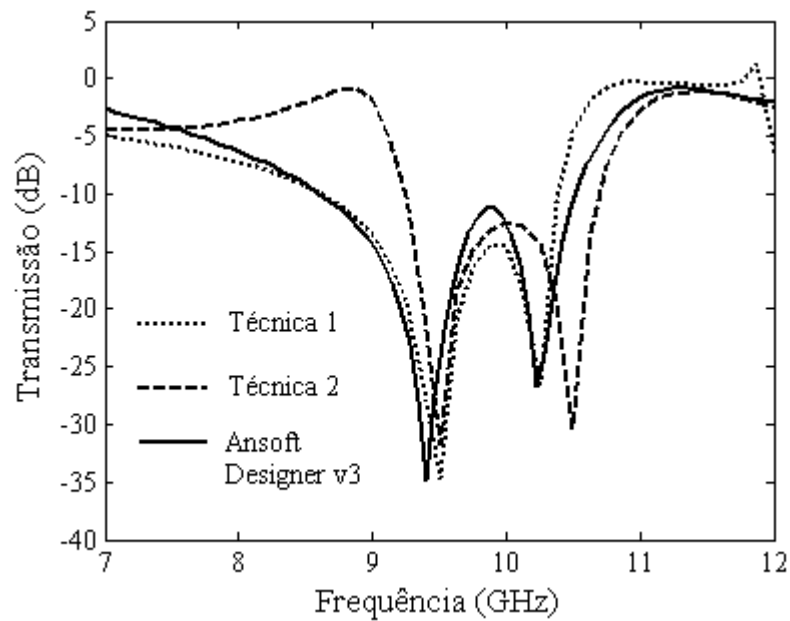


Figura 4.4.12 – Comparação entre os resultados obtidos pelas técnicas de cascadeamento e o resultado simulado para o cascadeamento das estruturas 1 e 2 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 10,0 mm.

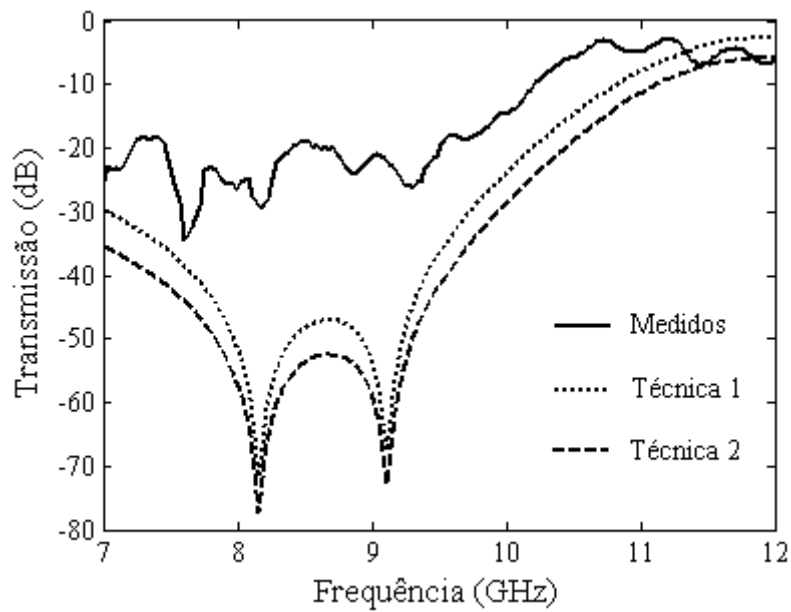


Figura 4.4.13 – Característica de transmissão para o cascadeamento das estruturas 3 e 4 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 2,0 mm.

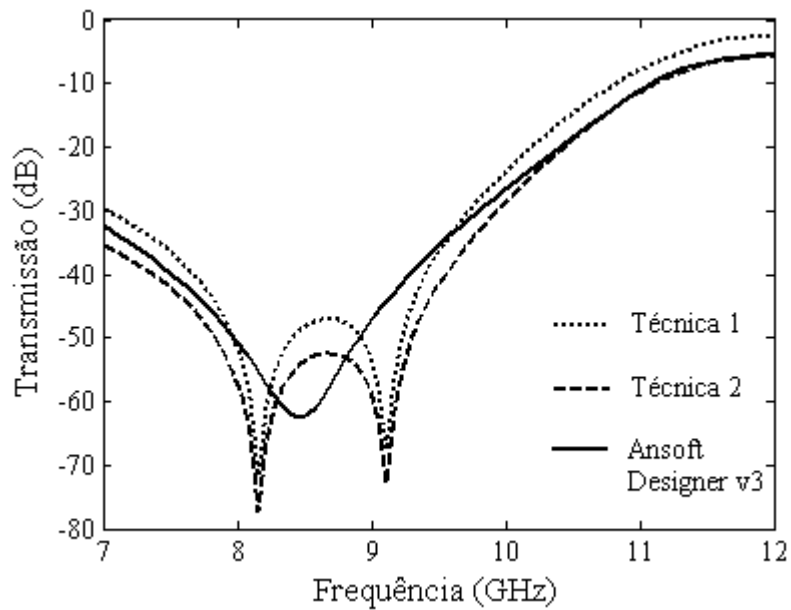


Figura 4.4.14 – Comparação entre os resultados obtidos pelas técnicas de cascadeamento e o resultado simulado para o cascadeamento das estruturas 3 e 4 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 2,0 mm.

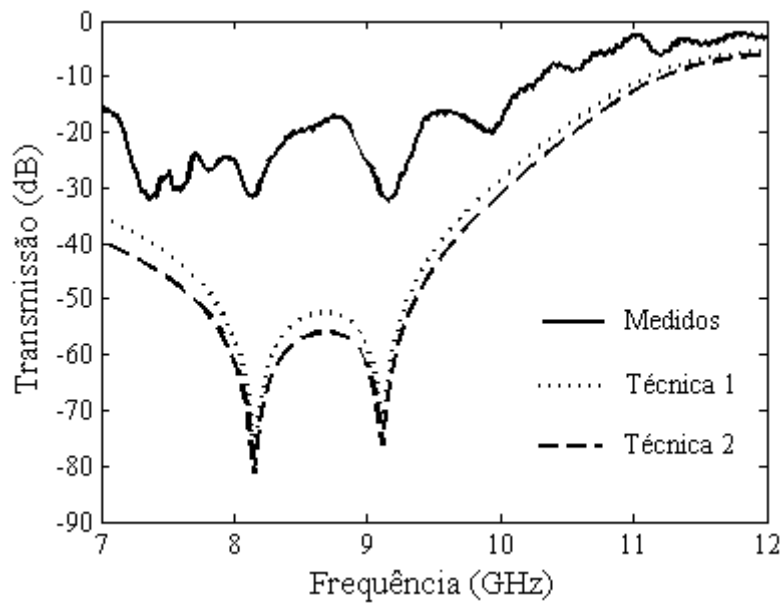


Figura 4.4.15 – Característica de transmissão para o cascadeamento das estruturas 3 e 4 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 4,0 mm.

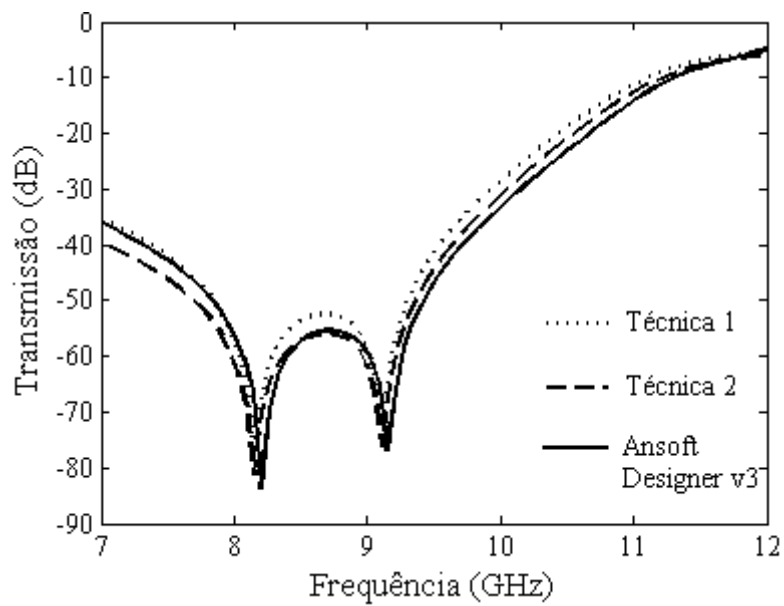


Figura 4.4.16 – Comparação entre os resultados obtidos pelas técnicas de cascadeamento e o resultado simulado para o cascadeamento das estruturas 3 e 4 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 4,0 mm.

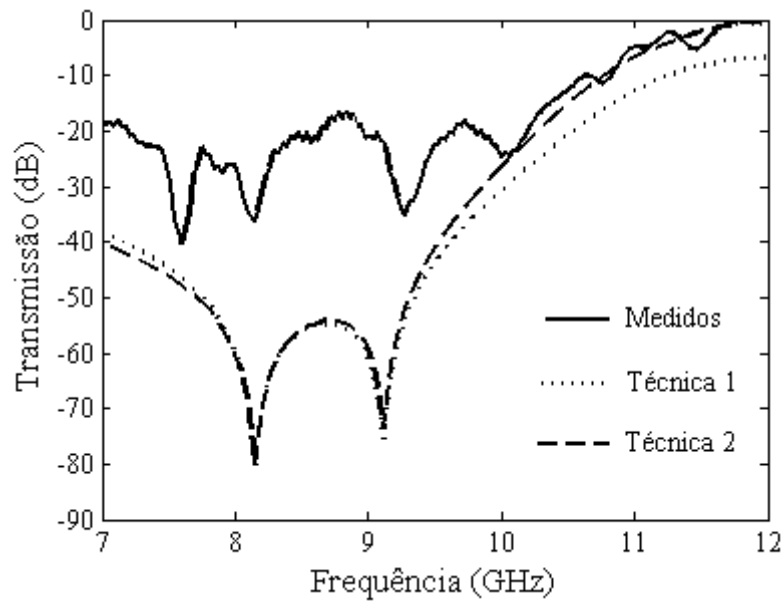


Figura 4.4.17 – Característica de transmissão para o cascadeamento das estruturas 3 e 4 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 6,0 mm.

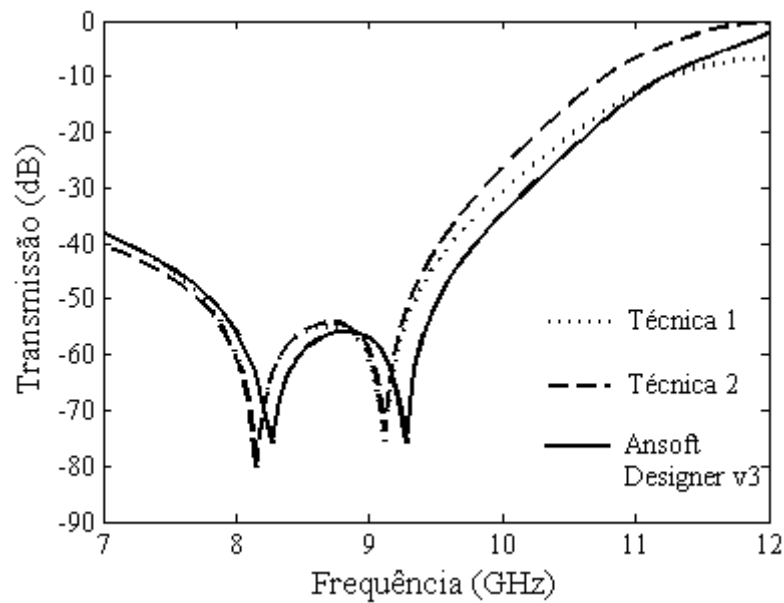


Figura 4.4.18 – Comparação entre os resultados obtidos pelas técnicas de cascadeamento e o resultado simulado para o cascadeamento das estruturas 3 e 4 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 6,0 mm.

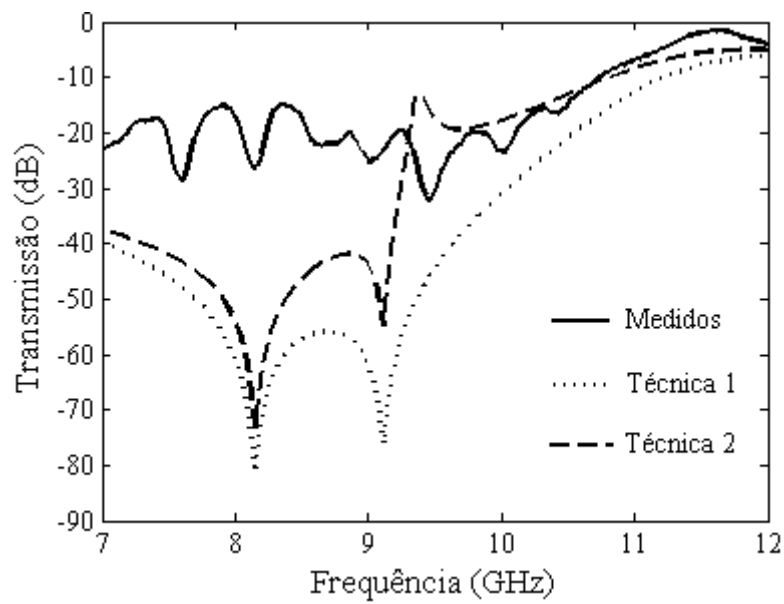


Figura 4.4.19 – Característica de transmissão para o cascadeamento das estruturas 3 e 4 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 8,0 mm.

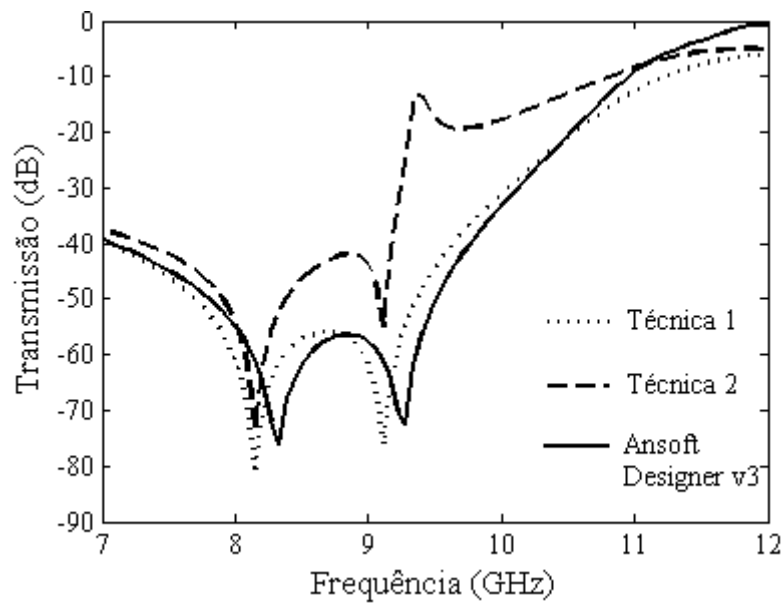


Figura 4.4.20 – Comparação entre os resultados obtidos pelas técnicas de cascadeamento e o resultado simulado para o cascadeamento das estruturas 3 e 4 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 8,0 mm.

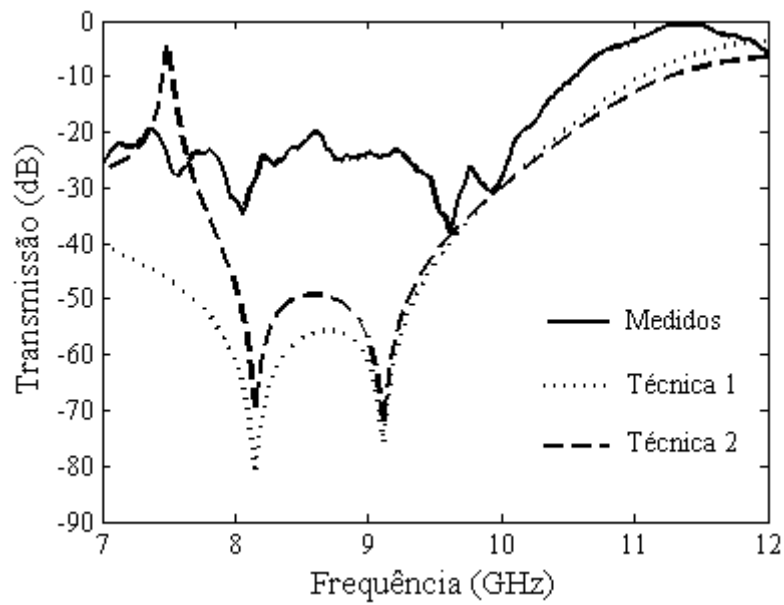


Figura 4.4.21 – Característica de transmissão para o cascadeamento das estruturas 3 e 4 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 10,0 mm.

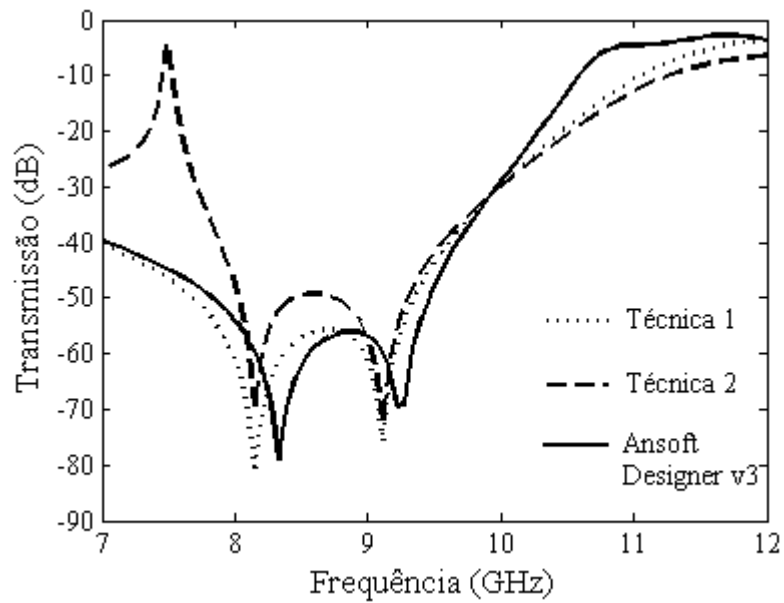


Figura 4.4.22 – Comparação entre os resultados obtidos pelas técnicas de cascadeamento e o resultado simulado para o cascadeamento das estruturas 3 e 4 separadas por uma camada de ar com espessura igual à 10,0 mm.

4.3 - Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os resultados numéricos obtidos para a característica de transmissão através de duas técnicas de cascadeamento de superfícies seletivas de frequência. Foi realizado dois cascadeamentos entre estruturas separadas por uma camada de ar, o primeiro utilizando as estruturas 1 e 2, que são FSS formadas por elementos do tipo *patch* retangular, e o segundo entre as estruturas 3 e 4, que são FSS formadas por elementos com geometrias um pouco mais complexas, fractal de Koch triangular níveis 1 e 2. Foram feitas ainda comparações entre os resultados obtidos por estas técnicas e os resultados medidos, assim como com resultados simulados pelo software *Ansoft Designer*[®] v3.

CAPÍTULO 5

Conclusão

Neste trabalho, foram apresentados a teoria e os resultados numéricos para as características de transmissão do cascadeamento de superfícies seletivas de frequência usando elementos do tipo *patch* retangular e elementos do tipo fractal de Koch triangular níveis 1 e 2, como células periódicas, montados sobre substratos dielétricos com permissividades elétrica diferentes, separadas por uma camada de ar.

Para isto, foram usadas duas técnicas de cascadeamento encontradas na literatura, uma utilizando fórmulas aproximadas diretas, que obtém a característica de transmissão e reflexão através do conhecimento dos coeficientes de reflexão e transmissão de cada estrutura individualmente, e uma segunda técnica que obtém as características de transmissão e reflexão pelo uso dos harmônicos espalhados e incidentes de Floquet, e dos campos elétricos refletidos, transmitidos e espalhados na FSS.

As FSS se mostraram estruturas leves e de fácil fabricação.

As comparações feitas com resultados experimentais e com resultados simulados através do software *Ansoft Designer*[®] v3 serviram para validar a análise efetuada, variações na espessura da camada de ar entre as estruturas, provocam alterações na frequência de ressonância e na largura de banda da estrutura cascadeada. Em alguns casos, a estrutura cascadeada apresentou comportamento multi-banda. Pôde-se observar que as técnicas apresentaram bons resultados para determinados valores da espessura para a camada de ar entre as estruturas em cascata.

Comparações feitas entre os resultados obtidos pelas técnicas de cascadeamento e os resultados simulados apresentam uma boa conformidade para a maioria dos casos estudados.

Quanto ao método de análise, observa-se que o mesmo mostrou-se eficiente e preciso, podendo ser aplicado, por exemplo, para o *patch* circular, modificando-se as funções de base escolhidas.

Como continuidade do trabalho, sugere-se o estudo do cascadeamento de estruturas com outras formas de elementos, tais como *patch* circular, cruz de Jerusalém, FSS ativas, dentre outros. Pode-se utilizar FSS com elementos de periodicidades

diferentes, para diversos valores da espessura de separação entre as FSS, pode-se ainda variar o ângulo de incidência, utilizar outros tipos de substratos como separação entre as estruturas, e analisar novas técnicas de cascadeamento.

Apêndice A

Setup de Medição

A.1 – Setup de medição

Neste apêndice, apresenta-se o setup utilizado na realização de todas as medições.

As medições foram realizadas no laboratório do Grupo de Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado – GTEMA – IFPB. Foi utilizado o Analisador de Redes da marca Agilent®, modelo N5230A, duas antenas padrão na banda X, o range de frequência para realização das medições foi de 7,0 GHz até 12,0 GHz. Para realizar o cascadeamento das estruturas foram produzidos no laboratório de mecânica da UFRN parafusos, porcas e as separações, todos utilizando Teflon como material, conforme mostra a Figura A.1.

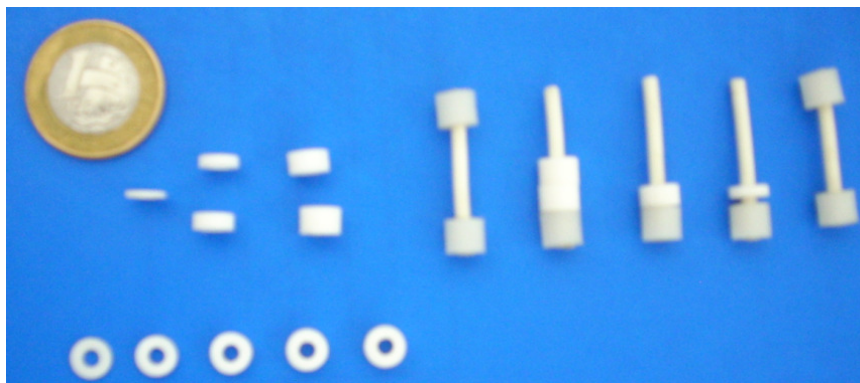


Figura A.1 – Detalhes dos parafusos, porcas e separações.

Antes de realizar as medições para cada estrutura e para o cascadeamento destas, foi retirada uma curva de referência, sem nenhuma estrutura posicionada entre as antenas transmissora e receptora, com intuito de corrigir as perdas nos conectores e a resposta das antenas nas diferentes frequências. A figura A.2 mostra o setup de medição da curva de referência.

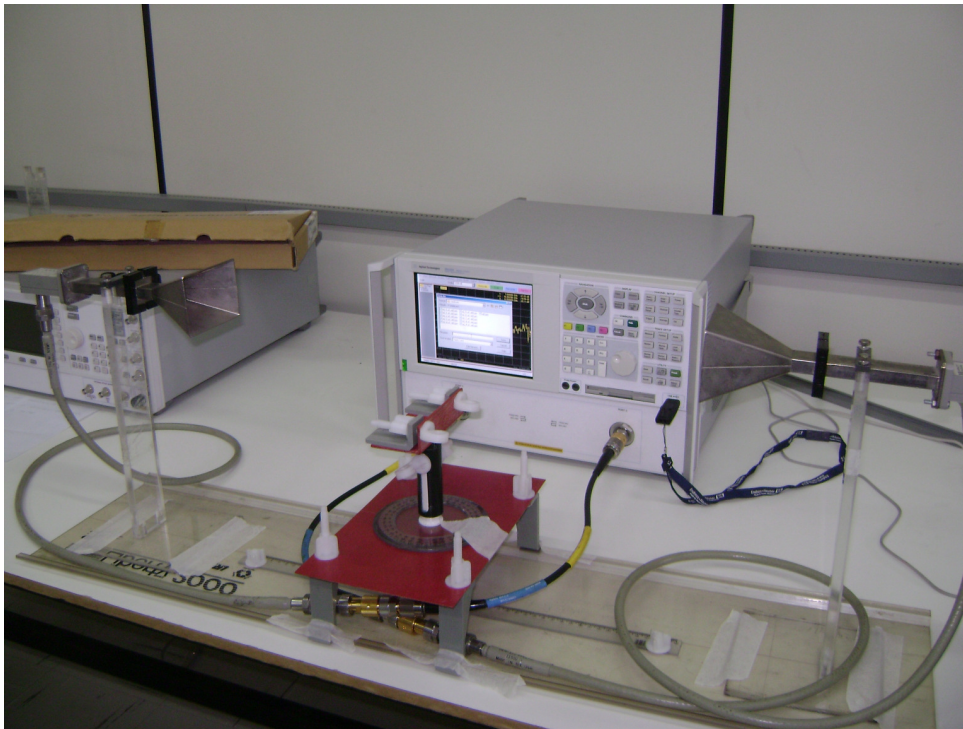


Figura A.2 – Setup para medição da curva de referência.

Após a realização deste procedimento, foram feitas as medições das estruturas para suas respectivas curvas de referência, após isso os valores obtidos na curva de referência foram subtraídos dos valores medidos para cada estrutura e para a estrutura cascadeada. A Figura A.3 mostra a curva de referência e as características de transmissão da estrutura 1, com elementos do tipo *patch* retangular operando em 9,5 GHz, com e sem a retirada da referência dos valores medidos, como exemplo.

As Figuras A.4 à A.7 mostram as estruturas no setup de medição e os detalhes da separação entre as estruturas na realização do cascadeamento.

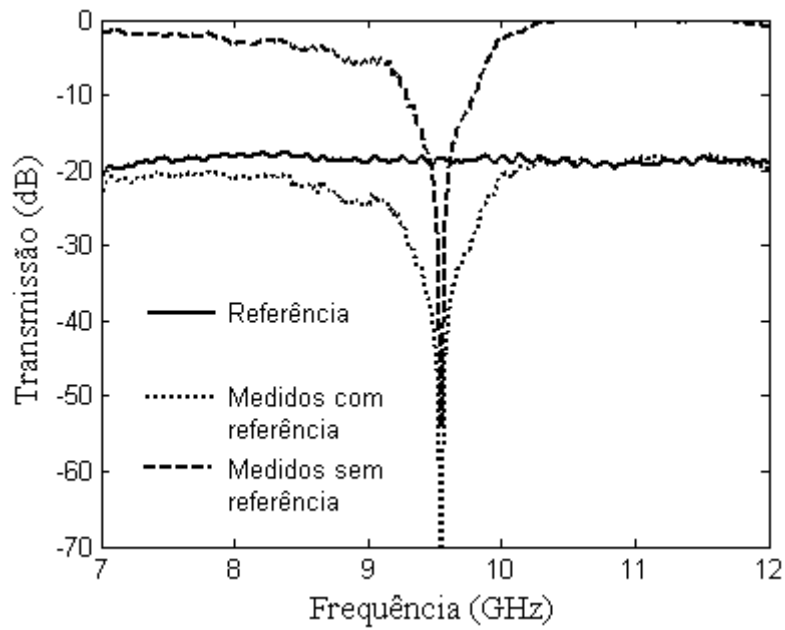


Figura A.3 – Características de transmissão para a referência, e para os valores medidos com referência e após a retirada desta.

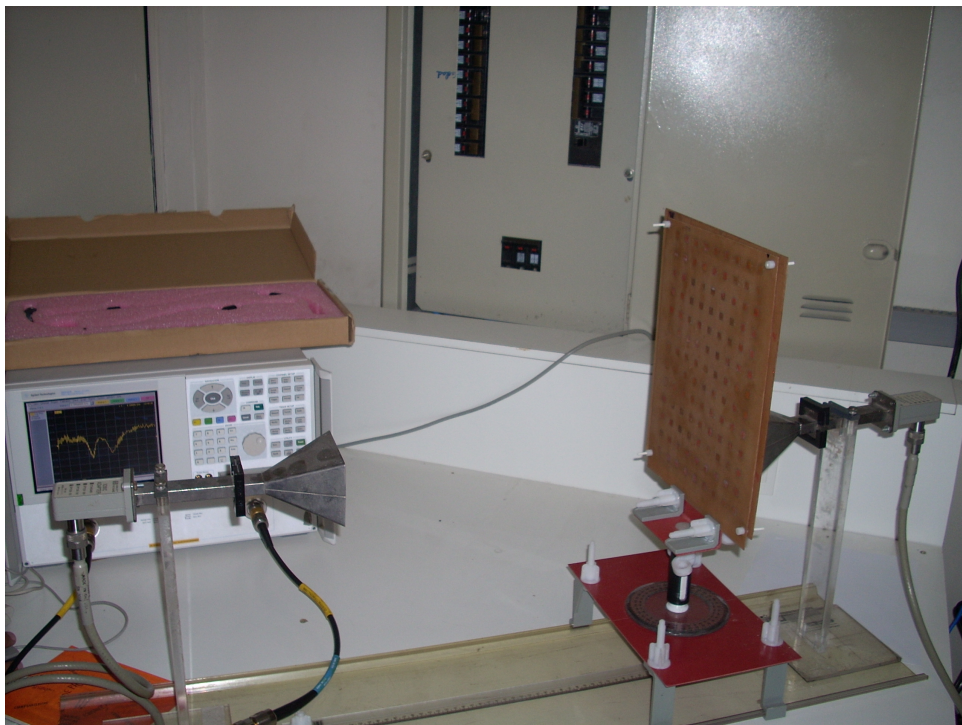


Figura A.4 – Setup para medição das estruturas 1 e 2.

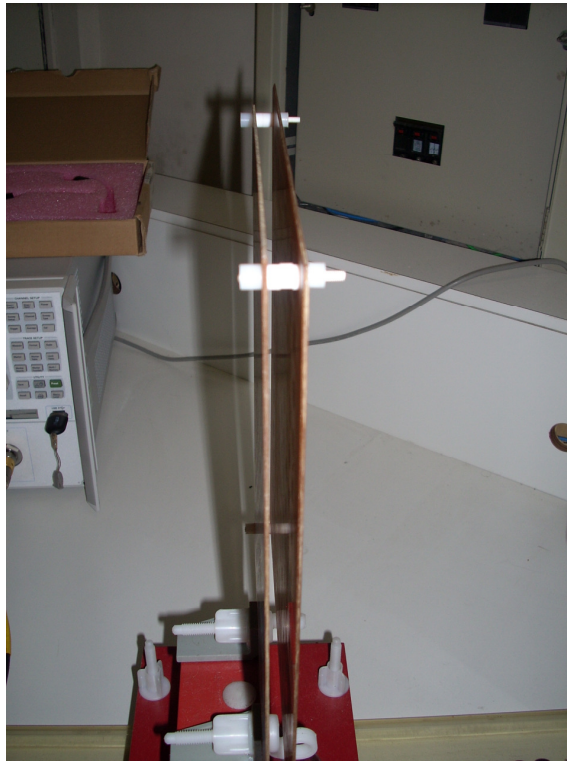


Figura A.5 – Detalhe da separação entre as estruturas, realização do cascadeamento.

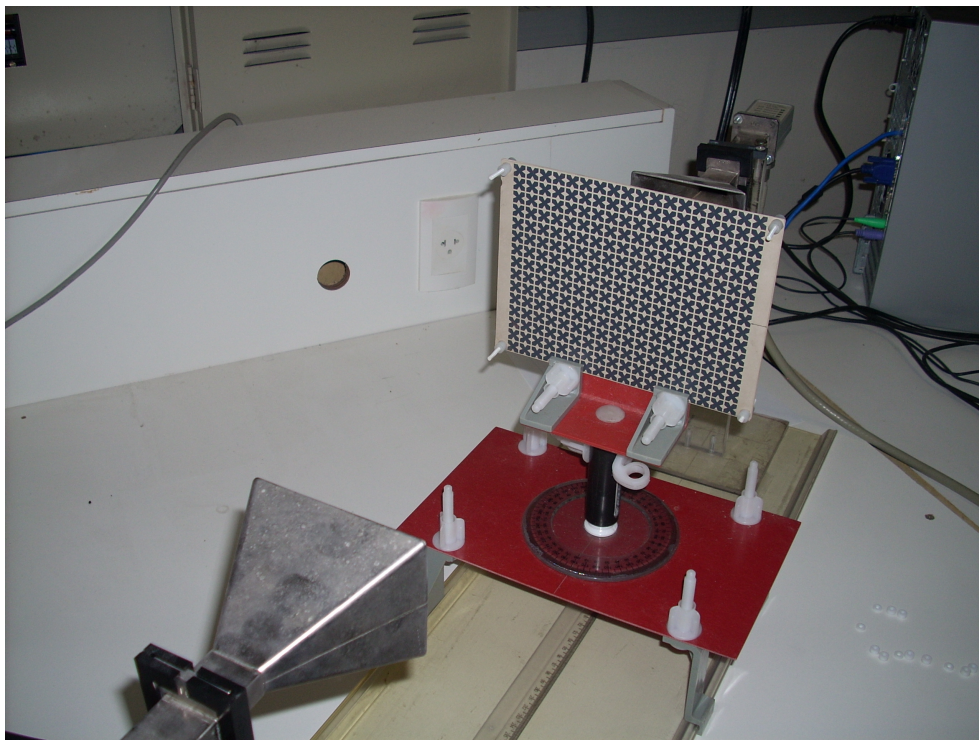
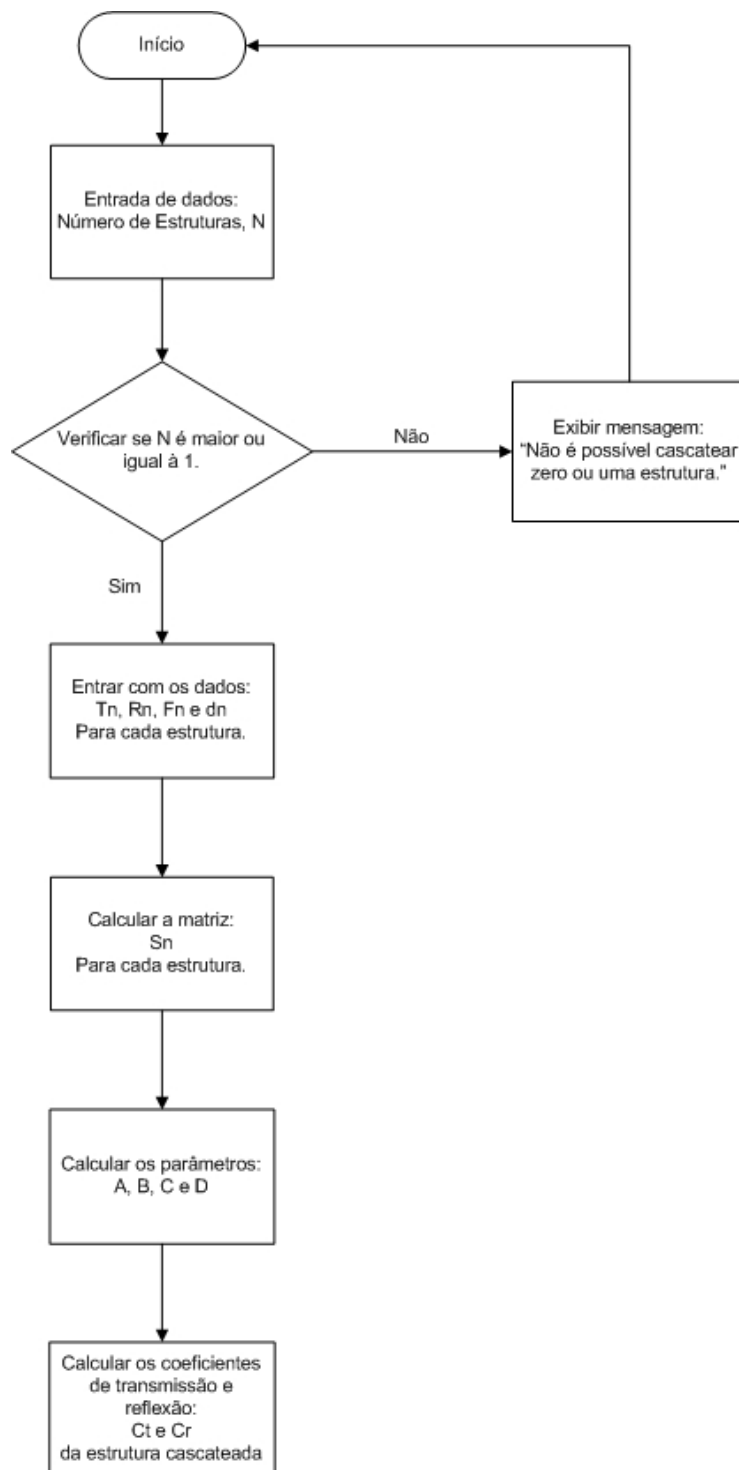


Figura A.6 – Medição do cascadeamento das estruturas 3 e 4.

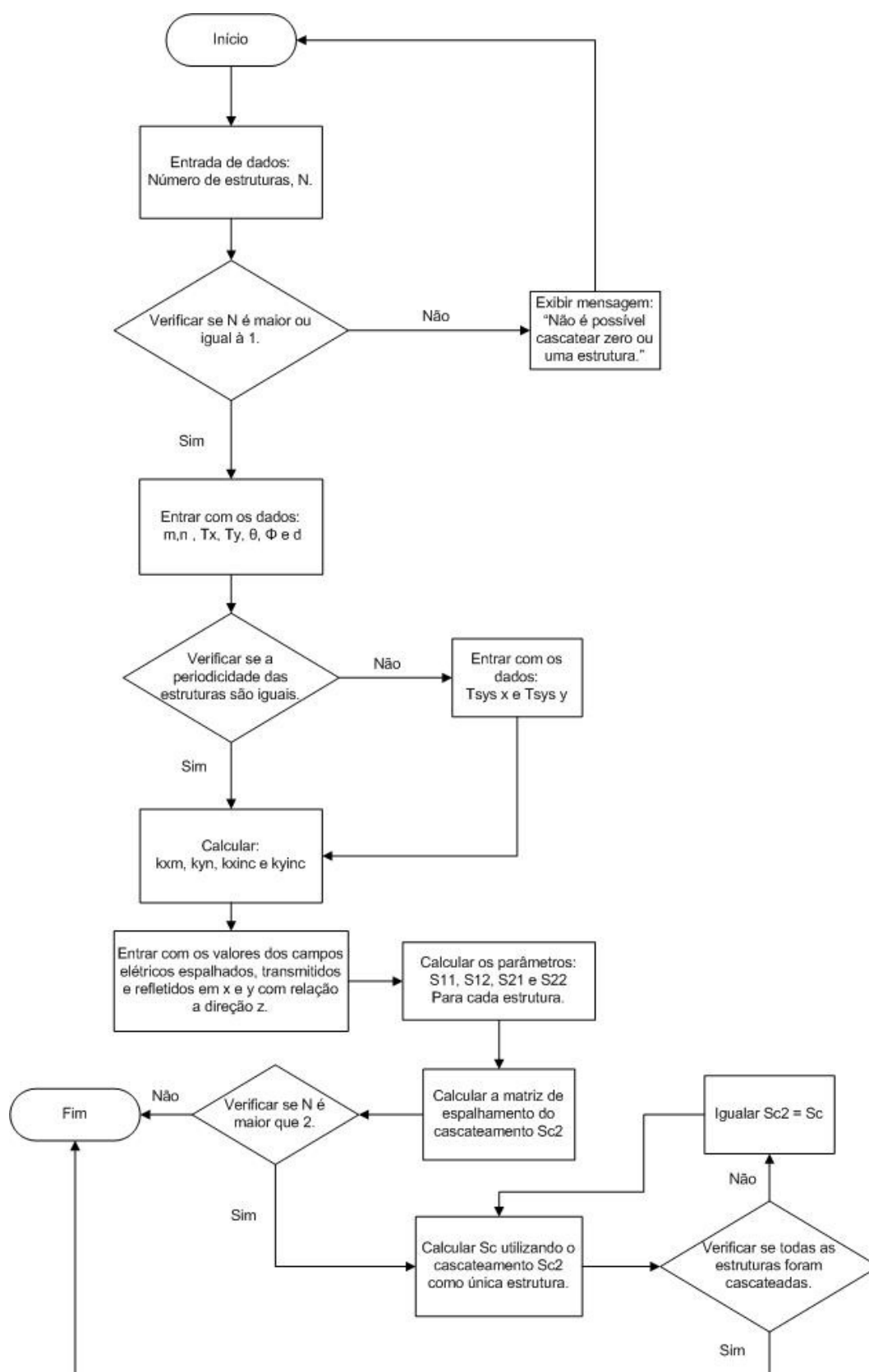
Apêndice B

Fluxogramas das Rotinas Computacionais

B.1 – Fluxograma da rotina desenvolvida para a técnica 1



B.2 – Fluxograma da rotina desenvolvida para a técnica 2



Referências Bibliográficas

- [1] T. K. Wu, “Frequency selective surface and grid array”, John Wiley & Sons, New York, E.U.A., 1995.
- [2] B. A. Munk, “Frequency Selective Surfaces – Theory and Design”, John Wiley & Sons, New York, E.U.A., 2000.
- [3] R. Mittra, C. H. Chan e T. Cwik, “Techniques for analyzing frequency selective surfaces – a review”, *IEEE Proc.* **76** (12), 1593 – 1615 (1988).
- [4] A. L. P. S. Campos, “Análise do Espalhamento em Superfícies Seletivas em Frequência com Multicamadas Dielétricas Anisotrópicas”, Tese de Doutorado, Universidade Federal da Paraíba – UFPB, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – Campus II, Campina Grande – PB, 2002.
- [5] T. A. Cwik e R. Mittra, “Scattering from a periodic array of free-standing arbitrary shaped perfectly conducting or resistive patches”, *IEEE Trans. Antennas Propag.* **35** (11), 1226 – 1234 (1987).
- [6] C. C. Chen, “Scattering by a two-dimensional periodic array of narrow plates”, *Radio Sci.* **2** (11), 1347 – 1359 (1967).
- [7] R. Mittra, R. C. Hall, e C. H. Tsao, “Spectral-domain analysis of circular patch frequency selective surfaces”, *IEEE Trans. Antennas Propag.* **32** (5), 533 – 536 (1984).
- [8] C. C. Chen, “Transmission of microwave through perforated flat plates of finite thickness”, *IEEE Microwave Theory Tech.* **21** (1), 1-6 (1973).
- [9] C. H. Tsao e R. Mittra, “Spectral-domain analysis of frequency selective surfaces comprised of periodic arrays cross dipoles and Jerusalem crosses”, *IEEE Trans. Antennas Propag.* **AP-32** (5), 478 – 486 (1984).
- [10] E. L. Peltron e B. A. Munk, “Scattering from periodic arrays of crossed dipoles”, *IEEE Trans. on antennas and propagation.* **AP-27** (3), 323 – 330 (1979).
- [11] C. K. Lee, R. J. Langley e E. A. Parker, “Equivalent circuit models for frequency selective surfaces at oblique angles of incidence”, *IEEE Proc.* **132** (6), 395 – 399 (1985).

- [12] R. J. Langley e E. A. Parker, “Equivalent circuit model for arrays of square loops”, *Electronics Letters*. **18** (7), 294-296 (1982).
- [13] E. A. Parker, S. Hamdy e R. Langley, “Arrays of concentric rings as frequency selective surfaces”, *Electronics Letters*. **17** (32), 880 (1981).
- [14] R. J. Langley e E. A. Parker, “Double-square frequency selective surfaces and their equivalent circuit”, *Electronics Letters*. **19** (17), 675 - 677 (1983).
- [15] E. A. Parker e J. C. Vardaxoglou, “Plane-wave illumination of concentric-ring frequency selective surfaces”, *IEEE Proc.* **132** (3), 176 – 180 (1985).
- [16] S. W. Schneider e B. A. Munk, “The scattering properties of super dense arrays”, *IEEE Trans. Antennas and propagation*. **AP-42** (2), 463 – 472 (1994).
- [17] J. Romeu e Y. Rahmat-Samii, “Fractal FSS: A Novel Dual-Band Frequency Selective Surface”, *IEEE Transactions on antennas and propagation*. **48** (7), 1097 – 1105 (2000).
- [18] M.-J. Huang, M.-Y. Lv, J. Huang e Z. Wu, “A new type of combined element multiband frequency selective surface”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, **57** (6), 1798 – 1803, (2009).
- [19] A. G. Neto e E. S. Rodrigues, “Caracterização experimental de FSS sintonizáveis usando anéis com capacitâncias acopladas”, Anais do III CONNEPI, em CD-ROM, Fortaleza – CE, Brasil, 2008.
- [20] S. W. Lee, G. Zarrillo e C. L. Law, “Simple formulas for transmission through periodic metal grids or plates”, *IEEE Transactions on antennas and propagation*. **30** (5), 904 – 909 (1982).
- [21] N. Marcuvitz, “Waveguide handbook”, McGraw-Hill, 1951.
- [22] R. Dubrovka, J. Vazquez, C. Parini e D. Moore, “Multi-frequency and multi-layer frequency selective surface analysis using modal decomposition equivalent circuit method”, *IET Microw. Antennas Propag.*, **30** (3), 492 – 500, (2009).
- [23] S. W. Lee, “Scattering by dielectric-loaded screen”, *IEEE Trans. Antennas Propag.* **AP-19** (5), 656 (1971).
- [24] T. Cwik, R. Mittra, K. C. Lang e T. K. Wu, “Frequency selective screens”, *IEEE Antennas & Propagation Society, Newsletter.* **29** (2), 6 – 10 (1987).

- [25] J. Huang, T. K. Wu e S. W. Lee, “Tri-band FSS circular ring elements”, *IEEE Transactions Antennas and propagation*. **AP-42** (2), 166 – 175 (1994).
- [26] A. L. P. S. Campos, “Superfícies Seletivas de Frequência sobre Substratos Dielétricos Anisotrópicos Uniaxiais”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte – UFRN, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPGEE, Natal – RN, 1999.
- [27] A. L. P. S. Campos, A. G. d’Assunção e M. L. C. G. Neto, “Analysis of frequency selective surfaces at millimeter wave band using the Hertz vector potential method”, *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, **26** (6), 843 – 854, (2005).
- [28] P. Harms, R. Mittra e W. Ko, “Implementation of the periodic boundary condition in the finite-difference time-domain algorithm for FSS structures”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. **42** (9), 1317 – 1324 (1994).
- [29] M. Titaouine, A. G. Neto, H. Baudrand e F. Djahli, “WCIP Method Applied to active frequency selective surfaces”, *Journal of Microwaves and Optoelectronics*, **6**, 1 – 16 (2007).
- [30] M. Titaouine, A. G. Neto, H. Baudrand e F. Djahli, “Determination of methalic ring FSS scattering characteristics using WCIP method”, *Microwave and Optical Technology Letters*, **50**, 1324 – 1328 (2008).
- [31] G. Manara, A. Monorchio, e R. Mittra, “Frequency selective surfaces desing based on genetic algorithm”, *Electronic Letters*, **35** (17), 1400 – 1401 (1999).
- [32] L. Li, D. H. Werner, J. A. Bossard e T. S. Mayer, “A model-based parameter estimation technique for wide-band interpolation of periodic moment method impedance matrices with application to genetic algorithm optimization of frequency selective surfaces”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, **54** (3), 908 – 924, (2006).
- [33] J. A. Bossard, D. H. Werner, T. S. Mayer, J. A. Smith, Y. U. Tang, R. P. Drupp e L. Li, “The design and fabrication of planar multiband metallodielectric frequency selective surfaces for infrared applications”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, **54** (4), 1265 – 1276, (2006).

- [34] S. Cui, D. S. Weile e J. L. Volaskis, “Novel planar electromagnetic absorber designs using genetic algorithms”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, **54** (6), 1811 – 1817, (2006).
- [35] P. L. Silva e A. G. D’Assunção, “Modelamento de superfícies seletivas de frequência e antenas de microfita utilizando redes neurais artificiais”, Anais do MOMAG, em CD-ROM, Belo Horizonte – MG, Brasil, 2006.
- [36] P. H. F. Silva e A. L. P. S. Campos, “Fast and accurate modeling of frequency-selective surfaces using a new modular neural network configuration of multilayer perceptrons”, *IET Microw. Antennas Propag.*, **2** (5), 503 – 511 (2008).
- [37] A. L. P. S. Campos, A. G. d’Assunção e M. A. B. Melo, “Frequency selective surfaces with anisotropic dielectric substrates”, *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, **21** (3), 461 – 475 (2000).
- [38] A. L. P. S. Campos, M. A. B. Melo e A. G. d’Assunção, “Frequency selective surfaces with rectangular apertures on uniaxial anisotropic substrates”, *Microwave and Optical Technology Letters*, **25** (2), 126 – 129 (2000).
- [39] P. W. Hannan e M. A. Balfour, “Simulation of a phased array antenna in waveguide”, *IEEE Trans. Antennas Propag.* **13**, 342 (1965).
- [40] D. K. Ghodgaonka, V. V. Varadan, e V. J. Varadan, “A free-space method for measurement for dielectric constants and loss tangents at microwave frequencies”, *IEEE Trans. Instrum. Meas.* **37** (3), 789-793 (1989).
- [41] G. H. Shennum, “Frequency selective surfaces for multiple frequency antennas”, *Microwave J.* **16** (5), 55 – 57 (1973).
- [42] C. K. Lee, R. J. Langley e E. A. Parker, “Compound reflector antennas”, *IEE Proc. Part H: Microwaves, Antennas Propag.* **22** (17), 135 – 138 (1992).
- [43] R. Pous e D. M. Pozar, “FSS using aperture coupled microstrip patches”, *Electronics Letters*, **25** (17), 1136 – 1138 (1989).
- [44] R. C. McPhedran e D. Maystre, “On the theory and solar application of inductive grids”, *Appl. Phys* **14**, 1 – 20 (1977).

- [45] A. Tennamt e B. Chambers, “A single-layer tuneable microwave absorber using an active FSS”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, **14** (1), 46 – 47, (2004).
- [46] L. B. Sjögren, H. X. Liu, C. W. Dossier, e N. C. Luhmann Jr., “Phased array operation of a diode grid impedance surface”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **42** (4), 565 – 572 (1994).
- [47] D. Kim, J. Yeo e J. Choi, “Compact spatial triple-band-stop filter for cellular/PCS/IMT-2000 systems”, *ETRI Journal*, **30** (5), (2008).
- [48] G. I. Kiani, K. L. Ford, K. P. Esselle, A. R. Weily e C. J. Panagamuwa, “Oblique incidence performance of a novel frequency selective surface absorber”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, **55** (10), 2931 – 2934, (2007).
- [49] G. I. Kiani, A. R. Weily e K. P. Esselle, “A novel absorber/transmit FSS for secure indoor wireless networks with reduced multipath fading”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, **16** (6), 378 – 380, (2006).
- [50] G. Q. Luo, W. Hong, H. J. Tang, J. X. Chen e L. L. Sun, “Triband frequency selective surface with periodic cell perturbation”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, **17** (6), 436 – 438, (2007).
- [51] T. Anderson, I. Alexeff, J. Reynolds, E. Farshi, S. Parameswaram, E. P. Pradeep e J. Hulloli, “Plasma frequency selective surfaces”, *IEEE Transactions on Plasma Science*, **35** (2), 407 – 415, (2007).
- [52] M. Gustafsson, A. Karlson, A. P. P. Rebelo e B. Widenberg, “Design of frequency selective windows for improved indoor outdoor communications”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, **54** (6), 1897 – 1900, (2006).
- [53] T. Cwik e R. Mittra, “The cascade connection of planar periodic surfaces and lossy dielectric layers to form an arbitrary periodic screen”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, **AP-35** (12), 1397 – 1405 (1987).
- [54] C. Wan e J. A. Encinar, “Efficient computation of generalized scattering matrix for analyzing multilayered periodic structures”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, **43** (11), 1233 – 1242, (1995).

- [55] J. D. Vacchione e R. Mittra, “A generalized scattering matrix analysis for cascading FSS of different periodicities”, *Int. IEEE Antennas Propag. Symp. Dig.*, Dallas, TX, **1**, 92 – 95, 1990.
- [56] J.-F. Ma e R. Mittra, “Analysis of multiple FSS screens of unequal periodicity using an efficient cascading technique”, *IEEE Trans. Antennas Propag.* **53** (4), 1401 – 1414 (2005).
- [57] “Matlab User’s guide”, The Math Works Inc., 1994.
- [58] A. L. P. S. Campos, E. E. C. Oliveira e P. H. F. Silva, “Miniaturization of frequency selective surfaces using fractal Koch curves”, *Microwave and Optical Technology Letters*, **51** (8), 1983 – 1986, (2009).
- [59] L. M. Araújo, R. H. C. Maniçoba, A. L. P. S. Campos e A. G. d’Assunção, “A simple dual-band frequency selective surface ”, *Microwave and Optical Technology Letters*, **51** (4), 942 – 944, (2009).