



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

**ANÁLISE E PROJETO DE SUPERFÍCIES SELETIVAS
DE FREQUÊNCIA COM ELEMENTOS PRÉ-
FRACTAIS PARA APLICAÇÕES EM
COMUNICAÇÕES *INDOOR***

CLARISSA DE LUCENA NÓBREGA

ORIENTADOR: PROF. DR. ADAILDO GOMES D'ASSUNÇÃO

CO-ORIENTADOR: PROF. DR. PAULO HENRIQUE DA FONSECA SILVA

NATAL – RN
ABRIL DE 2013



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

Análise e Projeto de Superfícies Seletivas de Frequência com Elementos Pré-Fractais para Aplicações em Comunicações *Indoor*

Clarissa de Lucena Nóbrega

Orientador: Prof. Dr. Adaildo Gomes D'Assunção

Co-orientador: Prof. Dr. Paulo Henrique da Fonseca Silva

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Federal do Rio Grande do Norte (área de concentração: Engenharia Elétrica) como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Ciências.

**Natal – RN
Abril de 2013**

UFRN / Biblioteca Central Zila Mamede
Catalogação da Publicação na Fonte

Nóbrega, Clarissa de Lucena.

Análise e projeto de superfícies seletivas de frequência com elementos pré-fractais para aplicações em comunicações *indoor*. / Clarissa de Lucena Nóbrega. – Natal, RN, 2013.

144 f. : il.

Orientador: Prof. Dr. Adaildo Gomes D'Assunção.

Co-orientador: Prof. Dr. Paulo Henrique da Fonseca Silva.

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

1. Superfícies seletivas de frequência - Tese. 2. FSS - Tese. 3. Geometria fractal - Tese. 4. Comunicações *indoor* - Tese. 5. *Wireless building* - Tese. 6. Aplicações WLAN. I. D'Assunção, Adaildo Gomes. II. Silva, Paulo Henrique da Fonseca. III. Universidade Federal do Rio Grande do Norte. IV. Título.

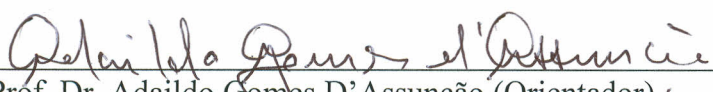
RN/UF/BCZM

CDU 621.3.018.4

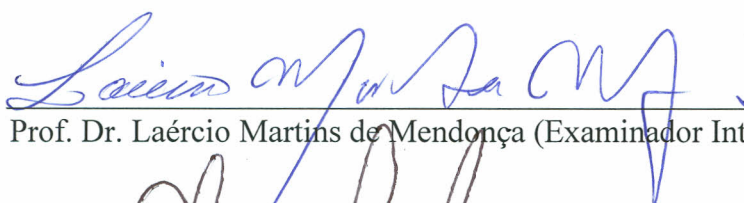
ANÁLISE E PROJETO DE SUPERFÍCIES SELETIVAS DE FREQUÊNCIA COM ELEMENTOS PRÉ-FRACTAIS PARA APLICAÇÕES EM COMUNICAÇÕES *INDOOR*

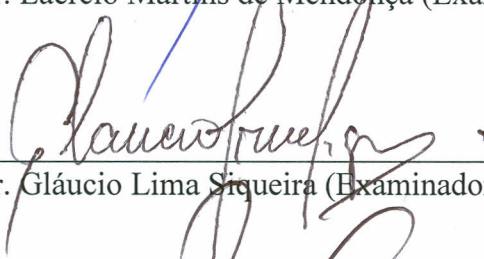
CLARISSA DE LUCENA NÓBREGA

Tese de Doutorado aprovada em 09 de abril de 2013 pela banca examinadora composta dos seguintes membros:



Prof. Dr. Adaildo Gomes D'Assunção (Orientador).....DCO/UFRN


Prof. Dr. Paulo Henrique da Fonseca Silva (Co-orientador).....GTEMA/IFPB


Prof. Dr. Laércio Martins de Mendonça (Examinador Interno).....DCO/UFRN


Prof. Dr. Gláucio Lima Siqueira (Examinador Externo).....PUC-Rio


Prof. Dr. Marcos Tavares de Melo (Examinador Externo).....UFPE


Prof. Dr. José de Ribamar Silva Oliveira (Examinador Externo).....IFRN

Aos meus pais, que são a base de todas as minhas conquistas, à minha irmã querida e ao meu namorado e grande amigo.

Dedico

Agradecimentos

A Deus por dar-me força e inspiração nesta caminhada, me permitindo concretizar esta etapa tão importante em minha vida;

À minha mãe (*in memoriam*), por ter me ensinado o valor do estudo e da determinação para alcançar meus objetivos;

Ao meu pai e a minha irmã, meus grandes amigos, pela confiança, incentivo, e pelo imenso amor dedicado;

Ao meu namorado e colega de doutorado Marcelo Ribeiro da Silva, que sempre me ajudou no que foi necessário, com muita presteza e carinho, participando ativamente deste estudo;

Ao professor Adaildo Gomes D'Assunção, pela orientação, conhecimentos compartilhados, compreensão e grande apoio;

Ao professor Paulo Henrique da Fonseca Silva, do IFPB, pela orientação, constante motivação, e continuado processo de ensinamentos, tendo participação fundamental na concretização deste trabalho;

À minha família e amigos, em geral, que são essenciais em minha vida;

Aos demais professores e funcionários do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação da UFRN e do Grupo de Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado do IFPB, que não contribuíram diretamente com este estudo, mas que participaram de algum modo desta trajetória;

Ao INCT-CSF pelo suporte técnico;

À CAPES pelo apoio financeiro;

Enfim, àqueles que, embora não citados, contribuíram de forma significativa nesta caminhada.

Sumário

Lista de Figuras

Lista de Símbolos e Abreviaturas

Resumo

Abstract

1. Introdução	21
2. Superfícies Seletivas de Frequência	25
2.1 Introdução	25
2.2 Estrutura e Características Principais	26
2.2.1 Elementos de FSS	28
2.2.2 FSSs Ativas e Passivas	32
2.2.3 Substratos para Fabricação de FSSs	33
2.3 Métodos de Análise	34
2.3.1 Técnica de Casamento Modal	35
2.3.2 Modelo do Circuito Equivalente	36
2.3.3 MoM	36
2.3.4 FEM	36
2.3.5 FDTD	37
2.3.6 WCIP	38
2.3.7 Programas Comerciais	38
2.4 Técnicas de Medição	39

2.5 Aplicações de FSS	40
2.6 Aplicações em Comunicações <i>Indoor</i>	41
2.7 Síntese do Capítulo	50
3. Geometria Fractal	51
3.1 Introdução	51
3.2 Características dos Fractais	52
3.3 Tipos de Fractais	54
3.4 Dimensão Fractal	57
3.5 Fractais Geométricos	60
3.5.1 Curva de Peano	61
3.5.2 Curva de Koch	62
3.5.3 Fractais Quadrangulares de Koch	64
3.5.4 Triângulo de Sierpinski e Fractais por Remoção	66
3.6 Métodos para Geração de Fractais	68
3.6.1 Sistema de Funções Iteradas (Método IFS)	68
3.6.2 Sistema de Lindenmayer (Sistema L)	72
3.7 Aplicações da Geometria Fractal	76
3.8 Síntese do Capítulo	79
4. FSSs com <i>Patches</i> Pré-Fractais de Vicsek	80
4.1 Introdução	80
4.2 Estrutura das FSSs Propostas	80
4.3 Resultados Obtidos	82
4.4 Síntese do Capítulo	89
5. FSSs com <i>Patches</i> Pré-Fractais de Peano	90
5.1 Introdução	90

5.2 Estrutura das FSSs Propostas	91
5.3 Resultados Obtidos	93
5.4 Síntese do Capítulo	106
6. FSSs com <i>Patches</i> do Tipo Terágonos	107
6.1 Introdução	107
6.2 Estrutura das FSSs Propostas	108
6.3 Resultados Obtidos	112
6.4 FSS com Nova Configuração de <i>Patches</i> do Tipo Terágono	118
6.5 Síntese do Capítulo	123
7. Conclusões	124
Referências	127
Apêndice A	137
A.1 Antena Monopolo de Microfita com <i>Patch</i> Circular	137
Apêndice B	141
B.1 Antena Monopolo de Microfita com <i>Patch</i> Elíptico	141

Lista de Figuras

Capítulo 2

2.1. Geometria de uma estrutura de FSS.	26
2.2. Superfícies seletivas de frequência: a) configuração de dipolo que atua como um filtro rejeita-faixa; b) uma série de aberturas em uma folha perfeitamente condutora que atua como um filtro passa-faixa. A área cinzenta representa a superfície condutora.	27
2.3. Formas de representação dos elementos utilizados em FSS divididos em grupos: a) grupo 1; b) grupo 2; c) grupo 3; d) grupo 4.	30
2.4. Sistema de medição de uma FSS com lentes Gaussianas.	39
2.5. Papel de parede seletivo em frequência.	46
2.6. FSS absorvedora para sinais WLAN.	47
2.7. Imagem de uma janela seletiva de frequência.	49

Capítulo 3

3.1. Exemplo de autossimilaridade na curva de Koch.	54
3.2. Exemplos de tipos de fractais: a) fractal geométrico; b) fractais de recorrência; c) fractal aleatório.	55
3.3. Autossimilaridade dos fractais: a) autossimilaridade exata; b) autossimilaridade aproximada; c) autossimilaridade estatística.	57
3.4. Quadrado composto por 4 quadrículos semelhantes.	59
3.5. Fractal coberto por malha de quadrículos do método da contagem de caixas.	60
3.6. Construção geométrica da curva de Peano: a) $k = 0$; b) $k = 1$; c) $k = 2$; d) $k = 3$.	62
3.7. Construção geométrica da curva de Koch: a) a partir de um segmento de reta; b) a partir de um triângulo equilátero (ilha de Koch).	64

3.8. Exemplos de elementos geradores da geometria fractal quadrangular de Koch usados por Mandelbrot.	65
3.9. Fractal de Minkowski de níveis: a) $k = 0$; b) $k = 1$; c) $k = 2$.	65
3.10. Terágonos de níveis: a) $k = 0$; b) $k = 1$; c) $k = 2$.	65
3.11. Construção geométrica do triângulo de Sierpinski.	67
3.12. Fractal por remoção para os níveis: a) $k = 0$; b) $k = 1$; c) $k = 2$; d) $k = 3$.	67
3.13. Regra de formação para obtenção da curva de Koch.	73
3.14. Curva de Minkowski gerada a partir do sistema L.	76
3.15. Utilização de uma antena fractal em um telefone celular.	79

Capítulo 4

4.1. Elementos <i>patches</i> pré-fractais de Vicsek.	81
4.2. Fotografias dos protótipos de FSS construídos.	81
4.3. Fotografia do <i>setup</i> experimental utilizado.	82
4.4. Coeficientes de transmissão simulados para as FSSs com <i>patches</i> pré-fractais de Vicsek de níveis $k = 0, 1, 2, 3$.	83
4.5. Coeficientes de transmissão simulados e medidos para as FSSs com <i>patches</i> pré-fractais de Vicsek de níveis: a) $k = 1$; b) $k = 2$.	84
4.6. Coeficientes de transmissão apresentados pelas FSSs com <i>patches</i> pré-fractais de Vicsek com $1/3 \leq r \leq 1/9$: a) $k = 1$; b) $k = 2$.	85
4.7. Respostas simuladas para as FSSs com <i>patches</i> pré-fractais de Vicsek em função do ângulo de incidência: a) $k = 1$; b) $k = 2$; c) $k = 3$.	87
4.8. Respostas medidas para as FSSs com <i>patches</i> pré-fractais de Vicsek em função do ângulo de incidência: a) $k = 1$; b) $k = 2$.	88

Capítulo 5

5.1. Elementos <i>patches</i> pré-fractais de Peano.	92
5.2. Fotografias dos protótipos de FSS construídos.	92
5.3. Fotografias dos <i>setups</i> experimentais: a) <i>setup</i> #1 (com monopolos circulares); b) <i>setup</i> #2 (com antenas corneta).	93

5.4. Coeficientes de transmissão simulados para as FSSs com <i>patches</i> pré-fractais de Peano de níveis $k = 0, 1, 2$.	94
5.5. Coeficientes de transmissão simulados e medidos para as FSSs com <i>patches</i> pré-fractais de Peano de níveis: a) $k = 1$; b) $k = 2$.	95
5.6. Coeficientes de transmissão apresentados pelas FSSs com <i>patches</i> pré-fractais de Peano com $21 \leq p \leq 29$ mm: a) $k = 0$; b) $k = 1$, c) $k = 2$.	97
5.7. Respostas simuladas para as FSSs com <i>patches</i> pré-fractais de Peano em função do ângulo de incidência.	98
5.8. Respostas medidas para as FSSs com <i>patches</i> pré-fractais de Peano em função do ângulo de incidência.	98
5.9. Possibilidades de reconfiguração dos <i>patches</i> pré-fractais de Peano com $k = 1$: a) posições das chaves; b) exemplos de chaveamento.	100
5.10. Fotografias dos protótipos de FSS construídos com reconfiguração dos <i>patches</i> : a) chave S8 desligada; b) chaves S3 e S5 desligadas.	103
5.11. Respostas simuladas e medidas para a FSS reconfigurada através da chave S8 desligada: a) polarização TE; b) polarização TM.	104
5.12. Respostas simuladas e medidas para a FSS reconfigurada através das chaves S3 e S5 desligadas: a) polarização TE; b) polarização TM.	105
 Capítulo 6	
6.1. Elementos geradores de terágonos: a) elemento usado por Mandelbrot; b) elementos propostos com maior dimensão fractal.	108
6.2. Elementos de FSS: a) <i>patch</i> quadrado; b) terágonos.	110
6.3. Fotografias dos protótipos de FSS construídos.	110
6.4. Fotografias dos <i>setups</i> experimentais: a) <i>setup</i> #1 (com monopolos elípticos); b) <i>setup</i> #2 (com antenas corneta).	111
6.5. Coeficientes de transmissão simulados para as FSSs com <i>patches</i> do tipo terágonos com $p = 24$ mm como uma função da dimensão fractal.	112
6.6. Respostas simuladas e medidas para as FSSs com <i>patches</i> do tipo terágonos com $p = 24$ mm e considerando-se: a) $D = 1,7493$; b) $D = 1,8617$.	114
6.7. Resultados de simulação e medição para a FSS com <i>patches</i> do tipo terágono, considerando-se: $p = 17$ mm e $D = 1,9690$.	115
6.8. Coeficientes de transmissão simulados para as FSSs projetadas como uma	116

função da periodicidade p : a) *patches* quadrados; b) terágono de maior dimensão fractal ($D = 1,9690$).

6.9. Primeira ressonância das FSSs propostas em função da dimensão fractal e da periodicidade. 117

6.10. Coeficientes de transmissão simulados para a FSS com *patches* do tipo terágono em função do ângulo de incidência ($p = 17$ mm e $D = 1,9690$). 118

6.11. Elementos de FSS: a) terágono de referência; b) novas configurações propostas. 119

6.12. Resultados de simulação para as FSSs com *patches* modificados a partir do terágono de maior dimensão, em diferentes etapas de sua construção. 120

6.13. Nova configuração proposta de *patch* pré-fractal do tipo terágono. 120

6.14. Fotografias dos *setups* experimentais: a) *setup* #1 (com monopolos elípticos); b) *setup* #2 (com antenas corneta). 121

6.15. Respostas de simulação e medição para a FSS projetada com uma nova configuração de *patches* do tipo terágono. 122

6.16. Respostas simuladas em função do ângulo de incidência para a FSS projetada com uma nova configuração de *patches* do tipo terágono. 122

Apêndice A

A.1. Geometria do monopolo de microfita com *patch* circular com as dimensões utilizadas no projeto: a) *patch* condutor; b) plano terra. 137

A.2. Perda de retorno simulada e medida para o monopolo circular projetado. 138

A.3. VSWR simulado e medido para o monopolo circular projetado. 138

A.4. Diagramas de radiação obtidos para o monopolo circular na frequência de operação de 3,41 GHz: a) plano de elevação $y-z$ ($\theta, \phi = 90^\circ$); b) plano azimutal $x-y$ ($\phi, \theta = 90^\circ$). 139

A.5. Diagramas de radiação obtidos para o monopolo circular na frequência de operação de 2,02 GHz: a) plano de elevação $y-z$ ($\theta, \phi = 90^\circ$); b) plano azimutal $x-y$ ($\phi, \theta = 90^\circ$). 139

A.6. Diagramas de radiação obtidos para o monopolo circular na frequência de operação de 5,04 GHz: a) plano de elevação $y-z$ ($\theta, \phi = 90^\circ$); b) plano azimutal $x-y$ ($\phi, \theta = 90^\circ$). 140

A.7. Curvas de referência que indicam as perdas inerentes às medições.	140
--	-----

Apêndice B

B.1. Geometria do monopolo de microfita com <i>patch</i> elíptico com as dimensões utilizadas no projeto: a) <i>patch</i> condutor; b) plano terra.	141
B.2. Perda de retorno simulada e medida para o monopolo elíptico projetado.	142
B.3. VSWR simulado e medido para o monopolo elíptico projetado.	142
B.4. Diagramas de radiação obtidos para o monopolo elíptico na frequência de operação de 2,4 GHz: a) plano de elevação y - z ($\theta, \phi = 90^\circ$); b) plano azimutal x - y ($\phi, \theta = 90^\circ$).	143
B.5. Diagramas de radiação obtidos para o monopolo elíptico na frequência de operação de 5,93 GHz: a) plano de elevação y - z ($\theta, \phi = 90^\circ$); b) plano azimutal x - y ($\phi, \theta = 90^\circ$).	143
B.6. Curvas de referência que indicam as perdas inerentes às medições.	144

Lista de Tabelas

Capítulo 2

- 2.1. Comparativo entre os níveis de desempenho relativo de FSSs *freestanding*. 31

Capítulo 3

- 3.1. Escalares constantes das transformações para geração do triângulo de Sierpinski através do método IFS. 69

- 3.2. Escalares constantes das transformações para geração da curva de Peano através do método IFS. 70

- 3.3. Escalares constantes das transformações para geração da curva de Minkowski através do método IFS. 71

Capítulo 4

- 4.1. Resultados simulados e medidos para os parâmetros de FSS em função do nível do pré-fractal de Vicsek. 84

- 4.2. Resultados simulados e medidos para os parâmetros de FSS em função do ângulo de incidência. 88

Capítulo 5

- 5.1. Bandas ressonantes das FSSs com *patches* pré-fractais de Peano e fator de compressão de frequência. 95

- 5.2. Resultados simulados e medidos para os parâmetros de FSS em função do ângulo de incidência. 99

- 5.3. Bandas ressonantes simuladas para as FSSs com elementos pré-fractais de Peano reconfigurados, levando-se em consideração a polarização TE. 101

- 5.4. Bandas ressonantes simuladas para as FSSs com elementos pré-fractais de Peano reconfigurados, levando-se em consideração a polarização TM. 102

Capítulo 6

- 6.1. Frequências ressonantes simuladas e fatores de compressão de frequência 113

obtidos em função da dimensão fractal para as FSSs com periodicidade $p = 24$ mm.

6.2. Bandas ressonantes para as FSSs construídas com *patches* de terágonos. 115

6.3. Resultados simulados para os parâmetros das FSS com *patches* quadrados e com *patches* do tipo terágono de maior dimensão, como uma função da periodicidade. 117

Lista de Símbolos e Abreviaturas

Γ - coeficiente de reflexão

ϵ_r - constante dielétrica do substrato

θ - ângulo de elevação

λ - comprimento de onda no dielétrico

ϕ - ângulo de azimute

BW - largura de banda (*bandwidth*)

CF - fator de compressão de frequência (*frequency compression factor*)

E - campo elétrico

E^i - onda plana incidente

E^r - onda plana refletida

E^t - onda plana transmitida

f_r - frequência de ressonância (*resonance frequency*)

tan δ - tangente de perdas

T - coeficiente de transmissão

CST - *Computer Simulation Technology*

DC - corrente contínua (*direct current*)

FCC - *Federal Communication Commission*

FDTD - Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (*Finite-Difference Time Domain*)

FEM - Método dos Elementos Finitos (*Finite-Element Method*)

FSS - Superfície Seletiva de Frequência (*Frequency Selective Surface*)

GPS - Sistema de Posicionamento Global (*Global Positioning System*)

GSM - Sistema Global para Comunicações Móveis (*Global System for Mobile Communications*)

HFSS - *High Frequency Structural Simulator*

IEEE - *Institute of Electrical and Electronic Engineers*

IFS - Sistema de Funções Iteradas (*Iterated Function System*)

ISM - *Industrial, Scientific and Medical*

MAC - Controle de Acesso ao Meio (*Media Access Control*)
MoM - Método dos Momentos (*Method of Moments*)
PEC - Condutor Perfeitamente Elétrico (*Perfect Electrical Conductor*)
RF - Rádio Frequência (*Radio Frequency*)
SIR - Relação Sinal-Interferência (*Signal-to-Interference Ratio*)
TE - Transversal Elétrica (*Transverse Electric*)
TM - Transversal Magnética (*Transverse Magnetic*)
UNII - *Unlicensed National Information Infrastructure*
UMTS - *Universal Mobile Telecommunication System*
UWB - Banda Ultra Larga (*Ultra Wideband*)
WCIP - Método das Ondas (*Wave Concept Interactive Procedure*)
Wi-Fi - *Wireless Fidelity*
WLAN - Rede Local sem Fio (*Wireless Local Area Network*)

Resumo

Nesta tese, uma superfície seletiva de frequência (FSS) consiste de uma estrutura periódica bidimensional montada sobre um substrato dielétrico, que é capaz de selecionar sinais em uma ou mais faixas de frequências de interesse. Em busca da obtenção de um melhor desempenho, dimensões mais compactas, baixo custo de fabricação, entre outras características, estas estruturas periódicas têm sido continuamente otimizadas ao longo do tempo. Devido às suas características espectrais, que são similares as de filtros rejeita-faixa ou passa-faixa, as FSSs têm sido estudadas e usadas em aplicações diversas por mais de quatro décadas. O projeto de uma FSS com uma estrutura periódica composta de elementos pré-fractais facilita a sintonia destes filtros espaciais e o ajuste de seus parâmetros eletromagnéticos, possibilitando uma construção compacta, que, em geral, apresenta uma resposta estável em frequência e desempenho superior em relação à sua contrapartida euclidiana. As propriedades únicas dos fractais geométricos têm-se mostrado bastante úteis, principalmente para a construção de antenas e superfícies seletivas de frequência, permitindo soluções inovadoras e aplicações comerciais na faixa de micro-ondas. Em aplicações mais recentes, as FSSs modificam os ambientes de propagação *indoor* (conceito emergente chamado de “*wireless building*”). Neste contexto, o uso de elementos pré-fractais também tem apresentado resultados promissores, tornando mais efetiva a filtragem de mais de uma faixa de frequências com uma estrutura de camada simples. Esta tese aborda o projeto de FSSs com elementos pré-fractais baseados nas geometrias de Vicsek, Peano e dos terágonos, que funcionam como filtros espaciais do tipo rejeita-faixa. As propriedades de transmissão das superfícies periódicas são analisadas para a concepção de dispositivos eficientes, compactos e com respostas estáveis em frequência, aplicáveis na faixa de micro-ondas e adequados para utilizações em comunicações *indoor*. Os resultados são discutidos em termos do efeito eletromagnético decorrente da variação de parâmetros como, número de iterações fractais (ou nível do fractal), fator de escala, dimensão fractal e periodicidade da FSS, de acordo com o elemento pré-fractal utilizado. A análise da influência da dimensão fractal sobre as propriedades de ressonância de uma FSS é uma contribuição nova no que diz respeito às

pesquisas com dispositivos de micro-ondas que utilizam geometrias fractais. Devido às características próprias e a forma geométrica dos elementos pré-fractais de Peano, a possibilidade de reconfiguração destas estruturas também é investigada e discutida. Esta tese aborda ainda, a construção de filtros seletivos eficientes com novas configurações de *patches* pré-fractais do tipo terágonos, propostos para controle de cobertura WLAN em ambientes *indoor*, rejeitando os sinais nas faixas de 2,4~2,5 GHz (IEEE 802.11b) e 5,0~6,0 GHz (IEEE 802.11a). As FSSs são analisadas inicialmente por meio de simulações executadas pelos programas comerciais Ansoft DesignerTM e HFSSTM. A metodologia de projeto é validada através da caracterização experimental dos protótipos construídos utilizando, alternativamente, diferentes *setups* de medição, com antenas corneta comerciais e monopolos de microfita de fabricação própria para medições de baixo custo.

Palavras-chave: Superfícies seletivas de frequência, FSS, geometria fractal, comunicações *indoor*, *wireless building*, aplicações WLAN.

Abstract

In this thesis, a frequency selective surface (FSS) consists of a two-dimensional periodic structure mounted on a dielectric substrate, which is capable of selecting signals in one or more frequency bands of interest. In search of better performance, more compact dimensions, low cost manufacturing, among other characteristics, these periodic structures have been continually optimized over time. Due to its spectral characteristics, which are similar to band-stop or band-pass filters, the FSSs have been studied and used in several applications for more than four decades. The design of an FSS with a periodic structure composed by pre-fractal elements facilitates the tuning of these spatial filters and the adjustment of its electromagnetic parameters, enabling a compact design which generally has a stable frequency response and superior performance relative to its euclidean counterpart. The unique properties of geometric fractals have shown to be useful, mainly in the production of antennas and frequency selective surfaces, enabling innovative solutions and commercial applications in microwave range. In recent applications, the FSSs modify the indoor propagation environments (emerging concept called “wireless building”). In this context, the use of pre-fractal elements has also shown promising results, allowing a more effective filtering of more than one frequency band with a single-layer structure. This thesis approaches the design of FSSs using pre-fractal elements based on Vicsek, Peano and teragons geometries, which act as band-stop spatial filters. The transmission properties of the periodic surfaces are analyzed to design compact and efficient devices with stable frequency responses, applicable to microwave frequency range and suitable for use in indoor communications. The results are discussed in terms of the electromagnetic effect resulting from the variation of parameters such as: fractal iteration number (or fractal level), scale factor, fractal dimension and periodicity of FSS, according the pre-fractal element applied on the surface. The analysis of the fractal dimension’s influence on the resonant properties of a FSS is a new contribution in relation to researches about microwave devices that use fractal geometry. Due to its own characteristics and the geometric shape of the Peano pre-fractal elements, the reconfiguration possibility of these structures is also investigated and discussed.

This thesis also approaches, the construction of efficient selective filters with new configurations of teragons pre-fractal patches, proposed to control the WLAN coverage in indoor environments by rejecting the signals in the bands of 2.4~2.5 GHz (IEEE 802.11 b) and 5.0~6.0 GHz (IEEE 802.11a). The FSSs are initially analyzed through simulations performed by commercial software's: Ansoft DesignerTM and HFSSTM. The fractal design methodology is validated by experimental characterization of the built prototypes, using alternatively, different measurement setups, with commercial horn antennas and microstrip monopoles fabricated for low cost measurements.

Keywords: Frequency selective surfaces, FSS, fractal geometry, indoor communications, wireless building, WLAN applications.

Capítulo 1

Introdução

As superfícies seletivas de frequência (FSSs - *Frequency Seletive Surfaces*) têm sido objeto de extensivos estudos nos últimos anos, devido às suas várias aplicações como filtros espaciais eletromagnéticos para micro-ondas e sinais ópticos. Estes dispositivos são usados em absorvedores de micro-ondas, sistemas de antenas refletoras, radomes, aeronaves, etc. [1]-[4]. Utilizações recentes de FSSs incluem a segurança sem fio para comunicações *indoor* através de técnicas modernas de controle de cobertura e modificação do ambiente de propagação, conhecidas por “*wireless building*”. Nestas aplicações, um tipo de FSS convencional refletora ou transmissora pode ser inserida, por exemplo, nas paredes ou janelas de um edifício para controlar a propagação *indoor*, fornecendo isolamento e/ou reduzindo a interferência entre sinais adjacentes, bem como, protegendo as pessoas contra a radiação eletromagnética [5]-[20].

Os principais parâmetros que irão determinar a resposta em frequência global de uma FSS incluem: as propriedades dielétricas do substrato, a geometria e forma do elemento, a periodicidade ou tamanho da célula unitária, e o ângulo da radiação incidente na superfície [1]-[3]. No desenvolvimento de filtros espaciais de alto desempenho, os pesquisadores que atuam na área de micro-ondas têm estudado diferentes configurações e tipos de FSSs, tais como: FSSs de camada simples com diferentes elementos em uma célula periódica [21]; superfícies seletivas reconfiguráveis [22]; filtros seletivos com múltiplas camadas ou empilhados [23], [24]; arranjos periódicos sobre substratos dielétricos anisotrópicos [25], [26]; FSSs que utilizam elementos derivados dos fractais [27]-[36]; entre outros.

Em particular, o uso de fractais geométricos como elementos de FSSs de camada dielétrica simples resulta em projetos de dispositivos de alto desempenho, que apresentam características desejáveis e difíceis de serem obtidas com elementos euclidianos convencionais. Por exemplo, os fractais geométricos podem ser aplicados para projetar FSSs de camada simples com maiores fatores de compressão de frequência (CF), que é um parâmetro relacionado à miniaturização da estrutura, assegurando a obtenção de filtros periódicos compactos, que, além disso, apresentam ressonâncias que são estáveis em relação à incidência oblíqua de ondas planas.

Na prática, uma FSS tem um tamanho finito e, a fim de se obter uma resposta em frequência desejada, a superfície finita deve incluir um grande número de elementos constitutivos. Assim, o tamanho total da superfície é eletricamente grande. Para algumas aplicações, especialmente em baixa frequência, uma FSS de dimensão elétrica relativamente pequena é altamente desejável. Para resolver este problema, FSSs com elementos miniaturizados são necessárias [37]. Além disso, as aplicações para segurança sem fio em edificações também têm aumentado as exigências para as técnicas de miniaturização destes filtros seletivos.

Vários exemplos de FSSs usando arranjos periódicos de elementos ressonantes derivados dos fractais têm sido reportados na literatura, tais como: Minkowski, Hilbert, Gosper, Dürer, Koch, entre outros. O projeto de superfícies seletivas de frequência compactas com elementos derivados dos fractais foi originalmente proposto em [27], em que, através das propriedades de preenchimento espacial dos fractais de Minkowski e de Hilbert, foi reduzido o tamanho total dos elementos da FSS. A propriedade de autossimilaridade de fractais geométricos, tais como Sierpinski e Minkowski, permitiu a construção de superfícies seletivas com comportamento multibanda, [28]-[30]. Por sua vez, FSSs compactas com *patches* derivados dos fractais geométricos de Gosper e Dürer foram propostos em [31] e [32], com $CF = 23,82\%$ e $CF = 43,52\%$, respectivamente. Estas estruturas se comportam como filtros espaciais rejeita-faixa, exibindo respostas de banda larga ou banda dupla. Um arranjo periódico 2-D de elementos metálicos baseados na geometria fractal de Koch foi reportado em [33] apresentando um fator de compressão, $CF = 44,27\%$. Recentemente, os fractais têm sido usados em projetos de FSSs compactas com bom desempenho em relação à estabilidade angular em frequência, porém, poucos trabalhos têm sido desenvolvidos neste aspecto [34], [35].

Nesta tese, é realizada uma análise do comportamento eletromagnético de superfícies seletivas de frequência, projetadas com arranjos periódicos de *patches* metálicos pré-fractais, impressos em uma camada dielétrica simples de fibra de vidro. O termo pré-fractal é usado quando se tem valores finitos no número de iterações do fractal (k) enquanto que o termo fractal é aplicado quando $k \rightarrow \infty$ [30]. Inúmeras iterações fractais podem ser consideradas ao se projetar FSSs com respostas em frequência multibanda associadas às escalas da geometria contidas nos elementos pré-fractais ressonantes. Em geral, o número de iterações fractais é limitado pelo processo de fabricação que não permite a geração de geometrias pré-fractais complexas com maiores iterações.

Os filtros seletivos são configurados com elementos pré-fractais que se baseiam nas geometrias de Vicsek, Peano e dos terágonos. Assim, apresentam características próprias relacionadas à forma e estrutura do *patch* utilizado, como dupla polarização e comportamento multibanda. As FSSs com geometrias pré-fractais de Peano possuem ainda a facilidade de reconfiguração de seus elementos. Dependendo do *patch* pré-fractal, as estruturas propostas são analisadas em termos de diferentes parâmetros, tais como, número de iterações fractais, fator de escala, dimensão fractal e periodicidade da FSS, para a concepção de filtros espaciais rejeita-faixa com propriedades interessantes de sintonia das frequências de ressonância, projetos compactos e respostas estáveis em frequência.

Duas novas FSSs rejeita-faixa com *patches* de terágonos são projetadas e construídas para aplicações WLAN, operando nas bandas de 2,4~2,5 GHz (IEEE 802.11b) e 5,0~6,0 GHz (IEEE 802.11a), sendo bastante apropriadas para o favorecimento da propagação e otimização da cobertura WLAN em ambientes *indoor*.

As simulações dos filtros propostos são executadas através dos programas comerciais Ansoft DesignerTM e HFSSTM. Vários protótipos de FSS foram selecionados para fabricação e caracterização experimental. Para realização das medições foram utilizados dois analisadores de rede vetorial, sendo um da Agilent Technologies (modelo N5230A) e outro da Rohde&Schwarz (modelo ZVB14), juntamente com antenas corneta comerciais e monopolos de microfita de banda ultra larga (UWB). Estes monopolos possuem *patches* circulares e elípticos e são de fabricação própria [38]-[40], sendo apresentados como alternativas eficientes e de baixo custo para medição de FSS.

O conteúdo deste trabalho está dividido em sete capítulos, descritos sumariamente a seguir.

No capítulo 2 são apresentados os conceitos fundamentais sobre as superfícies seletivas de frequência. A estrutura e as características principais de uma FSS são descritas, assim como as técnicas de análise e medição usuais. Os tipos de substratos normalmente utilizados, bem como a influência produzida pelos mesmos também são discutidos. Destacam-se ainda, as principais aplicações de FSS, sobretudo no que diz respeito às comunicações *indoor*.

No capítulo 3 é discutida a geometria fractal e suas principais características. Também são apresentados os principais fractais de construção geométrica e os métodos de geração destas estruturas. As aplicações da geometria fractal são abordadas de forma ampla incluindo

sua utilização em dispositivos de micro-ondas, como em superfícies seletivas de frequência, que é o foco deste trabalho.

O capítulo 4 apresenta uma metodologia de projeto para FSSs impressas em um arranjo planar de *patches* metálicos pré-fractais baseados na geometria fractal de Vicsek. A estrutura dos elementos é descrita e os mesmos são analisados de acordo com parâmetros fractais, como número de iterações e fator de escala, para a construção de filtros espaciais com características interessantes. Também, investiga-se a estabilidade em frequência destas FSSs com relação à incidência oblíqua de ondas planas. Os resultados simulados e medidos são comparados para validar a metodologia utilizada.

No capítulo 5 são apresentadas superfícies seletivas de frequência rejeita-faixa com *patches* pré-fractais de Peano. Os resultados são discutidos e análises desenvolvidas em termos do número de iterações fractais e periodicidade da FSS, bem como do ângulo da radiação incidente na superfície. A facilidade de reconfiguração dos *patches* pré-fractais de Peano também é explorada, além das características próprias resultantes de sua estrutura. Para validar a metodologia utilizada, caracterizações experimentais das FSSs são executadas através de três *setups* diferentes de medição, com antenas corneta comerciais, e antenas monopolo de *patch* circular.

No capítulo 6, é dado um enfoque ao projeto de FSSs com *patches* geométricos do tipo terâgonos, sobretudo para aplicações WLAN. Os resultados referentes aos coeficientes de transmissão são analisados em função da variação de parâmetros, como a periodicidade da estrutura e a dimensão fractal, sendo este último, um parâmetro novo a ser explorado em projetos de dispositivos de micro-ondas com elementos pré-fractais. Resultados medidos com características desejáveis para alguns protótipos de filtros são apresentados utilizando dois *setups* diferentes de medição, com antenas corneta comerciais, e antenas monopolo de *patch* elíptico.

O capítulo 7 ressalta as conclusões gerais do trabalho com suas principais contribuições. Também são encaminhadas sugestões para o desenvolvimento de trabalhos futuros baseados na pesquisa apresentada.

Capítulo 2

Superfícies Seletivas de Frequência

2.1 Introdução

Uma superfície seletiva de frequência (FSS) pode ser definida como um arranjo periódico bidimensional curvado ou planar que atua como um filtro espacial para radiação no espaço livre. As FSSs são projetadas para refletir ou transmitir ondas eletromagnéticas com discriminação de frequência, exibindo total reflexão ou transmissão na vizinhança do arranjo de elementos ressonantes para *patches* ou aberturas, respectivamente [1]-[4]. De acordo com a aplicabilidade, diferentes tipos de elementos nos arranjos de uma FSS podem ser utilizados.

Historicamente, a compreensão dos princípios da física de superfícies seletivas de frequência, evoluiu a partir da investigação do gradeamento da difração em óptica, utilizado para decompor um feixe de luz não monocromático em suas ordens espectrais. O processo de filtragem, bem como o gradeamento da difração em si, foi descoberto pelo físico americano David Rittenhouse, em 1786. O mesmo posicionou um arranjo de fios igualmente espaçados em direção à luz, observando a filtragem da luz branca dentro de uma faixa de comprimentos de ondas distintos (linhas coloridas). Esta foi, talvez, a primeira prova de que superfícies não contínuas podem exibir diferentes propriedades de transmissão para diferentes frequências de onda incidente [4], [5].

A partir de então, as FSSs têm adquirido uma atenção considerável no estudo de ópticas e micro-ondas e têm sido utilizadas em aplicações, tanto científicas quanto comerciais, que variam desde filtros passa-faixa utilizados em antenas radome e filtros rejeita-faixa no anteparo de fornos de micro-ondas, até aplicações mais modernas, como em técnicas de controle de cobertura que influenciam positivamente a propagação dos sinais de rádio em ambientes *indoor*, utilizadas em projetos de edificações.

Neste capítulo serão discutidos: a estrutura e as principais características das superfícies seletivas de frequência, incluindo os tipos de elementos e de substratos utilizados, bem como a influência dos mesmos nestas estruturas periódicas; os principais métodos de análise; as técnicas de medição empregadas; e as principais aplicações de FSS, com ênfase na utilização destas estruturas em técnicas de *wireless building* para comunicações *indoor*.

2.2 Estrutura e Características Principais

Em sua estrutura mais simples, uma FSS consiste tipicamente em um ou mais elementos impressos em um substrato dielétrico, podendo ainda, serem impressos sobre uma ou mais camadas dielétricas de acordo com a resposta em frequência que se deseja obter. Estes elementos podem ser *patches* metálicos sobre um substrato, configuração frequentemente referida como FSS capacitiva; ou aberturas periódicas perfuradas numa superfície condutora, configuração conhecida por FSS indutiva [1]-[5]. Se a configuração dos elementos têm características de ressonância, a FSS capacitiva se comporta como um filtro rejeita-faixa em torno da frequência de ressonância e a FSS indutiva se comporta como um filtro passa-faixa, similares aos filtros de circuitos de radiofrequência (RF). Em suma, uma FSS não é mais do que um circuito LC em série ou em paralelo, que comporta-se como um filtro no espaço livre [5]. Na Fig. 2.1, pode-se observar um exemplo simples de uma geometria de superfície seletiva de frequência.

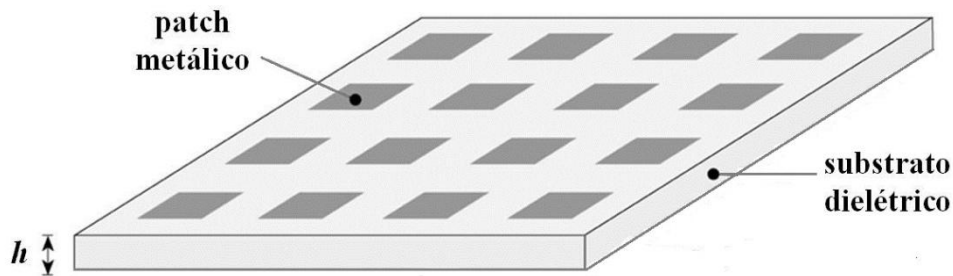


Fig. 2.1. Geometria de uma estrutura de FSS.

Quando uma onda eletromagnética incide sobre a superfície de uma FSS, cada elemento ressoa e dispersa energia em torno da sua frequência de ressonância. A onda original é parcialmente transmitida para a frente e parcialmente refletida na direção especular como ilustra a Fig. 2.2, onde observam-se duas estruturas de FSS para o caso de *patch* e abertura. Para o caso de elementos *patches*, representados por dipolos, E é polarizado verticalmente e para o caso das aberturas, E é polarizado horizontalmente. Em FSSs com elementos do tipo abertura, o sinal passa pela estrutura com um mínimo de perdas de inserção para frequência de operação, enquanto para frequências fora da banda, o sinal é refletido. Já nas FSSs com elementos do tipo *patch*, para frequência de operação da estrutura, o sinal é refletido com

mínima perda de retorno, transmitindo as demais frequências. As estruturas de FSS ressoam a uma dada frequência, exibindo assim, seletividade espectral [20].

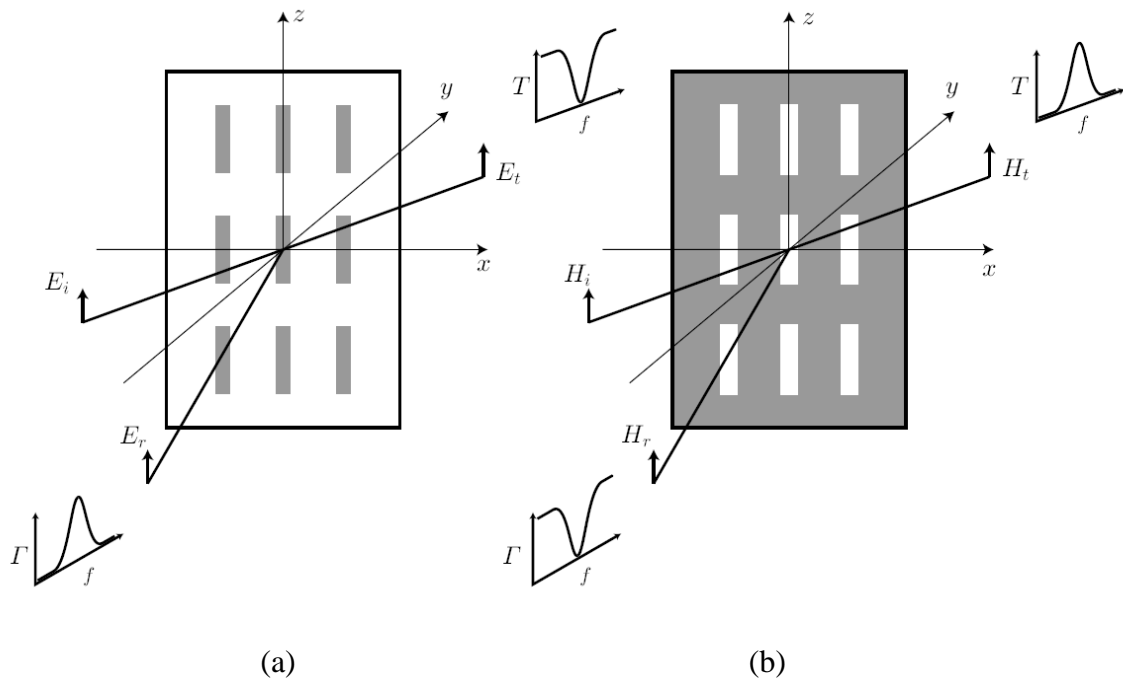


Fig. 2.2. Superfícies seletivas de frequência: a) configuração de dipolo que atua como um filtro rejeita-faixa; b) uma série de aberturas em uma folha perfeitamente condutora que atua como um filtro passa-faixa. A área cinzenta representa a superfície condutora.

Uma FSS também pode ser classificada de acordo com a sua estrutura em anteparo-fino ou espesso, dependendo da espessura do elemento. Uma FSS de anteparo-fino geralmente se refere à um anteparo de elementos do tipo *patch* ou abertura de circuito impresso com espessura inferior a $0,001\lambda$, onde λ é o comprimento de onda na frequência de ressonância do anteparo. Uma FSS de anteparo-fino apresenta baixo volume, peso leve e pode ser fabricada de forma barata com a tecnologia de circuito impresso convencional [3].

Já uma FSS de anteparo-espesso, utilizada principalmente para aplicações passa-alta (tipo abertura) é uma matriz periódica de elementos com espessura eletricamente grande. É uma estrutura pesada e sua fabricação além de cara, requer manuseio preciso de um bloco de metal grosso. Pilhas de guia de onda podem ser uma popular FSS de anteparo-espesso. A vantagem de FSSs com anteparo-espesso é que a razão entre a frequência de transmissão e a frequência de reflexão, ou banda de separação, pode ser reduzida para 1,15 (=14 GHz/12,2 GHz), o que se adequa em avançadas antenas satélites de comunicação em multifrequência. Quando preenchido com um dielétrico, como cera de parafina, a frequência

de corte do guia de ondas é reduzida de modo que a estrutura pode ser menor. Também tem sido visto que o aumento do ângulo de incidência aumenta o nível de polarização cruzada e causa elipticidade em ondas polarizadas circularmente. Um modo de superar isto é fazer furos ligeiramente ovais, ao invés de circulares [3].

A utilização de placas dielétricas na estrutura de uma FSS é crucial, pois não só fornece suporte estrutural, mas são responsáveis pela estabilidade de frequência de ressonância para diferentes ângulos de incidência e polarizações do campo incidente. Existem várias configurações para as placas dielétricas e estas podem ser usadas de um lado da FSS, em ambos os lados ou em FSSs cascadeadas. O desempenho de uma FSS individual com dielétrico de um lado, depende dos seguintes fatores [20]:

- o tipo de FSS (se é de *patch* ou abertura);
- a geometria do elemento da FSS;
- a periodicidade da FSS (distância entre as células unitárias que delimitam a localização de cada elemento);
- a condutividade e espessura da camada de FSS;
- a permissividade e espessura do substrato dielétrico.

Incorporar componentes ativos entre os elementos de uma estrutura periódica pode resultar em FSSs ativas, adicionando mais funcionalidades e configurabilidade no projeto (ver item 2.2.2). Uma estrutura de FSS é selecionada e otimizada de acordo com diferentes especificações. A maioria das análises de FSS planar é limitada a uma extensão finita com periodicidade fixa.

2.2.1 Elementos de FSS

A forma do *patch* influencia na distribuição de corrente, conseqüentemente, na distribuição do campo na superfície da FSS. Uma FSS pode apresentar qualquer geometria, porém, por razões geométricas, o *patch* possui formas que vão desde polígonos regulares, como o retângulo, o quadrado e o círculo, até configurações derivadas, como dipolos, espiras e combinações dos mesmos.

O projeto da FSS é basicamente obtido colocando qualquer uma destas formas geométricas, meio comprimento de onda distante umas das outras de forma periódica. O comprimento de onda é obtido pela frequência de operação [5].

Assim, a forma do elemento é fundamental na concepção de uma FSS. Conforme descrito em [1], os elementos de FSS podem ser divididos em quatro grupos principais:

- **grupo 1:** elementos com centro conectados ou N pólos, como dipolos finos [4], dipolos cruzados [41], tripolos [1] e cruz de Jerusalém [41]. Consistem de simples dipolos retos como ilustrado na Fig. 2.3(a) e possuem largura de banda moderada.
- **grupo 2:** elementos do tipo espira, como as espiras quadradas [42], quadradas duplas [43] e anéis concêntricos [44] como ilustra a Fig. 2.3(b). Largura de banda superior caracteriza esses elementos que ressoam quando seu perímetro médio é de cerca de um comprimento de onda completa.
- **grupo 3:** elementos com interior sólido ou tipos de *patches* de formas diversas. Alguns exemplos estão representados na Fig. 2.3(c), como *patches* retangulares [3] e circulares [45], [46]. Estes elementos foram os primeiros a serem investigados devido à sua simplicidade, no entanto, têm uma fraca resposta com a variação de ângulo de incidência.
- **grupo 4:** elementos formados a partir da combinação de elementos típicos, ver Fig. 2.3(d). Este grupo limita todos os outros tipos que não estão incluídos nos grupos anteriores e é o maior grupo de todos. Existem variações infinitas de combinações que podem ser feitas com elementos dos grupos anteriores, um exemplo comum é a espira cruzada [47].

De acordo com os grupos que foram apresentados, a Fig. 2.3 exemplifica algumas formas de representação para os elementos de FSSs em diversas configurações. O material condutor normalmente utilizado é o cobre.

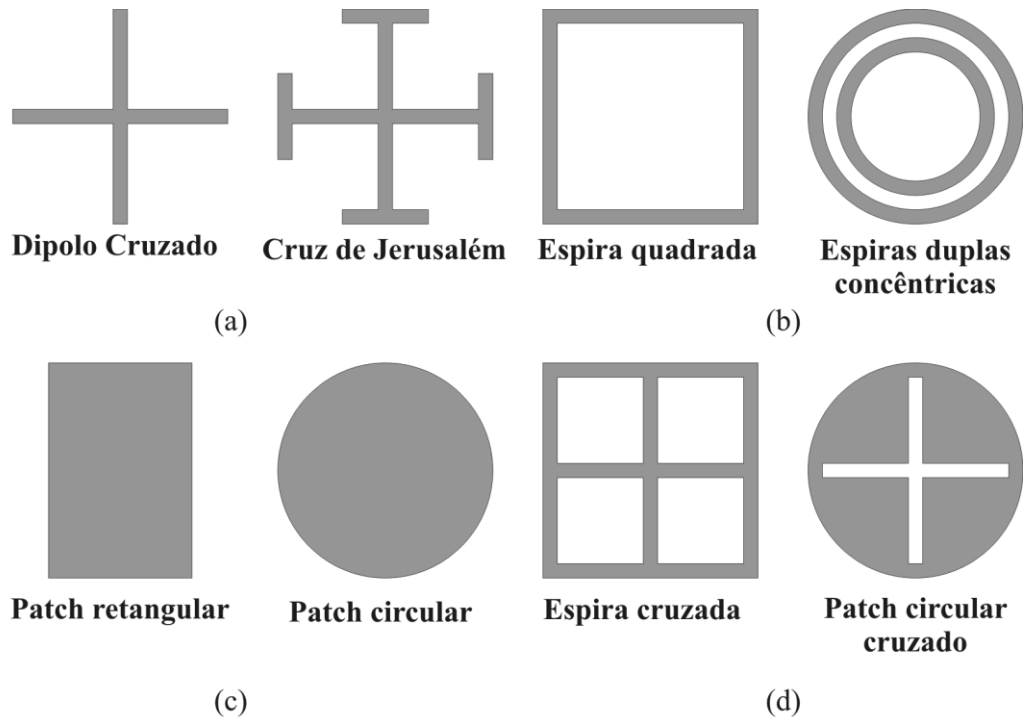


Fig. 2.3. Formas de representação dos elementos utilizados em FSS divididos em grupos:

(a) grupo 1; (b) grupo 2; (c) grupo 3; (d) grupo 4.

A condutividade da superfície pode ser aproximada por uma placa de condutor perfeitamente elétrico (PEC), se forem utilizados materiais com condutividade elevada como o cobre. No entanto, se o material não tem condutividade elevada, o desempenho da FSS degrada [20].

Os níveis de desempenho relativo de várias FSSs de anteparo-fino, *freestanding* (sem camadas dielétricas), estão listados na Tab. 2.1 [3]. São considerados os seis elementos listados na tabela e quatro características: estabilidade de frequência de ressonância com ângulo de incidência; nível de polarização cruzada; largura de banda; e menor banda de separação. A frequência de ressonância do arranjo de elementos de dipolo *freestanding* tem a pior estabilidade, apresentando variações de ângulo de incidência, por isso, tem a menor largura de banda operável. A razão é que quando uma onda incidente polarizada verticalmente atinge um dipolo de meia-onda no plano xy , o dipolo irá ressoar independentemente do ângulo de incidência. No entanto, se a direção de incidência é oblíqua em relação à *broadside* do dipolo, o dipolo não irá ressoar de forma eficaz, dependendo dos ângulos incidentes, porque o comprimento projetado do dipolo na direção de incidência é menor do que a metade do comprimento de onda. Por esta razão, a frequência de ressonância do dipolo ou da FSS de

elemento dipolo cruzado muda drasticamente quando as ondas de entrada têm ângulos de incidência grandes [3].

Tab. 2.1. Comparativo entre os níveis de desempenho relativo de FSSs *freestanding*.

Tipos de elementos	Estabilidade de frequência de ressonância com ângulo de incidência	Nível de polarização cruzada	Largura de banda	Menor banda de separação
Cruz de Jerusalém	2	3	2	2
Anéis	1	2	1	1
Tripolo	3	3	3	2
Dipolo cruzado	3	3	3	3
Espira quadrada	1	1	1	1
Dipolo	4	1	4	1

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

Fatores também importantes na confecção de superfícies seletivas de frequência são as dimensões e a disposição dos elementos da estrutura. Se um dipolo é alimentado por uma fonte de RF, sendo seu comprimento múltiplo de meio comprimento de onda ($\lambda/2$), o mesmo ressoará espalhando energia. Porém, quando muitos dipolos formam um arranjo, a energia radiada por todos os elementos será coerente com a direção de reflexão, sendo o ângulo de incidência igual ao de reflexão, devido ao atraso de fase da corrente de indução entre cada elemento. Se o tamanho dos elementos for muito diferente das dimensões de ressonância, a onda incidente percorre a FSS como se a mesma fosse transparente. Ocorrem perdas não significativas devido ao dielétrico, à condutividade do material (metal) e ao espalhamento [3], [47].

Para elementos em forma de espiras quadradas ou circulares, a ressonância ocorre quando o comprimento de cada meia espira é múltiplo de meio comprimento de onda, ou seja, cada meia espira atua como um elemento de dipolo. O comprimento da espira inteira, portanto, precisa ser um múltiplo de um comprimento de onda completa para aplicações em FSS. Para uma espira circular impressa sobre um substrato dielétrico, o comprimento elétrico

da circunferência deve ser de um comprimento de onda efetivo, enquanto que a dimensão física da circunferência deverá ser menor que um comprimento de onda no espaço livre, devido ao efeito de carga do dielétrico [3].

2.2.2 FSSs Ativas e Passivas

Uma FSS passiva é aquela em que alguns elementos geométricos são projetados numa camada dielétrica para uma frequência particular a ser transmitida ou rejeitada. Uma vez que esta superfície é fabricada, suas propriedades não podem ser alteradas. Outro ponto fundamental é que esta estrutura tem de ser grande o suficiente para ser colada em uma grande seção transversal da parede ou janela. A vantagem deste tipo de FSS é a fácil concepção e fabricação, e a desvantagem é que não permite reconfiguração [5].

Por outro lado, uma FSS ativa é constituída pelos mesmos elementos geométricos, com a incorporação de alguns dispositivos eletrônicos ativos, como diodos, varactores ou capacitores. Estes dispositivos ativos tornam a superfície seletiva muito menor do que uma FSS passiva e são reconfiguráveis. Proporcionam ainda, melhorias sobre as FSSs passivas. A única desvantagem é que o projeto e fabricação de tais dispositivos são bem mais complexos [5], [20].

Inserir componentes ativos em uma FSS resulta num controle prolongado do comportamento da estrutura, como: reflectividade variável, transparência ou mesmo características de absorção do sinal [1]. Os componentes ativos podem ser colocados entre os elementos do arranjo, dentro dos próprios elementos, ou entre o dielétrico e o plano terra. FSSs ativas podem ser acionadas pela aplicação de uma tensão DC ou corrente de polarização para os elementos metálicos, ou podem responder a diferentes temperaturas e intensidades de luz. Esta tecnologia é muito recente e tem sido investigada, sobretudo em aplicações de segurança.

Fundamentalmente, qualquer estrutura periódica pode ser excitada por uma onda plana incidente E^i (arranjo passivo), ou por geradores individuais conectados a cada elemento (arranjo ativo). Para os arranjos passivos, uma onda incidente é parcialmente transmitida através da estrutura, E^t , sendo o restante refletida, E^r . Sob condições ressonantes, a amplitude do sinal refletido pode ser igual à amplitude do sinal incidente quando $E^t = 0$. Usualmente, define-se o coeficiente de reflexão como [1]:

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

onde E^r e E^i em geral são referidos ao plano do arranjo. De modo similar o coeficiente de transmissão é dado por:

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

No caso dos arranjos ativos, os geradores de tensão devem possuir a mesma amplitude e variações lineares de fase ao longo do arranjo, caracterizando a estrutura como uma superfície periódica.

2.2.3 Substratos para fabricação de FSSs

Os materiais mais comuns utilizados como substratos para se fabricar uma FSS são os materiais dielétricos isotrópicos e os dielétricos anisotrópicos. As características elétricas e mecânicas do substrato são essenciais para o comportamento da FSS [3]. A espessura do substrato influencia na propagação de ondas de superfície, assim, substratos mais espessos proporcionam a fabricação de FSSs com uma largura de banda maior, entretanto, a eficiência pode ser reduzida pela maior propagação das ondas de superfície.

A permissividade elétrica do material a ser utilizado como substrato de uma superfície seletiva de frequência é um parâmetro físico de grande influência na faixa de operação destas estruturas. A frequência de ressonância, a faixa de frequências e as dimensões físicas da FSS sofrem influência da escolha da permissividade do substrato [3], [20]. Geralmente, os substratos mais desejáveis apresentam constantes dielétricas mais baixas, possibilitando maior eficiência e largura de banda, entretanto, consomem mais material na fabricação, devido a serem mais espessos. Os substratos mais comuns utilizados em dispositivos de micro-ondas possuem permissividades relativas na faixa de $2 \leq \epsilon_r \leq 10$. Os substratos que apresentam constantes dielétricas mais elevadas são mais finos, porém, possuem maiores perdas e largura de banda estreita.

Com relação aos tipos de substrato, destacam-se:

- Substratos isotrópicos, cujo comportamento do campo elétrico aplicado independe da direção do campo. Apresentam permissividade elétrica $\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r$, onde ϵ_0 é a permissividade elétrica no espaço livre e ϵ_r é uma função escalar;
- Substratos anisotrópicos, cujo comportamento de um campo elétrico aplicado depende da direção do campo elétrico ou dos eixos do material. As direções dos eixos são determinadas pelas propriedades cristalinas do material.

Neste trabalho, o substrato escolhido para a construção das FSSs foi a fibra de vidro (FR-4), cujas características são: $\epsilon_r = 4,4$, $h = 1,6$ mm e $\tan\delta = 0,02$.

2.3 Métodos de Análise

O modelamento de uma superfície seletiva de frequência está relacionado às suas características estruturais, como: dimensões, geometria do *patch*, tipo de substrato etc. Existem vários métodos de análise para a caracterização destas superfícies.

As FSSs geralmente têm elemento irradiador bidimensional em um substrato dielétrico fino, podendo ser categorizadas como componentes planares de duas dimensões para propósitos de análise.

Na literatura encontram-se expressões aproximadas, desenvolvidas para determinar as características de transmissão e reflexão de uma FSS. Os modelos aproximados são, em sua maioria, satisfatoriamente precisos até determinados valores de frequência, reduzindo a precisão na predição do desempenho da estrutura à medida que a frequência aumenta. Contudo, fornecem uma idéia qualitativa a respeito da FSS.

Um dos primeiros métodos utilizados na análise das superfícies seletivas de frequência foi a Técnica de Casamento Modal [20], [45], que permite uma análise capaz de fornecer detalhes das repostas em frequência e da polarização, junto com o entendimento físico da sua operação. Associado a este, surgiu o Modelo do Circuito Equivalente [12], [42], [43], sendo um método simples e que produz resultados satisfatórios, possibilitando avaliações iniciais do comportamento das FSSs.

Com o avanço dos recursos computacionais, outros métodos passaram a ser utilizados, conhecidos por modelos de onda completa. Estes métodos não consideram resultados empíricos, possuindo rigorosas formulações matemáticas, além de exigirem maior esforço computacional e analítico, porém, fornecem resultados mais precisos, sobretudo em frequências mais elevadas. Em destaque, têm-se os seguintes métodos numéricos:

- Método dos Momentos (MoM – *Method of Moments*);
- Método dos Elementos Finitos (FEM – *Finite-Element Method*);
- Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD – *Finite-Difference Time Domain*);
- Método das Ondas (WCIP - *Wave Concept Interactive Procedure*).

Programas comerciais são bastante empregados na análise de FSS através de simulações, tais como: Ansoft DesignerTM, Ansoft HFSSTM, CST, entre outros. Os programas comerciais Ansoft DesignerTM e HFSSTM, utilizados na simulação das FSSs propostas neste estudo implementam como métodos de análise o MoM e o FEM, respectivamente.

Alguns métodos de análise de FSS são discutidos a seguir de forma resumida.

2.3.1 Técnica de Casamento Modal

A Técnica de Casamento Modal, também conhecida por Método da Equação Integral, é mais utilizada na predição do desempenho em estruturas periódicas, particularmente na liberdade de escolha de um ângulo de incidência qualquer. A técnica é decomposta em uma série de passos e inicia com a derivação da equação integral por meio do casamento entre os modos de *Floquet* no espaço e os modos de abertura ou de corrente na estrutura periódica. Esta equação integral é reduzida a multiplicações algébricas, no domínio espectral, e envolve funções trigonométricas e outras integrais mais simples [47].

Assim, considerando uma onda plana incidindo em direção a uma estrutura de FSS, os coeficientes de transmissão e reflexão são computados. De acordo com o teorema de *Floquet*, o campo eletromagnético em diferentes células de uma estrutura periódica difere apenas por um fator de fase. Isto significa que é suficiente estudar a célula unitária. A FSS é dividida em um número de contornos e camadas uniformes. Os campos de fora da estrutura e no interior do dielétrico são expandidos em modos *Floquet* e os campos no interior das camadas de abertura são expandidos em modos de guias de onda, uma vez que são considerados como guias de onda curtos. O campo modal total é casado pela condição de contorno em cada junção, e as amplitudes dos modos são expressas como uma matriz de espalhamento. Para cada camada, uma matriz de propagação é calculada. As matrizes de espalhamento para todas as junções são cascateadas e formam uma matriz de espalhamento para toda a FSS. Os coeficientes de transmissão e reflexão podem finalmente ser obtidos a partir dessa matriz de

espalhamento. Este método geralmente é utilizado juntamente com outras técnicas como o FEM e o FDTD, por exemplo, conforme apresentado em [20].

2.3.2 Modelo do Circuito Equivalente

Um método simples e que produz resultados satisfatórios é o Modelo do Circuito Equivalente, também conhecido por Modelo da Linha de Transmissão, onde os vários segmentos de fita que formam o elemento *patch* em um arranjo periódico são modelados como componentes indutivos ou capacitivos em uma linha de transmissão. A partir da solução do circuito resultante, são encontradas as características de transmissão e reflexão da FSS [42], [43]. Esta técnica usa uma aproximação quase estática para calcular as componentes do circuito e permite uma análise computacional muito rápida. É limitada em precisão, embora eficiente.

2.3.3 MoM

No Método dos Momentos (MoM), as correntes de superfície são usadas para modelar os *patches* e as correntes de polarização volumétricas são usadas para modelar os campos ao longo do substrato dielétrico. O método baseia-se em equações integrais dos potenciais eletromagnéticos, que são transformadas em equações algébricas e podem ser resolvidas numericamente. Em outras palavras, o método é usado para resolver a equação integral, reduzindo o número de coeficientes desconhecidos a um número finito de equações contendo o mesmo número de coeficientes desconhecidos [47], [48]. Este método leva em conta o efeito das ondas de superfície fora do limite físico do *patch* bidimensional, provendo uma solução mais exata. Em [49], é feita uma análise de onda completa para uma FSS do tipo *patch* sobre substratos dielétricos anisotrópicos uniaxiais utilizando o MoM em conjunto com o modelo da linha de transmissão.

2.3.4 FEM

O Método dos Elementos Finitos (FEM) é uma ferramenta numérica poderosa para resolver equações diferenciais parciais. A ideia básica do FEM é realizar uma divisão do domínio de integração de uma estrutura ou sistema de interesse em um conjunto de pequenas regiões (elementos finitos), transformando o domínio de contínuo para discreto. Esta divisão

do domínio é conhecida como malha ou *grid*, que nada mais é do que o conjunto de elementos finitos resultante da discretização [50]. Neste método, a região de interesse é dividida em qualquer número de superfícies finitas ou elementos de volume que dependem de estrutura planar ou volumétrica para ser analisada. Estas unidades discretizadas, podem apresentar qualquer forma geométrica bem definida como elementos triangulares para configurações planares ou tetraédricas e elementos prismáticos para configurações tridimensionais, satisfatórios para geometrias curvadas. O método envolve integração de funções de base em cima do *patch* condutor que é dividido em várias subseções. O problema de resolver equações de onda com condições de limite não-homogêneas pode ser resolvido decompondo estas equações em dois problemas de valor de limite, um através da equação de Laplace com um limite não-homogêneo e o outro através de uma equação de onda não-homogênea com uma condição de limite homogênea [50], [51].

2.3.5 FDTD

Um método de análise bastante difundido atualmente é o Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD) que foi introduzido por Yee em 1966 [52]. O FDTD é um método de modelagem caracterizado como um método de onda completa, uma vez que as equações utilizadas baseiam-se na discretização das equações de Maxwell diretamente no tempo e espaço, dividindo o volume de interesse em células unitárias. 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 [53], [54]. Para se utilizar o FDTD, um domínio computacional deve ser estabelecido, ou seja, a região física sobre a qual a simulação será executada. Os campos elétrico e magnético são determinados em cada ponto do espaço, dentro do domínio computacional, sendo geradas grades de tempo para os campos sobre os quais é requerida a solução. Na malha FDTD, deve ser especificado o material de cada célula. Tipicamente, para aplicações mais simples, o material é o espaço livre (ar), um metal, ou um dielétrico. Devem ser especificadas a permeabilidade, a permissividade e a condutividade para o uso do material [55].

Uma vez que o domínio computacional e os materiais da grade são estabelecidos, uma fonte é especificada, podendo ser uma onda plana, uma corrente em um fio ou um campo elétrico incidente, dependendo da aplicação. A saída da simulação é geralmente o campo elétrico ou magnético em um ponto ou em uma série de pontos no domínio computacional,

obtendo-se os campos elétrico e magnético propagantes no tempo [55]. Assim, o método permite a análise de estruturas complexas cujas características variam com o tempo, como superfícies seletivas de frequência que utilizem dispositivos semicondutores como diodos e transistores. FDTD é um método explícito onde todo o domínio computacional é discretizado, não sendo necessário resolver um conjunto de equações lineares. Logo, é matematicamente menos denso e mais intuitivo que outros métodos numéricos, como o MoM [51]. Um dos problemas presentes no método das diferenças finitas é a dificuldade de solução de problemas envolvendo campos distantes e o grande esforço computacional despendido [53], [54].

2.3.6 WCIP

A partir de meados dos anos 90 foi desenvolvido o Método das Ondas, um processo iterativo que parte de princípios relativamente simples e com diversas aplicações. O WCIP é um método de onda completa, baseado na incidência de uma onda transversal sobre uma superfície e no espalhamento dessa onda [56]. A necessidade relativamente reduzida de recursos computacionais e a flexibilidade quanto à forma da estrutura planar são características que tornam a aplicação do WCIP interessante na análise de FSS.

2.3.7 Programas Comerciais

Programas comerciais tais como o Ansoft DesignerTM, o Ansoft HFSSTM, o CST, entre outros, são bastante utilizados na análise e simulação de FSSs, bem como de outros dispositivos de micro-ondas.

A obtenção de dados a partir de simulações apresenta algumas vantagens sobre os provenientes de medições. No processo de simulação, os parâmetros podem ser facilmente modificados, uma vez que não envolve mudança física, apenas uma alteração numérica. Os erros envolvidos também são menores em simulações, devido aos arredondamentos serem também menores que os produzidos pelas tolerâncias dos equipamentos de medição. As estruturas simuladas não sofrem influências do ambiente e nem apresentam problemas relacionados às radiações indesejáveis, aos conectores e aos elementos parasitas, por exemplo. Porém, os programas simuladores geralmente possuem limitações, devido a utilizarem suposições das análises teóricas.

2.4 Técnicas de Medição

Vários métodos são utilizados para medir as propriedades de reflexão e transmissão de superfícies seletivas de frequência. O comportamento da potência transmitida pela estrutura, observado em uma medição de FSS, pode ser testado sob temperatura ambiente, em painéis de tamanho finito e delimitado, conhecidos por câmara anecóica. O sistema de medição utiliza cornetas direcionais como antenas transmissoras e receptoras. Mudando a polarização das antenas de vertical para horizontal, podem-se medir as características de transmissão nos modos TE e TM, respectivamente, da FSS localizada entre as duas antenas. Em princípio, esta configuração deveria ser capaz de medir as características de reflexão causadas pela FSS. No entanto, dados errados serão obtidos devido à forte difração causada pelas bordas da superfície medida. Estas difrações podem ser atribuídas às dimensões da FSS que geralmente são significativamente menores que a largura de banda das cornetas [3], [47].

Outro procedimento de medição é o que utiliza antenas corneta associadas a lentes (ver Fig. 2.4). Este procedimento proporciona uma maior precisão e através deste sistema, podem-se medir os coeficientes de transmissão e reflexão em ambas as polarizações. A difração nas bordas é reduzida significativamente, desde que a estrutura de FSS seja iluminada pelo feixe Gaussiano estrito das lentes, e testes com vários ângulos de incidência podem ser facilmente executados [3].

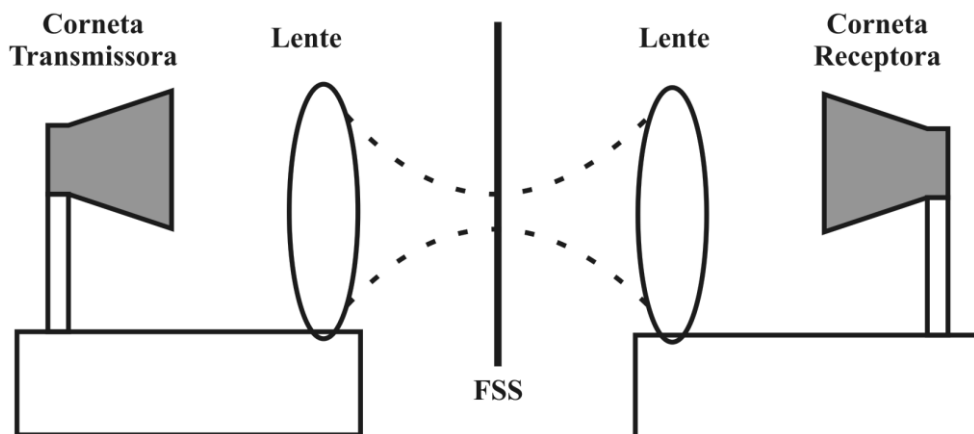


Fig. 2.4. Sistema de medição de uma FSS com lentes Gaussianas.

2.5 Aplicações de FSS

Uma FSS pode ser usada em muitas aplicações da engenharia, sendo um dispositivo atrativo por seu custo baixo, peso reduzido e habilidade de integração com outros circuitos de micro-ondas. São utilizadas em sistemas de antenas refletoras, absorvedores, radomes, aeronaves, mísseis, etc [1]-[3].

A aplicação de FSS mais conhecida é o anteparo da porta do forno de micro-ondas, que consiste de um arranjo periódico de aberturas metálicas, funcionando como um filtro passa-faixa, projetado para refletir energia na faixa de micro-ondas (em torno de 2,45 GHz) e transmitir a faixa de frequência da luz visível [3].

O uso de FSSs integradas a absorvedores de micro-ondas pode melhorar o desempenho destes dispositivos, mudando efetivamente as suas propriedades de reflexão. Estes absorvedores são importantes elementos nas áreas militar e civil, tanto para segurança de fornos de micro-ondas como em materiais absorvedores de radiação eletromagnética. São utilizados no revestimento de superfícies internas e externas de aeronaves, veículos e embarcações militares, proporcionando a “invisibilidade” ao radar, através da redução à refletividade da energia da onda eletromagnética incidente.

As propriedades seletivas de frequência de arranjos periódicos também são exploradas, por exemplo, para fazer um uso mais eficiente de refletores de antenas [4]. Em um sistema de antenas com refletor duplo, uma FSS pode ser usada como sub-refletor. Diferentes alimentadores são utilizados independentemente e colocados no foco real ou virtual do sub-refletor. Assim, apenas um refletor principal é necessário para a operação multifrequencial, sendo conseguidas significativas reduções de massa, volume e custo da antena [3], [47]. Nesta configuração, a resposta espectral desejada da FSS pode cumprir os requisitos do sistema refletor, quando o ângulo de incidência sobre a mesma é quase normal. Ao mudar o ângulo de incidência ou a polarização da excitação de alimentação, a resposta espectral da FSS pode degradar para um ponto em que as características da antena não atendam aos requisitos do sistema. Assim, uma geometria de *patch* que produza uma resposta relativamente insensível ao ângulo de incidência das ondas planas é altamente desejada [4].

Outro exemplo de exploração das propriedades de FSS na região de micro-ondas é a aplicação desta estrutura no projeto de radomes. A FSS pode ser ajustada para fornecer características passa-faixa na frequência de operação da antena, utilizando elementos de abertura. Logo, o sinal passa através da antena com um mínimo de perda de inserção. Para

frequências fora da banda, a FSS pode apresentar características de reflexão, e o radome é projetado para o uso acoplado à superfícies de automóveis ou aeronaves, de forma a garantir um espalhamento mínimo do sinal [4].

Uma área importante em que os filtros seletivos de frequência podem atuar é na segurança humana. Alguns pesquisadores têm investigado se o uso excessivo de telefones celulares pode ser prejudicial à saúde, isso porque, nestes aparelhos, o plano terra usado atrás da antena é geralmente um condutor que não é capaz de bloquear as radiações eletromagnéticas. Porém, não há comprovação científica a respeito desses possíveis danos causados à saúde devido ao uso frequente de aparelhos celulares. Mesmo assim, pesquisas estão sendo realizadas por engenheiros e cientistas para a concepção de um plano terra de FSS que se comporta como um filtro rejeita-faixa perfeito para as frequências de entrada, eliminando a causa das radiações indesejadas [5].

Atualmente, superfícies seletivas de frequência têm sido propostas para serem aplicadas em projetos de construção modernos visando otimizar a propagação *indoor*. Estas aplicações são de grande importância para o desempenho de redes sem fio seguras, com o mínimo de interferências e colisão de sinais, além de fornecer proteção às pessoas contra a radiação eletromagnética. A seção a seguir descreve com detalhamento estas aplicações de FSS, abordando a motivação de incluí-las no cenário atual das comunicações móveis.

2.6 Aplicações em Comunicações *Indoor*

Há uma estimativa de que o tráfego de dados móveis crescerá cerca de 10 vezes até 2016 atingindo 5 bilhões de assinaturas de banda larga móvel, de acordo com estudos de mercado realizados por empresas como a Ericsson e o Cisco [57]. Segundo estes estudos, 60% de todo tráfego móvel será gerado pela população de áreas metropolitanas, com pelo menos 80% do tráfego proveniente de ambientes fechados (*indoor*). A prevalência da localização *indoor* no uso de serviços de dados tem um impacto importante nos planos das operadoras de telefonia celular e na implantação de suas redes, uma vez que as redes de celulares foram planejadas para proporcionar ampla cobertura de área para serviços de voz ao ar livre. Mas, à medida que a cobertura *indoor* cresce, paredes, janelas e outras barreiras físicas tornam mais difícil ao sinal sem fio penetrar nos edifícios, diminuindo a capacidade efetiva da infraestrutura de rede existente.

As redes locais sem fio (WLANs) surgiram no meio militar, quando havia a necessidade de implementação de um método simples e seguro para troca de informações em ambiente de combate. Com o passar do tempo e conseqüentemente com o avanço tecnológico, tornou-se acessível a diversos ambientes, não estando mais restrita ao meio militar. Desta forma, sistemas sem fio ou *wireless* trouxeram comodidade, avanço da banda larga, praticidade e mobilidade dos equipamentos, porém, a necessidade de segurança aumentou tremendamente porque vários sinais precisam ser protegidos e isolados uns dos outros. Atualmente, a comunicação móvel e os sistemas WLAN estão sendo projetados com base em uma análise detalhada da cobertura de rádio frequência (RF) e requisitos de capacidade para ambientes *indoor* [5].

As principais considerações de RF que afetam os projetos de construção nos dias atuais são provenientes da implantação de tecnologias de redes locais, que incluem os sistemas desenvolvidos sob os padrões 802.11b/g e 802.11a/h em 2,4 GHz e 5,2 GHz. Todos os sistemas 802.11b utilizam a faixa de 2,4~2,5 GHz com canais de 22 MHz, limitando o sistema em três canais não sobrepostos. Cada canal fornece até 11 Mbit/s de dados brutos ou 5,5 Mbit/s de taxa de transferência de dados compartilhados por todos os usuários em que o ponto de acesso abrange. Em um local pequeno, onde há um grande número de usuários, como em um aeroporto, por exemplo, a cobertura é muitas vezes sobreposta para prover resiliência de RF, no caso de uma falha no ponto de acesso. Para assegurar a prestação da taxa de transferência total, o projeto de RF pode tornar-se muito complexo e ainda sofrer interferências indesejadas [6].

Para melhorar o desempenho devido a essas limitações, os novos padrões de rede e sistemas sem fio estão sendo continuamente desenvolvidos. O padrão 802.11g aumenta a taxa de transferência global para cerca de 20 Mbit/s, mas ainda oferece um número limitado de canais não sobrepostos. Apesar dos sistemas 802.11a/h ajudarem neste problema através do fornecimento de oito canais não sobrepostos, são os sistemas que operam em 2,4 GHz que continuam a crescer em popularidade, e aplicações como as de voz, ainda não foram desenvolvidas na frequência de 5,2 GHz [6].

Além das dificuldades apresentadas pela gestão de frequências, o desempenho dos sistemas sem fio em ambientes *indoor* pode ser restringido de forma significativa por congestionamento de canais, perda de sinal ou interferência mútua entre sistemas coexistentes. A interferência entre sistemas coexistentes está se tornando um aspecto importante decorrente do uso crescente de sistemas de comunicação sem fio, especialmente

em bandas não licenciadas, como as bandas ISM (*Industrial, Scientific and Medical*) e UNII (*Unlicensed National Information Infrastructure*) [6]-[9].

Na implementação de um sistema sem fio não licenciado, não há necessidade de requisição ao FCC (*Federal Communication Commission*) no que tange a largura de banda e necessidade de potência para começar a operar, embora ainda haja limites para a potência de transmissão. Logo, a maior vantagem é a inexistência do custo com licenciamento. Por outro lado, pelo fato da banda não ser licenciada, vários sistemas *wireless* podem estar competindo na mesma banda e interferindo entre si. Os dois sistemas competidores não têm que estar necessariamente no mesmo canal, tampouco usar a mesma tecnologia, para que isso ocorra. Quando sinais de um sistema atingem outro, além da interferência degradar a recepção do sistema atingido, a segurança do sistema interferente também fica comprometida. Com estratégias adequadas empregadas na camada MAC (*Media Access Control*), a confidencialidade dos dados pode ser melhorada, no entanto, o sinal de rádio continua vulnerável à interceptação e espionagem [7], [10].

É, portanto, essencial o desenvolvimento de técnicas que estabeleçam limites na propagação de rádio, ou seja, confinar os sinais e reduzir a interferência ou permitir que os sistemas continuem a funcionar de modo eficaz, mesmo na presença delas [7]. Estudos que abordam estas questões têm incluído técnicas avançadas de processamento de sinal e projetos de antenas. As técnicas de processamento de sinal podem algumas vezes melhorar a operação do sistema em ambientes de baixa relação sinal-interferência (SIR), e as tecnologias de antenas podem também serem usadas para melhorar os sinais desejados e rejeitar os interferentes. Porém, estas soluções são frequentemente complexas e/ou caras, ou ainda exigem antenas pesadas. Além disso, os ambientes *indoor* típicos exigem um grande número de estratégias para reduzir a interferência a níveis aceitáveis [6]-[8].

Como a demanda por espectro continua a crescer, características de propagação *indoor* estão se tornando uma consideração de projeto importante. Geralmente, como as frequências de operação aumentam de 450 MHz, 900 MHz e 1,8 GHz para 2,4 GHz e 5,2 GHz, a capacidade de penetração do sinal em materiais de construção reduz significativamente [6]. Com as empresas instalando novos sistemas sem fio que operam em maiores frequências e a limitação no número de canais disponíveis, estão sendo requeridos novos tipos de materiais de construção com base nas características de RF. Um dos mais difíceis desafios de projetistas atualmente é prever quais frequências serão utilizadas no futuro, à medida que novas tecnologias sem fio ganham aceitação, pois os edifícios são construídos para durar muitos

anos, e ajustes internos não são realizados periodicamente. Outra preocupação de projeto está na resolução de cobertura versus capacidade em sistemas sem fio, uma vez que a maioria dos edifícios de referência construídos hoje, incluindo sedes de empresas e terminais de aeroportos modernos, apresenta fachadas de vidro e estão equipados como espaços públicos [6].

Empresas de todo o mundo buscam técnicas de projeto de edificações que filtrem o sinal WLAN em 2,4 GHz e/ou 5,2 GHz, por exemplo, enquanto permitam a propagação de sinais de celulares GSM e 3G, além de sinais de emergência. Em outros casos também se torna necessário que algumas ou todas as comunicações sem fio sejam evitadas dentro de um espaço físico específico, como em salas de cirurgia, auditórios, salas de reuniões, etc.

Na abordagem destas questões, novas tecnologias estão sendo utilizadas como respostas à implantação de sistemas sem fio eficazes para ambientes *indoor*, aproveitando técnicas inovadoras em projetos de construção e utilização de materiais atenuantes. Uma técnica alternativa, conhecida por “*wireless building*” consiste em modificar fisicamente o ambiente de propagação *indoor*, por meio de alterações na estrutura e materiais das edificações, de modo que elas exibam propriedades eletromagnéticas específicas. Ao considerar o uso de técnicas de controle de cobertura (através de materiais adicionais montados sobre pisos, tetos, paredes, forros, divisórias, janelas, etc., que influenciam de forma positiva a propagação dos sinais de rádio no ambiente *indoor*), a instalação dos sistemas sem fio passa a ser elemento integral de um projeto de edificações.

Entre as técnicas de controle de cobertura *indoor* mais comuns nos projetos de edificações modernas, destacam-se as que utilizam blindagens metálicas, sondas balanceadas, aberturas, materiais absorvedores e superfícies seletivas de frequência (FSSs). Grandes folhas de alumínio podem ser incorporadas nas paredes de construções modernas para bloquear sinais indesejados, como blindagens metálicas, sendo usadas para isolar um sistema sem fio *indoor* de todos os sinais eletromagnéticos externos. Mas, infelizmente, esta abordagem também bloqueia os sinais externos desejados, como transmissões de rádio, TV e telefones celulares [5], [8].

Com a produção comercial de superfícies seletivas de frequência, tornou-se possível ser seletivo. As técnicas de projeto de edificações que utilizam FSSs previnem a propagação *indoor* de frequências específicas, por exemplo, 2,4~2,5 GHz para separação de redes WLAN ou 0,8~1,8 GHz para bloqueio de celulares em zonas de silêncio como hospitais e escolas ou em ambientes fechados, como teatros, cinemas, ou prisões. A beleza na concepção e

desenvolvimento de uma FSS é que a mesma pode bloquear um tipo particular de sinal, enquanto outros sinais são autorizados a passar. Desta forma, a FSS se comporta como um filtro rejeita-faixa para a frequência a ser bloqueada e como um filtro passa-faixa para as demais frequências [5].

Filtros seletivos têm sido projetados para evitar que sinais WLAN se propaguem fora do ambiente *indoor* sem afetar os sinais de celular, impedindo assim, que estranhos tenham acesso a uma rede segura. Anteriormente a esta tecnologia, a única maneira de garantir que intrusos não estariam ilicitamente acessando a rede, era transformar o ambiente em um sinal de prova da “gaiola de Faraday”, revestindo as paredes com papel de alumínio, e usando vidro absorvedor de ondas de rádio nas janelas, mas isto também significava que ninguém poderia usar o celular no local [5], [8].

Hoje em dia é possível adquirir vidro com um nível significativo de atenuação inserido nele, o que ajuda a reduzir a propagação do sinal de rádio no exterior do edifício. Quando suplementado com material de filtragem especial, que pode ser instalado no interior das janelas, o sinal propagante pode ser confinado dentro do perímetro físico do ambiente *indoor* [6].

A técnica de modificação ambiental com controle de cobertura mais simples e que tem se mostrado bastante eficaz é aplicar FSSs em paredes de edifícios já existentes, através da impressão de um padrão metálico num substrato dielétrico fino (filme fino ou papel de parede) que podem ser instalados diretamente na parede, para favorecer a propagação *indoor*. Os trabalhos desenvolvidos em [7]-[14] utilizam FSSs com elementos de espiras quadradas como propostas de projeto para modificação ambiental. Por exemplo, em [7], a pesquisa é centrada na criação de um protótipo de parede seletiva de frequência para aplicações na banda UNII (em particular para a banda de 5,8 GHz) em um ambiente *indoor* rico em propagação multipercurso, a fim de mostrar a viabilidade da utilização de FSSs na construção civil. Já em [8], uma FSS rejeita-faixa com resultados na banda X (8,2~12,4 GHz) é projetada para ser anexada em materiais de construção comuns, transformando o material padrão em uma parede de filtragem seletiva de frequência. A FSS com espiras quadradas da Fig. 2.5 foi projetada como papel de parede seletivo para bloqueio de sinais GSM [11].



Fig. 2.5. Papel de parede seletivo em frequência.

Alternativamente, uma FSS convencional com características de reflexão/transmissão quando anexada como papel de parede em edifícios pode fornecer o isolamento pela rejeição seletiva de uma faixa de frequências, reduzindo assim o potencial de interferência entre sistemas sem fio coexistentes, ou minimizando a propagação de ondas de rádio fora do ambiente designado [7]-[14]. No entanto, quando usada como um filtro rejeita-faixa em paredes de edifícios pode dar origem a fortes reflexões a partir de sua superfície.

Por outro lado, FSSs absorvedoras têm sido investigadas para fornecer segurança sem fio, absorvendo, não refletindo sinais [15]-[17]. Uma FSS absorvedora para sinais WLAN na faixa de 5,0 GHz é ilustrada na Fig. 2.6 [15]. Ela consiste de duas estruturas periódicas em cascata: uma FSS com dipolos cruzados condutores convencionais e um absorvedor de dipolos cruzados metálicos e resistivos, respectivamente, com boas características de rejeição/absorção para sinais WLAN, porém transparente para sinais de sistemas celulares. Esta FSS absorvedora pode restringir a propagação multipercurso, o atraso de propagação e a degradação dos sinais WLAN causada em ambientes *indoor* por paredes seletivas de frequência com elementos metálicos.

Este conceito de FSS absorvedora segue o princípio da tela de Salisbury convencional [58], [59] onde uma folha resistiva uniforme é utilizada para absorção de ondas. Ao contrário desta tela, a camada resistiva é também uma FSS periódica, no qual seu padrão está associado à camada de FSS condutora, absorvendo sinais WLAN refletidos pela primeira camada, enquanto permite a passagem de sinais de telefonia móvel quase sem atenuações. As telas como as de Salisbury e Jaumann [58]-[60] fornecem características de absorção muito boas na

faixa de frequências de rejeição. Fora desta faixa, as telas se comportam como puros refletores, e, portanto, não podem ser utilizadas em aplicações nas quais se deseja transmitir fora da banda.

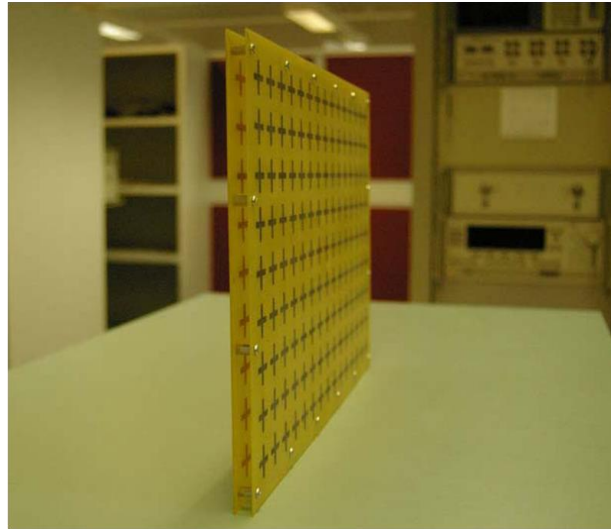


Fig. 2.6. FSS absorvedora para sinais WLAN.

Cuidados especiais devem ser tomados na implantação de superfícies seletivas de frequência em materiais de construção, uma vez que estas estruturas são muito dependentes do substrato e do ângulo de incidência. Quando uma FSS é colocada em um meio dielétrico, sua resposta em frequência muda. Isso efetivamente significa que quando a mesma é utilizada como papel de parede, duas opções devem ser consideradas: integrar a FSS diretamente na parede, levando em consideração suas propriedades dielétricas e espessura como substrato, projetando a estrutura geral sintonizável com a frequência desejada; ou projetar a FSS independente e implantá-la a certa distância da parede, certificando-se de que esta não afeta a frequência de sintonia da FSS [13], [14].

A seletividade de frequência da FSS está intimamente relacionada ao ângulo de incidência. A sensibilidade do ângulo de incidência é, até certo ponto, uma função do padrão da FSS e está sob o controle do projeto de engenharia da estrutura. No entanto, as propriedades das paredes não estão. Normalmente, o desempenho da superfície seletiva será afetado pelas propriedades eletromagnéticas da própria parede, principalmente se ambas estão ligadas diretamente. Por razões práticas, seria ideal se a parede e a FSS pudessem ser modeladas (ou medidas) de forma independente e cascadeadas para obter o desempenho combinado [9], [10]. A modelagem de uma FSS através de um simples circuito equivalente

tem sido investigada em [12], [42] e [43]. Mas, a modelagem de uma parede seletiva de frequência (isto é, o desempenho resultante quando a FSS é aplicada na parede) não tem sido apresentada na literatura.

Fornecendo um espaço de ar intermediário entre a parede e a FSS são reduzidos os efeitos do acoplamento mútuo [9]. Investigações sugerem que uma camada de ar de 10 mm para respostas na banda X, é suficiente para proporcionar independência entre a FSS e a parede que compõe o edifício, criando uma resposta em frequência específica. Isso permite que os engenheiros se concentrem na criação de uma superfície seletiva de frequência com uma resposta desejada, sem o conhecimento das propriedades específicas da parede do edifício. Desta forma, o material da parede irá afetar a atenuação absoluta, mas não a seletividade em frequência da FSS [10], [14].

De acordo com [14], para uma aplicação de filtro seletivo como papel de parede em uma frequência inferior a banda X, como a banda WLAN de 2,4 GHz, por exemplo, a mesma técnica de cascadeamento pode ser usada para modelagem. Em tal caso, o espaçamento de ar mínimo necessário deve ser maior que 10 mm, uma vez que o comprimento de onda triplica. O espaçamento necessário poderia ser reduzido a 0 mm, com um projeto adequado de FSS e com a escolha cuidadosa do substrato dielétrico. Idealmente, o papel de parede de FSS também deve ter um desempenho estável em diferentes ângulos de incidência. Compreender o efeito do ângulo de incidência sobre o desempenho da estrutura seletiva de frequência é importante porque, em ambientes reais, os sinais incidem na superfície de paredes em diferentes ângulos [9], [12].

Outra aplicação de FSS bastante útil em projetos de edificações modernos é a utilização destas superfícies no revestimento metálico de vidros, tornando-os transparente para as frequências de rádio [18]-[20]. O uso de revestimento metálico em projetos de janelas é um meio muito eficaz de economizar energia. Atuando como um filtro, o revestimento atenua a radiação eletromagnética na região do infravermelho, bloqueando a transferência de calor do exterior para o interior do ambiente no verão e vice-versa durante o inverno. Estas janelas especiais são chamadas de janelas de baixa emissividade (*low-e*) ou janelas de economia de energia (*energy saving windows*) e estão comercialmente disponíveis em larga escala, sendo utilizadas em muitos edifícios e veículos novos. Do ponto de vista da comunicação, as janelas de baixa emissividade bloqueiam a radiação eletromagnética na região de micro-ondas quando não é aplicada a FSS no revestimento metálico do vidro. Isto significa que a comunicação sem fio é severamente restringida dentro e fora do edifício [19].

A Fig. 2.7 reproduz a imagem de uma janela seletiva em frequência [19], [20]. Uma camada fina de óxido metálico depositada na superfície de vidro da janela, que é transparente a luz visível, bloqueia a radiação térmica, porém também atenua bastante os sinais de rádio. Neste caso, uma FSS é aplicada como um filtro passa-faixa para as frequências de GSM, GPS e UMTS (0,9~2,0 GHz), sem degradar a resposta térmica da janela. A FSS consiste de um arranjo periódico de aberturas hexagonais no revestimento da janela (Fig. 2.7).

A condutividade do revestimento metálico também é um parâmetro importante para análise, pois condutividades elevadas proporcionam um bom desempenho da FSS, enquanto que materiais com baixa condutividade degradam a seletividade espectral da estrutura. O uso de FSS em janelas de baixa emissividade é altamente benéfico na economia de energia do ponto de vista da comunicação *indoor*. Uma fabricação precisa pode oferecer resultados ainda melhores, tornando o elemento da FSS invisível, o que é um requisito para a aplicação comercial bem sucedida [19], [20].



Fig. 2.7. Imagem de uma janela seletiva de frequência.

De acordo com as características apresentadas na aplicação de FSSs em técnicas de *wireless building*, fica clara a viabilidade da utilização destas estruturas em ambientes *indoor*, como alternativas eficientes no projeto de edificações. A tecnologia de FSS é uma solução barata para o problema da comunicação sem fio nestes ambientes, resultando numa gestão mais eficiente de RF, com demanda crescente em projetos simples como filtros espaciais rejeita-faixa para redes locais sem fio ou filtros passa-faixa para economia de energia.

A maior parte dos trabalhos realizados nesta área oferece projetos de FSS com elementos de baixa complexidade como espiras quadradas [7]-[14], dipolos cruzados [15]-[18] e hexágonos [19], [20]. A identificação de formas mais eficazes de elementos de FSS, tais como os fractais geométricos, que podem fornecer respostas em mais de uma faixa de frequências, não são discutidas na literatura. Também, a maioria das aplicações é voltada para a banda X (8,2~12,4 GHz) [8]-[10], [12] ou para banda UNII em 5,0~6,0 GHz (IEEE 802.11a) [7], [15]-[17], existem poucas aplicações na banda ISM em 2,4~2,5 GHz (IEEE 802.11b/g) [13], [14].

2.7 Síntese do Capítulo

Neste capítulo foram apresentados os principais conceitos relacionados às superfícies seletivas de frequência. Foram analisados diversos parâmetros que devem ser levados em consideração quando se deseja projetar uma FSS com um bom desempenho. Dentre os parâmetros analisados, podem ser citados: forma e dimensões dos elementos; espessura e tipo de substrato; escolha do método de análise para modelamento da FSS; técnicas de medição; e aplicações. As aplicações emergentes de FSS foram discutidas para justificar a escolha da utilização deste dispositivo de micro-ondas nesta tese, sobretudo no que diz respeito às técnicas modernas de *wireless building* para comunicações *indoor*.

Capítulo 3

Geometria Fractal

3.1 Introdução

Os fractais são formas geométricas irregulares que descrevem objetos e fenômenos complexos do mundo real, permitindo preencher as lacunas deixadas pela geometria euclidiana na descrição de formas da natureza, tais como: as superfícies de nuvens e montanhas, as linhas costeiras, as raízes e ramos de árvores, os nervos e vasos sanguíneos do corpo humano, etc. A geometria euclidiana com a qual estamos habituados refere-se a objetos geométricos regulares, como o ponto, as curvas e as superfícies, que são caracterizados em termos de suas dimensões topológicas (número inteiro que caracteriza a geometria de um objeto euclidiano). Neste contexto, diz-se que o ponto tem dimensão 0, a reta tem dimensão 1, o plano tem dimensão 2 e o espaço usual tem dimensão 3 [61]-[63].

As formas irregulares da natureza são estudadas e analisadas por pesquisadores desde o século XIX. Algumas idéias de objetos fractais já haviam sido abordadas por cientistas, como Karl Weierstrass (1872) e Pierre Fatou (1905), mas eram consideradas apenas curiosidades isoladas. Foi o matemático americano Benoit Mandelbrot, em 1975, quem destacou as propriedades comuns desses objetos e tornou-os ferramentas essenciais para explicar a geometria de formas e fenômenos do mundo natural, ficando então conhecido como o pai dos fractais [64], [65].

O termo fractal foi então introduzido por Mandelbrot, e define atualmente uma classe de objetos que geralmente possuem uma estrutura muito fina em escalas arbitrariamente pequenas, sendo ainda irregulares para serem facilmente descritos em linguagem geométrica euclidiana tradicional. Deste modo, as raízes conceituais dos fractais remontam a tentativas de medir o tamanho de objetos para os quais as definições da geometria euclidiana falham, apresentando um novo conceito de dimensão espacial ou dimensão fractal [65], [66].

Tecnicamente, um fractal é um objeto que apresenta invariância na sua forma à medida que a escala, sob a qual o mesmo é analisado, é alterada, mantendo uma estrutura idêntica à original. Isto não ocorre, por exemplo, com uma circunferência, que reduz a sua curvatura à medida que é ampliada uma de suas partes.

Os fractais são gerados frequentemente por um processo de construção iterativo, através de uma definição recursiva simples, apresentando padrões que se repetem em várias iterações. Também, podem ser gerados por relação de recorrência ou por processos estocásticos. A autossimilaridade, a complexidade infinita, o preenchimento espacial e a dimensão fractal são algumas de suas propriedades mais comuns. Existem três tipos de autossimilaridade presentes nos fractais: autossimilaridade exata, autossimilaridade aproximada e autossimilaridade estatística. Os métodos recursivos mais utilizados para a geração fractal são: o sistema de funções iteradas (método IFS) e o sistema de Lindenmayer (ou sistema L) [61], [64], [65], [67].

Com sua popularização, a partir de 1980, os fractais passaram a encontrar aplicações em diversos campos da ciência e da tecnologia, e até na arte. As categorias mais comuns incluem fractais geométricos, fractais de recorrência e fractais aleatórios. Em particular, os fractais geométricos têm sido aplicados para projetar dispositivos de micro-ondas passivos de alto desempenho, como antenas e superfícies seletivas de frequência. Esta classe de fractais é focada neste trabalho e faz parte da união entre o Eletromagnetismo e a Geometria Fractal, dando origem a uma linha de pesquisa denominada Eletrodinâmica Fractal.

Este capítulo tem por objetivo apresentar a geometria fractal, destacando suas principais características e aplicações nas mais variadas áreas de conhecimento. São abordados com destaque, fractais clássicos de construção geométrica e suas diversificações, além dos métodos de geração de fractais comumente utilizados.

3.2 Características dos Fractais

Um objeto fractal geralmente apresenta estrutura fina em qualquer escala, ou seja, possui detalhamento infinito. Isso não ocorre com as figuras geométricas convencionais, pois se observado, todas degeneram quando são ampliadas ou diminuídas. Uma circunferência numa escala muito maior não é nada mais do que uma reta, pois se ampliarmos suficientemente um pequeno arco da mesma e deste ampliarmos outro pequeno arco, repetindo sucessivamente o processo, é obtido um arco virtualmente retilíneo. Uma reta se caracteriza por não possuir detalhes. Nos fractais, a cada ampliação surgem mais detalhes, mesmo que se repita o processo indefinidamente. Se o fractal for construído na tela gráfica de um computador, os detalhes aparecerão nas ampliações sucessivas, até onde o computador suportar a realização destas ampliações [68].

Devido a esta riqueza de detalhes, os fractais não são descritos por uma função analítica ou em linguagem geométrica euclidiana tradicional. Possuem complexidade infinita, sendo gerados por um processo de geração recursivo, com um número infinito de iterações. Porém, apesar da riqueza de detalhes e da complexidade da estrutura, os fractais possuem, em muitos casos, uma lei de formação relativamente simples, com um processo de geração direto.

A geração recursiva de um fractal é caracterizada por dois parâmetros fractais que traduzem o processo iterativo: número de iterações (ou nível do fractal) e fator de iteração (ou fator de escala). O primeiro parâmetro refere-se ao número de iterações fractais que foram realizadas, representando a dimensão ou complexidade do fractal. O fator de iteração corresponde à escala de redução aplicada a cada iteração fractal. Um fractal é obtido quando o número de iterações torna-se infinito. Figuras obtidas com um número finito de iterações são chamadas pré-fractais [30].

Os fractais possuem ainda, alguma espécie de autossimilaridade, mesmo que estocasticamente ou aproximadamente (ver a seção 3.3). Esta característica, também conhecida por autossimilaridade, surge em qualquer nível da geração do fractal, fazendo com que o mesmo apresente aspecto semelhante em qualquer escala de observação.

A autossimilaridade, também chamada por Mandelbrot de homotetia interna, consiste, em outras palavras, em se obter réplicas menores da figura através de sua divisão (ou no caso dos fractais, de sua ampliação). Algumas figuras geométricas tradicionais, como um quadrado, por exemplo, também possuem essa característica, sendo possível dividi-lo em certo número de réplicas menores dele mesmo. Por isso, não se pode afirmar que todos os objetos autossimilares são considerados fractais. Mandelbrot defendia que a definição de fractal deveria incluir não apenas fractais “verdadeiros”, mas também objetos euclidianos tradicionais, pois para ele números irracionais em uma linha real representam propriedades complexas e não repetitivas [65].

O termo autossimilaridade é, intuitivamente, bastante claro e autoexplicativo. Por exemplo, em um objeto autossimilar como a couve-flor, esta característica se dá até certo grau de redução no fator de iteração, pois em um fractal natural há uma semelhança estatística e não matemática. Em um fractal geométrico (com semelhança matemática), como a curva de Koch (Fig. 3.1), existe uma autossimilaridade que pode ser percebida se for aumentado o ramo esquerdo desta curva com um fator de iteração de $1/3$, por exemplo. Dessa forma, surgirá uma nova curva idêntica à curva inicial [69].

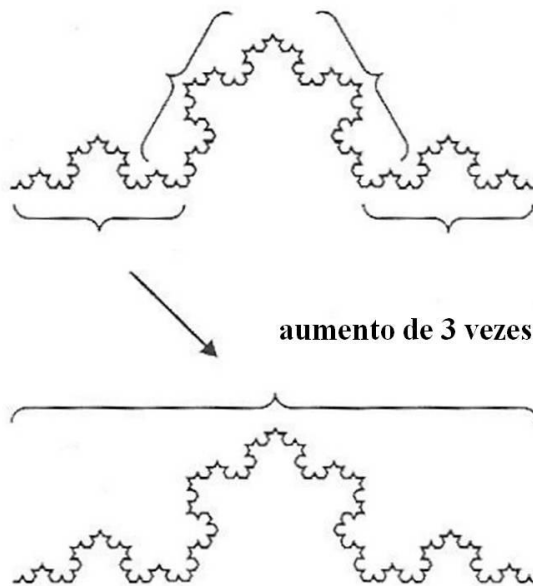


Fig. 3.1. Exemplo de autossimilaridade na curva de Koch.

A característica mais importante dos fractais diz respeito à sua dimensão. Ao contrário do que ocorre na geometria euclidiana, a dimensão fractal não é necessariamente uma quantidade inteira, e sim fracionária. A dimensão de um fractal representa o grau de ocupação deste no espaço (preenchimento espacial) e mede seu grau de irregularidade. Esta característica é descrita de forma detalhada na seção 3.4.

3.3 Tipos de Fractais

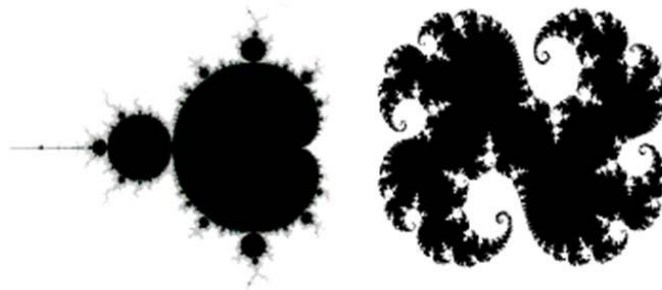
As imagens fractais podem subdividir-se numa quantidade considerável de tipos. No entanto, de acordo com o processo de geração (construção), inserem-se essencialmente em três categorias principais [68], [70]:

- **Fractais geométricos:** são também chamados de fractais determinísticos e derivam da geometria tradicional, sendo gerados por meio de iterações, a partir de uma figura inicial, tais como: curva de Peano, triângulo de Sierpinski, fractal de Vicsek (ver Fig. 3.2(a)), terágonos, etc;
- **Fractais de recorrência:** são gerados por computador, sendo o resultado de iterações operadas num sistema não-linear, de forma recursiva, como os conjuntos de Mandelbrot e Júlia, respectivamente apresentados da esquerda para direita na Fig. 3.2(b). Também são conhecidos por fractais de fuga ou órbitas fractais.

- **Fractais aleatórios:** são também chamados de fractais naturais e são estatisticamente semelhantes à ampliação de uma parte. A geração destes fractais ocorre por processos estocásticos ao invés de determinísticos, como por exemplo, os terrenos fractais da Fig. 3.2(c) e o vôo de Levy.



(a)



(b)



(c)

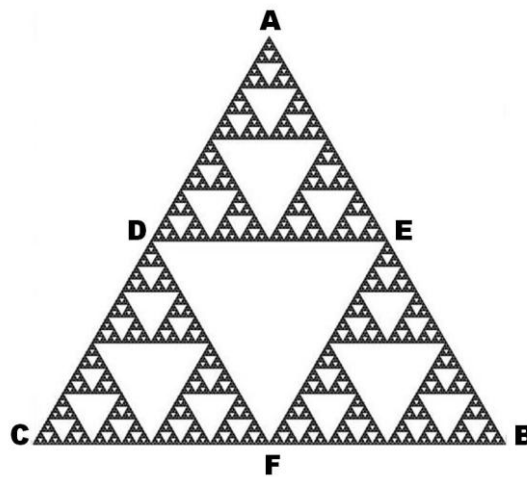
Fig. 3.2. Exemplos de tipos de fractais: a) fractal geométrico; b) fractais de recorrência; c) fractal aleatório.

Os fractais também podem ser classificados de acordo com a autossimilaridade. Há três tipos de autossimilaridade encontradas em fractais, que serão descritas a seguir [62], [65]:

- **Autossimilaridade exata ou estrita:** um fragmento do fractal reproduz exatamente uma porção maior com perfeita simetria, ou seja, o fractal é idêntico em diferentes escalas. Geralmente, os fractais gerados por sistemas de funções iteradas apresentam este tipo de autossimilaridade. No triângulo de Sierpinski da Fig. 3.3(a) encontram-se

cópias idênticas reduzidas do todo, próximas a todos os pontos do triângulo, de forma análoga à curva de Koch (Fig. 3.1) apresentada na seção anterior. Observe que o triângulo ADE, com todo seu conteúdo, é uma redução exata do triângulo ABC. O mesmo pode ser verificado com relação aos triângulos CDF e BEF.

- **Autossimilaridade aproximada:** o fractal aparenta ser aproximadamente (não exatamente) idêntico em diferentes escalas, por isso é também chamado de quase autossimilar, contendo porções do todo de maneira distorcida ou degenerada. As relações de recorrência geram fractais que são quase autossimilares, como os conjuntos de Júlia e Mandelbrot da Fig. 3.3(b).
- **Autossimilaridade estatística ou estocástica:** as partes do fractal são em média similares ao todo em diferentes escalas. Os elementos de um fragmento do fractal enquadram-se em certa modalidade de distribuição estatística, com uma média e desvio padrão. Uma subparte do fragmento considerado tem os seus elementos enquadrados na mesma distribuição, podendo ocorrer que a média e o desvio padrão sejam afetados pelo fator de iteração (redução) do fragmento original para a subparte. Fractais com autossimilaridade estatística encontram aproximações surpreendentes em formas da natureza, a exemplo dos fractais aleatórios. Em uma árvore pode-se encontrar um padrão similar em diferentes escalas, ver Fig. 3.3(c).



(a)

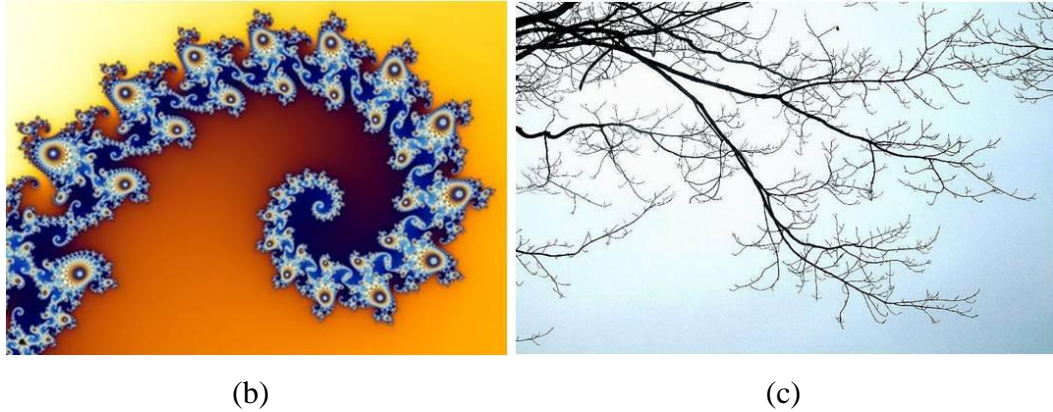


Fig. 3.3. Autossimilaridade dos fractais: a) autossimilaridade exata; b) autossimilaridade aproximada; c) autossimilaridade estatística.

3.4 Dimensão Fractal

Das características que definem um fractal, a mais importante é a dimensão fractal. Ao contrário do que é observado na geometria euclidiana, onde o valor da dimensão representa a dimensionalidade do espaço em que dado objeto está inserido, a dimensão fractal representa o nível de irregularidade de um fractal. Essa diferença nas definições faz com que a dimensão fractal venha a assumir valores fracionários, algo diferente da dimensão euclidiana, também caracterizada por dimensão topológica, que se exprime sempre como um número inteiro.

A dimensão euclidiana representa o número de coordenadas necessárias para descrever um objeto geométrico convencional. Por exemplo, uma coordenada (comprimento) descreve uma linha; duas coordenadas (comprimento e largura) descrevem um plano; e três coordenadas (comprimento, altura e largura) descrevem um volume. Desse modo, um ponto tem dimensão zero. Usualmente, a dimensão euclidiana está associada a eixos perpendiculares, especificando, portanto em uma, duas ou três dimensões algum ponto pertencente a uma linha, área ou volume respectivamente [61]-[63], [69]. Por indução, pode-se ampliar o raciocínio, sucessivamente, até n dimensões, embora não seja possível visualizá-las concretamente após a terceira. Uma característica importante desta dimensão é que ela não depende da forma nem do tamanho do objeto, por exemplo: uma linha é unidimensional, seja ela reta ou curva, assim como uma superfície é bidimensional, mesmo plana ou esférica [62].

Os fractais também possuem dimensão topológica, como por exemplo, a curva de Koch, que tem dimensão topológica de uma curva qualquer, ou seja, é unidimensional. Porém, devido ao seu detalhamento, ocupa um espaço maior que uma curva convencional.

Neste caso, considera-se o conceito de dimensão espacial, que está relacionado com o espaço ocupado pelo objeto. A curva de Koch apresenta, portanto, uma dimensão maior que 1 e menor que 2, pois não chega a ocupar tanto espaço quanto o plano que a contém, caracterizando uma dimensão fracionária, ou seja, dimensão fractal [62].

Nem sempre a dimensão fractal é fracionária, mas esta é uma característica que as figuras convencionais não apresentam. A dimensão fractal possui valor fracionário devido ao fato de representar o nível de ocupação do espaço pelo objeto e não o espaço em si onde o objeto está inserido. Sendo assim, quanto maior a irregularidade de um objeto, maior é a sua dimensão fractal. Os fractais possuem dimensionalidade superior às estruturas euclidianas, ocupando com mais eficiência uma área ou volume finito [67].

A dimensão fractal pode ser calculada através de vários métodos, que fazem uso da característica de autossimilaridade para a obtenção de cópias idênticas do objeto em porções menores, em decorrência da sua divisão. Quando um fractal possui autossimilaridade exata, sua dimensão é determinada por um método simples, que se baseia na passagem de um dado nível na construção do fractal para o nível seguinte, considerando:

- O número N de subpartes similares a uma dada parte do fractal;
- O fator de iteração (redução) r da parte considerada para cada subparte que entra em seu lugar, ou seja, o quanto será reduzido da subparte em relação à parte original.

A dimensão espacial (fractal) é então calculada por:

$$D = -\frac{\ln N}{\ln r} \quad (3.1)$$

O cálculo descrito pode ser igualmente aplicado a uma figura geométrica convencional, como um quadrado, considerando-o composto por quatro quadrados menores (Fig. 3.4). Há neste caso, uma autossimilaridade exata, sendo $N = 4$ e o fator de iteração $r = 1/2$ (o lado de cada quadrado componente é a metade do lado do quadrado original). Logo, observa-se através do cálculo acima que a dimensão espacial do quadrado é 2, coincidindo com a sua dimensão topológica. As figuras geométricas convencionais têm dimensão espacial igual à dimensão topológica, expressa por um número inteiro. Isso não ocorre para os fractais, pois sua dimensão espacial não necessariamente é igual à sua dimensão topológica [62].

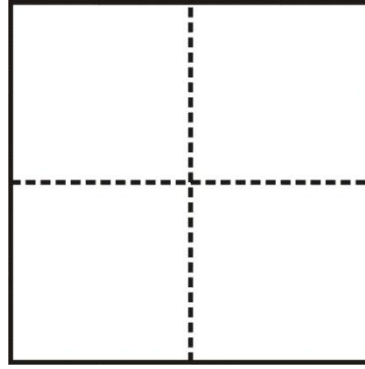


Fig. 3.4. Quadrado composto por 4 quadrículos semelhantes.

Quando o fractal não apresenta autossimilaridade exata, torna-se difícil ou muitas vezes impossível o cálculo de sua dimensão pela fórmula descrita acima, devido às irregularidades que um fractal comumente possui. O método de contagem de caixas é, na prática, aplicável a qualquer objeto fractal, sendo um processo gráfico amplamente utilizado em computador. A contagem de caixas consiste em, inicialmente, cobrir uma figura na qual se deseja calcular a dimensão com uma malha de quadrículos de lado l , como apresentado na Fig. 3.5 [63]. Em seguida, contam-se quantos quadrículos contêm pelo menos um ponto da figura, seja N esse número, e δ correspondente ao lado da moldura escolhido para inserir a figura. Desse modo, é estabelecida a igualdade:

$$N = \left(\frac{\delta}{l}\right)^D \quad (3.2)$$

Considerando o quadrado da Fig. 3.4, que está dividido em quatro quadrículos iguais, cada um com metade do lado do quadrado inicial, tem-se: $N = 4$ e $\frac{\delta}{l} = 2$. Para que se verifique a igualdade (3.2), é obtido $4 = 2^D$, onde $D = 2$. Esse resultado é consistente com a dimensão do quadrado que é 2.

Isolando agora o valor D e aplicando logaritmo a ambos os membros, tem-se:

$$D = \frac{\ln N}{\ln\left(\frac{\delta}{l}\right)} \quad (3.3)$$

Se a malha for muito larga (com l grande) a cobertura será pouco precisa, pois alguns quadrículos conterão apenas uma porção diminuta da figura. A precisão aumentará ao ser estreitada a malha, diminuindo o lado l dos quadrículos, fazendo-os tender a zero, aplicando o limite [62], [63]:

$$D = \lim_{l \rightarrow 0} \frac{\ln N}{\ln \left(\frac{\delta}{l} \right)} \quad (3.4)$$

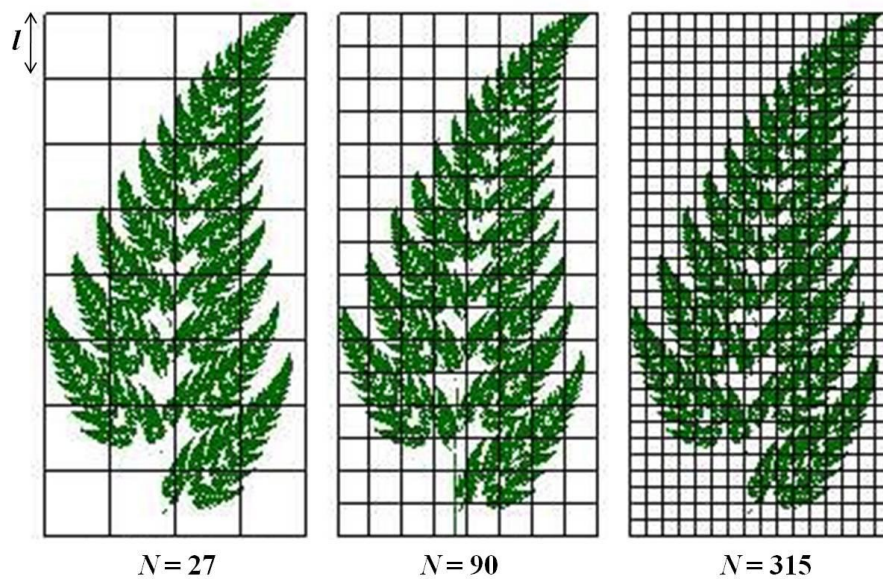


Fig. 3.5. Fractal coberto por malha de quadrículos do método da contagem de caixas.

3.5 Fractais Geométricos

Há uma grande variedade de fractais gerados geometricamente, dentre eles, têm-se os fractais precursores, como a curva de Peano, o triângulo de Sierpinski, a curva de Koch, entre outros. Existem vários procedimentos para construir “novos” fractais, em geral, baseando-se em construções de fractais existentes, como por exemplo, a curva de Koch. Um segundo exemplo de formação de fractais está relacionado à construção de interiores fractais, ao qual se denomina criação por remoção, seguindo o procedimento empregado no triângulo de Sierpinski. A seguir serão descritas as regras de formação de alguns fractais de fácil entendimento, incluindo os que são tomados como base para os fractais propostos neste trabalho.

3.5.1 Curva de Peano

Curva de Peano é o nome dado a qualquer fractal cuja dimensão é igual a 2 [65]. Giuseppe Peano (1858–1932), matemático italiano e professor da Academia Militar de Turim, foi o primeiro a descrever estas curvas de forma a preencher completamente um espaço bidimensional, como um quadrado. Assim, as curvas de preenchimento espacial no plano são comumente chamadas de curvas de Peano. A curva de Peano original usa um segmento de linha como base e foi publicada em 1890 a partir do aprofundamento das noções de continuidade e dimensão.

O processo de construção da curva de Peano é descrito de acordo com os níveis (k - número de iterações) correspondentes [66]:

- $k = 0$: Inicia-se com um segmento de reta, como ilustra a Fig. 3.6(a);
- $k = 1$: Substitui-se por uma curva de nove segmentos iguais, conforme indicado na Fig. 3.6(b), portanto com fator de iteração igual a $1/3$;
- $k = 2$: Substituem-se cada segmento anterior pela curva de nove segmentos, como na Fig. 3.6(c), e assim sucessivamente.

Observando os níveis $k = 1$ e $k = 2$, verifica-se a existência de 2 e 32 quadrados, respectivamente. Continuando a iteração, substituindo novamente cada segmento do nível $k = 2$ pela curva de nove segmentos, surge o nível $k = 3$ da Fig. 3.6(d), com 338 pequenos quadrados. Dessa forma, constata-se que a curva vai preenchendo uma região quadrada cuja diagonal é dada pelo segmento inicial.

O comprimento da curva de Peano é calculado a partir do próprio segmento de comprimento inicial igual a 1 (nível $k = 0$). No nível seguinte ($k = 1$), o comprimento total será dado pela soma das medidas dos nove segmentos, ou seja, $9 \times 1/3 = 3$. Continuando o raciocínio, para o nível $k = 2$, cada um dos nove segmentos anteriores se transforma em outros nove segmentos, com comprimento de $1/9$ cada, assim, o comprimento total será de $81 \times 1/9 = 9 = 3^2$. Na fase posterior ($k = 3$), tem-se: $81 \times 9 = 729$ segmentos de medida $1/27$, portanto o comprimento total será igual a $729 \times 1/27 = 27 = 3^3$.

Conclui-se que os sucessivos comprimentos da curva de Peano serão dados pelas potências de 3, com expoentes iguais à ordem da iteração. Logo, ao aumentar a ordem da iteração, aumenta-se o comprimento da curva indefinidamente multiplicando pelo fator 3, tendendo ao infinito [66].

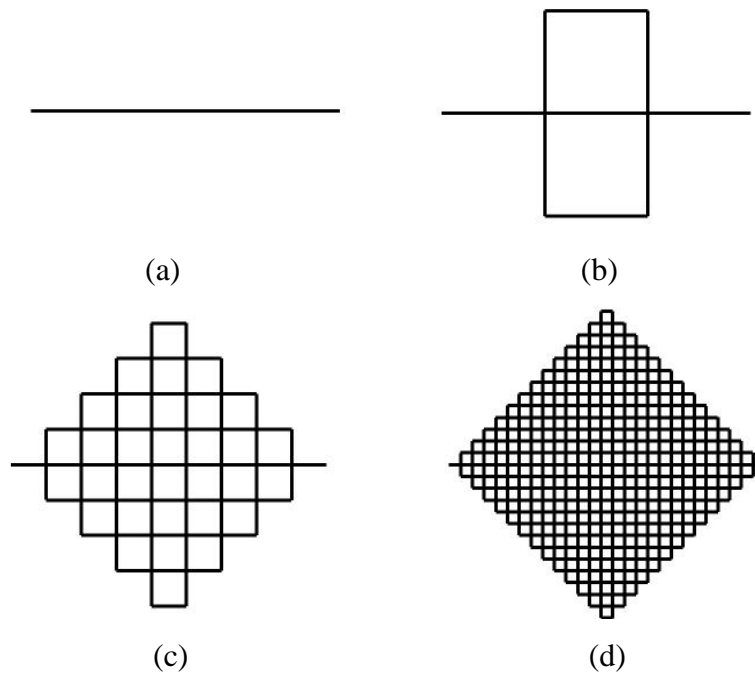


Fig. 3.6. Construção geométrica da curva de Peano: a) $k = 0$; b) $k = 1$; c) $k = 2$; d) $k = 3$.

Para calcular a dimensão da curva de Peano (considerando que o segmento inicial possui comprimento 1), substitui-se em cada iteração, um segmento por nove ($N = 9$), com um fator de iteração $r = 1/3$. Desta forma:

$$D = -\frac{\ln N}{\ln r} = -\frac{\ln(9)}{\ln(1/3)} = \frac{\ln(9)}{\ln(3)} = 2 \quad (3.5)$$

3.5.2 Curva de Koch

Helge Von Koch, matemático sueco, introduziu em 1904 uma curva que hoje recebe seu nome. A curva de Koch mais tarde originou a ilha de Koch (ou floco de neve de Koch). Ambas as figuras baseiam-se no mesmo processo de construção, com a diferença de que a curva de Koch tem como elemento iniciador um segmento de reta, enquanto que a Ilha de Koch inicia por um triângulo equilátero composto por três desses segmentos de reta. A curva de Koch também pode ser modificada com outras construções análogas, como por exemplo, os fractais quadrangulares de Koch que serão apresentados na seção seguinte.

Uma das motivações de Koch para desenvolver sua curva foi apresentar uma curva que não é diferenciável, isto é, uma curva sem tangentes em nenhum de seus pontos. Esta descoberta, já feita anteriormente por Weierstrass, causou polêmica no “cálculo”, que há 200 anos era centrado na idéia de diferencial inventada por Newton e Leibnitz, mostrando que uma curva, embora contínua, não é diferenciável em qualquer de seus pontos [69].

A construção geométrica da curva de Koch é ilustrada na Fig. 3.7(a) e é descrita segundo os níveis [66], [69]:

- $k = 0$: Considera-se como iniciador um segmento de reta;
- $k = 1$: Dividi-se o segmento inicial em três segmentos iguais, retirando a parte do meio. Em seguida se constrói na parte central retirada, um triângulo equilátero sem a base;
- $k = 2$: Substituem-se cada um dos segmentos conforme a regra de geração anterior, repetindo o processo indefinidamente.

A curva de Koch é uma curva cuja construção resulta na autossemelhança, basta escolher numa determinada fase um segmento a ser substituído e observar que ele irá gerar a seguir uma curva semelhante à curva completa de Koch, com fator de iteração igual a $1/3$.

O comprimento da curva de Koch é calculado a partir do segmento inicial de comprimento 1 (nível $k = 0$). Para o nível $k = 1$, o comprimento total será dado pela soma das medidas dos quatro segmentos, ou seja, $4 \times 1/3 = 4/3$. Já para o nível $k = 2$, cada um dos quatro segmentos anteriores se transforma em outros quatro segmentos, com comprimento de $1/9$ cada, logo, o comprimento total será de $16 \times 1/9 = 16/9$, e assim segue o processo iterativo.

Para a construção da ilha de Koch apresentada na Fig. 3.7(b), inicia-se com um polígono regular (triângulo equilátero), construindo sobre cada lado a sua curva de Koch. Neste caso, o perímetro do triângulo é três vezes o valor do comprimento total da curva.

Para calcular a dimensão da curva de Koch e da ilha de Koch, considera-se que em cada nível, um segmento dará origem a quatro segmentos ($N = 4$), sendo reduzidos em $r = 1/3$, então:

$$D = -\frac{\ln N}{\ln r} = -\frac{\ln(4)}{\ln(1/3)} = \frac{\ln(4)}{\ln(3)} = 1,2618 \quad (3.6)$$

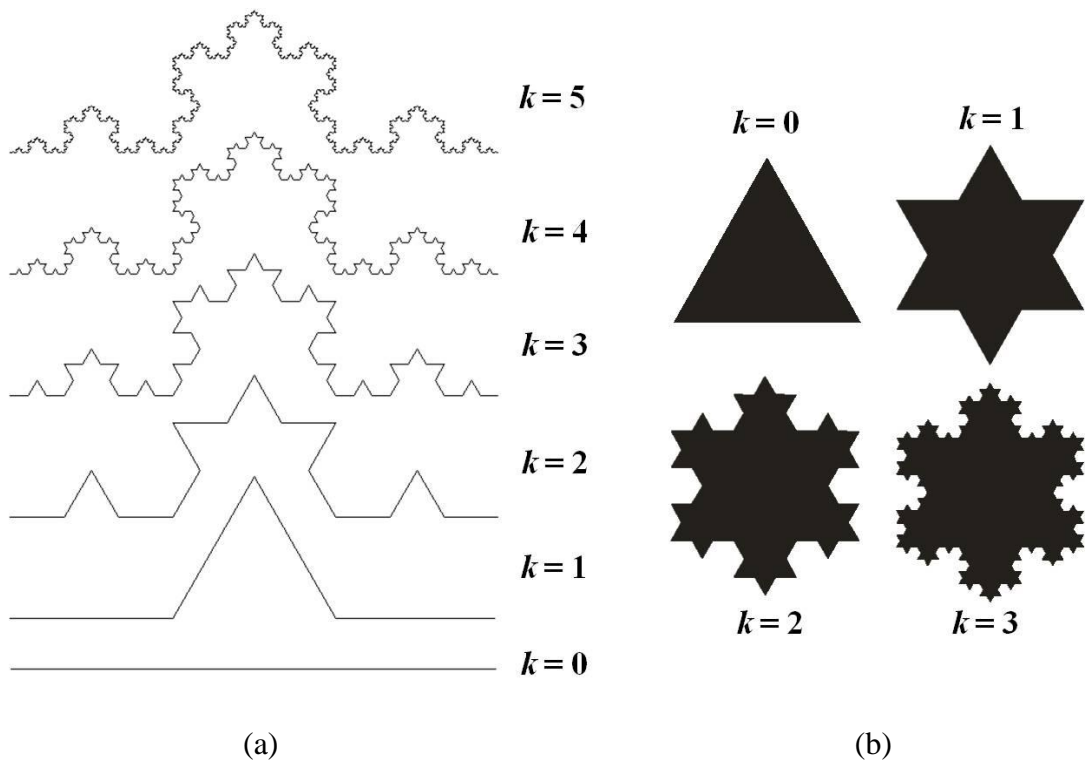


Fig. 3.7. Construção geométrica da curva de Koch: a) a partir de um segmento de reta; b) a partir de um triângulo equilátero (ilha de Koch).

3.5.3 Fractais Quadrangulares de Koch

A partir da curva de Koch, podem ser construídas curvas fractais análogas com base num iniciador similar. A geometria fractal quadrangular de Koch (*Quadric Koch*) é uma variação da curva de Koch, na qual o elemento iniciador é um quadrado, apresentando ainda, características da construção da curva de Peano [65]. Como exemplos desses fractais quadrangulares, destacam-se: o fractal clássico de Minkowski e os terágonos.

A partir do quadrado como elemento iniciador, o elemento gerador (regra de geração do fractal) pode apresentar as formas da Fig. 3.8, onde N corresponde ao número de segmentos, r ao fator de iteração e D à dimensão fractal.

Nestes fractais, o tamanho do elemento iniciador permanece constante (quadrado central), independentemente do número de iterações do elemento fractal, assim como mostram as Fig. 3.9 e Fig. 3.10 para os níveis do fractal de Minkowski e para os terágonos, respectivamente. O elemento gerador do fractal de Minkowski refere-se à geometria quadrangular de Koch com $D = 1,5$, enquanto para os terágonos, o elemento gerador refere-se à geometria com $D = 1,6131$ (conforme Fig. 3.8).

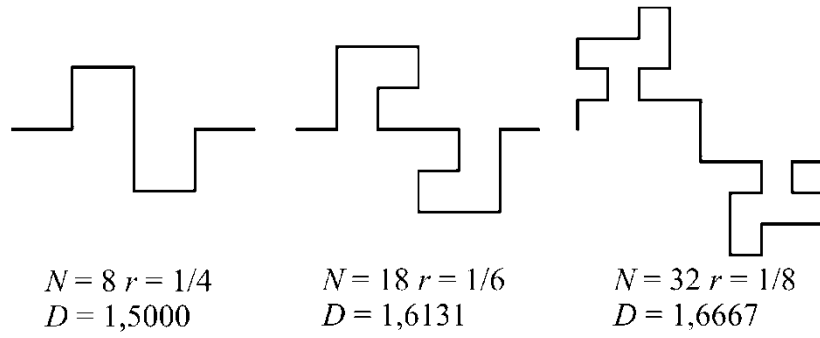


Fig. 3.8. Exemplos de elementos geradores da geometria fractal quadrangular de Koch usados por Mandelbrot.

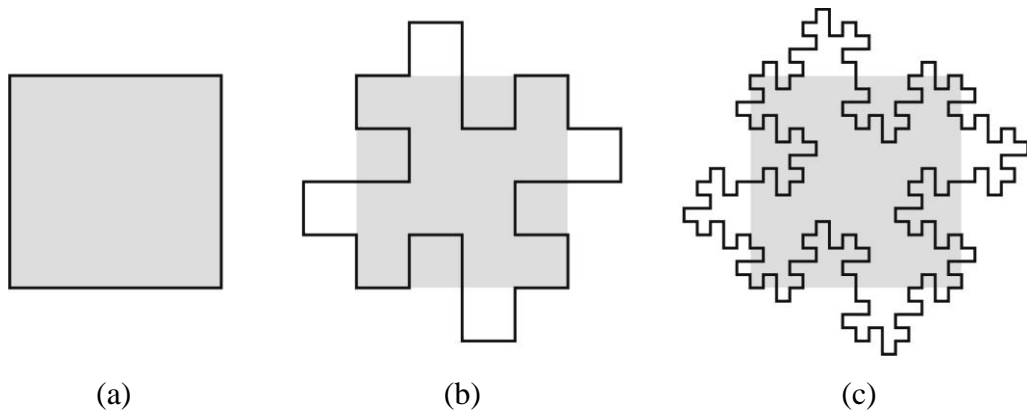


Fig. 3.9. Fractal de Minkowski de níveis: a) $k = 0$; b) $k = 1$; c) $k = 2$.

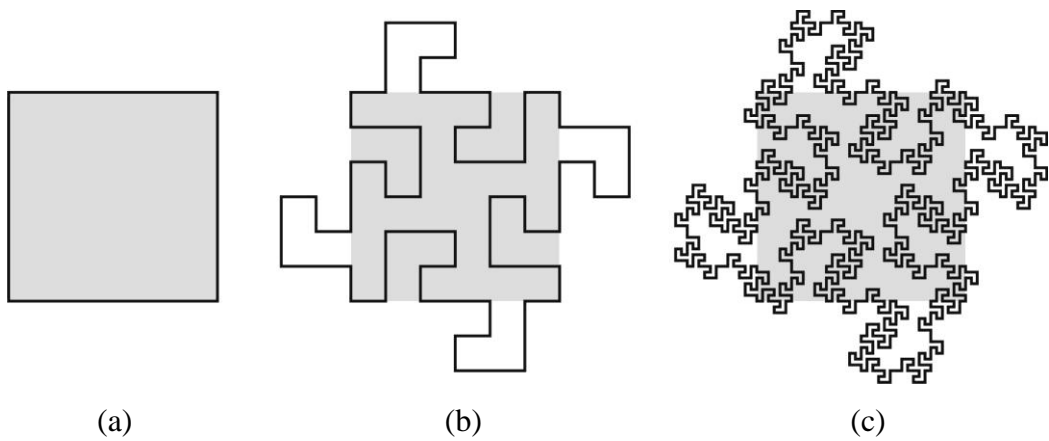


Fig. 3.10. Terágonos de níveis: a) $k = 0$; b) $k = 1$; c) $k = 2$.

3.5.4 Triângulo de Sierpinski e Fractais por Remoção

Waclaw Sierpinski (1882-1969), matemático polonês, criou em 1916 o fractal triângulo de Sierpinski, sendo um dos fractais precursores e apresentando características notáveis.

Os passos da construção geométrica do triângulo de Sierpinski baseiam-se na remoção de elementos e são descritos a seguir, conforme o aumento dos níveis [63], [66], [69]:

- $k = 0$: Considera-se um segmento de reta e o triângulo equilátero apresentando esse segmento por lado;
- $k = 1$: Marcam-se os pontos médios dos três lados do triângulo. Em conjunto com os vértices do triângulo inicial, estes pontos definem quatro novos triângulos iguais, dos quais é eliminado o triângulo central. Obtêm-se assim, três triângulos iguais com lados correspondentes à metade do lado do triângulo inicial;
- $k = 2$: Repete-se o passo anterior nos três triângulos, obtendo agora, nove triângulos iguais com lados de $1/4$ do triângulo original e assim sucessivamente.

Logo, desde que foi removido o triângulo central do triângulo inicial composto de quatro triângulos congruentes pela construção dos segmentos dos pontos médios, restaram no nível $k = 1$, apenas 3 triângulos. No nível $k = 2$, em cada três triângulos do nível $k = 1$, são removidos o central, restando $9 = 3^2$ triângulos. Analogamente para o nível $k = 3$ restam $27 = 3^3$ triângulos após a remoção do central de cada um dos nove anteriores. Segue por indução simples que ao nível n verificam-se 3^n triângulos [66].

Seja o comprimento do lado do triângulo considerado como valor 1. Então, cada lado do triângulo de nível $k = 1$ possui comprimento $1/2$, e, de forma análoga, os lados dos níveis $k = 2$ e $k = 3$ possuem comprimentos correspondentes as metades dos lados do nível anterior: $1/2^2$ e $1/2^3$, respectivamente. Logo, seguindo o processo iterativo, o perímetro de cada triângulo do fractal de nível n é $3 \times 1/2^n$. O perímetro total do triângulo de Sierpinski em cada nível corresponde à multiplicação do número de triângulos pelo perímetro de cada triângulo, ou seja, para o nível $k = 2$ tem-se que o perímetro total é: $9 \times 3/2^2 = 27/4$.

Como nos outros fractais apresentados, a cada nova iteração, são obtidas figuras indistinguíveis das anteriores numa escala menor, caracterizando uma autossimilaridade. A Fig. 3.11 ilustra a formação do triângulo de Sierpinski iterativamente.

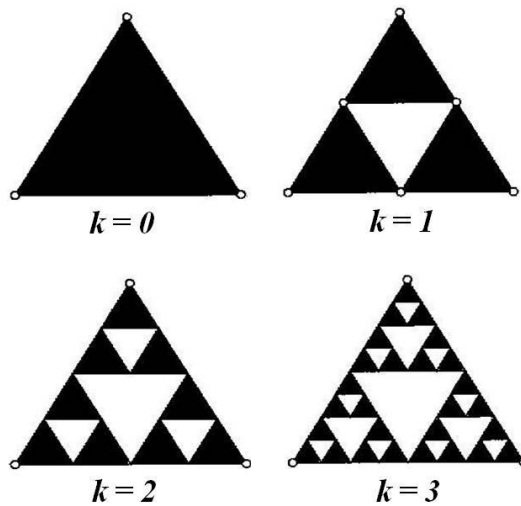


Fig. 3.11. Construção geométrica do triângulo de Sierpinski.

O cálculo da dimensão do triângulo de Sierpinski considera $N = 3$, pois o número de triângulos é triplicado de um nível para outro, sendo reduzidos em $r = 1/2$, portanto:

$$D = -\frac{\ln N}{\ln r} = -\frac{\ln(3)}{\ln(1/2)} = \frac{\ln(3)}{\ln(2)} = 1,59 \quad (3.7)$$

Seguindo a construção do triângulo de Sierpinski, torna-se claro o procedimento para criação de novos fractais por remoção. Como exemplo, pode-se considerar um quadrado como elemento iniciador e dividi-lo em nove quadrículos, como na Fig. 3.12(a). Removendo três deles, conforme indicado na Fig. 3.12(b), é obtido um gerador composto de seis quadrados. Construindo por redução o modelo gerador na razão $1/3$, e o aplicando em todos os seis quadrados anteriores restantes, será formado o fractal de nível $k = 2$ da Fig. 3.12(c). Em seguida, são construídos por redução os modelos geradores nas razões $(1/3)^2 = 1/9$, que se aplicado nos 36 quadrados restantes, fornecerá o fractal de nível $k = 3$ da Fig. 3.12(d) [66].

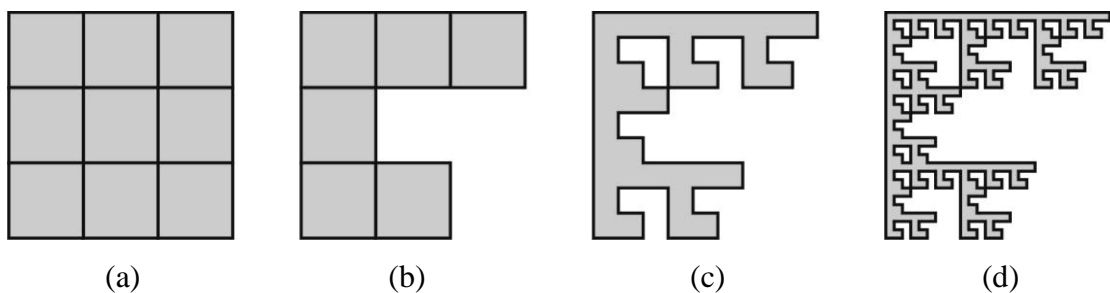


Fig. 3.12. Fractal por remoção para os níveis: a) $k = 0$; b) $k = 1$; c) $k = 2$; d) $k = 3$.

O cálculo da dimensão para o fractal da Fig. 3.12 considera $N = 6$, pois o número de quadrados do elemento gerador é seis, sendo reduzidos em $r = 1/3$, portanto:

$$D = -\frac{\ln N}{\ln r} = -\frac{\ln(6)}{\ln(1/3)} = \frac{\ln(6)}{\ln(3)} = 1,63 \quad (3.8)$$

O fractal apresentado na Fig. 3.2(a), denominado fractal de Vicsek, também é caracterizado como um fractal por remoção, devido ao seu processo de construção, assim como o fractal de Vicsek que será discutido neste trabalho no capítulo seguinte.

3.6 Métodos para Geração de Fractais

Os fractais possuem vários métodos de geração, no entanto, o Sistema de Funções Iteradas (IFS – *Iterated Function System*) e o Sistema de Lindenmayer (sistema L) são os mais utilizados para gerar fractais geométricos. Desenvolvido a partir de 1986, pelo matemático inglês Michael Barnsley, o método IFS é um processo de geração de fractais baseado em transformações de similaridade, consistindo na construção de objetos fractais por meio da replicação em escala de um objeto semelhante. Este procedimento é repetido indefinidamente até a obtenção de um objeto composto de infinitos detalhes. Já o sistema L, foi desenvolvido em 1968 pelo biólogo alemão Aristid Lindemayer e foi utilizado inicialmente para modelar o processo de crescimento de plantas e a morfologia de uma variedade de organismos, podendo também ser aplicado para gerar fractais autossimilares, devido à sua natureza recursiva.

3.6.1 Sistema de Funções Iteradas (Método IFS)

O método IFS é baseado em transformações matemáticas, tais como: contração, reflexão, rotação e translação. Dessa forma, os fractais planos, por exemplo, são definidos como o limite do processo iterativo de um conjunto finito de transformações afins $w(\mathbf{u})$, que são aplicadas em uma figura plana inicial [61], [63], [70]. Define-se a transformação afim $w(\mathbf{u}) : \mathcal{R}^2 \rightarrow \mathcal{R}^2$ no plano através da expressão:

$$w(\mathbf{u}) = T(\mathbf{u}) + \mathbf{v} \quad (3.9)$$

em que, T é uma transformação linear não-singular $\mathbf{u}^T = (x \ y)$ e \mathbf{v} são vetores do \mathfrak{R}^2 . A transformação afim $w(\mathbf{u})$ pode ser escrita, na forma matricial, como:

$$w(x, y) = \begin{pmatrix} a & c \\ b & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e \\ f \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

em que, os coeficientes a, b, c, d, e, f , são escalares. Como exemplos de fractais gerados através do método IFS, são apresentadas as transformações para o triângulo de Sierpinski, curva de Peano e curva de Minkowski.

O triângulo de Sierpinski é obtido diretamente de um triângulo equilátero através de três transformações $w_i : \mathfrak{R}^2 \rightarrow \mathfrak{R}^2$, conforme a equação:

$$w_i \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_i \\ f_i \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

em que, as variáveis e_i e f_i assumem os valores da Tab. 3.1. As três transformações fazem a contração de 1/2; w_2 faz uma translação de 1/2 unidade para a direita; w_3 faz uma translação de 1/4 unidade para a direita e 1/2 unidade para cima. A cada conjunto de transformações o nível de escala do fractal aumenta em uma unidade.

Tab. 3.1. Escalares constantes das transformações para geração do triângulo de Sierpinski através do método IFS.

i	e_i	f_i
1	0	0
2	1/2	0
3	1/4	1/2

A curva de Peano é construída pelo método IFS a partir de nove transformações $w_i : \mathfrak{R}^2 \rightarrow \mathfrak{R}^2$, de acordo com (3.12):

$$w_i \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta_i) & -\text{sen}(\theta_i) \\ \text{sen}(\theta_i) & \cos(\theta_i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_i \\ f_i \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

em que, as variáveis θ_i , e_i e f_i assumem os valores da Tab. 3.2. As nove transformações fazem a contração de $1/3$; w_2 faz uma rotação de $\pi/2$ rad e uma translação de uma unidade para a direita; w_3 faz uma translação de uma unidade para a direita e uma unidade para cima; w_4 faz uma rotação de $\pi/2$ rad e uma translação de duas unidades para a direita; w_5 faz uma translação de uma unidade para a direita; w_6 faz uma rotação de $-\pi/2$ rad e uma translação de uma unidade para a direita; w_7 faz uma translação de uma unidade para a direita e uma unidade para baixo; w_8 faz uma rotação de $-\pi/2$ rad e uma translação de duas unidades para a direita; w_9 faz uma translação de duas unidades para a direita.

Tab. 3.2. Escalares constantes das transformações para geração da curva de Peano através do método IFS.

i	θ_i	e_i	f_i
1	0	0	0
2	$\pi/2$	1	0
3	0	1	1
4	$\pi/2$	2	0
5	0	1	0
6	$-\pi/2$	1	0
7	0	1	-1
8	$-\pi/2$	2	0
9	0	2	0

A curva de Minkowski é construída pelo método IFS a partir de oito transformações $w_i : \mathfrak{R}^2 \rightarrow \mathfrak{R}^2$, da forma:

$$w_i \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \frac{1}{4} \begin{pmatrix} \cos(\theta_i) & -\text{sen}(\theta_i) \\ \text{sen}(\theta_i) & \cos(\theta_i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_i \\ f_i \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

em que, θ_i , e_i e f_i assumem os valores da Tab. 3.3. As oito transformações fazem a contração de $1/4$; w_2 faz uma rotação de $\pi/2$ rad e uma translação de uma unidade para a direita; w_3 faz uma translação de uma unidade para a direita e uma unidade para cima; w_4 faz uma rotação de $\pi/2$ rad e uma translação de duas unidades para a direita; w_5 faz uma rotação de $-\pi/2$ rad e uma translação de duas unidades para a direita; w_6 faz uma translação de duas unidades para a direita e um deslocamento de uma unidade para baixo; w_7 faz uma rotação de $-\pi/2$ rad e uma translação de três unidades para a direita; w_8 faz uma translação de três unidades para a direita.

Tab. 3.3. Escalares constantes das transformações para geração da curva de Minkowski através do método IFS.

i	θ_i	e_i	f_i
1	0	0	0
2	$\pi/2$	1	0
3	0	1	1
4	$\pi/2$	2	0
5	$-\pi/2$	2	0
6	0	2	-1
7	$-\pi/2$	3	0
8	0	3	0

O método IFS tem a capacidade de criar imagens realistas com conjuntos muito pequenos de números. Pode codificar uma cena de quase qualquer nível de complexidade e detalhe para assim obter taxas de compressão de imagens surpreendentes. O algoritmo mais comum para calcular a geração de fractais pelo método IFS é chamado jogo do caos. Este consiste na escolha de um ponto arbitrário no plano e em seguida, de modo iterativo, uma das funções selecionadas aleatoriamente é aplicada a partir do sistema de funções e o ponto é desenhado. O algoritmo IFS para gerar a imagem é simplesmente este:

- Inicia-se com um ponto arbitrário no plano (x_0, y_0) ;
- Uma transformação é escolhida randomicamente;
- O ponto é transformado e plotado;
- Retorna ao passo 2.

O código do Matlab utilizado para a implementação deste método na geração do triângulo de Sierpinski é apresentado abaixo.

```

N=500000;
X=zeros(N,2);
X(1,:)=[0.5,0.5];
for k=1:N-1
r=rand;
if r<1/3
X(k+1,1)=0.5*(X(k,1)); X(k+1,2)=0.5*(X(k,2));
elseif r<2/3
X(k+1,1)=0.5*(X(k,1))+0.5; X(k+1,2)=0.5*(X(k,2));
else

```

```

X(k+1,1)=0.5*(X(k,1))+1/4; X(k+1,2)=0.5*(X(k,2))+sqrt(3)/4;
end
end
plot(X(:,1),X(:,2),'K.','markersize',1)

```

3.6.2 Sistema de Lindenmayer (Sistema L)

O sistema L é conhecido como um sistema gerador de fractais por cadeia de caracteres. Inicialmente, era utilizado para descrever matematicamente o desenvolvimento de plantas e de organismos multicelulares. O método torna fácil a construção evolutiva de modelos de plantas e outros organismos naturais, de acordo com o aumento do nível de iteração ou recursividade aplicada à forma, a partir de um conjunto de células que se proliferam [63].

Para a construção dos fractais não se trabalha com células. O sistema L é utilizado com um conjunto de elementos gráficos representados por letras do alfabeto. As regras formativas podem ser representadas pelas cadeias de caracteres, que vão armazenar toda a informação gráfica necessária para a construção do fractal. Em seguida, é feita a leitura desta cadeia, de modo a transformar os caracteres em comandos gráficos capazes de desenhar os mais diversos fractais. Como o processo de geração dos fractais é infinito, a construção do mesmo será considerada até determinado limite para aplicações práticas.

O sistema L também é conhecido como sistema L paramétrico, definido de acordo com:

$$G = \{V, S, \omega, P\} \quad (3.14)$$

em que V representa um conjunto de variáveis (símbolos que podem ser substituídos); S representa um conjunto de constantes; ω é a variável de entrada do sistema, composta por um conjunto de símbolos do conjunto V , que definem o estágio inicial do sistema; P é um conjunto de regras que definem como os símbolos podem ser substituídos através de combinações entre parâmetros fixos e variáveis. As regras são aplicadas iterativamente, começando do estágio inicial [47].

Para iniciar uma construção através do sistema L, são definidas a variável de entrada e a regra de formação que irá determinar como a cadeia de caracteres irá se proliferar. Também

é preciso estabelecer um limite n para o número de iterações utilizados na construção do fractal, ou seja, até que etapa se deseja construí-lo. Para exemplificar o método, serão mostrados a seguir o passo a passo da construção de uma curva de Koch e de uma curva de Minkowski [47], [70].

Para geração da curva de Koch, tem-se:

- Conjunto de variáveis (V): F;
- Constantes (S): +, -;
- Variável de entrada (ω): F;
- Regra (P): $F \rightarrow F+F--F+F$

A variável “F” significa desenhar um segmento adiante. A constante (+) significa mudança de direção no sentido anti-horário, enquanto a constante (-), mudança de direção no sentido horário. É considerado um ângulo de 45° , conforme mostra a Fig. 3.13. Desta forma, a análise do processo de construção da curva de Koch ocorrerá da esquerda para direita.

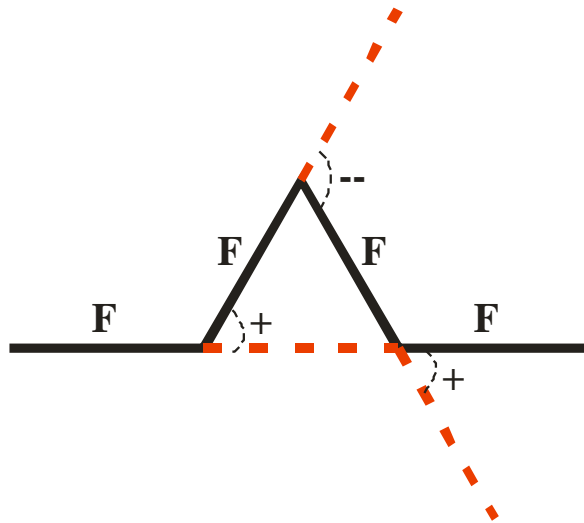


Fig. 3.13. Regra de formação para obtenção da curva de Koch.

A regra de formação da curva de Koch foi gerada com os seguintes passos: a partir de um segmento de reta representado por F, faz-se um incremento no ângulo no sentido anti-horário (+); depois, tem-se um segmento F seguido de dois incrementos no ângulo no sentido horário (--); em seguida, mais um segmento F, porém, com um incremento no ângulo no sentido anti-horário (+); e finalmente um último segmento F. Assim, é obtida a regra: $F+F--F+F$.

Como o último passo da construção da curva de Koch é repetir o passo anterior com todos os seus segmentos, em cada etapa é substituída cada variável F da etapa anterior pelo conjunto $F+F--F+F$, segundo a regra de formação, conservando as constantes (+) e (-). Assim, tem-se a proliferação da cadeia de caracteres com as seguintes etapas, para os diferentes níveis do fractal ($k = 0$ até $k = n$):

- Etapa 1 ($k = 0$): F;
- Etapa 2 ($k = 1$): $F+F--F+F$;
- Etapa 3 ($k = 2$): $F+F--F+F+ F+F--F+F-- F+F--F+F+ F+F--F+F$;

-
- Etapa n ($k = n$): $F+F--F+F+... +F+F--F+F$.

Para geração da curva de Minkowski, tem-se:

- Conjunto de variáveis (V): F;
- Constantes (S): +, -;
- Variável de entrada (ω): F;
- Regra (P): $F \rightarrow F+F-F-FF+F+F-F$

Igualmente à construção da curva de Koch, a constante (+) significa mudança de direção no sentido anti-horário e a constante (-), mudança de direção no sentido horário. Porém, neste caso foi considerado um ângulo de 90° para a geração do fractal da esquerda para direita. A regra de formação da curva de Minkowski foi estabelecida seguindo o mesmo princípio da curva de Koch, a partir de um segmento de reta representado por F, realizam-se os incrementos (+) e (-) necessários no ângulo, de forma a obter a regra: $F+F-F-FF+F+F-F$ para a geração do fractal de níveis $k = 0$ até $k = n$, onde em cada etapa é substituída cada variável F da etapa anterior pelo conjunto $F+F-F-FF+F+F-F$. Logo, as etapas para a geração do fractal de Minkowski são:

- Etapa 1 ($k = 0$): F;
- Etapa 2 ($k = 1$): $F+F-F-FF+F+F-F$;
- Etapa 3 ($k = 2$): $F+F-F-FF+F+F-F+F+F-F-FF+F+F-F-F+F-F-FF+F+F-F-F+F-F-FF+F+F-F-F+F-F-FF+F+F-F-FF+F+F-F-F+F-F-FF+F+F-F$;

-
- Etapa n ($k = n$): $F+F-F-FF+F+F-F+... - F+F-F-FF+F+F-F$.

A Figura 3.14 apresenta quatro aproximações da curva de Minkowski ($k = 0, 1, 2, 3$). O código implementado em Matlab para a geração deste fractal através do sistema L é descrito a seguir:

```
nivel=3;
entrada='F';
regra='F+F-F-FF+F+F-F';
fator_escala=4;
for N=0:nivel,
replica=";
if N==0,
fonte=entrada; M=length(fonte);
x=0; y=1;
end
if entrada=='F', x=0; y=0; end
if N>0
for m=1:M
caracter=fonte(m);
if caracter=='F'
replica=[replica regra];
else
replica=[replica caracter];
end
end
fonte=replica;
M=length(fonte);
replica=";
end
theta=0;
dtheta=pi/2;
d=(fator_escala^-N);
for f=1:M
if fonte(f)=='F'
```

```

nx=x+d*cos(theta);
ny=y+d*sin(theta);
line(0.5+[x nx],0.5+[y ny]);
x=nx; y=ny;
end
if fonte(f)=='+', theta=theta+dtheta; end
if fonte(f)=='-', theta=theta-dtheta; end
end
end

```

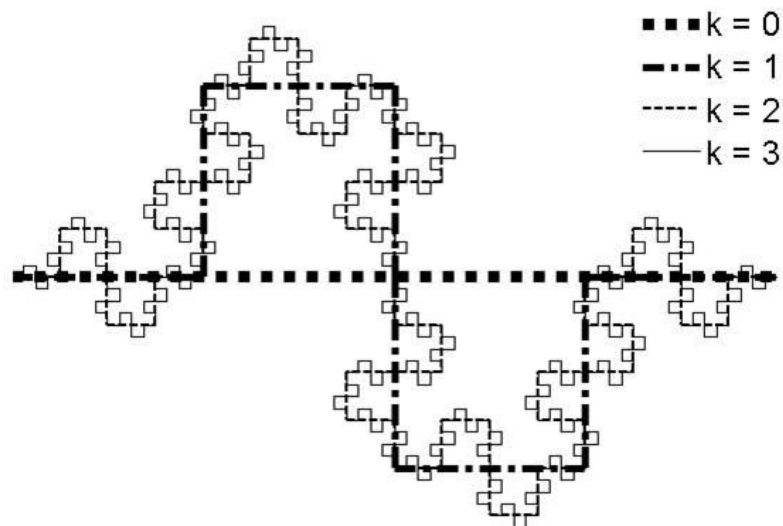


Fig. 3.14. Curva de Minkowski gerada a partir do sistema L.

3.7 Aplicações da Geometria Fractal

Em diversos campos da ciência e da tecnologia encontram-se inúmeras aplicações para a geometria fractal, tais como, na computação gráfica, nas ciências médicas, nas engenharias, etc. Dentre as aplicações dos fractais são citadas: tecnologia de sistemas de comunicação; filtragem de sinais; segmentação de imagem; processamento de sinais; reconhecimento de padrões; oscilações do coração; detecção de tumores; entre outras.

Imagens fractais são hoje usadas pelos programas de computação gráfica para representar formas naturais e paisagens de maneira realística. Isto proporciona uma economia na memória do computador, pois os pontos de uma paisagem são calculados um a um de modo iterativo, não sendo necessário guardar a imagem completa na memória [69]. Outra

técnica computacional bastante comum é a técnica de zoom fractal, que vem sendo aplicada com o objetivo de conseguir uma aproximação da imagem com o mínimo de perdas na qualidade.

Algumas aplicações de fractais bastante promissoras estão relacionadas à medicina. A dimensão fractal está sendo utilizada como forma de diagnóstico quantitativo e objetivo de diversas patologias, como o câncer. Testes experimentais mostraram que células cancerosas têm dimensão fractal superior à dos tecidos normais. Um exemplo que segue esta linha é o estudo da detecção de núcleos atípicos realizado em [71], onde um núcleo de controle apresentou uma dimensão fractal de 0,97, enquanto um núcleo atípico apresentou uma dimensão de 1,47. A análise fractal é assim aplicada com o objetivo de investigar o crescimento de tumores *in vitro* e com isso determinar a dimensão fractal em diferentes escalas. Pode ser constatado que existem parâmetros de autossimilaridade nestas escalas, levando os pesquisadores a concluir que esta técnica pode auxiliar na detecção de tumores mesmo em sua fase inicial. Através do cálculo da dimensão fractal e da irregularidade do contorno de células e estruturas que formam os tumores pode-se ainda, caracterizar em que estágio se encontra um tumor, bem como obter uma melhor diferenciação entre tumores benignos e malignos devido a estes últimos possuírem característica marcante de maior irregularidade em seu contorno.

Outra aplicação dos fractais na área médica é a sua análise no contorno ósseo e dental através de imagens radiográficas. Também, são reconhecidas características fractais em fenômenos cardíacos e pulmonares, em que se observa que o floco de neve de Koch e a curva de Peano se assemelham ao movimento dos pulmões. Não somente núcleos atípicos seguem a dimensão fractal, o sistema circulatório, nervoso e linfático, também seguem tal geometria. Descobertas recentes sugerem que o coração bate a um ritmo fractal, indicando que um batimento quase periódico pode ser resultado de insuficiência cardíaca. Outras pesquisas propõem que é possível prevenir ou diagnosticar doenças retínicas pela análise fractal, filtrando da imagem retinográfica apenas o que corresponde aos vasos, num processo chamado segmentação vascular a partir de *softwares* especializados [72].

Na engenharia, uma aplicação interessante está relacionada aos métodos de processamento de sinais e reconhecimento de padrões dos sinais de respostas de sensores de gás, utilizando técnicas e modelos da geometria fractal. Em [73], os sinais de resposta de dois tipos de sensores foram estudados, em um deles foram utilizadas as técnicas de compressão

fractal de imagens e determinação da dimensão fractal multiescala, ambas eficazes para as aplicações propostas.

Nas telecomunicações, a presença da geometria fractal é cada vez mais comum. Em particular, a geometria fractal está inserida na tecnologia dos sistemas de comunicação por micro-ondas, para a fabricação de estruturas compactas com desempenho superior em termos de largura de banda e comportamento multibanda. Há uma necessidade crescente por antenas compactas, que ocupem de forma integrada a quantidade de espaço limitada no interior de aparelhos com tecnologia sem fio, como em telefones celulares [61]. O projeto de antenas compactas com elementos convencionais, muitas vezes, é sensível apenas a uma faixa estreita de frequências, e não é eficiente se o tamanho do protótipo for inferior a um quarto de comprimento de onda. Este é um problema que afeta, principalmente, as antenas dos celulares, que precisam ser pequenas. A resposta das antenas fractais difere acentuadamente da resposta obtida pelas antenas tradicionais sendo capazes de funcionar de forma ótima e simultânea em várias frequências. Esta característica faz das antenas fractais uma excelente alternativa para aplicações de banda larga. A Fig. 3.15 exemplifica uma aplicação de antena fractal em um telefone celular. Várias pesquisas têm sido apresentadas em antenas fractais, utilizando diferentes elementos [61], [70], [74]-[79].

A aplicação de fractais em outros dispositivos de micro-ondas, como em superfícies seletivas de frequência também tem apresentado bons resultados, proporcionando: maiores fatores de compressão de frequência; respostas estáveis em frequência para diferentes ângulos de incidência das ondas eletromagnéticas; e comportamento multibanda, mantendo a propriedade de filtragem da FSS em várias bandas correspondentes. Estas características em filtros seletivos, dificilmente são obtidas com a utilização de elementos de FSS com geometria euclidiana convencional, e são bastante desejáveis em aplicações práticas, sobretudo em aplicações de FSS para comunicações *indoor*, nas quais se deseja aproveitar ao máximo as propriedades de filtragem da estrutura, rejeitando mais de uma frequência indesejada ou permitindo a passagem de frequências específicas, devido ao comportamento multibanda proporcionado pela geometria fractal [80]-[86].

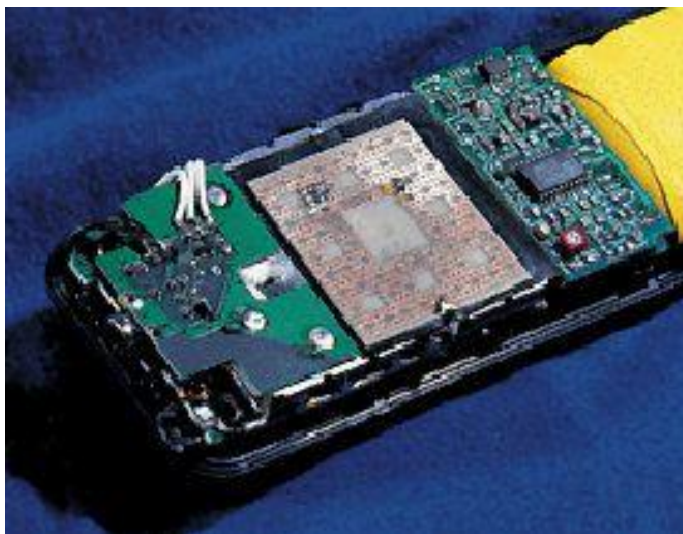


Fig. 3.15. Utilização de uma antena fractal em um telefone celular.

3.8 Síntese do Capítulo

Neste capítulo foi discutida a geometria fractal, suas principais características (como a dimensão fractal) e as categorias em que os fractais são classificados de acordo com o tipo de geração ou conforme a autossimilaridade. Foram apresentados os principais fractais precursores de construção geométrica (curva de Peano, curva de Koch, triângulo de Sierpinski), e os fractais que são gerados baseados nestes (como os quadrangulares de Koch e novos fractais por remoção). Os métodos de geração das estruturas fractais (método IFS e sistema L) também foram abordados, além das aplicações e utilidades da geometria fractal em uma gama de áreas de conhecimento, sobretudo em dispositivos de micro-ondas, como em FSSs.

Capítulo 4

FSSs com *Patches* Pré-Fractais de Vicsek

4.1 Introdução

Neste capítulo é descrita uma metodologia de projeto para superfícies seletivas de frequência compostas por arranjos periódicos de *patches* pré-fractais de Vicsek [80], [81]. As formas apresentadas pela geometria fractal de Vicsek como uma função dos parâmetros fractais (número de iterações e fator de iteração) são exploradas para a concepção de FSSs que atuam como filtros espaciais rejeita-faixa com dupla polarização. Esta característica de dupla polarização deve-se à simetria da estrutura periódica resultante, que exibe a mesma resposta em frequência para ambas as polarizações TE e TM [36]. Também, investiga-se a variação do ângulo da radiação incidente na superfície, de acordo com o número de iterações, para o projeto de filtros espaciais compactos com respostas estáveis em frequência.

As simulações das FSSs são executadas através dos programas comerciais Ansoft DesignerTM e Ansoft HFSSTM, considerando os *patches* pré-fractais de Vicsek até o nível $k = 3$. Dois protótipos de FSS de níveis $k = 1$ e $k = 2$ são selecionados para fabricação e caracterização experimental. As medições são efetuadas com o uso de um analisador de redes vetorial da Agilent Technologies, modelo N5230A, e duas antenas corneta que operam na banda X na faixa de 7,0~13,5 GHz.

Nas seções que seguem é apresentada uma concisa descrição da geometria fractal de Vicsek e os principais aspectos das FSSs propostas. Também, são discutidos os resultados obtidos.

4.2 Estrutura das FSSs Propostas

Conforme foi explicado no capítulo 3, as geometrias fractais são geradas por um processo iterativo a partir de uma topologia inicial simples. Desse modo, o biólogo e físico húngaro Tomás Vicsek descreveu um processo iterativo realizado a partir de um quadrado (topologia original) para obtenção de uma forma fractal. Conforme ilustra a Fig. 4.1, esta forma fractal se inicia com um simples quadrado cujo número de iteração é igual a zero ($k = 0$). Em seguida, divide-se este quadrado inicial em nove pequenos quadrículos iguais e

removem-se quatro deles nos cantos, obtendo o fractal de nível $k=1$. Se o processo iterativo é executado em um número infinito de vezes, a geometria fractal ideal denominada de Vicsek é obtida. O fractal de Vicsek tem um perímetro infinito, mas uma área finita [78].

As FSSs projetadas com *patches* pré-fractais de Vicsek são impressas sobre um substrato de baixo custo de fibra de vidro (FR-4), com constante dielétrica $\epsilon_r = 4,4$, espessura $h = 1,6$ mm e tangente de perdas $\delta = 0,02$. A partir de um quadrado de lado $L = 8,7$ mm, que corresponde ao elemento iniciador, usa-se um fator de iteração $r = 1/3$. A cada iteração fractal, cinco cópias em escala reduzida do elemento gerador ($N = 5$) são produzidas. O lado L_k do quadrado até a k -ésima iteração é dado por $L_k = L \cdot r^k$. Portanto, a dimensão do fractal de Vicsek é: $D = -\ln(N)/\ln(r) = 1,47$. Na Fig. 4.1 têm-se as formas apresentadas pelos elementos pré-fractais de Vicsek propostos com periodicidade $p = 12,3$ mm.

A Fig. 4.2 apresenta as fotografias dos protótipos de FSS construídos com *patches* pré-fractais de Vicsek de níveis $k = 1$ (dipolo-cruzado) e $k = 2$. Os arranjos periódicos destes protótipos são impressos numa placa de cobre quadrada com 20 cm de lado. Na Fig. 4.3, observa-se o *setup* experimental usado para a medição das FSSs.

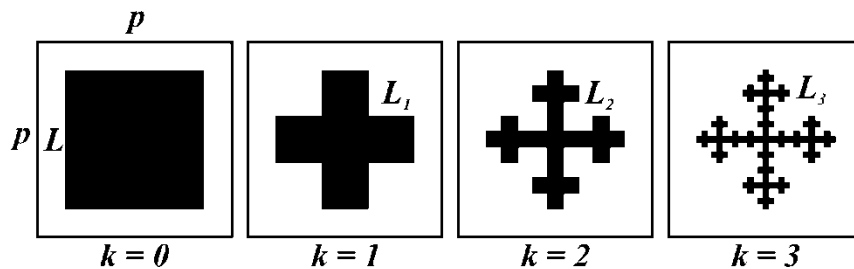


Fig. 4.1. Elementos *patches* pré-fractais de Vicsek.

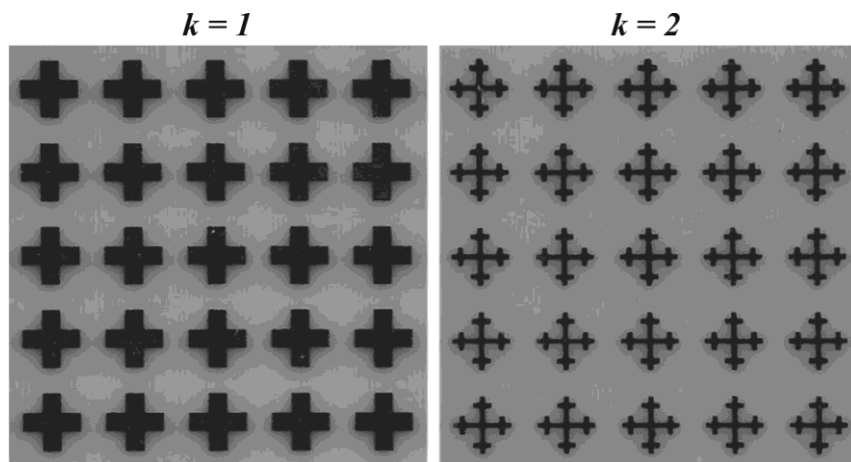


Fig. 4.2. Fotografias dos protótipos de FSS construídos.

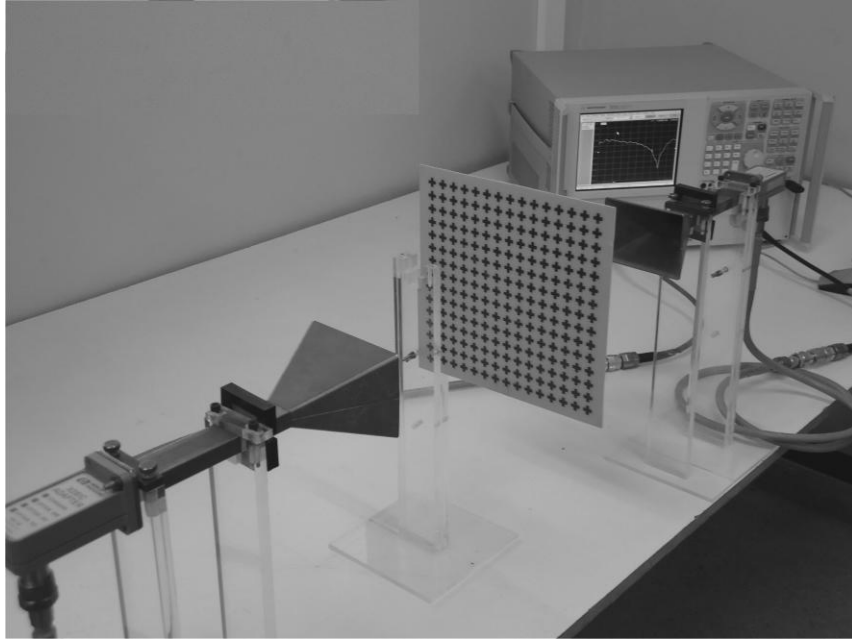


Fig. 4.3. Fotografia do *setup* experimental utilizado.

4.3 Resultados Obtidos

Os resultados simulados e medidos são analisados de acordo com o parâmetro de espalhamento S_{21} (coeficiente de transmissão), considerando uma perda de inserção de -10 dB. Os filtros espaciais rejeita-faixa são investigados de acordo com o nível do pré-fractal de Vicsek utilizado. A Fig. 4.4 mostra o comparativo entre os coeficientes de transmissão simulados considerando $k = 0, 1, 2, 3$. Pode-se observar uma relação inversa entre a frequência ressonante e o nível dos elementos pré-fractais. Comparando os valores simulados para $k = 0$ (16,10 GHz) e $k = 3$ (8,0 GHz), é obtido um alto fator de compressão de frequência, $CF = 50,31\%$. Logo, uma FSS compacta pode ser projetada possuindo um tamanho de célula com apenas 32,8% do comprimento de onda ($p = 0,328\lambda_0$) na frequência de ressonância. O cálculo do fator de compressão de frequência é dado pela equação:

$$CF_k(\%) = [(fr_{k=0} - fr_k) / fr_{k=0}] \times 100, \quad k = 1, 2, 3... \quad (4.1)$$

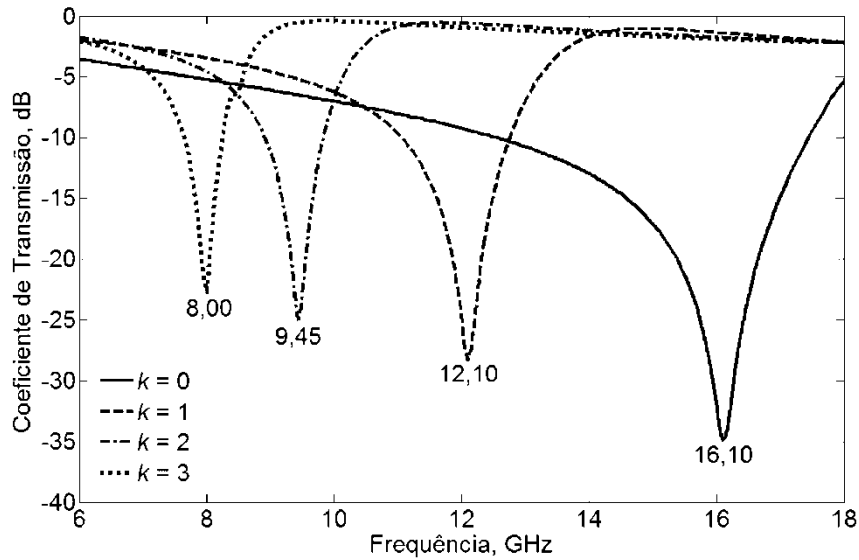
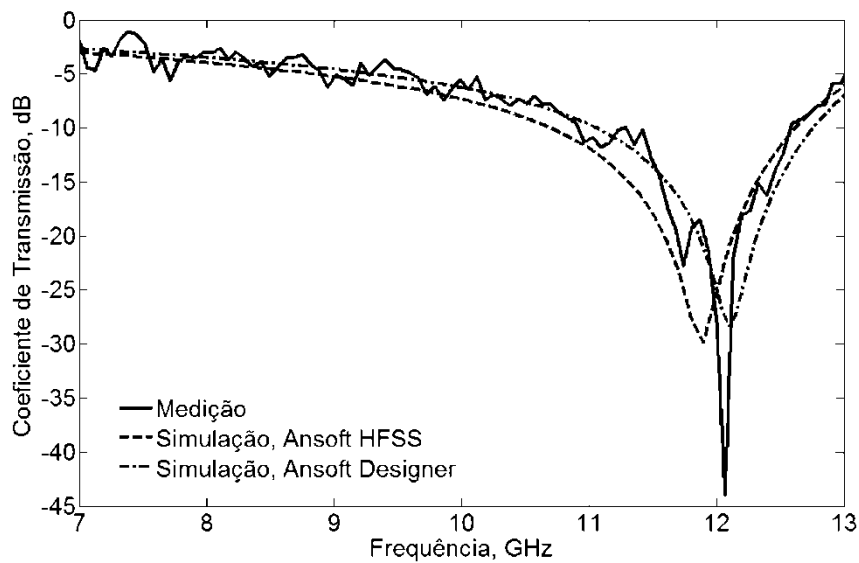
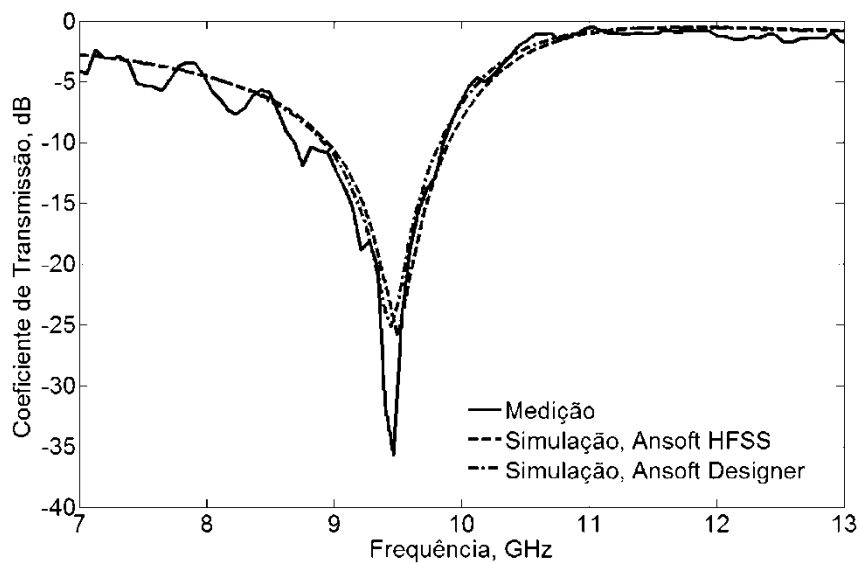


Fig. 4.4. Coeficientes de transmissão simulados para as FSSs com *patches* pré-fractais de Vicsek de níveis $k = 0, 1, 2, 3$.

Na Fig. 4.5 são apresentadas comparações entre os resultados simulados e medidos dos coeficientes de transmissão para os protótipos de FSS construídos. Os resultados experimentais estão em excelente concordância com os programas comerciais utilizados no processo de simulação. Na Tab. 4.1 podem ser vistos os valores numéricos para os parâmetros de FSS (f_r , BW e CF) como uma função do nível do pré-fractal. Os valores de simulação da tabela são os adquiridos pelo Ansoft DesignerTM.



(a)



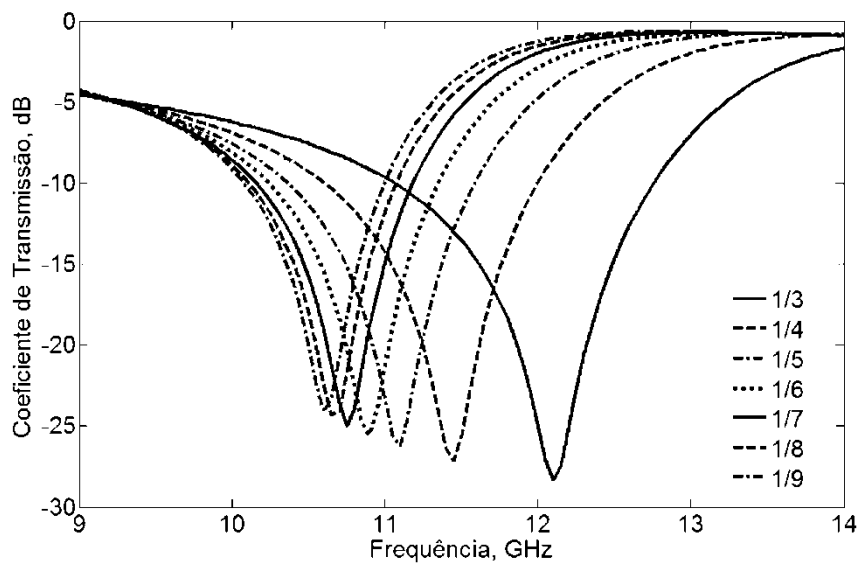
(b)

Fig. 4.5. Coeficientes de transmissão simulados e medidos para as FSSs com *patches* pré-fractais de Vicsek de níveis: a) $k = 1$; b) $k = 2$.

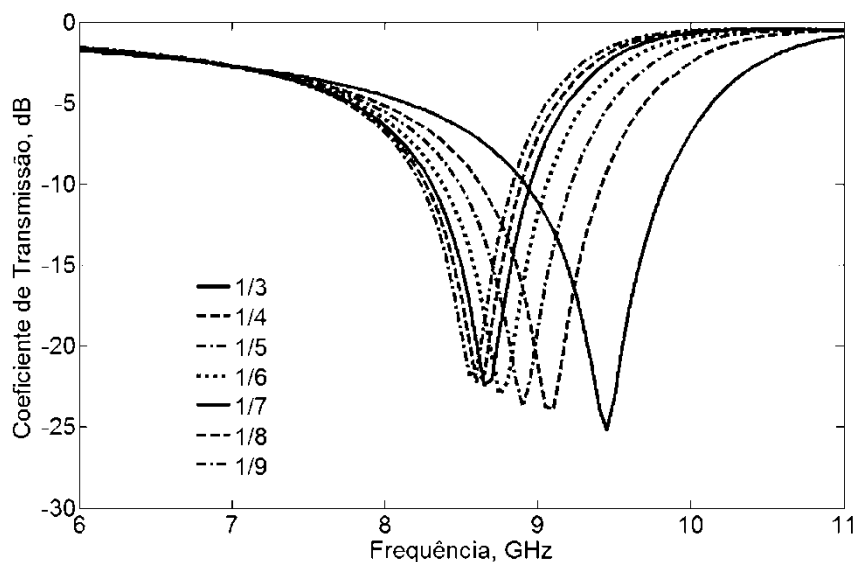
Tab. 4.1. Resultados simulados e medidos para os parâmetros de FSS em função do nível do pré-fractal de Vicsek.

k	Simulação			Medição	
	f_r (GHz)	BW (GHz)	CF (%)	f_r (GHz)	BW (GHz)
0	16,10	4,90	-	-	-
1	12,10	1,69	24,84	12,07	1,66
2	9,45	0,91	41,61	9,47	1,20
3	8,00	0,60	50,31	-	-

Uma análise paramétrica foi desenvolvida para a FSS pré-fractal de Vicsek variando o fator de iteração de $r_{\min} = 1/3$ até $r_{\max} = 1/9$, considerando os níveis $k = 1$ e $k = 2$. Sete simulações foram realizadas para cada estrutura periódica de FSS. Nas Figs. 4.6(a) e 4.6(b) é notável que à medida que o fator de iteração dos *patches* de Vicsek diminui, o valor da frequência ressonante também diminui, enquanto que a largura de banda torna-se mais estreita. Este fato é menos perceptível à medida que o nível do fractal aumenta como pode ser verificado na Fig. 4.6(b) para o pré-fractal de nível $k = 2$.



(a)

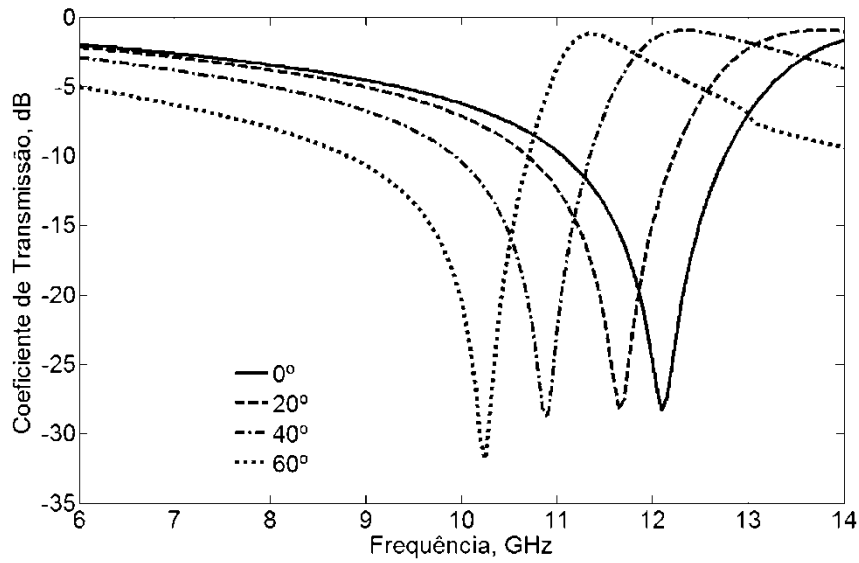


(b)

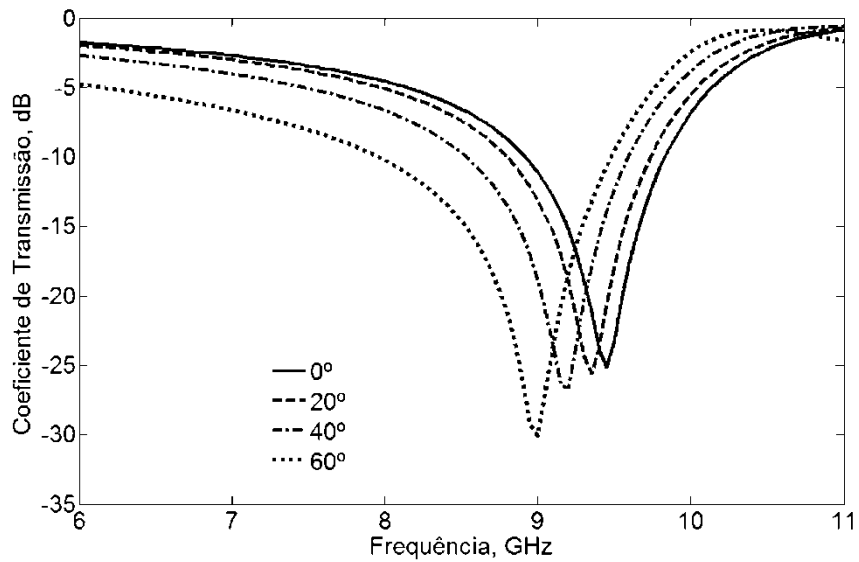
Fig. 4.6. Coeficientes de transmissão apresentados pelas FSSs com *patches* pré-fractais de Vicsek com $1/3 \leq r \leq 1/9$: a) $k = 1$; b) $k = 2$.

Foram realizadas simulações no Ansoft DesignerTM para a FSS pré-fractal proposta variando o ângulo da radiação incidente a partir da incidência normal até 60 graus, considerando os níveis pré-fractais $k = 1, 2, 3$. Os resultados obtidos são mostrados na Fig. 4.7. Observa-se que à medida que o nível do pré-fractal aumenta, a frequência ressonante torna-se mais estável em relação ao ângulo de incidência. Por exemplo, para o nível $k = 1$, a FSS apresentou um desvio máximo na frequência de ressonância de 15,37% comparado à incidência normal, enquanto para o nível $k = 3$, observou-se um desvio máximo de 1,87%.

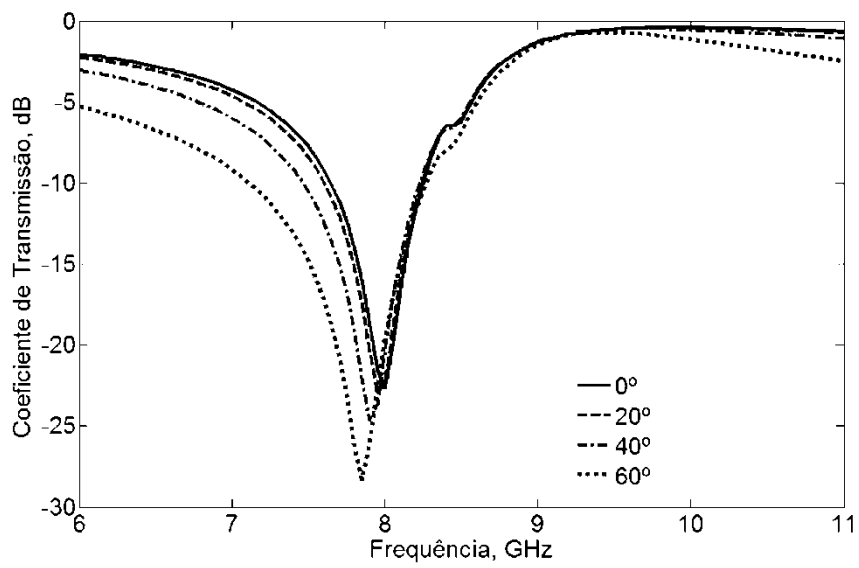
Para verificar os resultados simulados considerando a incidência oblíqua, foram medidos dois protótipos de FSS com níveis pré-fractais $k = 1$ e $k = 2$. A partir dos resultados medidos, apresentados na Fig. 4.8, nota-se que a FSS pré-fractal de nível $k = 2$ obteve um desvio máximo na frequência de ressonância de 2% em relação à incidência normal. Os valores numéricos para os parâmetros de FSS (f_r , BW) podem ser observados na Tab. 4.2 como uma função do nível do pré-fractal e da variação do ângulo de incidência.



(a)

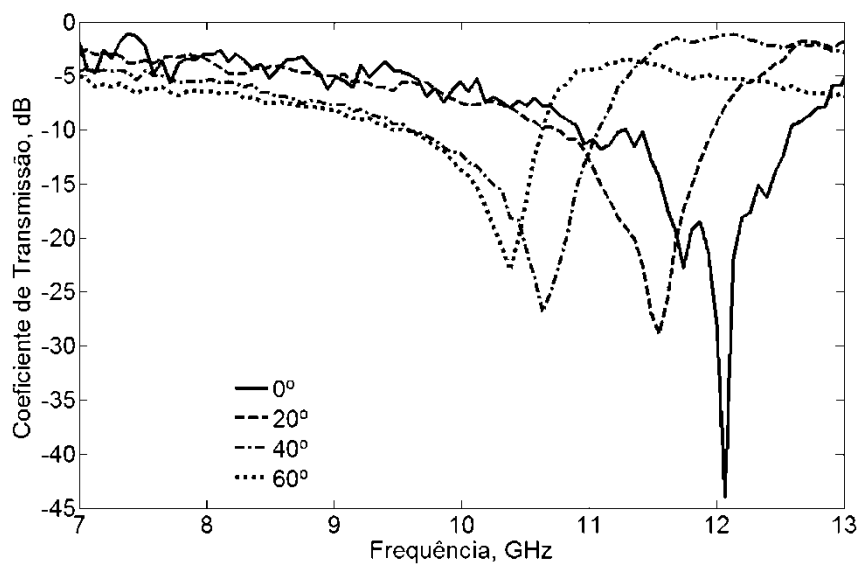


(b)

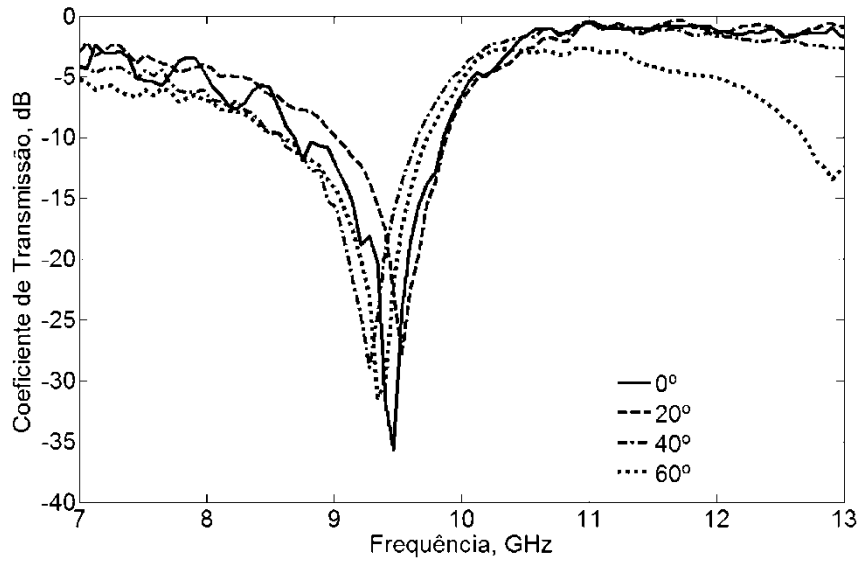


(c)

Fig. 4.7. Respostas simuladas para as FSSs com *patches* pré-fractais de Vicsek em função do ângulo de incidência: a) $k = 1$; b) $k = 2$; c) $k = 3$.



(a)



(b)

Fig. 4.8. Respostas medidas para as FSSs com *patches* pré-fractais de Vicsek em função do ângulo de incidência: a) $k = 1$; b) $k = 2$.

Tab. 4.2. Resultados simulados e medidos para os parâmetros de FSS em função do ângulo de incidência.

θ	Simulação				Medição			
	$k = 1$		$k = 2$		$k = 1$		$k = 2$	
	f_r (GHz)	BW (GHz)	f_r (GHz)	BW (GHz)	f_r (GHz)	BW (GHz)	f_r (GHz)	BW (GHz)
0°	12,10	1,69	9,45	0,91	12,07	1,66	9,47	1,20
20°	11,66	1,53	9,35	0,94	11,54	1,21	9,53	0,86
40°	10,89	1,41	9,18	1,06	10,65	1,48	9,28	1,06
60°	10,24	1,89	8,99	1,52	10,38	1,06	9,36	1,13

4.4 Síntese do Capítulo

Neste capítulo, as propriedades de espalhamento de superfícies seletivas de frequência utilizando *patches* pré-fractais de Vicsek foram exploradas. A estrutura dos elementos pré-fractais foi descrita e os resultados analisados de acordo com parâmetros fractais (número de iterações e fator de iteração) para o projeto de filtros espaciais rejeita-faixa com boas características de transmissão na banda X. Também foram realizadas análises paramétricas a fim de estudar as respostas em frequência obtidas através da variação angular da radiação incidente nas estruturas propostas, em diferentes níveis do pré-fractal utilizado.

Capítulo 5

FSSs com *Patches* Pré-Fractais de Peano

5.1 Introdução

Este capítulo apresenta uma análise de superfícies seletivas de frequência com a aplicação de elementos pré-fractais de Peano do tipo *patch* até o nível $k = 2$, que são gravados em uma camada dielétrica simples [82], [83]. Estas estruturas planares, que atuam como filtros espaciais rejeita-faixa, são analisadas em função do número de iterações do fractal utilizado nos elementos e em função do tamanho da célula unitária da FSS (periodicidade). As formas apresentadas por estes elementos pré-fractais são exploradas para viabilizar o projeto de FSSs compactas, com dupla polarização, comportamento multibanda e respostas em frequência estáveis em relação à incidência oblíqua de ondas planas. As propriedades de preenchimento espacial e autossimilaridade da geometria fractal de Peano torna possível várias configurações para os elementos *patches*. Logo, a possibilidade de reconfiguração dos elementos pré-fractais de Peano é também estudada e os resultados são discutidos.

As simulações dos filtros planares propostos são executadas através do programa comercial Ansoft DesignerTM. Quatro protótipos de FSS são selecionados para fabricação e caracterização experimental, sendo dois deles configurações pré-fractais de Peano originais de níveis $k = 1$ e $k = 2$, e os outros dois, configurações pré-fractais de nível $k = 1$ com reconfiguração dos elementos. Inicialmente, para as medições dos protótipos construídos, utiliza-se um analisador de redes vetorial da Agilent Technologies (modelo N5230A) e dois *setups* experimentais: (i) antenas monopolo de microfita com *patch* circular [38], [39] operando na faixa de 1,5~6,5 GHz; (ii) antenas corneta que operam na banda X na faixa de 7,0~13,5 GHz.

Alternativamente às antenas corneta comerciais, que muitas vezes são limitadas e caras, são usados dois monopolos de microfita circulares de banda ultra larga (UWB), de fabricação própria, para medições de baixo custo de FSS, com bom desempenho nas bandas de micro-ondas S e C. No entanto, nestas medições, é considerada apenas a incidência normal das ondas eletromagnéticas devido a algumas limitações apresentadas pelos monopolos circulares. Para as medições da incidência oblíqua, utiliza-se um terceiro *setup* experimental com duas antenas corneta comerciais operando na faixa de 1,0~18,0 GHz e um analisador de

redes vetorial da Rohde&Schwarz (modelo ZVB14). Os detalhes acerca do monopolo circular utilizado no sistema de medição são descritos no Apêndice A.

Nas seções que seguem é apresentada a geometria fractal de Peano e a estrutura das FSSs propostas, além de discutidos os resultados simulados e experimentais obtidos.

5.2 Estrutura das FSSs Propostas

Conforme foi discutido no item 3.5.1 do capítulo 3, a curva de Peano original é um fractal que utiliza um segmento de linha como base. De um modo diferente, utiliza-se neste trabalho, um fractal de Peano cuja base é um octógono, inspirado no livro de Mandelbrot [65, pp. 63]. A Fig. 5.1 ilustra as formas dos elementos pré-fractais de Peano com periodicidade $p = 21$ mm. A geração do fractal de Peano proposto parte de um octógono, que corresponde ao elemento iniciador de lado $L = 6$ mm (nível $k = 0$), com um fator de iteração $r = 1/3$. A cada iteração fractal (níveis $k = 1$ e $k = 2$), nove cópias em escala reduzida do octógono ($N = 9$) são produzidas e conectadas. O lado L_k de um octógono até a k -ésima iteração é dado por $L_k = L \cdot r^k$. Portanto, a dimensão do fractal de Peano é: $D = -\ln(N)/\ln(r) = 2$.

As FSSs com *patches* pré-fractais de Peano são fabricadas em um substrato de fibra de vidro (FR-4), com constante dielétrica $\epsilon_r = 4,4$, espessura $h = 1,6$ mm e tangente de perdas $\delta = 0,02$. Na Fig. 5.2 têm-se as fotografias dos protótipos de FSS construídos com *patches* pré-fractais de Peano de níveis $k = 1$ e $k = 2$. Estes protótipos são impressos numa placa de cobre quadrada com 20 cm de lado. Na Fig. 5.3 observam-se dois *setups* experimentais usados para as medições das FSSs na incidência normal: *setup* #1 com monopolos circulares, Fig. 5.3(a); e *setup* #2 com antenas corneta, Fig. 5.3(b).

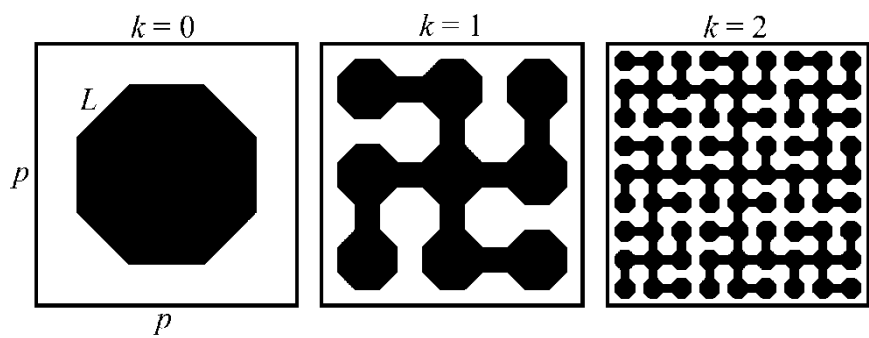


Fig. 5.1. Elementos *patches* pré-fractais de Peano.

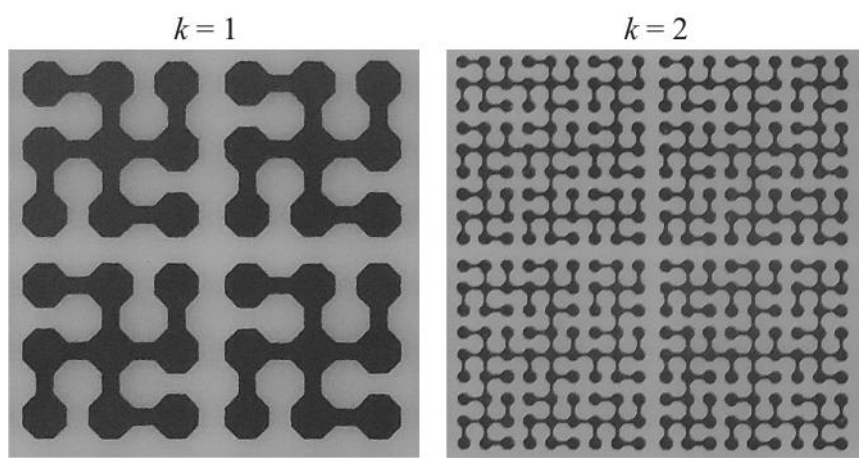
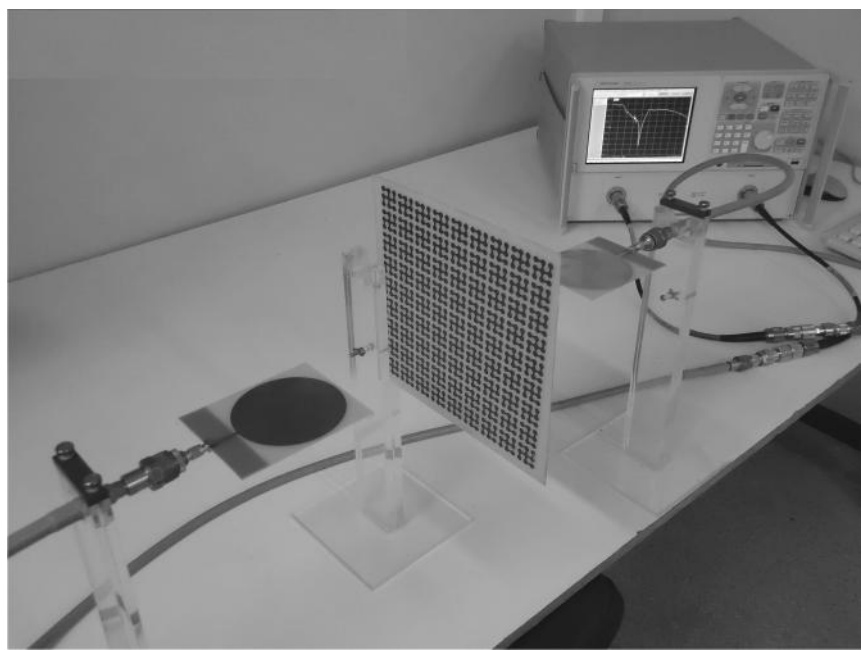
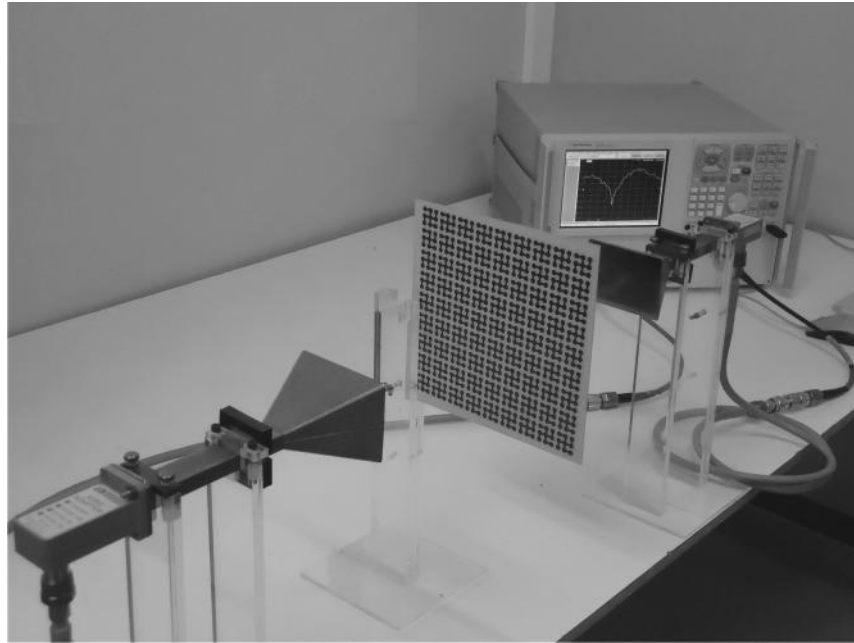


Fig. 5.2. Fotografias dos protótipos de FSS construídos.



(a)



(b)

Fig. 5.3. Fotografias dos *setups* experimentais: a) *setup* #1 (com monopolos circulares);
b) *setup* #2 (com antenas corneta).

5.3 Resultados Obtidos

Na Fig. 5.4 são mostrados os coeficientes de transmissão simulados para as FSSs com *patches* pré-fractais de Peano de níveis $k = 0, 1, 2$. Verifica-se uma relação inversa entre as ressonâncias da FSS e o nível dos elementos pré-fractais. Também, o número de ressonâncias da FSS aumenta de acordo com o nível do pré-fractal. A FSS com *patches* octogonais ($k = 0$) apresenta dupla banda de rejeição, enquanto que as estruturas com *patches* pré-fractais de Peano de níveis $k = 1$ e $k = 2$, apresentam três e sete ressonâncias, respectivamente. Comparando os valores simulados para a primeira frequência de ressonância da FSS com $k = 0$ (9,98 GHz) e $k = 2$ (2,02 GHz), é obtido um alto fator de compressão de frequência, $CF = 79,76\%$. Portanto, uma FSS compacta pode ser projetada possuindo um tamanho de célula com apenas 14,1% do comprimento de onda ($p = 0,141\lambda_0$) na frequência de ressonância.

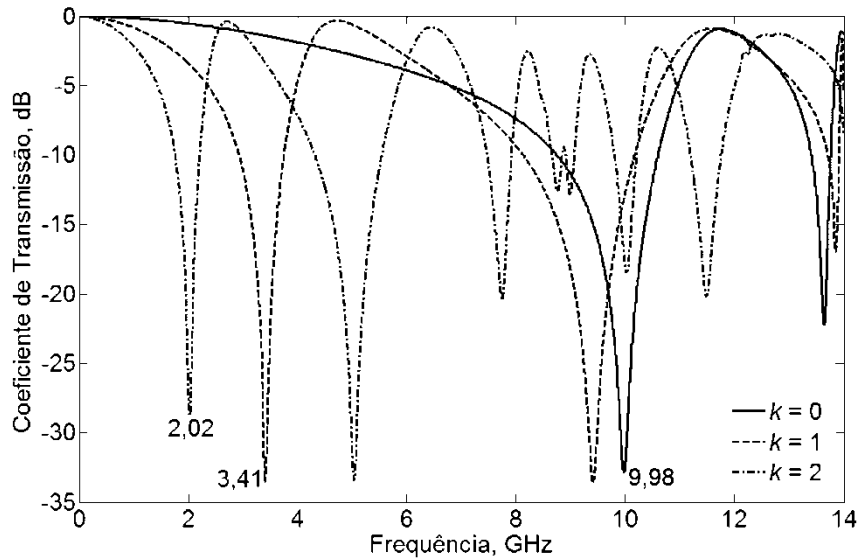
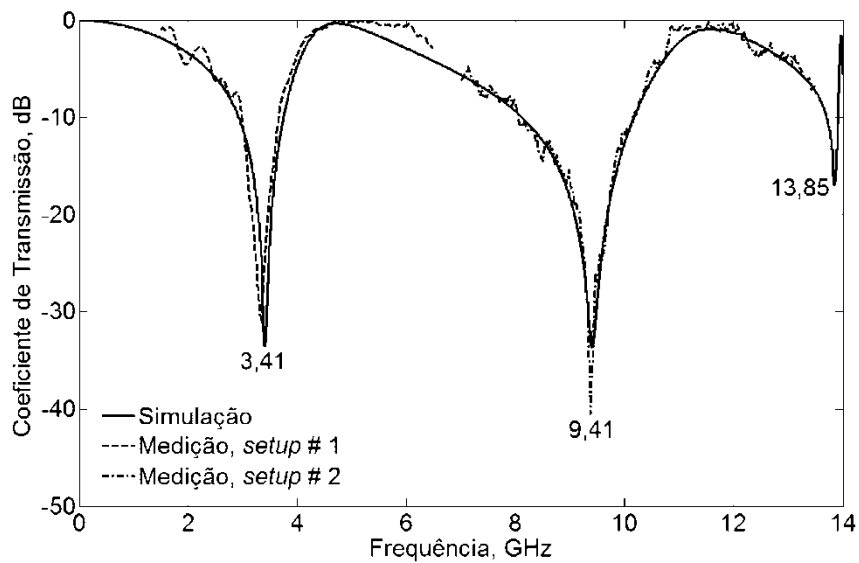


Fig. 5.4. Coeficientes de transmissão simulados para as FSSs com *patches* pré-fractais de Peano de níveis $k = 0, 1, 2$.

Na Fig. 5.5 pode-se observar um comparativo entre os coeficientes de transmissão simulados e medidos para os protótipos de FSS construídos. Os resultados experimentais obtidos com os *setups* #1 e #2, da Fig. 5.3, estão em excelente concordância com as simulações do Ansoft DesignerTM. Na Tab. 5.1 são vistos os valores numéricos para as bandas ressonantes com referência de -10 dB e os respectivos fatores de compressão de frequência para os diferentes níveis do pré-fractal de Peano.



(a)

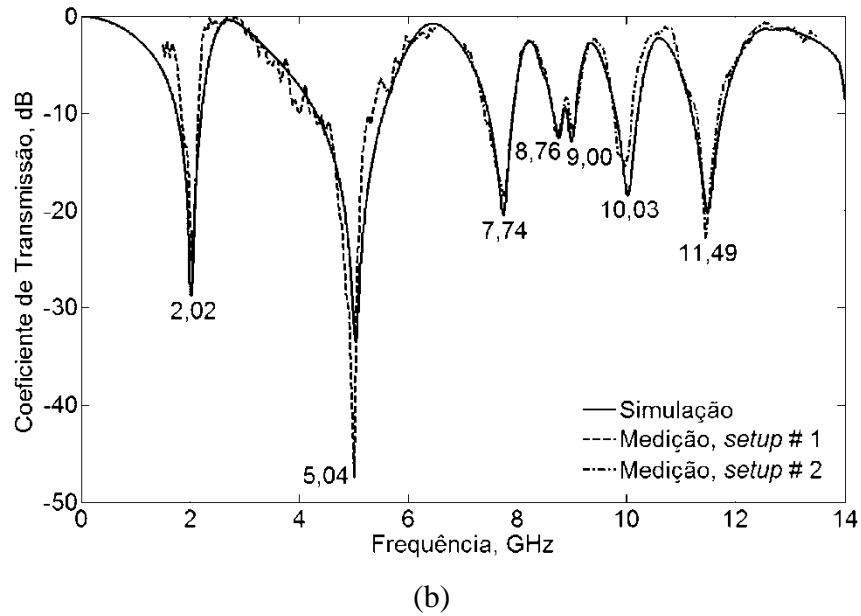


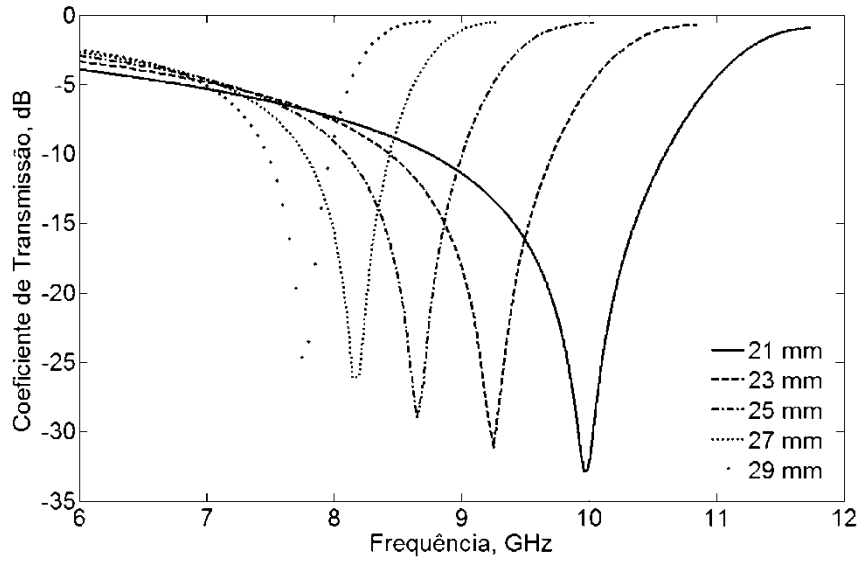
Fig. 5.5. Coeficientes de transmissão simulados e medidos para as FSSs com *patches* pré-fractais de Peano de níveis: a) $k = 1$; b) $k = 2$.

Tab.5.1. Bandas ressonantes das FSSs com *patches* pré-fractais de Peano e fator de compressão de frequência.

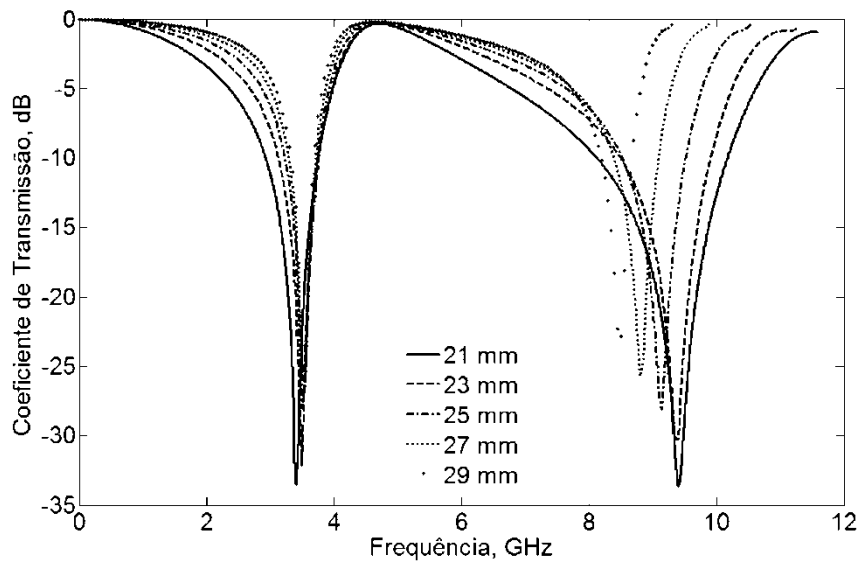
k	Bandas ressonantes simuladas							CF (%)
	1 ^a	2 ^a	3 ^a	4 ^a	5 ^a	6 ^a	7 ^a	
0	8,76 – 10,6	13,41 – 13,76	-	-	-	-	-	-
1	2,93 – 3,75	8,14 – 10,18	13,71 – 13,91	-	-	-	-	65,83
2	1,76 – 2,21	4,32 – 5,54	7,47 – 7,92	8,66 – 8,84	8,91 – 9,07	9,80 – 10,21	11,20 – 11,76	79,76

Considerando as características promissoras da FSS com *patches* pré-fractais de Peano, uma análise paramétrica até a banda X foi desenvolvida de acordo com a periodicidade da estrutura ($p = 21, 23, 25, 27, 29$ mm) e o nível do pré-fractal ($k = 0, 1, 2$). Na Fig. 5.6(a) podem-se observar os resultados para $k = 0$. Neste caso, o valor da frequência ressonante diminui e a largura de banda torna-se mais estreita de acordo com a periodicidade. A Fig. 5.6(b) mostra os resultados para $k = 1$, em que, com o aumento da periodicidade, a primeira frequência ressonante da FSS permanece praticamente inalterada e a segunda ressonância

apresenta um resultado esperado. Na Fig. 5.6(c), os resultados para $k = 2$ indicam um comportamento inusitado para todas as frequências ressonantes: estas aumentam de acordo com a periodicidade da FSS.



(a)



(b)

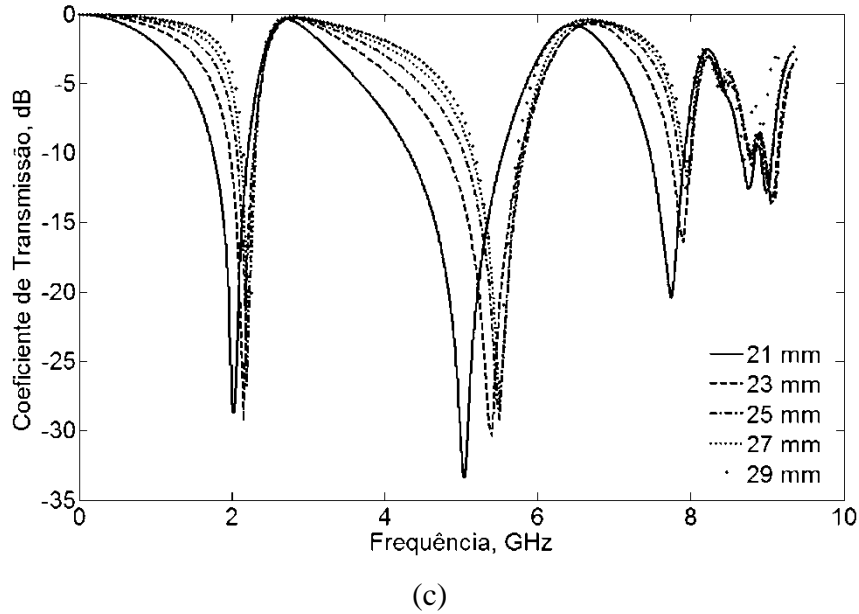


Fig. 5.6. Coeficientes de transmissão apresentados pelas FSSs com *patches* pré-fractais de Peano com $21 \leq p \leq 29$ mm: a) $k = 0$; b) $k = 1$; c) $k = 2$.

A fim de verificar a estabilidade em frequência das FSSs em relação à incidência oblíqua de ondas planas, foram realizadas simulações a partir da incidência normal até 60 graus. Os resultados são mostrados na Fig. 5.7 considerando os níveis pré-fractais $k = 0, 1, 2$. Para o nível $k = 0$, a FSS apresentou um desvio máximo na frequência de ressonância de 32,76% comparado à incidência normal, enquanto para o nível $k = 2$, foi obtido um desvio máximo de 0,49%. É perceptível que para os níveis $k = 1, 2$ a resposta em frequência é estável em relação ao ângulo de incidência.

Dois protótipos de FSS de níveis pré-fractais $k = 1$ e $k = 2$ foram medidos a partir da incidência normal até 30 graus (ver Fig. 5.8), para verificar a excelente estabilidade angular apresentada pelas FSSs propostas na simulação. A Tab. 5.2 apresenta os resultados numéricos para os parâmetros de FSS (f_r , BW) em termos do nível do pré-fractal e da variação do ângulo de incidência.

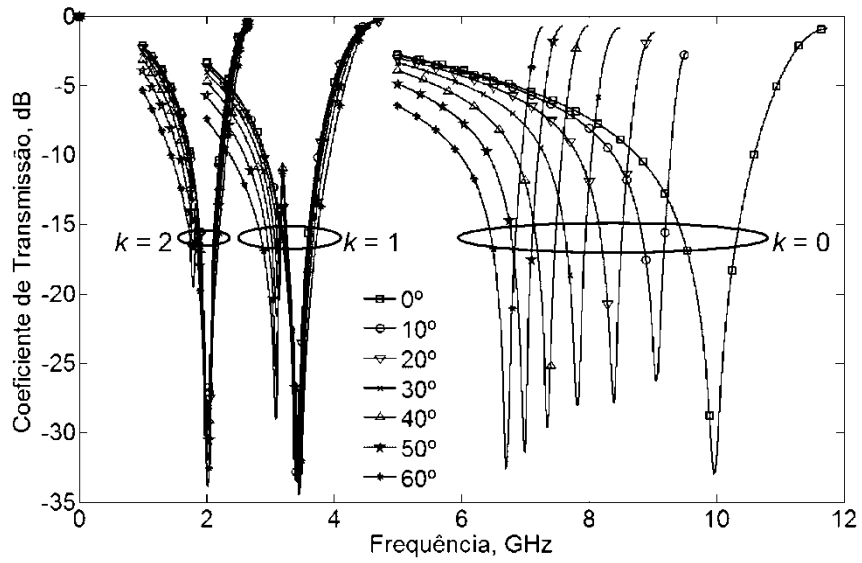


Fig. 5.7. Respostas simuladas para as FSSs com *patches* pré-fractais de Peano em função do ângulo de incidência.

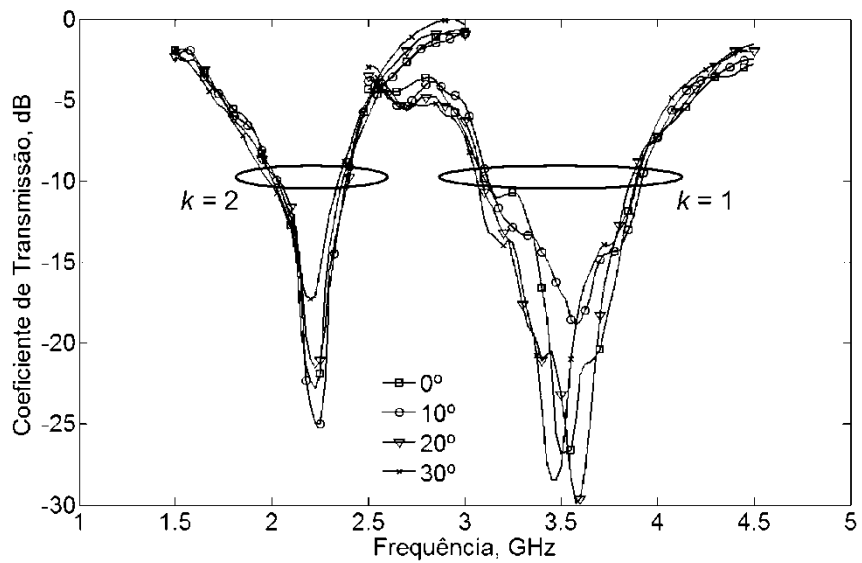
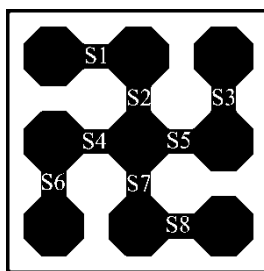


Fig. 5.8. Respostas medidas para as FSSs com *patches* pré-fractais de Peano em função do ângulo de incidência.

Tab. 5.2. Resultados simulados e medidos para os parâmetros de FSS em função do ângulo de incidência.

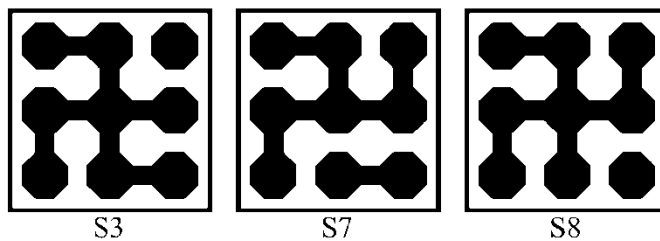
θ	Simulação						Medição			
	$k = 0$		$k = 1$		$k = 2$		$k = 1$		$k = 2$	
	f_r (GHz)	BW (GHz)	f_r (GHz)	BW (GHz)	f_r (GHz)	BW (GHz)	f_r (GHz)	BW (GHz)	f_r (GHz)	BW (GHz)
0°	9,98	1,84	3,41	0,82	2,02	0,45	3,50	0,78	2,23	0,36
10°	9,06	0,90	3,41	0,84	2,02	0,46	3,57	0,79	2,24	0,36
20°	8,40	0,80	3,42	0,89	2,02	0,48	3,58	0,77	2,23	0,36
30°	7,82	0,74	3,44	0,97	2,02	0,52	3,46	0,83	2,21	0,36
40°	7,35	0,73	3,45	1,09	2,02	0,59	-	-	-	-
50°	6,99	0,79	3,45	1,27	2,03	0,69	-	-	-	-
60°	6,71	0,97	3,46	1,57	2,03	0,87	-	-	-	-

A possibilidade de reconfiguração é uma característica interessante dos *patches* pré-fractais de Peano. Isto é conseguido pelo chaveamento das conexões que estão entre os octógonos dos elementos *patches* da FSS. A Fig. 5.9(a) mostra possíveis posições de chaves para o pré-fractal de nível $k = 1$. Desligando uma ou mais chaves, podem-se realizar várias combinações devido à versatilidade do elemento de *patch* proposto, assim como é mostrado na Fig. 5.9(b). Este procedimento permite alterar a resposta em frequência multibanda do filtro espacial de FSS, sendo uma característica desejável. No entanto, o *patch* reconfigurado não é simétrico, e a perda da dupla polarização é o inconveniente desta variação. Os valores simulados para as bandas ressonantes com referência de -10 dB nas polarizações TE e TM estão resumidos na Tab. 5.3 e Tab. 5.4, respectivamente, assumindo as combinações das chaves apresentadas na Fig. 5.9(b).

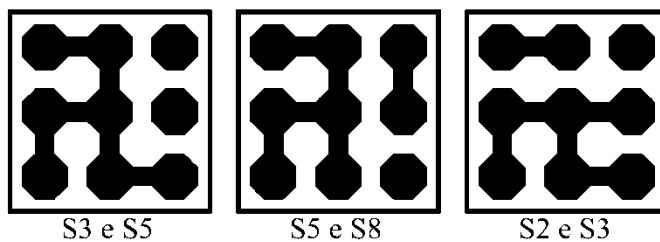


(a)

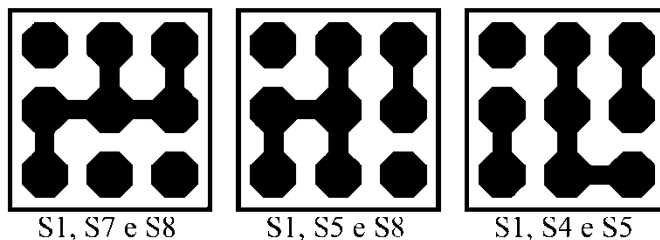
Uma chave desligada



Duas chaves desligadas



Três chaves desligadas



(b)

Fig. 5.9. Possibilidades de reconfiguração dos *patches* pré-fractais de Peano com $k = 1$:
 a) posições das chaves; b) exemplos de chaveamento.

Tab. 5.3. Bandas ressonantes simuladas para as FSSs com elementos pré-fractais de Peano reconfigurados, levando-se em consideração a polarização TE.

Configurações do <i>patch</i> utilizadas	Bandas ressonantes simuladas (GHz) – Polarização TE				
	1 ^a	2 ^a	3 ^a	4 ^a	5 ^a
Elemento original de Peano (todas as chaves ligadas)	2,93 – 3,75	-	8,14 – 10,18	-	13,71 – 13,91
S3 desligada	2,97 – 3,76	7,14 – 7,54	8,44 – 8,76	11,76 – 12,07	13,69 – 13,84
S7 desligada	3,06 – 3,42	-	8,28 – 9,27	10,76 – 11,23	13,73 – 13,85
S8 desligada	3,04 – 3,40	4,38 – 4,86	8,22 – 10,19	-	13,70 – 13,84
S3 e S5 desligadas	3,01 – 3,73	6,56 – 6,66	8,01 – 8,57	11,79 – 12,11	13,70 – 13,83
S5 e S8 desligadas	3,04 – 3,46	-	7,67 – 9,95	-	13,74 – 13,82
S2 e S3 desligadas	-	-	8,22 – 8,72	11,75 – 12,04	13,71 – 13,83
S1, S7 e S8 desligadas	4,36 – 4,61	-	8,18 – 9,22	10,71 – 11,19	-
S1, S5 e S8 desligadas	4,47 – 5,09	7,03 – 7,54	8,11 – 9,96	-	-
S1, S4 e S5 desligadas	3,70 – 4,21	-	7,49 – 9,96	-	-

Tab. 5.4. Bandas ressonantes simuladas para as FSSs com elementos pré-fractais de Peano reconfigurados, levando-se em consideração a polarização TM.

Configurações do <i>patch</i> utilizadas	Bandas ressonantes simuladas (GHz) – Polarização TM				
	1 ^a	2 ^a	3 ^a	4 ^a	5 ^a
Elemento original de Peano (todas as chaves ligadas)	2,93 – 3,75	-	8,14 – 10,18	-	13,71 – 13,91
S3 desligada	3,04 – 3,39	4,39 – 4,86	8,22 – 10,18	-	13,70 – 13,84
S7 desligada	3,00 – 3,54	6,91 – 7,22	8,22 – 10,18	-	13,74 – 13,89
S8 desligada	2,97 – 3,76	7,14 – 7,54	8,44 – 8,76	11,76 – 12,07	13,69 – 13,84
S3 e S5 desligadas	3,06 – 3,43	-	8,24 – 9,26	10,71 – 11,18	13,71 – 13,83
S5 e S8 desligadas	-	-	8,12 – 8,72	11,75 – 12,04	13,72 – 13,83
S2 e S3 desligadas	3,04 – 3,46	-	7,67 – 9,96	-	13,73 – 13,82
S1, S7 e S8 desligadas	3,15 – 3,90	-	-	-	-
S1, S5 e S8 desligadas	3,81 – 4,07	-	-	-	-
S1, S4 e S5 desligadas	-	6,94 – 7,21	-	-	-

Na Fig. 5.10 têm-se as fotografias de dois protótipos de FSS selecionados para fabricação e medição simulando a chave S8 desligada na Fig. 5.10(a), e as chaves S3 e S5 desligadas na Fig. 5.10(b). Comparativos entre os resultados simulados e medidos para estes protótipos são apresentados na Fig. 5.11 (chave S8) e na Fig. 5.12 (chaves S3 e S5) para as polarizações TE e TM. Pode ser observado na Tab. 5.3 (para polarização TE) e na Tab. 5.4 (para polarização TM) que o número de bandas ressonantes pode ser aumentado desligando chaves específicas da FSS original de Peano com todas as chaves ligadas (Fig. 5.9(a)). Por exemplo, ao invés de três bandas ressonantes para o caso particular ilustrado na Fig. 5.9(a), cinco bandas ressonantes são obtidas desligando a chave S3 (para polarização TE), ou desligando a chave S8 (para polarização TM), na mesma faixa de frequência.

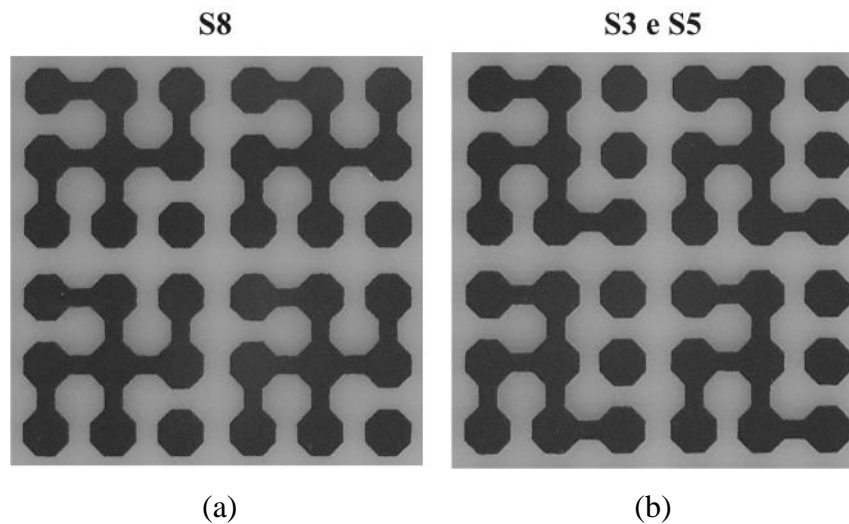
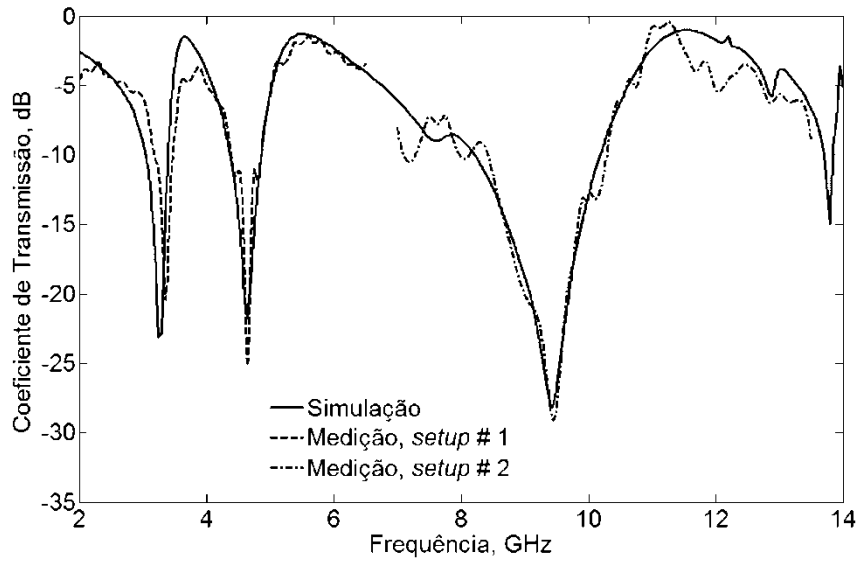
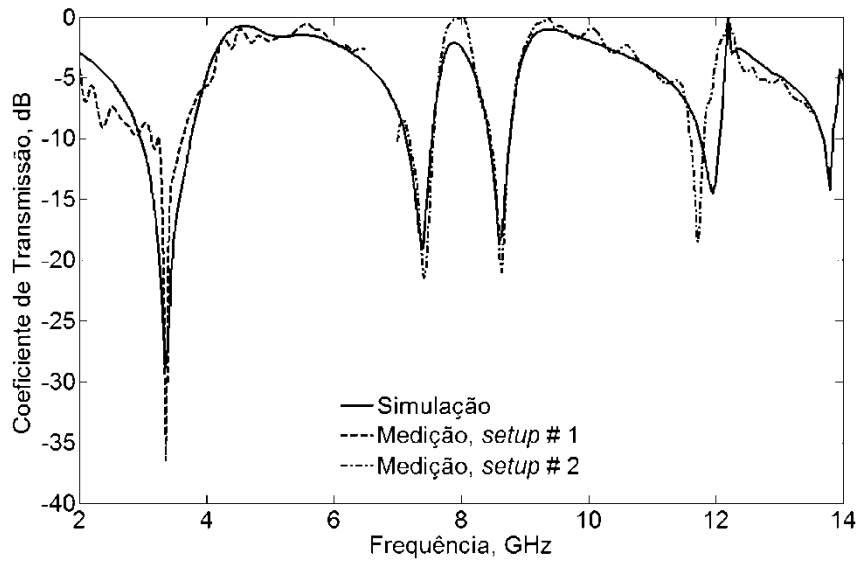


Fig. 5.10. Fotografias dos protótipos de FSS construídos com reconfiguração dos *patches*:
a) chave S8 desligada; b) chaves S3 e S5 desligadas.

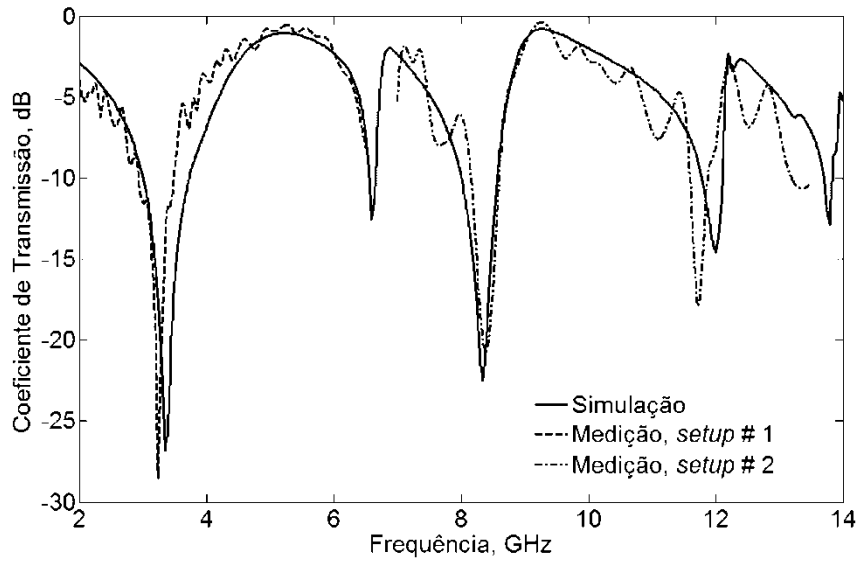


(a)

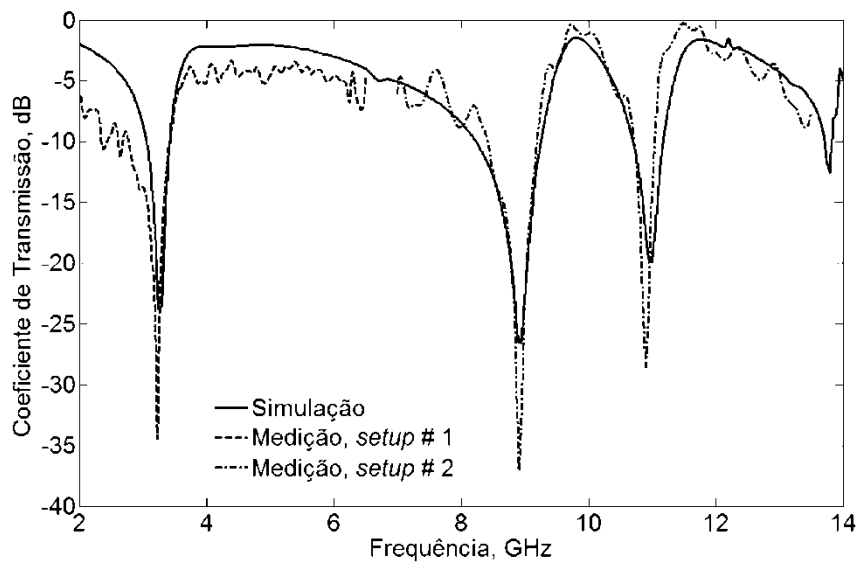


(b)

Fig. 5.11. Respostas simuladas e medidas para a FSS reconfigurada através da chave S8 desligada: a) polarização TE; b) polarização TM.



(a)



(b)

Fig. 5.12. Respostas simuladas e medidas para a FSS reconfigurada através das chaves S3 e S5 desligadas: a) polarização TE; b) polarização TM.

5.4 Síntese do Capítulo

Neste capítulo foi apresentado o projeto de FSSs rejeita-faixa com *patches* pré-fractais baseados na geometria fractal de Peano. Os resultados simulados e medidos foram discutidos e as propriedades de transmissão destas estruturas foram estudadas também por meio de análises paramétricas em relação ao número de iterações fractais e à periodicidade da FSS. A possibilidade de reconfiguração dos elementos pré-fractais de Peano também foi explorada com a construção de novos protótipos com resultados para as polarizações TE e TM. Foi abordada ainda, a utilização de diferentes *setups* de medição na caracterização experimental dos filtros espaciais analisados.

Capítulo 6

FSSs com *Patches* do Tipo Terágonos

6.1 Introdução

Neste capítulo são investigados arranjos periódicos com elementos *patches* pré-fractais do tipo terágonos para o projeto de filtros espaciais compactos, com comportamento multibanda e dupla polarização. A fim de controlar as propriedades ressonantes de filtragem, os filtros rejeita-faixa projetados são analisados de acordo com a variação de parâmetros como, o tamanho da célula unitária ou periodicidade da FSS e a dimensão fractal. Uma análise paramétrica de onda completa é realizada através do uso do Ansoft DesignerTM.

Para verificar os resultados obtidos com as simulações, três protótipos de FSS são inicialmente construídos, sendo um deles concebido para rejeitar sinais WLAN nas faixas de 2,4~2,5 GHz (IEEE 802.11b) e 5,0~6,0 GHz (IEEE 802.11a). Este filtro espacial rejeita-faixa é bastante apropriado para o uso em técnicas modernas de construção que aplicam FSS em paredes e/ou janelas para prevenir, por exemplo, a propagação *indoor* de frequências específicas e para separação de redes WLAN (conforme discutido na seção 2.6, capítulo 2). As medições são realizadas através de um analisador de redes vetorial da Agilent Technologies (modelo N5230A) com o uso de dois *setups* experimentais: (i) antenas monopolo de microfita com *patch* elíptico [38]-[40] operando na faixa de 1,5~8,0 GHz; (ii) antenas corneta que operam na banda X na faixa de 8,5~13,5 GHz.

Assim como foi utilizado dois monopolos de microfita circulares para medições de baixo custo das FSSs de Peano, no sistema de medição das estruturas com elementos do tipo terágonos, utilizam-se dois monopolos de microfita elípticos, apresentando bom desempenho nas bandas de micro-ondas L, S e C. Os detalhes acerca deste monopolo elíptico são descritos no Apêndice B.

Uma FSS que apresenta uma nova configuração de *patch* baseado nos terágonos é proposta no final deste capítulo, operando também nas bandas de 2,4~2,5 GHz e 5,0~6,0 GHz. Esta FSS é fabricada e medida de acordo com os *setups* descritos acima.

Nas seções a seguir é discutida a geometria fractal dos terágonos e a estrutura das FSSs propostas. Também, são analisados os resultados obtidos, além de apresentada a FSS com uma nova configuração de *patches* do tipo terágono para aplicações WLAN.

6.2 Estrutura das FSSs Propostas

Os elementos do tipo terágonos investigados neste trabalho baseiam-se na geometria fractal quadrangular de Koch (*quadric* Koch) proposta por Mandelbrot [65]. O mesmo estabeleceu este termo que significa literalmente “curva monstruosa”. Assim como foi introduzido no capítulo 3 (item 3.5.3), um terágono *quadric*-Koch inicia a partir de um quadrado e sua área total permanece constante ao longo do aumento do número de iterações. Os *patches* de terágonos utilizados são obtidos a partir do *quadric* Koch de Mandelbrot com fator de iteração $r = 1/8$ e dimensão fractal $D = 1,6667$, ilustrado na Fig. 6.1(a). Dois exemplos de geradores de terágonos com maior dimensão fractal, criados para a construção dos elementos de FSS deste estudo podem ser observados na Fig. 6.1(b).

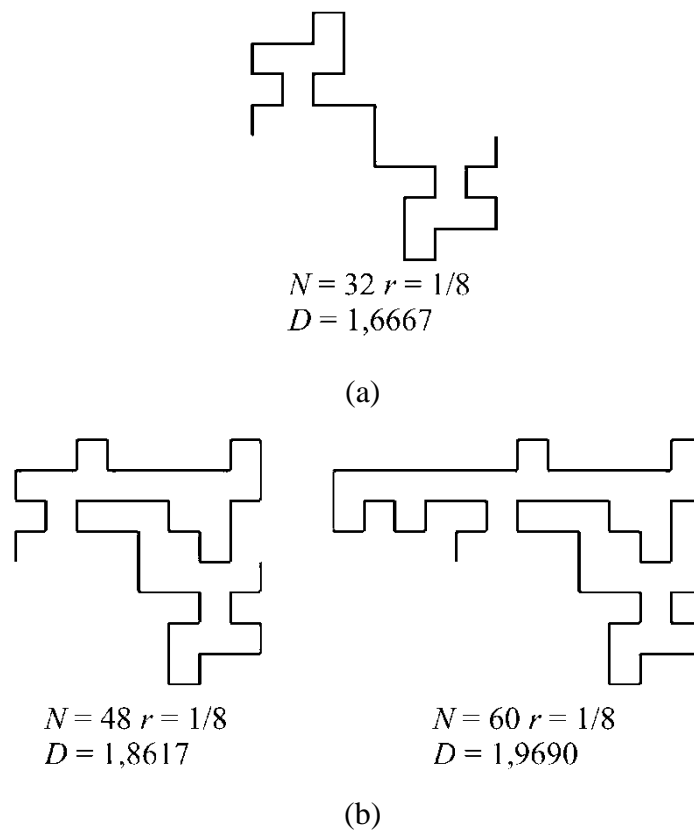


Fig. 6.1. Elementos geradores de terágonos: a) elemento usado por Mandelbrot; b) elementos propostos com maior dimensão fractal.

A Fig. 6.2(b) mostra as formas dos elementos de terágonos com valores de dimensão fractal entre $1,4865 \leq D \leq 1,9690$ projetados a partir de um *patch* quadrado como elemento iniciador (Fig.6.2(a)), após uma iteração fractal ($k = 1$), e considerando um fator de iteração $r = 1/8$. Os terágonos propostos possuem número de cópias e dimensão fractal variáveis.

As estruturas de FSS com elementos do tipo terágonos são iniciadas por um arranjo periódico plano de *patches* metálicos impressos sobre uma camada simples de substrato de fibra de vidro (FR-4), com constante dielétrica $\epsilon_r = 4,4$, espessura $h = 1,6$ mm e tangente de perdas $\delta = 0,02$. Para projetar o arranjo iniciador de elementos do tipo *patch* quadrado, com uma periodicidade p , se estabelece o lado de cada quadrado sendo $L = p/2$. A dimensão D dos terágonos é dada por: $D = -\ln(N)/\ln(r)$. A partir da Fig. 6.2(b), pode ser visto que os *patches* de terágonos são feitos de tiras finas metálicas, que são posicionadas simetricamente em relação ao centro do elemento. A largura de cada uma das tiras metálicas é: $w = r \cdot L = p/16$.

Na Fig. 6.3 têm-se as fotografias dos protótipos de FSS construídos com *patches* do tipo terágonos. Estes protótipos são impressos numa placa de cobre quadrada com 20 cm de lado. Na Fig. 6.4 observam-se dois *setups* experimentais usados para a medição das FSSs: *setup* #1 com monopolos elípticos, Fig. 6.4(a); e *setup* #2 com antenas corneta, Fig. 6.4(b).

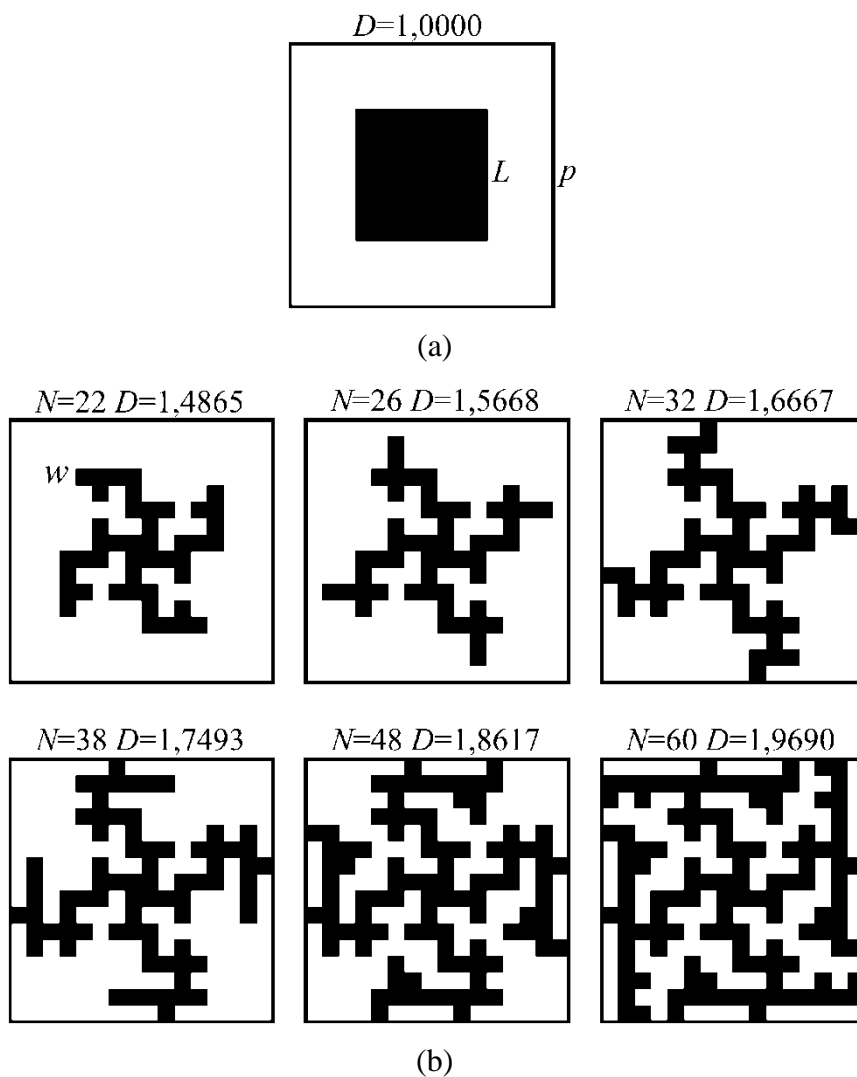


Fig. 6.2. Elementos de FSS: a) *patch* quadrado; b) terágonos.

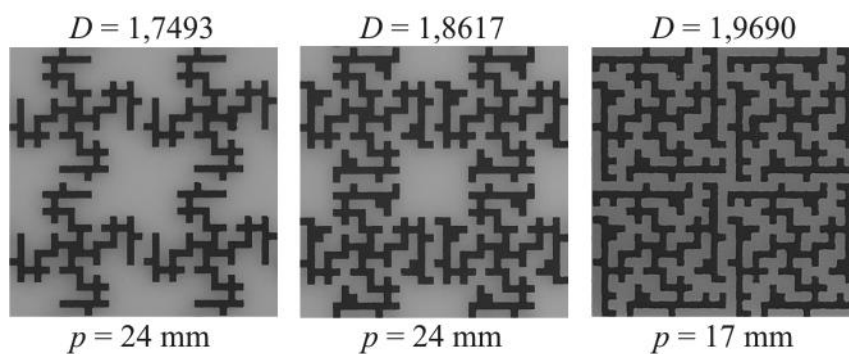
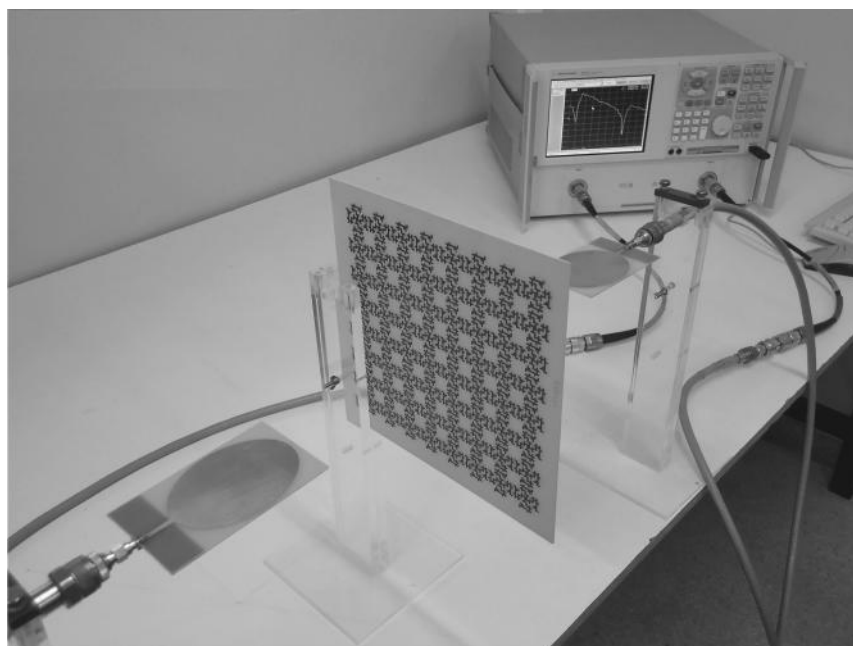
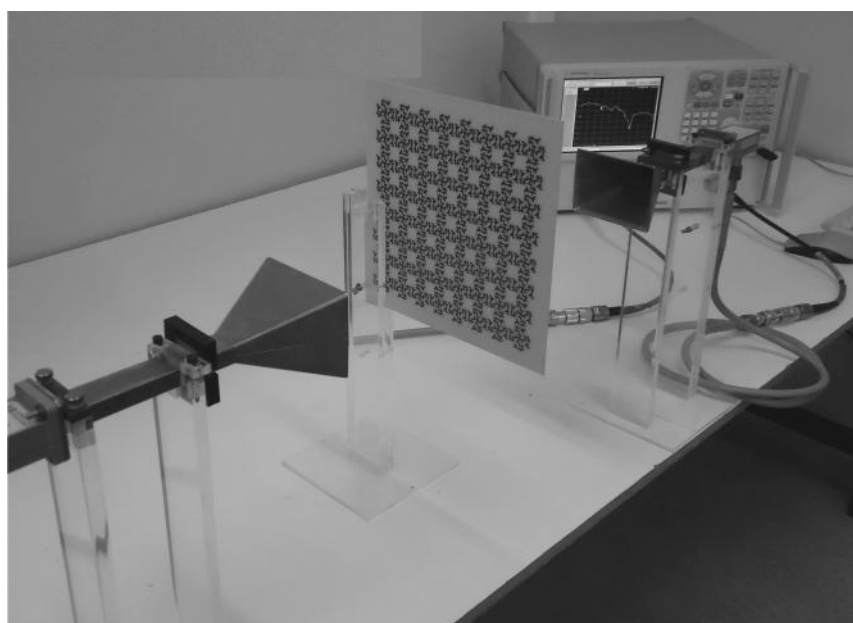


Fig. 6.3. Fotografias dos protótipos de FSS construídos.



(a)



(b)

Fig. 6.4. Fotografias dos *setups* experimentais: a) *setup* #1 (com monopolos elípticos);
b) *setup* #2 (com antenas corneta).

6.3 Resultados Obtidos

Os elementos deste estudo, baseados nos terágonos, são investigados com a finalidade de verificar a influência da dimensão fractal sobre as propriedades de ressonância da FSS. A Fig. 6.5 apresenta o comparativo entre os coeficientes de transmissão simulados para as FSSs projetadas com os terágonos que estão no lado inferior da Fig. 6.2(b), com maiores valores de dimensão fractal. Pode-se observar uma relação inversa entre a frequência de ressonância da FSS e a dimensão fractal de seus elementos. Além disso, percebe-se que a segunda ressonância é mais sensível à variação deste parâmetro. Por outro lado, a largura de banda da segunda ressonância aumenta de acordo com o aumento da dimensão fractal e a terceira banda ressonante sofre pequenas variações tanto em deslocamento de frequência quanto em largura de banda.

A Tab. 6.1 apresenta os valores simulados para a primeira frequência de ressonância das FSSs com *patches* do tipo terágonos como uma função da dimensão fractal, com periodicidade $p = 24$ mm. Comparando os valores simulados referentes às primeiras ressonâncias para $D = 1,0000$ (8,75 GHz) e $D = 1,9690$ (1,77 GHz), é obtido um alto fator de compressão de frequência, $CF = 79,77\%$. Assim, uma FSS compacta pode ser projetada com um tamanho de célula de apenas 14% do comprimento de onda ($p = 0,14\lambda_0$) na frequência de ressonância, semelhante à compressão obtida para as FSSs pré-fractais de Peano em função do nível do fractal.

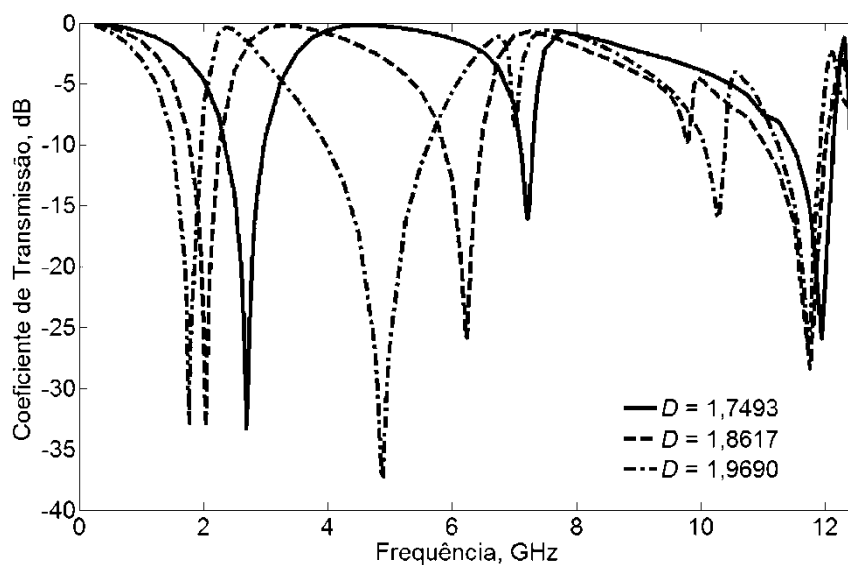


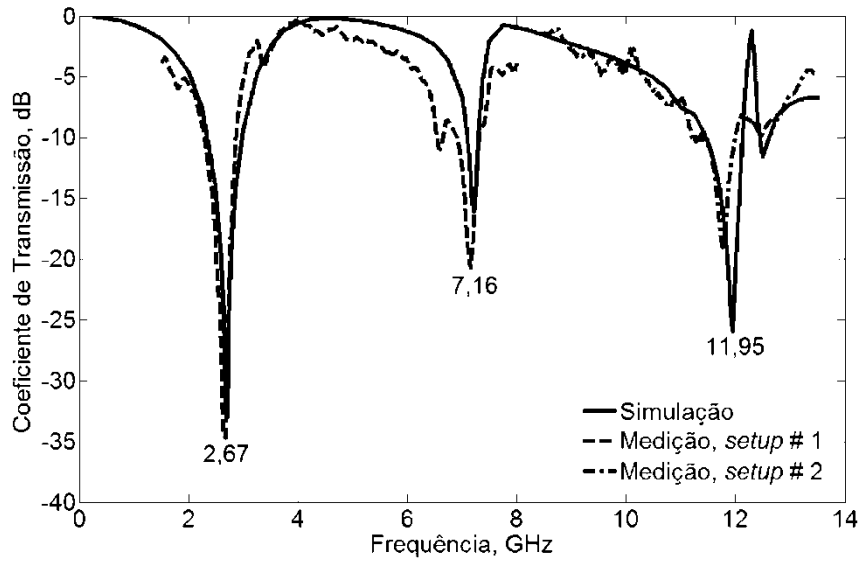
Fig. 6.5. Coeficientes de transmissão simulados para as FSSs com *patches* do tipo terágonos com $p = 24$ mm como uma função da dimensão fractal.

Tab. 6.1. Frequências ressonantes simuladas e fatores de compressão de frequência obtidos em função da dimensão fractal para as FSSs com periodicidade $p = 24$ mm.

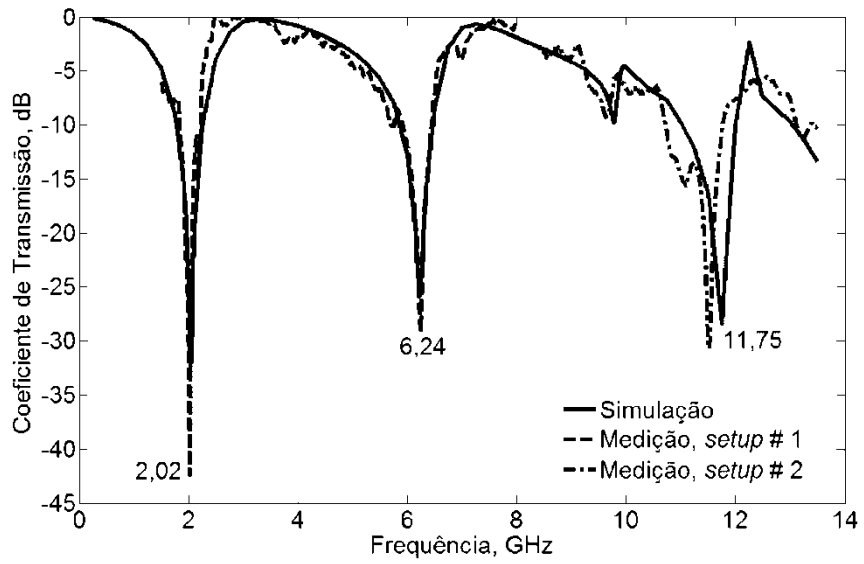
D	f (GHz)	CF (%)
1,0000	8,75	–
1,4865	4,39	49,83
1,5668	3,95	54,86
1,6667	3,39	61,26
1,7493	2,69	69,26
1,8617	2,04	76,69
1,9690	1,77	79,77

As Figs. 6.6(a) e 6.6(b) apresentam comparações entre os resultados simulados e medidos dos coeficientes de transmissão para os protótipos de FSS construídos com *patches* do tipo terágonos com $p = 24$ mm, considerando-se $D = 1,7493$ e $D = 1,8617$, respectivamente. Os resultados experimentais são usados para verificar a concordância com o *software* de simulação. Na Fig. 6.7 têm-se os resultados simulado e medido para o protótipo de FSS com a maior dimensão fractal $D = 1,9690$, porém, com um valor de periodicidade diferente ($p = 17$ mm), uma vez que esta estrutura foi projetada para aplicações WLAN. Podem-se observar duas bandas de rejeição cuja cobertura atua nas faixas de 2,4~2,5 GHz e 5,0~6,0 GHz. Os resultados obtidos mostram boas características de transmissão rejeita-faixa para as bandas prescritas.

Os resultados experimentais realizados com os *setups* #1 e #2 (Fig. 6.4) estão em excelente concordância com as simulações do Ansoft DesignerTM para todas as frequências ressonantes e uma largura de banda de -10 dB. Os valores numéricos referentes às bandas ressonantes das FSSs construídas estão na Tab. 6.2 como uma função da dimensão fractal.



(a)



(b)

Fig. 6.6. Respostas simuladas e medidas para as FSSs com *patches* do tipo terágonos com $p = 24$ mm e considerando-se: a) $D = 1,7493$; b) $D = 1,8617$.

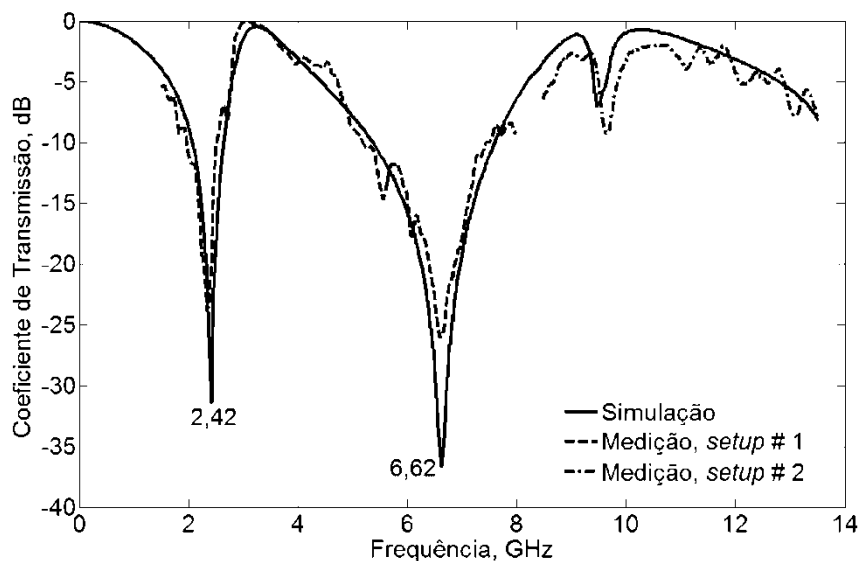


Fig. 6.7. Resultados de simulação e medição para a FSS com *patches* do tipo terágono, considerando-se: $p = 17$ mm e $D = 1,9690$.

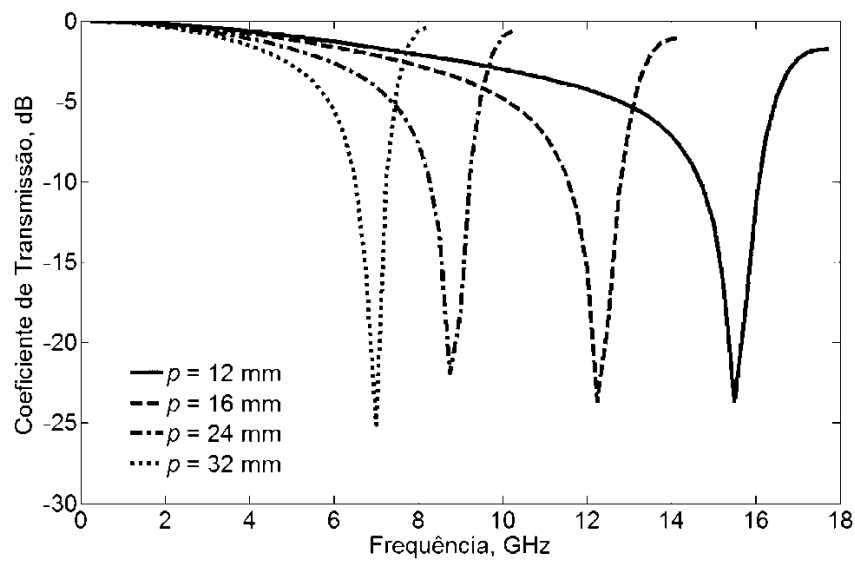
Tab. 6.2. Bandas ressonantes para as FSSs construídas com *patches* de terágono.

Dimensão fractal (D)	Periodicidade (p)	Bandas ressonantes simuladas (GHz)		
		1 ^a	2 ^a	3 ^a
1,7493	24 mm	2,35 – 2,98	7,01 – 7,30	11,46 – 12,13
1,8617	24 mm	1,78 – 2,25	5,85 – 6,47	11,03 – 12,00
1,9690	17 mm	2,07 – 2,64	5,37 – 7,60	–

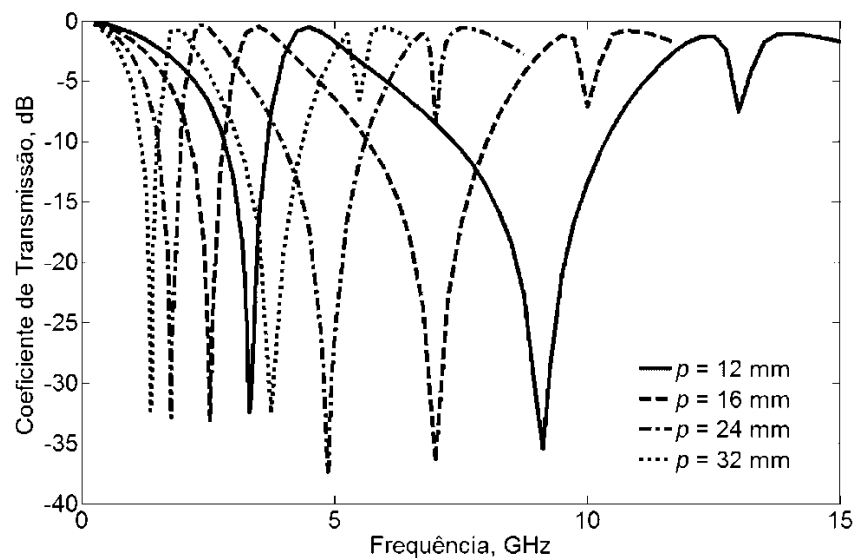
Uma análise paramétrica foi desenvolvida para os filtros de FSS em termos da periodicidade da estrutura ($p = 12, 16, 24, 32$ mm) e da dimensão fractal de seus elementos. A Fig. 6.8(a) apresenta os resultados dos coeficientes de transmissão simulados para a frequência de ressonância da FSS com *patches* quadrados como uma função do tamanho da célula unitária. Neste caso observa-se que à medida que a periodicidade da FSS aumenta, o valor da frequência ressonante diminui. A Fig. 6.8(b) mostra os coeficientes de transmissão simulados para a primeira e a segunda banda da FSS projetada com o terágono de maior dimensão fractal ($D = 1,9690$), variando a periodicidade da estrutura na região de interesse. A Tab. 6.3 compara os resultados simulados para as frequências ressonantes das FSSs com *patches* quadrados e *patches* do tipo terágono ($D = 1,9690$). Verifica-se então, que as FSSs

com *patches* do tipo terágono possuem maiores fatores de compressão de frequência, que estão associados ao maior valor da dimensão fractal.

Além disso, uma análise da frequência de ressonância como uma função da dimensão fractal foi realizada. É notável que haja uma grande influência desta dimensão neste parâmetro de FSS, em que através do aumento da dimensão fractal e da periodicidade da estrutura, o valor da frequência de ressonância diminui. A Fig. 6.9 resume esta análise para a primeira frequência ressonante com $1,0000 \leq D \leq 1,9690$.



(a)



(b)

Fig. 6.8. Coeficientes de transmissão simulados para as FSSs projetadas como uma função da periodicidade p : a) *patches* quadrados; b) terágono de maior dimensão fractal ($D = 1,9690$).

Tab. 6.3. Resultados simulados para os parâmetros das FSS com *patches* quadrados e com *patches* do tipo terágono de maior dimensão, como uma função da periodicidade.

Periodicidade (p)	Frequências ressonantes (GHz)			CF (%)
	Quadrado ($D = 1,0000$)	Terágono ($D = 1,9690$)		
	1 ^a	1 ^a	2 ^a	
12 mm	15,50	3,33	9,10	78,52
16 mm	12,25	2,54	7,00	79,26
24 mm	8,75	1,77	4,88	79,77
32 mm	7,00	1,37	3,75	80,43

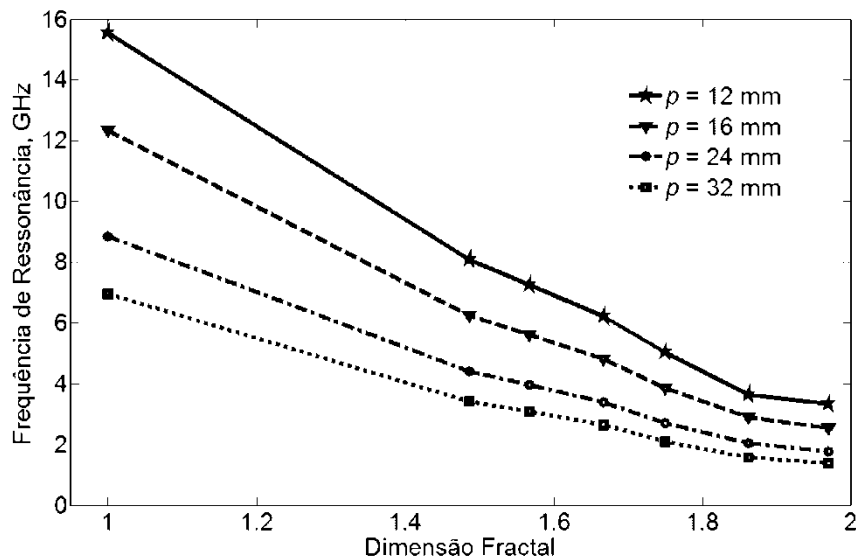


Fig. 6.9. Primeira ressonância das FSSs propostas em função da dimensão fractal e da periodicidade.

Foram realizadas simulações no Ansoft DesignerTM para a FSS proposta com operação WLAN, variando o ângulo da radiação incidente a partir da incidência normal até 60 graus. Esta variação em ângulo foi realizada com a finalidade de verificar a estabilidade em frequência da FSS, uma vez que este parâmetro possui grande importância quando se deseja fabricar um filtro seletivo adequado para otimizar a cobertura WLAN, como por exemplo, em ambientes de propagação *indoor*. Os resultados obtidos são mostrados na Fig. 6.10, apresentando boa estabilidade para as frequências ressonantes.

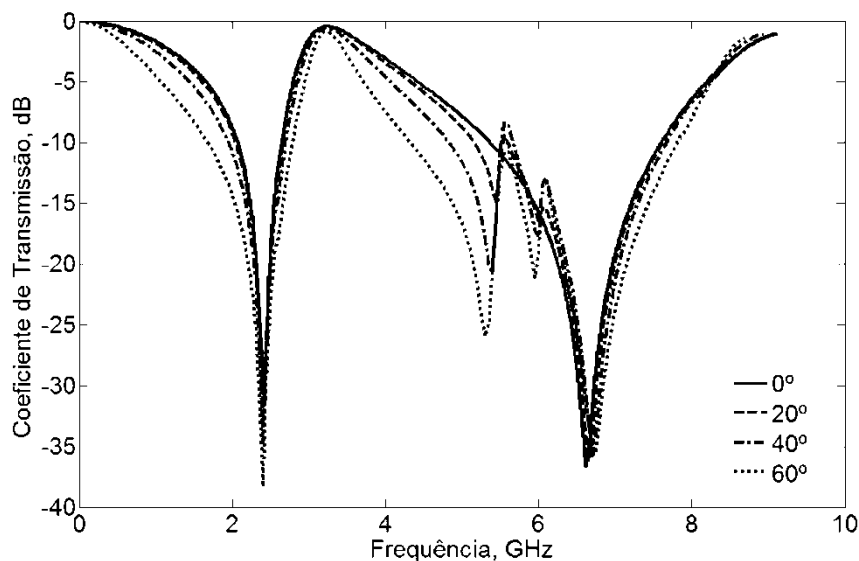


Fig. 6.10. Coeficientes de transmissão simulados para a FSS com *patches* do tipo terágono em função do ângulo de incidência ($p = 17$ mm e $D = 1,9690$).

6.4 FSS com Nova Configuração de *Patches* do Tipo Terágono

A partir do elemento de terágono projetado com a maior dimensão fractal $D = 1,9690$, foram realizados testes empíricos no Ansoft DesignerTM a fim de gerar uma nova configuração simplificada de *patches* do tipo terágono para cobertura WLAN. Este processo empírico de investigação pode ser observado na Fig. 6.11, em que, através das etapas apresentadas na Fig. 6.11(b), realizam-se alterações na estrutura (tiras metálicas) dos elementos, utilizando o terágono da Fig. 6.11(a) como referência até se obter a configuração visualizada na etapa 4. Nesta última etapa são inseridas no *patch* novas ramificações em relação à etapa anterior, resultando num conseqüente aumento do comprimento elétrico do elemento, que permitiu a diminuição da frequência de ressonância e assim, a obtenção dos resultados desejados, conforme se observa na Fig. 6.12.

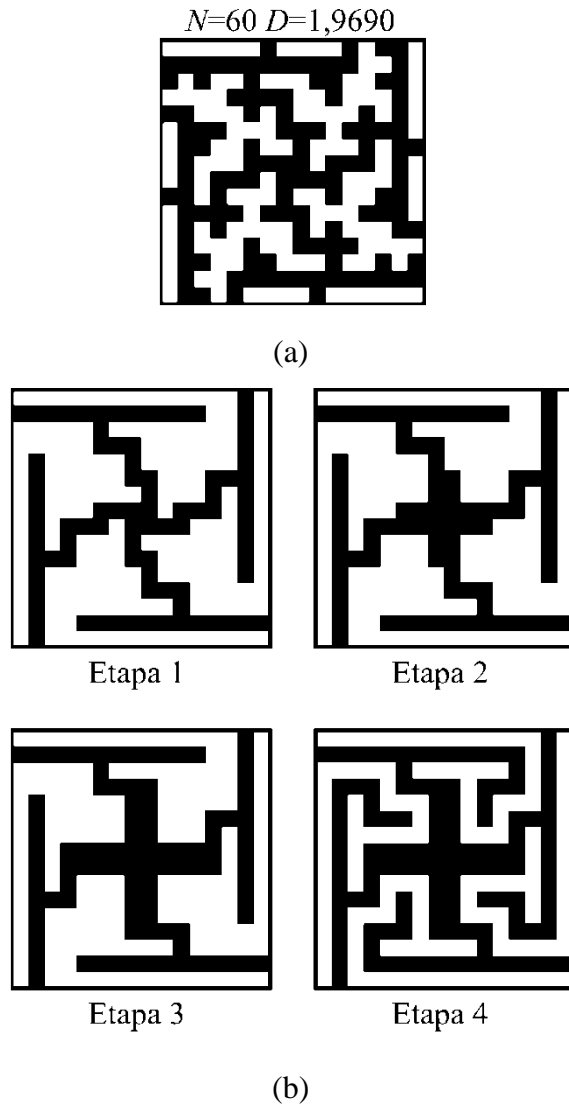


Fig. 6.11. Elementos de FSS: a) terágono de referência; b) novas configurações propostas.

A Fig. 6.12 apresenta o comparativo entre os resultados simulados dos coeficientes de transmissão para as etapas realizadas na Fig. 6.11(b). Pode-se verificar respostas em frequência semelhantes nas etapas 1, 2 e 3, e um deslocamento em frequência para a etapa 4 com o surgimento de uma terceira frequência ressonante, mais acentuada quando comparada à etapa anterior. Logo, o arranjo periódico composto pelo novo elemento de terágono obtido na etapa 4 propiciou a operação da FSS em duas bandas de rejeição que atuam nos sistemas WLAN.

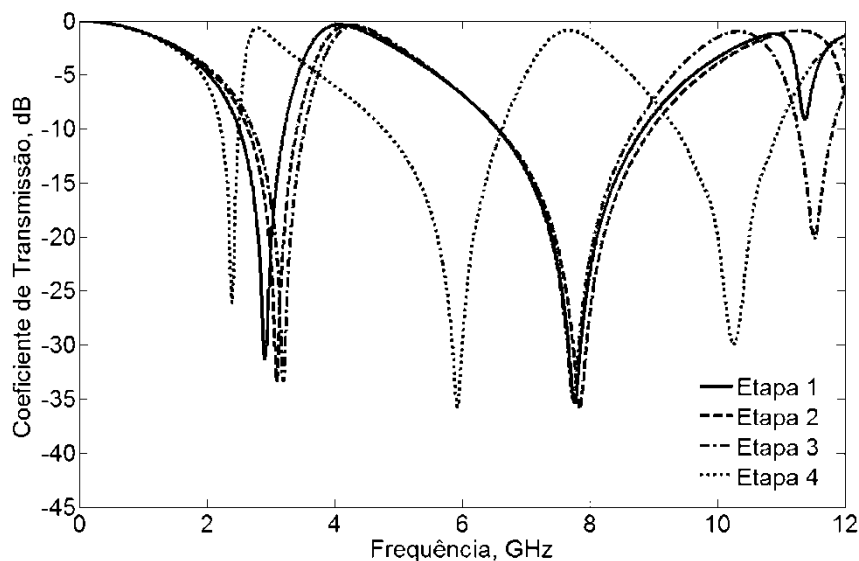


Fig. 6.12. Resultados de simulação para as FSSs com *patches* modificados a partir do terágono de maior dimensão, em diferentes etapas de sua construção.

Depois de desenvolvida a análise empírica para a geração do *patch* de terágono simplificado, foi construído e medido o novo protótipo de FSS cujos elementos possuem as dimensões mostradas na Fig. 6.13. Os *patches* metálicos são impressos sobre uma camada simples de substrato de fibra de vidro (FR-4) com constante dielétrica $\epsilon_r = 4,4$, espessura $h = 1,6$ mm e tangente de perdas $\delta = 0,02$, utilizando uma placa de cobre quadrada com 20 cm de lado. Na Fig. 6.14 têm-se os dois *setups* experimentais usados para a medição das FSSs: *setup* #1 com monopolos elípticos, Fig. 6.14(a); e *setup* #2 com antenas corneta, Fig. 6.14(b).

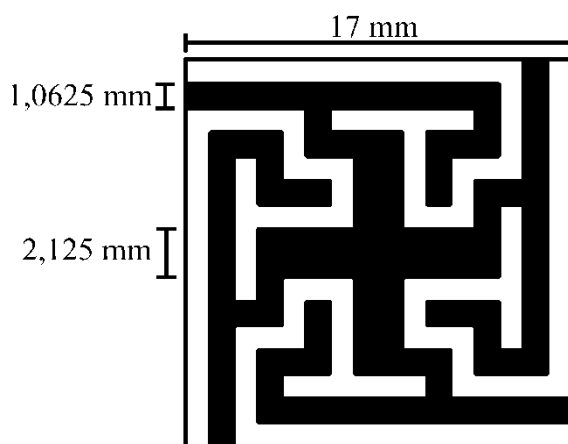
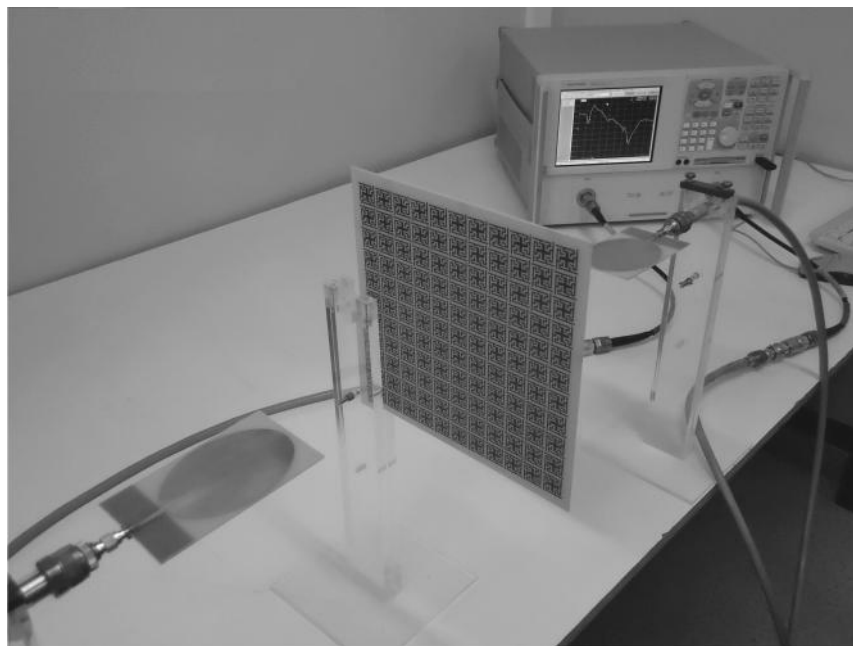
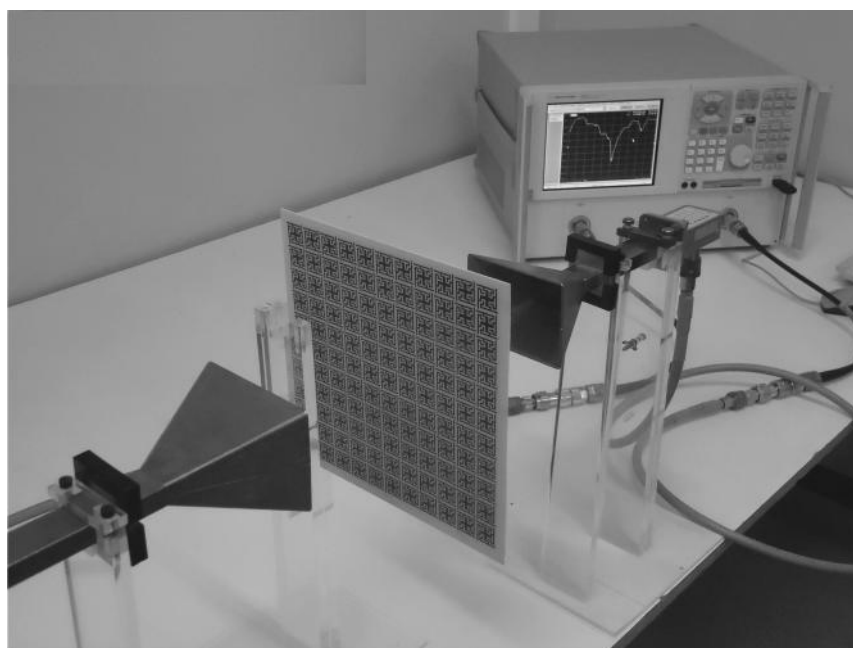


Fig. 6.13. Nova configuração proposta de *patch* pré-fractal do tipo terágono.



(a)



(b)

Fig. 6.14. Fotografias dos *setups* experimentais: a) *setup* #1 (com monopolos elípticos);
b) *setup* #2 (com antenas corneta).

O resultado experimental do protótipo construído é comparado ao *software* de simulação na Fig. 6.15, no qual se visualiza os valores obtidos para as frequências ressonantes. Pode ser verificado um comportamento multibanda com a operação da FSS em duas bandas de rejeição que abrangem as faixas de 2,22~2,51 GHz e 4,78~6,64 GHz, atuando

na cobertura de sistemas WLAN (IEEE 802.11b e IEEE 802.11a), além de uma terceira banda que opera na banda X na faixa de 9,34~10,97 GHz.

A Fig. 6.16 mostra o resultado das simulações realizadas no Ansoft DesignerTM para a FSS com nova configuração de *patches* de terágono, variando o ângulo da radiação incidente a partir da incidência normal até 60 graus. Os resultados sugerem uma boa estabilidade para as frequências ressonantes que estão nas faixas WLAN, mesmo com o surgimento de novas ressonâncias.

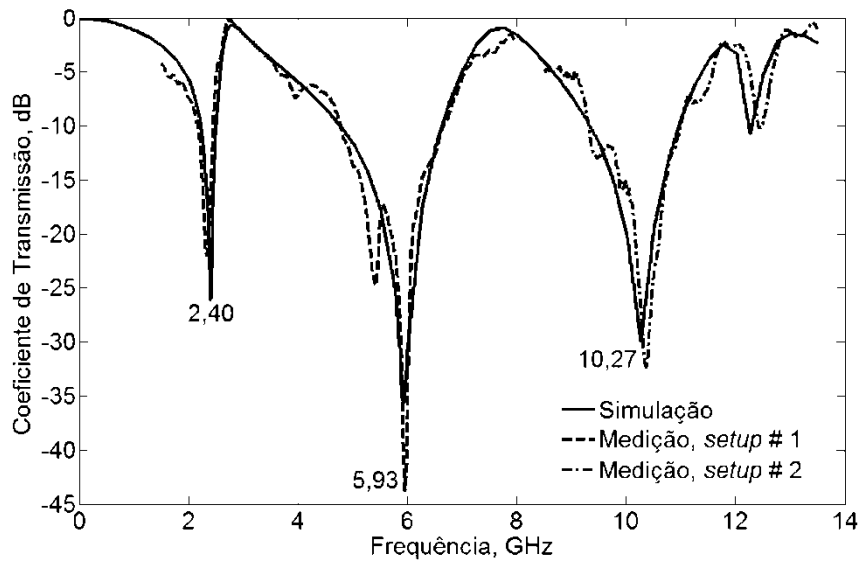


Fig. 6.15. Respostas de simulação e medição para a FSS projetada com uma nova configuração de *patches* do tipo terágono.

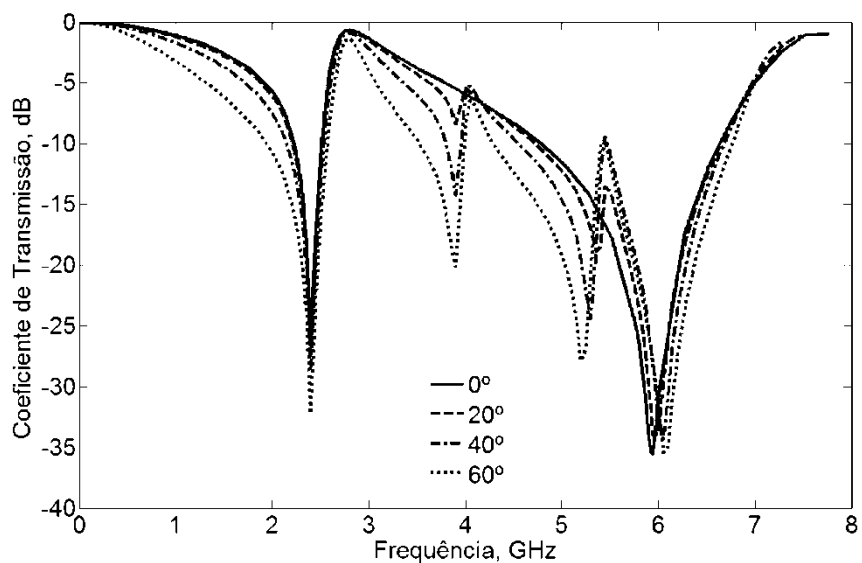


Fig. 6.16. Respostas simuladas em função do ângulo de incidência para a FSS projetada com uma nova configuração de *patches* do tipo terágono.

6.5 Síntese do Capítulo

Este capítulo explorou o projeto de superfícies seletivas de frequência com *patches* baseados nos terágonos de Mandelbrot. Os resultados foram discutidos detalhadamente e analisados em função da periodicidade da FSS e da variação de um novo parâmetro, a dimensão fractal. Foram apresentados filtros seletivos com *patches* do tipo terágonos com comportamento multibanda, respostas estáveis em frequência e boas características de transmissão na sintonia WLAN. Diferentes *setups* de medição também foram propostos para a caracterização experimental dos filtros espaciais projetados.

Capítulo 7

Conclusões

Nesta tese, foi realizado um estudo detalhado do comportamento eletromagnético de superfícies seletivas de frequência utilizando elementos *patches* pré-fractais. Devido às características promissoras proporcionadas pelas geometrias fractais, como o possível controle da frequência de ressonância e largura de banda, diferentes configurações desses elementos foram propostas para a concepção de filtros espaciais rejeita-faixa. Assim, explorou-se o projeto de FSSs com *patches* baseados nos fractais geométricos de Vicsek, Peano e dos terágonos, aplicáveis na faixa de micro-ondas e favoráveis para o uso em comunicações *indoor*.

Os resultados de simulação e medição foram analisados através da variação de parâmetros específicos (número de iterações fractais, fator de escala, dimensão fractal, periodicidade da FSS), dependendo da geometria fractal aplicada ao *patch*. As configurações de Vicsek e de Peano foram estudadas de acordo com o aumento do número de iterações fractais, apresentando respectivamente, parametrizações no fator de escala do elemento e no tamanho da célula unitária da FSS. Com relação aos *patches* do tipo terágonos, os mesmos foram discutidos em termos de diferentes valores de dimensão fractal e periodicidade da estrutura. O ângulo da radiação incidente na superfície também foi variado a fim de se investigar a estabilidade em frequência dos filtros propostos.

A aplicação dos elementos pré-fractais e o estudo da influência dos parâmetros especificados nas propriedades de ressonância da FSS resultaram em características interessantes para o desenvolvimento de dispositivos de micro-ondas eficientes e com dupla polarização, tornando possível: o ajuste das características de transmissão (frequência ressonante e largura de banda) sem modificar o tamanho da célula; maiores fatores de compressão de frequência (cerca de 80% para as FSSs de Peano e do tipo terágonos), bem como projetos de filtros compactos; e ressonâncias estáveis em relação à incidência oblíqua de ondas planas. As FSSs pré-fractais de Peano e do tipo terágonos apresentaram ainda comportamento multibanda.

O comportamento multibanda e a forma do elemento pré-fractal de Peano tornaram a estrutura periódica bastante apropriada para reconfiguração. Logo, esta possibilidade de

reconfiguração dos elementos foi investigada através do posicionamento de chaves nos ramos dos *patches*, assumindo que chaves específicas fossem desligadas, o que permitiu a operação em várias bandas de ressonância para polarizações TE e TM, alterando a resposta em frequência multibanda da FSS.

As características desejáveis apresentadas pelas FSSs pré-fractais propostas, permitiram o projeto de filtros seletivos adequados para gestão de propagação nas aplicações de *wireless building* em comunicações *indoor*. A obtenção de respostas estáveis é essencial quando se deseja projetar uma FSS eficiente para estas aplicações, uma vez que a seletividade em frequência desta estrutura está diretamente relacionada ao ângulo de incidência. Também, conforme foi discutido anteriormente, quando a FSS é inserida como papel de parede em um ambiente real, os sinais eletromagnéticos incidem na superfície por diferentes ângulos. Outro aspecto importante é o comportamento multibanda resultante no elemento de Peano e nos pré-fractais do tipo terágonos que permite a filtragem de mais de uma faixa de frequências de interesse.

As duas novas FSSs compactas com *patches* do tipo terágonos, projetadas para comportarem-se como filtros rejeita-faixa de sinais WLAN, obtiveram boas propriedades de transmissão nas duas bandas de operação. Se fixadas na parede entre duas redes sem fio, estas estruturas podem ser usadas, por exemplo, para fornecer o isolamento entre diferentes padrões de Wi-Fi dentro de um edifício, uma vez que filtram sinais nas bandas de 2,4~2,5 GHz (IEEE 802.11b) e 5,0~6,0 GHz (IEEE 802.11a). Isso permitiria que ambas as redes trabalhassem separadamente sem quaisquer interferências, além de prover um aumento na segurança sem fio.

Poucos trabalhos de FSS têm sido publicados visando o controle de cobertura WLAN em ambientes *indoor*, principalmente com operação na banda ISM (2,4~2,5 GHz). Também, não são encontrados projetos de FSS com elementos pré-fractais, apenas elementos geométricos convencionais, que dificilmente proporcionam os resultados promissores adquiridos com a utilização da geometria fractal.

As metodologias fractais descritas neste estudo foram validadas através da excelente concordância entre os resultados simulados e experimentais. Os resultados obtidos com os *setups* de medição compostos pelas antenas monopolo com *patches* circular e elíptico, validaram suas aplicações na caracterização dos arranjos periódicos para incidência normal, sendo alternativas inovadoras, eficientes, de fácil fabricação e baixo custo para medição de FSS.

Como sugestões à continuidade desta pesquisa, novas análises podem ser feitas por meio da aplicação de técnicas de otimização como ferramentas auxiliares ao projeto dos dispositivos de micro-ondas, contribuindo na solução de problemas eletromagnéticos.

Superfícies seletivas de frequência com *patches* pré-fractais que possuam possibilidade de reconfiguração podem ser investigadas utilizando chaveadores ativos, como diodos, por exemplo, visando à obtenção de características de transmissão e reflexão de sinais eletromagnéticos por meio da alteração da configuração dos elementos.

Outra sugestão seria investigar a aplicação de FSSs com elementos derivados dos fractais como papéis de parede seletivos, objetivando uma gestão mais eficiente da cobertura de RF, ou no revestimento metálico de vidros (em janelas de economia de energia), como filtros passa-faixa.

Também, poderia ser realizado o cascadeamento de estruturas de FSS pré-fractais para atuar absorvendo sinais ao invés de refletir, através da utilização de materiais condutores e resistivos.

Referências

- [1] B. A. Munk, *Frequency-selective surfaces: theory and design*, John Wiley & Sons, New York, 2000.
- [2] J. C. Vardaxoglou, *Frequency-selective surfaces: analysis and design*, Wiley, New York, 1997.
- [3] T. K. Wu, *Frequency selective surface and grid array*, John Wiley & Sons, New York, 1995.
- [4] R. Mittra, C. H. Chan, e T. Cwik, “Techniques for analyzing frequency selective surfaces - a review”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 76, pp. 1593-1615, 1988.
- [5] S. M. F. Naqvi, “Walls that can be tuned”, Disponível em: <<http://ezinearticles.com/?Walls-That-Can-Be-Tuned&id=2467716>>. Acesso em: 5 set. 2012.
- [6] A. Newbold, “Designing buildings for the wireless-age”, *Computing & Control Engineering Journal*, vol. 15, pp. 36-39, 2004.
- [7] G. H.-H. Sung, K. W. Sowerby, M. J. Neve, e A. G. Williamson, “A frequency-selective wall for interference reduction in wireless indoor environments”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 48, pp. 29-37, 2006.
- [8] G. H.-H. Sung, K. W. Sowerby, e A. G. Williamson, “The impact of frequency selective surfaces applied to standard wall construction materials”, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, pp. 2187-2190, 2004.

- [9] G. H.-H. Sung, K. W. Sowerby, e A. G. Williamson, “Angular stable frequency selective wallpapers for mitigating indoor wireless interference”, *International Symposium on Antennas and Propagation*, 2008.
- [10] G. H.-H. Sung, K. W. Sowerby, e A. G. Williamson, “Modeling a low-cost frequency selective wall for wireless-friendly indoor environments”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 5, pp. 311-314, 2006.
- [11] W. Kiermeier, e E. Biebl, “New dual-band frequency selective surfaces for GSM frequency shielding”, *Proceedings of the 37th European Microwave Conference*, vol. 5, pp. 222-225, 2007.
- [12] G. H.-H. Sung, K. W. Sowerby, e A. G. Williamson, “Equivalent circuit modelling of a frequency selective plasterboard wall”, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 4A, pp. 400-403, 2005.
- [13] M. Raspopoulos, e S. Stavrou, “Frequency selective buildings through frequency selective surfaces”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, pp. 2998-3005, 2011.
- [14] M. Raspopoulos, e S. Stavrou, “Frequency selective surfaces on building materials - air gap impact”, *Electronics Letters*, vol. 43, pp. 700-702, 2007.
- [15] G. I. Kiani, A. R. Weily, e K. P. Esselle, “Frequency selective surface absorber using resistive cross-dipoles”, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 4199-4202, 2006.
- [16] G. I. Kiani, A. R. Weily, e 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, pp. 378-380, 2006.

- [17] 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 Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, pp. 2931-2934, 2007.
- [18] G. I. Kiani, L. G. Olsson, A. Karlsson, K. P. Esselle, e M. Nilsson, “Cross-dipole bandpass frequency selective surface for energy-saving glass used in buildings”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, pp. 520-525, 2011.
- [19] M. Gustafsson, A. Karlsson, A. P. P. Rebelo, e B. Widenberg, “Design of frequency selective windows for improved indoor outdoor communication”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, pp. 1897-1900, 2006.
- [20] A. P. P. Rebelo, “Design of frequency selective windows for improved indoor outdoor communication”, Master Thesis, Lund University - Dept. Electrosience, Lund, Suécia, 2004.
- [21] L. Mingyun, H. Minjie, e W. Zhe, “Design of multi-band frequency selective surfaces using multi-periodicity combined elements”, *Journal of Systems Engineering and Electronics*, vol. 20, pp. 675-680, 2009.
- [22] J. A. Bossard, D. H. Werner, T. S. Mayer, e R. P. Drupp, “A novel design methodology for reconfigurable frequency selective surfaces using genetic algorithms”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, pp. 1390-1400, 2005.
- [23] 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 Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 3, pp. 492-500, 2009.
- [24] 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*, vol. 51, pp. 942-944, 2009.

- [25] A. L. P. S. Campos, e A. G. D'Assunção, "Frequency selective surfaces on iso/anisotropic substrates with dielectric losses", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, pp. 1041-1044, 2007.
- [26] D. X. Wang, E. K. N. Yung, e R. S. Chen, "Spectral domain analysis of frequency-selective surfaces on biaxially anisotropic substrate", *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 1, pp. 335-340, 2007.
- [27] E. A. Parker, e A. N. A. El Sheikh, "Convolved array elements and reduced size unit cells for frequency-selective surfaces", *IEE Proceedings-H*, vol. 138, pp. 19-22, 1991.
- [28] J. Romeu, e Y. Rahmat-Samii, "Dual band FSS with fractal elements", *Electronics Letters*, vol. 35, pp. 702-703, 1999.
- [29] J. Romeu, e Y. Rahmat-Samii, "Fractal FSS: A novel dual-band frequency selective surface", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, pp. 1097-1105, 2000.
- [30] J. P. Gianvittorio, J. Romeu, S. Blanch, e Y. Rahmat-Samii, "Self-similar pre-fractal frequency selective surfaces for multiband and dual-polarized applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, pp. 3088-3096, 2003.
- [31] P. H. F. Silva, A. F. Santos, R. M. S. Cruz, e A. G. D'Assunção, "Dual-band bandstop frequency selective surfaces with Gosper prefractal elements", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 54, pp. 771-775, 2012.
- [32] J. I. A. Trindade, P. H. F. Silva, A. L. P. S. Campos, e A. G. D'Assunção, "Analysis of stop-band frequency selective surfaces with Dürer's pentagon pre-fractals patch elements", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, pp. 1518-1521, 2011.
- [33] 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*, vol. 51, pp. 1983-1986, 2009.

- [34] W. T. Wang, P. F. Zhang, S. X. Gong, B. Lu, J. Ling, e T. T. Wan, “Compact angularly stable frequency selective surface using hexagonal fractal configurations”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 51, pp. 2541-2544, 2009.
- [35] J. Y. Xue, S. X. Gong, P. F. Zhang, W. Wan, e F. F. Zhang, “A new miniaturized fractal frequency selective surface with excellent angular stability”, *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 13, pp. 131-138, 2010.
- [36] D. H. Werner, e D. Lee, “Design of dual-polarised multiband frequency selective surfaces using fractal elements”, *Electronics Letters*, vol. 36, pp. 487-488, 2000.
- [37] F. Bayatpur, e K. Sarabandi, “Single-layer high-order miniaturized-element frequency-selective surfaces”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, pp. 774-781, 2008.
- [38] C. L. Nóbrega, “Otimização dos parâmetros de monopolos planares de microfita para aplicações em sistemas de banda ultra larga”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2008.
- [39] M. R. Silva, C. L. Nóbrega, A. M. Zenaide, P. H. F. Silva, e A. G. D’Assunção, “Monopolos circular e elíptico de microfita para sistemas UWB”, *XXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, vol. 1, pp. 1-4, 2008.
- [40] M. R. Silva, C. L. Nóbrega, A. M. Zenaide, P. H. F. Silva, e A. G. D’Assunção, “Uma Nova configuração de monopolo elíptico de microfita de banda ultra larga”, *13º SBMO Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 8º CBMag Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, vol. 1, pp. 73-76, 2008.
- [41] C.-H. Tsao, e R. Mittra, “Spectral-domain analysis of frequency selective surfaces comprised of periodic arrays of cross dipoles and Jerusalem crosses”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 32, pp. 478-486, 1984.

- [42] R. J. Langley, e E. A. Parker, “Equivalent circuit model for arrays of square loops”, *Electronics Letters*, vol. 18, pp. 294-296, 1982.
- [43] R. J. Langley, e E. A. Parker, “Double-square frequency-selective surfaces and their equivalent circuit”, *Electronics Letters*, vol. 19, pp. 675-677, 1983.
- [44] E. A. Parker, e J. C. Vardaxoglou, “Plane-wave illumination of concentric-ring frequency-selective surfaces”, *IEE Proceedings*, vol. 132, pp. 176-180, 1985.
- [45] J. Huang, T.-K. Wu; S.-W. Lee, “Tri-band frequency selective surface with circular ring elements”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, pp. 166-175, 1994.
- [46] R. Mittra, R. C. Hall, C.-H. Tsao, “Spectral-domain analysis of circular patch frequency selective surfaces”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 32, pp. 533-536, 1984.
- [47] R. M. S. Cruz, “Análise e otimização de superfícies seletivas de frequência utilizando redes neurais artificiais e algoritmos de otimização natural”, Tese de Doutorado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2009.
- [48] T. Itoh, *Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures*, John Wiley & Sons, New York, 1989.
- [49] A. L. P. S. Campos, “Superfícies seletivas de frequência sobre substratos dielétricos anisotrópicos uniaxiais”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 1999.
- [50] M. N. O. Sadiku, “A simple introduction to finite element analysis of electromagnetic problems”, *IEEE Transactions on Education*, vol. 32, pp. 85-93, 1989.
- [51] H.-D. Bruns, C. Schuster, H. Singer, “Numerical electromagnetic field analysis for EMC problems”, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 49, pp. 253-262, 2007.

- [52] K. Yee, “Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 14, pp. 302-307, 1966.
- [53] L. M. Araújo, “Análise teórica e experimental de superfícies seletivas de frequência e suas aplicações em antenas planares”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2009.
- [54] 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*, vol. 42, pp. 1317-1324, 1994.
- [55] A. Taflove, *Advances in Computacional Electromagnetics – The Finite Difference Time Domain Method*, Artech House Publishers, 1998.
- [56] H. Baudrand, e R. S. N’Ongo, “Applications of wave concept iterative procedure”, *Recent Res. Devel. Microwave Theory & Tech.*, pp. 187-197, 1999.
- [57] CISCO, “Global Mobile Data Traffic Forecast Update”, 2011–2016. Cisco Visual Networking Index, 2012. Disponível em: <http://www.cisco.com/en/US/solutions/collateral/ns341/ns525/ns537/ns705/ns827/white_paper_c11-520862.html>. Acesso em: 10 set. 2012.
- [58] R. L. Fante, e M. T. McCormack, “Reflection properties of the Salisbury screen”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 36, pp. 1443-1454, 1988.
- [59] B. Chambers, “Optimum design of a Salisbury screen radar absorber”, *Electronics Letters*, vol. 30, pp. 1353-1354, 1994.
- [60] B. Chambers, “Frequency tuning characteristics of an adaptive Jaumann radar absorber incorporating variable impedance layers”, *Electronics Letters*, vol. 30, pp. 1892-1893, 1994.

- [61] T. C. Silva, M. R. Silva, e P. H. F. Silva, “Uma Contribuição ao Estudo de Filtros e Antenas de Micro-ondas usando os Fractais de Sierpinski”, *II Congresso de Pesquisa e Inovação da Rede Norte Nordeste de Educação Tecnológica*, 2007.
- [62] C. P. Serra e E. W. Karas, *Fractais Gerados por Sistemas Dinâmicos Complexos*, Editora Universitária Champagnat, Curitiba, 1997.
- [63] C. P. Serra, E. W. Karas e R. Biloti, “Fractais: Propriedades e Construção”, Departamento de Matemática, Universidade Federal do Paraná, Curitiba, 2005.
- [64] B. B. Mandelbrot, *Fractals: Form, Chance and Dimension*, NewYork, W. H. Freeman and Co, 1977.
- [65] B. B. Mandelbrot, *The Fractal Geometry of Nature*, NewYork, W. H. Freeman and Co, 1982.
- [66] R. M. Barbosa, *Descobrendo a Geometria Fractal para Sala de Aula*, Editora Autêntica, Belo Horizonte, 2005.
- [67] K. Falconer, *Fractal geometry: mathematical foundations and application*, John Wiley & Sons, Londres, 2003.
- [68] A. Batanete, A. Castro, H. Lago, “Natureza - Caos ou Ordem?”, Fundamentos e Ensino da Álgebra, Departamento de Matemática, Universidade de Coimbra, Faculdade de Ciências e Tecnologia, 2005.
- [69] M. Janos, *Geometria Fractal*, Editora Ciência Moderna, Rio de Janeiro, 2008.
- [70] M. R. Silva, “Novas configurações de monopolos planares quase-fractais para sistemas de comunicações móveis”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2008.

- [71] R. Sedivy, C. Windischberger, K. Svozil, E. Moser, e G. Breitenecker, “Fractal analysis: an objective method for identifying atypical nuclei in dysplastic lesions of the cervix uteri”, *Gynecologic Oncology*, pp. 78-83, 1998.
- [72] M. B. M. Mendonça, C. A. A. Garcia, R. A. Nogueira, M. A. F. Gomes, M. M. Valença, e F. Oréfice, “Análise fractal da vasculatura retínica: métodos de segmentação e de cálculo dimensional”, *Arquivos Brasileiros de Oftamologia*, vol. 70, São Paulo, 2007.
- [73] J. S. Gonschorowski, “Processamento de sinais e reconhecimento de padrões de resposta de sensores de gases através da geometria fractal”, Dissertação de Mestrado, Universidade de São Paulo, 2007.
- [74] M. R. Silva, C. L. Nóbrega, P. H. F. Silva, e A. G. D’Assunção, “A new configuration of planar monopole quasi-fractal antenna for wireless communications”, *IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC), 14th Biennial*, 2010.
- [75] C. L. Nóbrega, M. R. Silva, P. H. F. Silva, e A. G. D’Assunção, “Antenas CPW de microfita com aberturas pré-Fractais para aplicações em comunicações móveis”, *14º SBMO Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 9º CBMag Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, vol. 1, pp. 381-383, 2010.
- [76] C. P. Baliarda, J. Romeu, R. Pous, e A. Cardama, “On the behavior of the Sierpinski multiband fractal antenna”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, pp. 517-524, 1998.
- [77] C. P. Baliarda, J. Romeu, e A. Cardama, “The Koch monopole: a small fractal antenna”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, pp. 1773-1781, 2000.
- [78] S. Fuqi, G. Hongming, e G. Baoxin, “Analysis of a Vicsek fractal patch antenna”, *ICMMT 4th International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology Proceedings*, pp. 98-101, 2004.

- [79] E. E. C. Oliveira, P. H. F. Silva, A. L. P. S. Campos, e A. G. D'Assunção, "Small-size quasi-fractal patch antenna using the Minkowski curve", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 52, pp. 805-809, 2010.
- [80] M. R. Silva, C. L. Nóbrega, P. H. F. Silva, e A. G. D'Assunção, "Dual-polarized band-stop FSS spatial filters using Vicsek fractal geometry", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 55, pp. 31-34, 2013.
- [81] M. R. Silva, C. L. Nóbrega, P. H. F. Silva, e A. G. D'Assunção, "Análise e projeto de superfície seletiva de frequência com elementos fractais de Vicsek", *15º SBMO Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 10º CBMag Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, vol. 1, pp. 1-4, 2012.
- [82] M. R. Silva, C. L. Nóbrega, P. H. F. Silva, e A. G. D'Assunção, "Stable and compact multiband frequency selective surfaces with Peano pre-fractal configurations", *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2013, No Prelo.
- [83] M. R. Silva, C. L. Nóbrega, P. H. F. Silva, e A. G. D'Assunção, "Caracterização de superfícies seletivas de frequência com elementos fractais de Peano", *VII Congresso de Pesquisa e Inovação da Rede Norte Nordeste de Educação Tecnológica*, 2012.
- [84] C. L. Nóbrega, M. R. Silva, W. C. Araújo, P. H. F. Silva, e A. G. D'Assunção, "Analysis of frequency selective surfaces with T-Shaped pre-fractals patch elements", *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC)*, pp. 694-696, 2011.
- [85] C. L. Nóbrega, M. R. Silva, P. H. F. Silva, e A. G. D'Assunção, "Caracterização de superfície seletiva de frequência com patches fractais de Sierpinski", *15º SBMO Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 10º CBMag Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, vol. 1, pp. 1-4, 2012.
- [86] P. H. F. Silva, M. R. Silva, C. L. Nóbrega, e A. G. D'Assunção, "Application of bio-inspired algorithms and neural networks for optimal design of fractal frequency selective surfaces", *Real-World Applications of Genetic Algorithms*, InTech, pp. 27-52, 2012.

Apêndice A

A.1 Antena Monopolo de Microfita com *Patch* Circular

Este apêndice apresenta a geometria e os resultados referentes à perda de retorno, VSWR e diagramas de radiação para o monopolo de microfita com *patch* circular que foi utilizado nos *setups* de medição das FSSs com *patches* pré-fractais de Peano. Nas medições desta antena utilizou-se um analisador de redes vetorial da Agilent Technologies, modelo N5230A, atuando na faixa de 300 KHz a 13,5 GHz, para a obtenção da perda de retorno e do VSWR em função da frequência. Os resultados medidos são comparados com os resultados simulados no programa comercial Ansoft HFSS, na faixa de 1,0~13,5 GHz. Os diagramas de radiação foram também obtidos através do Ansoft HFSS, para as frequências de ressonância das FSSs pré-fractais de Peano de níveis $k = 1, 2$. Na sequência, são mostradas as curvas de referência correspondentes às medições com os monopolos circulares (*setup* #1) e com as antenas corneta (*setup* #2), sem a presença dos protótipos de FSS, indicando as perdas de inserção inerentes ao sistema de medição.

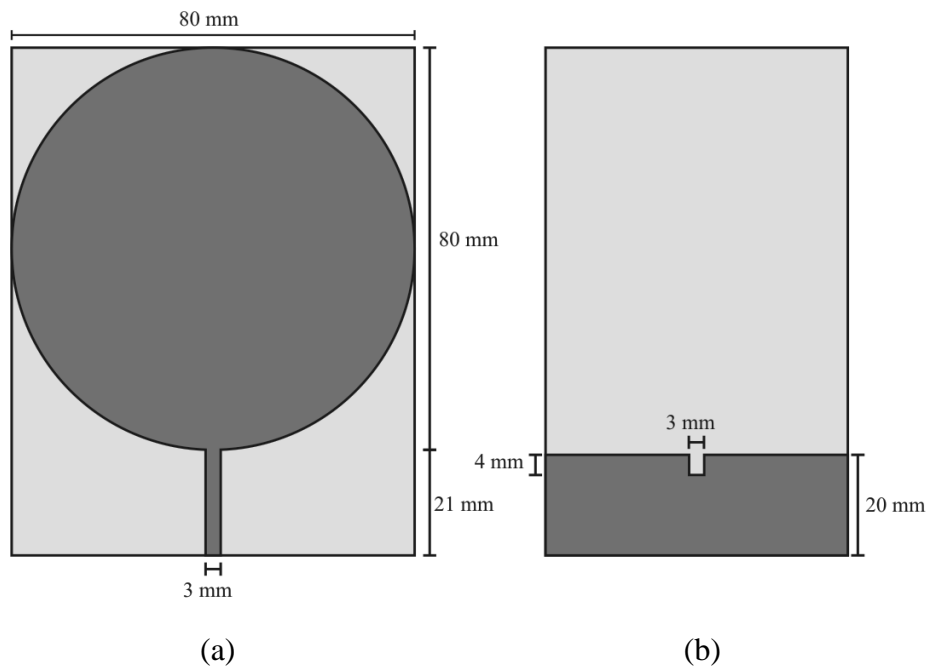


Fig. A.1. Geometria do monopolo de microfita com *patch* circular com as dimensões utilizadas no projeto. Em destaque: a) *patch* condutor; b) plano terra.

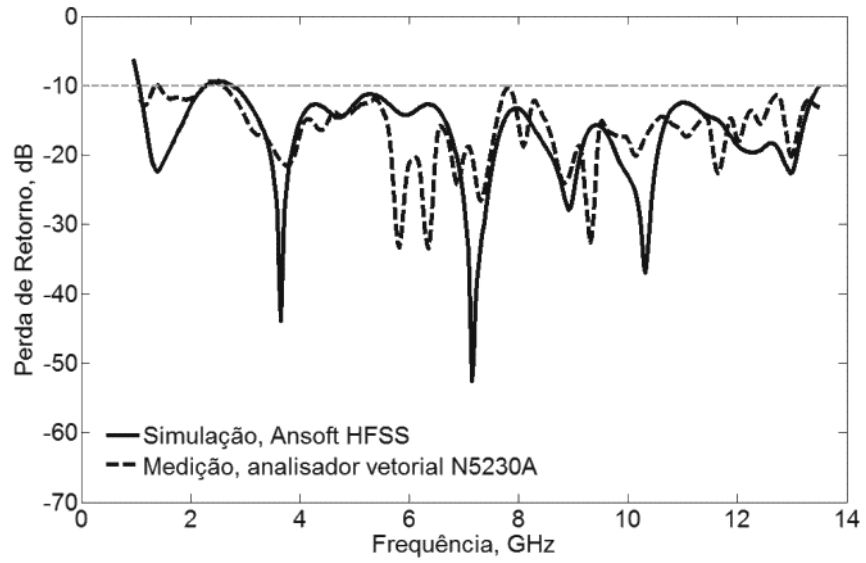


Fig. A.2. Perda de retorno simulada e medida para o monopolo circular projetado.

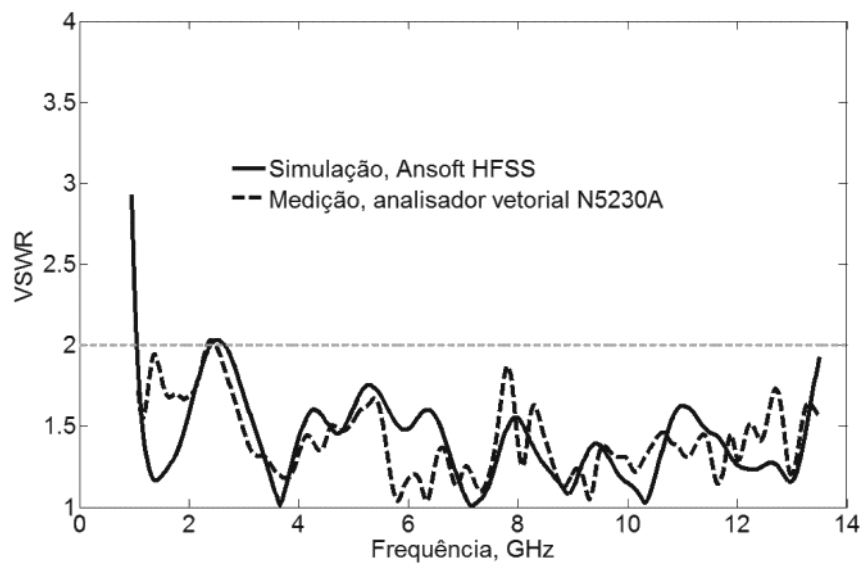


Fig. A.3. VSWR simulado e medido para o monopolo circular projetado.

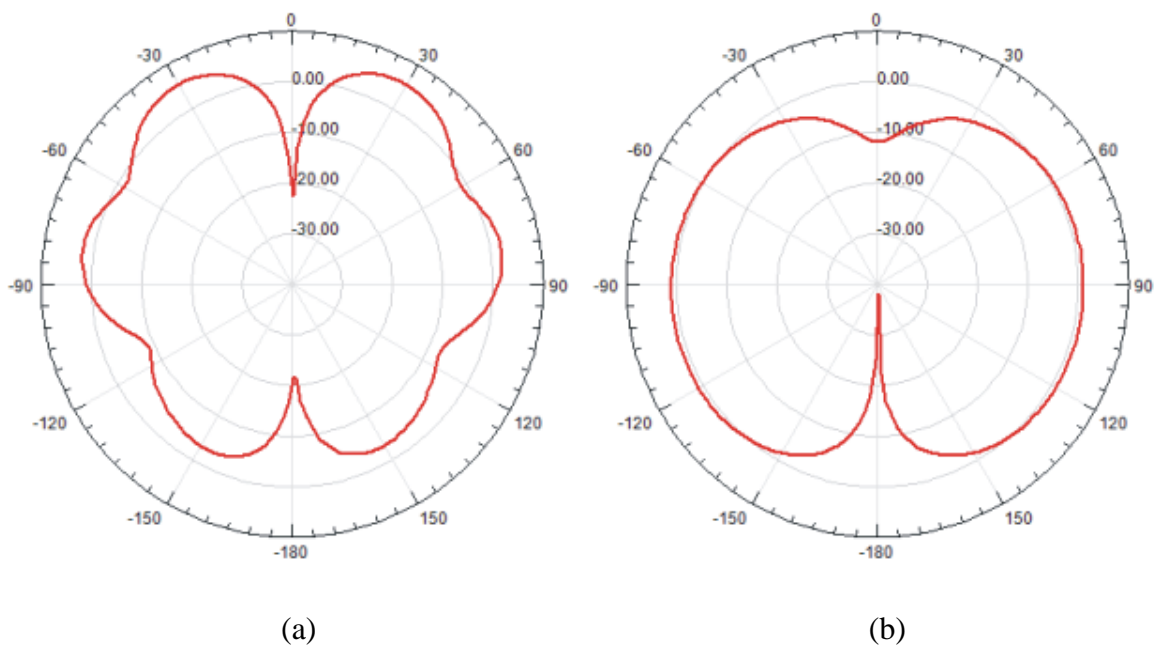


Fig. A.4. Diagramas de radiação obtidos para o monopolo circular na frequência de operação de 3,41 GHz: a) plano de elevação $y-z$ ($\theta, \phi = 90^\circ$); b) plano azimutal $x-y$ ($\phi, \theta = 90^\circ$).

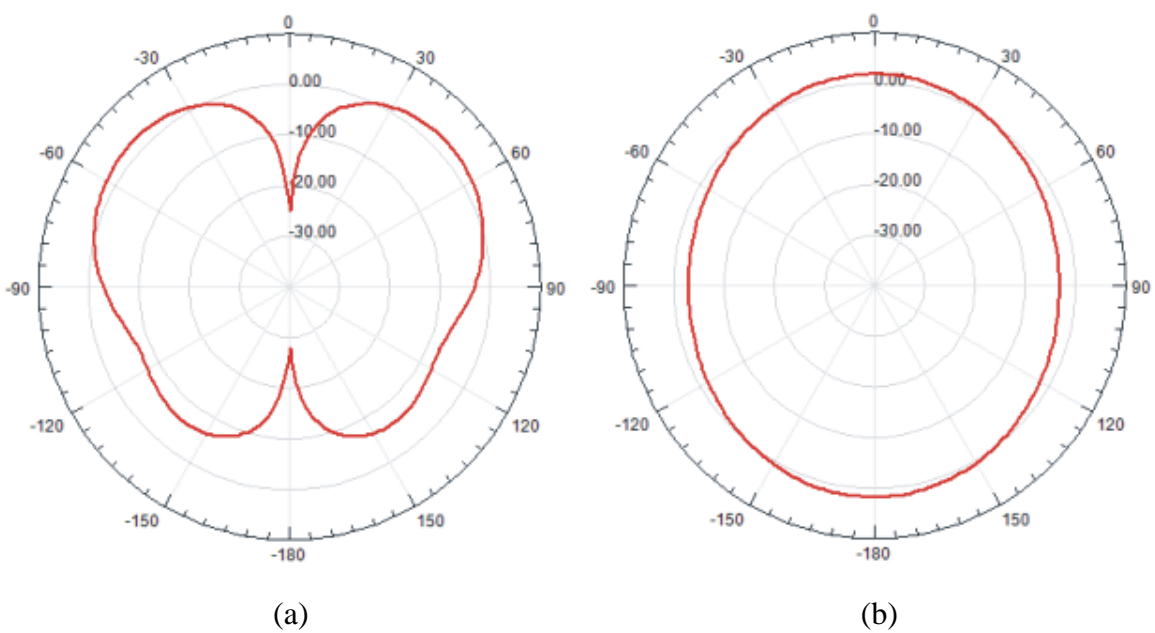


Fig. A.5. Diagramas de radiação obtidos para o monopolo circular na frequência de operação de 2,02 GHz: a) plano de elevação $y-z$ ($\theta, \phi = 90^\circ$); b) plano azimutal $x-y$ ($\phi, \theta = 90^\circ$).

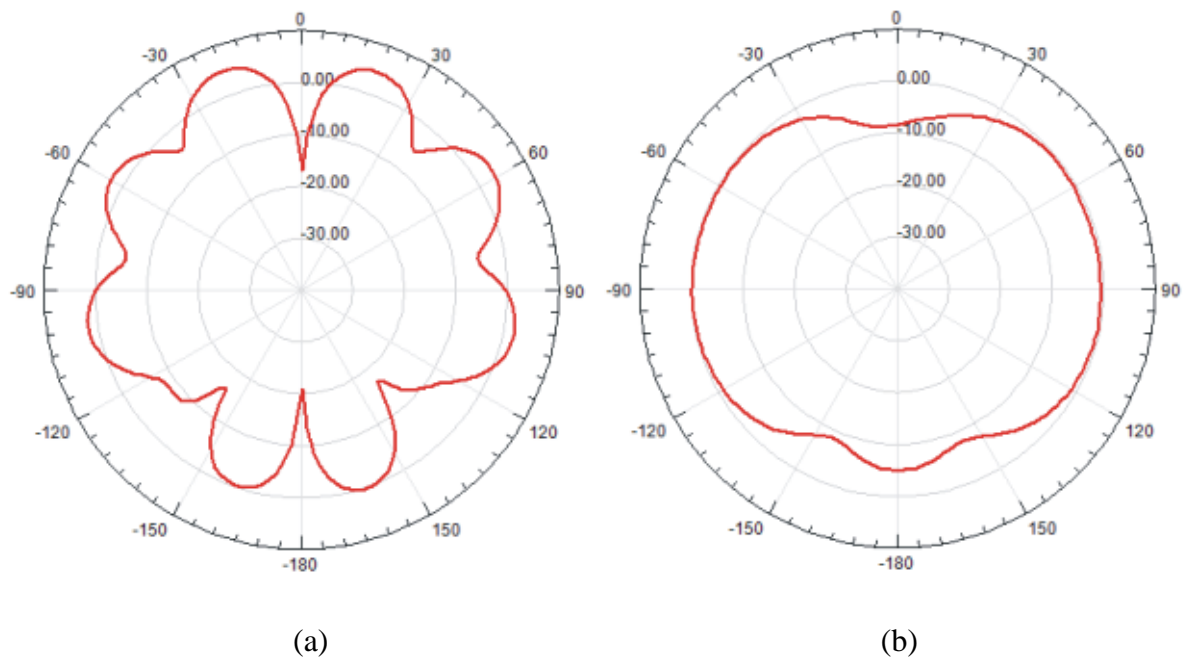


Fig. A.6. Diagramas de radiação obtidos para o monopolo circular na frequência de operação de 5,04 GHz: a) plano de elevação y - z ($\theta, \phi = 90^\circ$); b) plano azimutal x - y ($\phi, \theta = 90^\circ$).

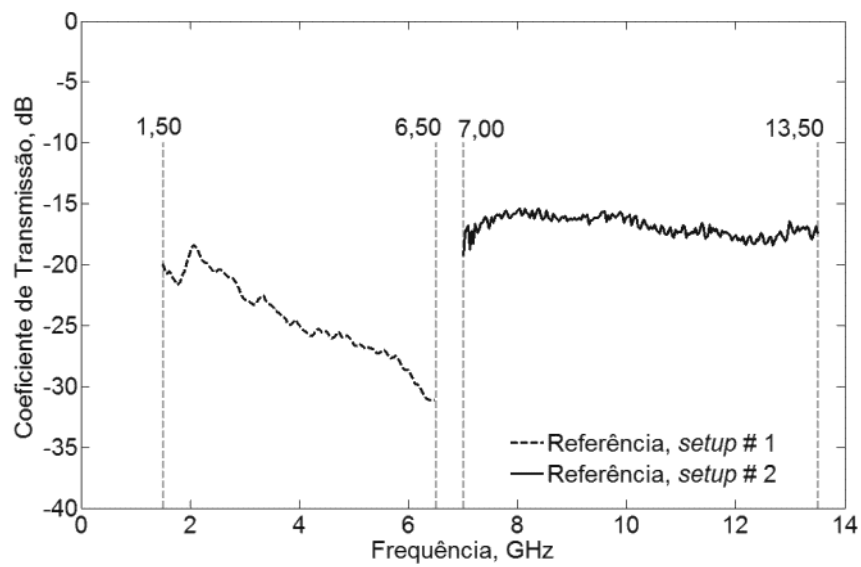


Fig. A.7. Curvas de referência que indicam as perdas inerentes às medições.

Apêndice B

B.1 Antena Monopolo de Microfita com *Patch* Elíptico

Este apêndice apresenta a geometria e os resultados obtidos referentes à perda de retorno, VSWR e diagramas de radiação para o monopolo de microfita com *patch* elíptico que foi utilizado nos *setups* de medição das FSSs com *patches* do tipo terágonos. As medições deste monopolo foram realizadas através de um analisador de redes vetorial da Agilent Technologies, modelo N5230A, atuando na faixa de 300 KHz a 13,5 GHz. Os resultados simulados foram conseguidos no programa comercial Ansoft HFSS, na faixa de 1,0~13,5 GHz. Os diagramas de radiação, também obtidos através do Ansoft HFSS, são simulados para as frequências ressonantes da FSS com nova configuração de *patches* do tipo terágono. Na sequência, são apresentadas as curvas de referência correspondentes às medições com os monopolos elípticos (*setup* #1) e com as antenas corneta (*setup* #2), sem a presença dos protótipos de FSS, indicando as perdas de inserção inerentes ao sistema de medição.

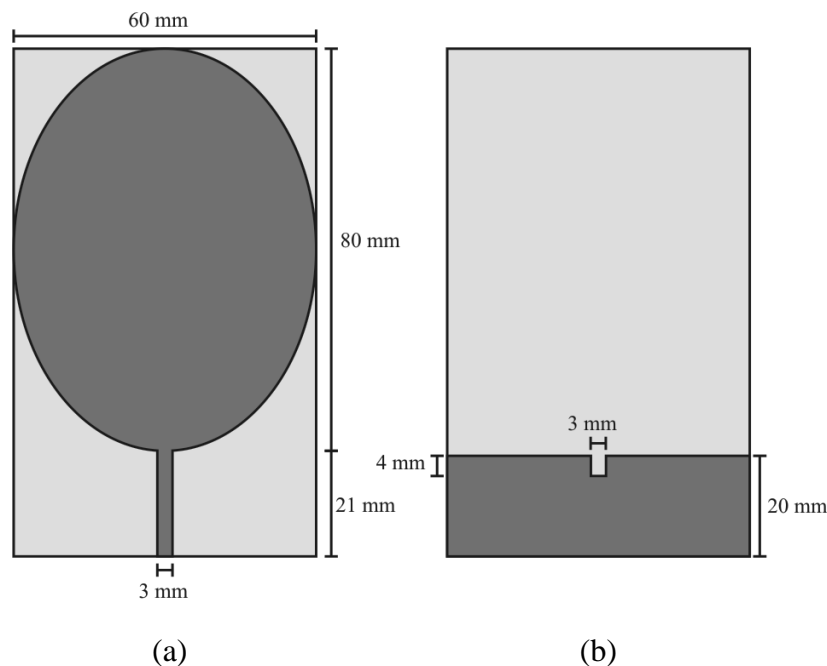


Fig. B.1. Geometria do monopolo de microfita com *patch* elíptico com as dimensões utilizadas no projeto. Em destaque: a) *patch* condutor; b) plano terra.

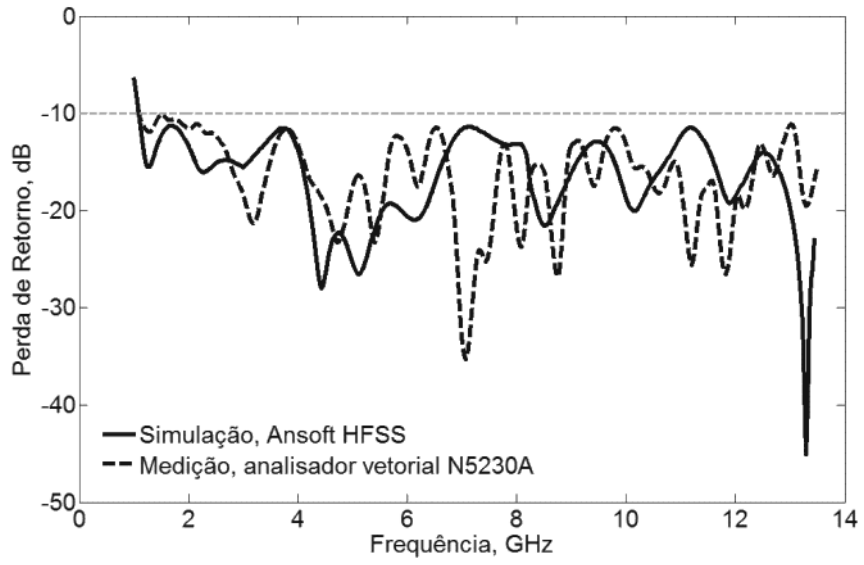


Fig. B.2. Perda de retorno simulada e medida para o monopolo elíptico projetado.

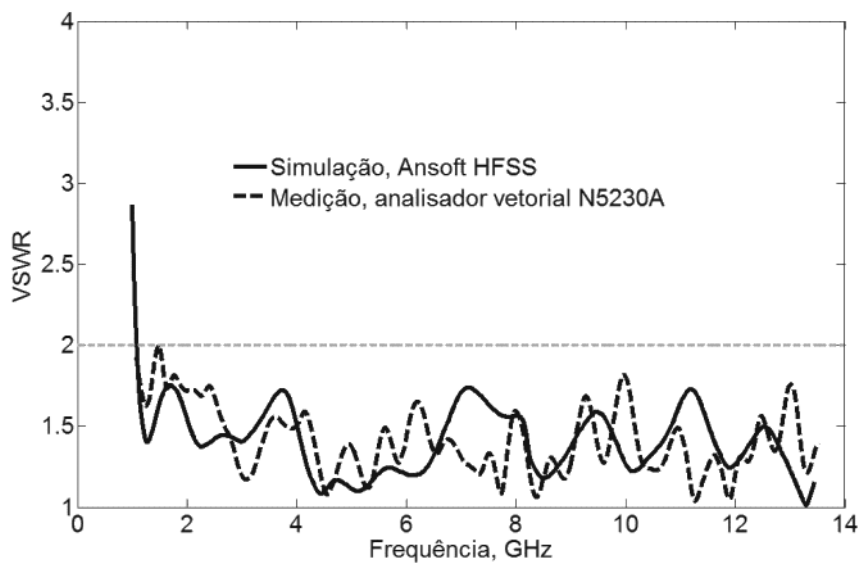


Fig. B.3. VSWR simulado e medido para o monopolo elíptico projetado.

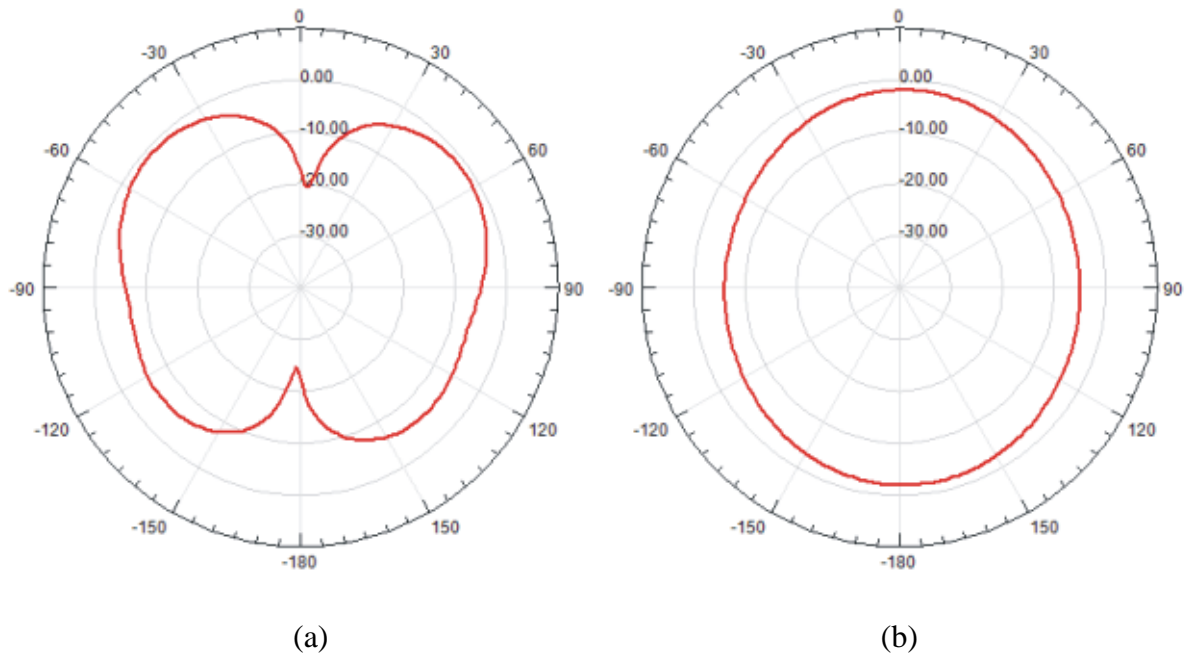


Fig. B.4. Diagramas de radiação obtidos para o monopolo elíptico na frequência de operação de 2,4 GHz: a) plano de elevação y - z ($\theta, \phi = 90^\circ$); b) plano azimutal x - y ($\phi, \theta = 90^\circ$).

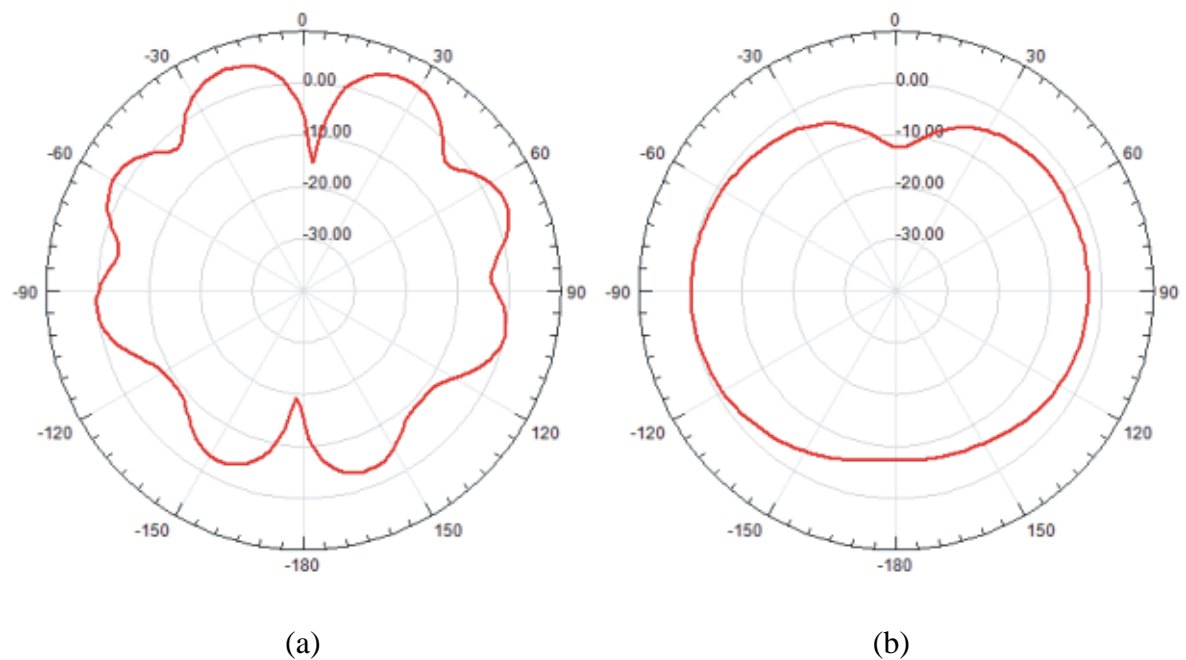


Fig. B.5. Diagramas de radiação obtidos para o monopolo elíptico na frequência de operação de 5,93 GHz: a) plano de elevação y - z ($\theta, \phi = 90^\circ$); b) plano azimutal x - y ($\phi, \theta = 90^\circ$).

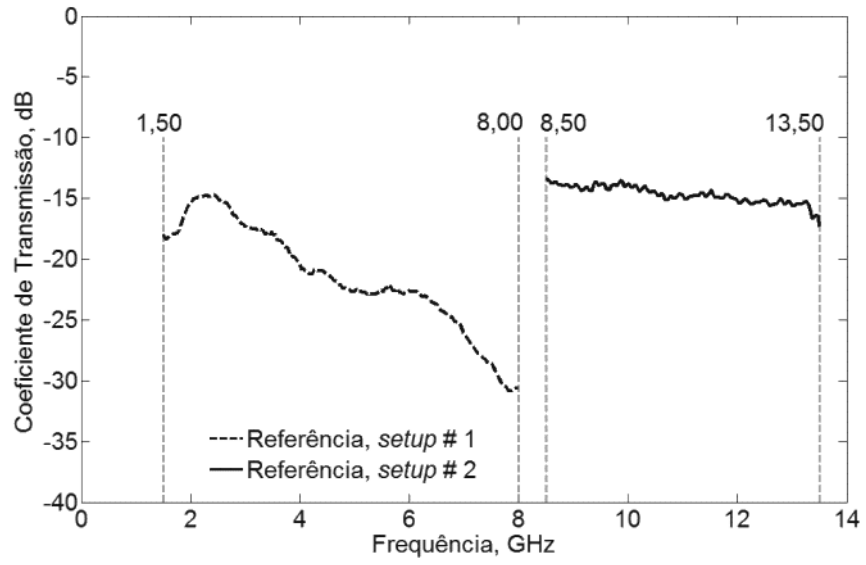


Fig. B.6. Curvas de referência que indicam as perdas inerentes às medições.