Dissertação de Mestrado

Inatel
Instituto Nacional de Telecomunicações

Antenas impressas de faixa larga utilizando a geometria multifractal do pente de Cantor

MAÍRA GONÇALVES SANTOS

DEZEMBRO/2014

INSTITUTO NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES – INATEL
MESTRADO EM TELECOMUNICAÇÕES

Antenas impressas de faixa larga utilizando a geometria multifractal do pente de Cantor

MAÍRA GONÇALVES SANTOS

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Telecomunicações.

ORIENTADOR: PROF. DR. JOSÉ ANTÔNIO JUSTINO RIBEIRO

SANTA RITA DO SAPUCAÍ – MG
2014

Santos, Maíra Gonçalves
S237a

Antenas impressas de faixa larga utilizando a geometria multifractal do pente de Cantor. / Maíra Gonçalves Santos. – Santa Rita do Sapucaí, 2015.
73p.

Orientador: Prof. José Antônio Justino Ribeiro.
Dissertação de Mestrado – Engenharia de Telecomunicações – Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL.
Inclui bibliografia e anexo.

1. Antenas impressas 2. Antenas de faixa larga 3. Geometria multifractal 4. Pente de cantor 5. Engenharia de Telecomunicações. I. Ribeiro, José Antônio Justino. II. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. III. Título.

CDU 621.39

Biblioteca "Ministro Hélio Bilác Nunes"

FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em ____/____/____, pela comissão julgadora:

_____

Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro
INATEL (Orientador)

_____

Prof. Dr. Carlos Nazareth Motta Marins
INATEL

_____

Prof. Dr. Danilo Henrique Spadoti
UNIFEI

_____

Prof. Dr. José Marcos Câmara Brito
Coordenador do Curso de Mestrado – INATEL

À minha mãe, Zenilde.

Agradecimentos

A Deus, sempre presente em minha vida, por tantas bênçãos recebidas, por guiar meus passos e por não ter me permitido desistir nas horas difíceis.

À minha mãe, Zenilde, por todo cuidado, amor, dedicação e conselhos. Aos meus familiares pelo incentivo e apoio. Ao meu namorado Gabriel, pela paciência, carinho, companheirismo e compreensão durante a minha ausência. Vocês foram fundamentais para esta vitória. Muito obrigada por sempre acreditarem em mim.

Ao meu orientador, Prof.º Justino, pelos ensinamentos, grande incentivo e paciência durante a orientação.

À amiga Monique Carleti, pela convivência como irmãs desde que cheguei a Santa Rita.

Ao amigo Mário Henrique, parceiro de estudos, por toda ajuda durante o mestrado, por ter me incentivado a participar do PED e pela revisão deste trabalho.

A todos os colegas e amigos dos laboratórios, em especial à Patrícia Soares, Lucas Chaves, Poliane Aires, Lucas Costa e Guilherme Moreira. Muito obrigada por dividirem tantos momentos especiais. Vocês ajudaram a tornar a trajetória menos difícil e os dias mais felizes.

Ao Ricardo Dias, pelo auxílio durante os ensaios em laboratório, sempre de maneira muito prestativa.

Aos Professores do mestrado do INATEL pela valiosa contribuição na minha formação e

A Coordenação de Aperfeiçoamento Pessoal de Nível Superior - CAPES pelo apoio financeiro em forma de bolsa de estudos.

À empresa ESSS e a ANSYS, pela parceria com o INATEL que permitiu a utilização do programa HFSS®. Às empresas Huber Suhner e Rogers Corporations por fornecer parte do material utilizado para os ensaios. Às empresas JBM Instrumentos, HBL antenas e RF Eletrônica e Serviços LTDA pelo empréstimo de equipamentos e suporte durante as medidas.

Muito obrigada a todos que contribuíram de alguma maneira para a conclusão desta importante etapa de minha vida.

Sumário

LISTA DE FIGURAS . . . . . **vii**

LISTA DE TABELAS. . . . . . **x**

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS . . . . . **xi**

LISTA DE SÍMBOLOS . . . . . **xii**

RESUMO . . . . . **xiv**

ABSTRACT . . . . . **xv**

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO **1**

1.1 Cenário atual 1

1.2 Motivação para desenvolvimento do trabalho 1

1.3 Breve revisão bibliográfica 2

1.4 Estrutura da dissertação 4

CAPÍTULO 2 – FUNDAMENTOS DA TEORIA DE FRACTAIS **5**

2.1 Uma análise do emprego de fractais 5

2.2 Bases da eletrodinâmica fractal 7

2.3 Sistema de funções iteradas 9

2.4 Desenvolvimento do pente de Cantor 10

2.5 Comentários sobre o capítulo 13

CAPÍTULO 3 – ANTENAS IMPRESSAS ALIMENTADAS POR MICROLINHA DE FITA **14**

3.1 Introdução 14

3.2 Alimentação por microlinha de fita 15
3.3 Eficiência global da antena 17
3.4 Efeitos das ondas de superfície e emissões espúrias 18
3.5 Estimativa das freqüências de ressonância 19
3.6 Comentários sobre o capítulo 21

CAPÍTULO 4 – ANTENAS IMPRESSAS COM O MULTIFRACTAL DE CANTOR 22
4.1 Introdução 22
4.2 Proposta inicial da antena 23
4.3 Influência do dielétrico e do plano de terra 27
4.4 Resultados práticos iniciais 28
4.4.1 Inserção de cortes nos cantos laterais inferiores 31
4.4.2 Diagramas de irradiação e ganho 33
4.5 Influência dos comprimentos dos dedos 38
4.6 Influência das dimensões dos cortes laterais 39
4.7 Comentários sobre o capítulo 45

CAPÍTULO 5 - COMENTÁRIOS E CONCLUSÕES 46
5.1 Aspectos gerais 46
5.2 Conclusões 47
5.3 Sugestões para trabalhos futuros 48

Anexo A REFLEXÃO TOTAL NA INTERFACE DE DOIS DIELÉTRICOS IDEAIS 49
Anexo B LISTA DE PUBLICAÇÕES 52

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 53

Lista de Figuras

Figura 2.1	Desenvolvimento do triângulo de Sierpinski através do processo de remoção de triângulos.	6
Figura 2.2	Os três primeiros níveis para a construção da curva de Koch.	7
Figura 2.3	Exemplos de geometrias fractais utilizadas na construção de antenas. (a) Curva de Koch. (b) Tapete de Sierpisnki.	8
Figura 2.4	Processo de rotação de sistemas de coordenadas cartesianas.	9
Figura 2.5	Deslocamento no sistema de coordenadas aplicáveis às iterações na geometria fractal.	10
Figura 2.6	Desenvolvimento do pente de Cantor, com divisões e remoções de sucessivos segmentos.	11
Figura 2.7	Geração do pente de Cantor utilizando o sistema de funções iteradas.	12
Figura 3.1	Esquema com apresentação das partes mais importantes de uma antena impressa.	14
Figura 3.2	Esquema de uma antena impressa com alimentação por microlinha de fita.	16
Figura 3.3	Descrição e transmissão de ondas de superfície no laminado da antena impressa	18
Figura 3.4	Distribuições aproximadas dos campos elétrico (*E*) e magnético (*H*) para a antena operando no modo fundamental.	20
Figura 4.1	Desenvolvimento do pente de Cantor com a divisão e remoção de segmentos.	24
Figura 4.2	Geometria e dimensões (em mm) da antena proposta empregando a geometria multifractal do pente de Cantor.	25
Figura 4.3	Comportamento dos coeficientes de reflexão simulados na faixa de freqüências entre 1GHz e 20GHz.	26
Figura 4.4	Comparação entre os coeficientes de reflexão simulados para o substrato PTFE com o plano de terra estendido sobre a placa e com redução na sua extensão longitudinal.	28
Figura 4.5	Aspecto das antenas construídas no substrato (a) FR4 (b) PTFE com vista superior e (c) PTFE com vista inferior.	29
Figura 4.6	Resultados para os valores dos coeficientes de reflexão medidos e simulados com o substrato FR4.	29
Figura 4.7	Resultados para os valores dos coeficientes de reflexão medidos e simulados com o substrato PTFE.	30
Figura 4.8	Comparação entre os resultados medidos com o substrato FR4 e com o PTFE.	30
Figura 4.9	Detalhamento dos ajustes realizados no modelo anterior, com objetivo de ampliar a faixa de operação da antena.	31
Figura 4.10	Modelo construído com a inserção de cortes laterais com vista nas partes (a) superior e (b) inferior.	32

Figura 4.11	Resultados medidos e simulados da antena depois da inserção dos cortes nos cantos laterais inferiores.	32
Figura 4.12	Comparação entre os coeficientes de reflexão medidos com e sem os cortes nos cantos laterais inferiores.	33
Figura 4.13	Variação do ângulo θ e ϕ para identificação dos planos no levantamento dos diagramas de irradiação.	34
Figura 4.14	Diagrama de irradiação tridimensional do multifractal de Cantor operando em 4,1 GHz.	35
Figura 4.15	Diagramas de irradiação normalizados do multifractal de Cantor operando em 4,1 GHz (a) no plano $\phi = 0$ e (b) no pano $\theta = 90^o$.	35
Figura 4.16	Diagramas de irradiação normalizados do multifractal de Cantor operando em 5,3 GHz (a) no plano $\phi = 0$ e (b) no pano $\theta = 90^o$.	35
Figura 4.17	Diagramas de irradiação normalizados do multifractal de Cantor operando em 14,2 GHz (a) no plano $\phi = 0$ e (b) no pano $\theta = 90^o$.	36
Figura 4.18	Diagramas de irradiação normalizados do multifractal de Cantor operando em 16 GHz (a) no plano $\phi = 0$ e (b) no pano $\theta = 90^o$.	36
Figura 4.19	Diagramas de irradiação normalizados do multifractal de Cantor operando em 18 GHz (a) no plano $\phi = 0$ e (b) no pano $\theta = 90^o$.	36
Figura 4.20	Máximos valores obtidos em simulações para os ganhos total e realizável na faixa de freqüências entre 1GHz e 20GHz.	37
Figura 4.21	Antena desenvolvida com o fractal de Cantor com a (a)redução e (b) extensão longitudinal de todos os dedos.	38
Figura 4.22	Comparação entre os valores do coeficiente de reflexão com redução e com aumento na extensão longitudinal dos dedos da antena.	39
Figura 4.23	Detalhamento das alterações (em mm) realizadas nas dimensões dos cortes nos cantos laterais inferiores.	40
Figura 4.24	Comparação entre os valores do coeficiente de reflexão antes e depois da otimização dos cortes nos cantos laterais inferiores.	40
Figura 4.25	Diagrama de irradiação tridimensional do multifractal de Cantor operando em 4,04 GHz.	41
Figura 4.26	Diagramas de irradiação normalizados do multifractal de Cantor operando em 4,04GHz (a) no plano $\phi = 0$ e (b) no pano $\theta = 90^o$.	41
Figura 4.27	Diagramas de irradiação normalizados do multifractal de Cantor operando em 6GHz (a) no plano $\phi = 0$ e (b) no pano $\theta = 90^o$.	41
Figura 4.28	Diagramas de irradiação normalizados do multifractal de Cantor operando em 7,6GHz (a) no plano $\phi = 0$ e (b) no pano $\theta = 90^o$.	42
Figura 4.29	Diagramas de irradiação normalizados do multifractal de Cantor operando em 9,1GHz (a) no plano $\phi = 0$ e (b) no pano $\theta = 90^o$	42
Figura 4.30	Diagramas de irradiação normalizados do multifractal de Cantor operando em 11,3GHz (a) no plano $\phi = 0$ e (b) no pano $\theta = 90^o$.	42
Figura 4.31	Diagramas de irradiação normalizados do multifractal de Cantor operando em 13,5GHz (a) no plano $\phi = 0$ e (b) no pano $\theta = 90^o$.	43
Figura 4.32	Diagramas de irradiação normalizados do multifractal de Cantor operando em 14,9GHz (a) no plano $\phi = 0$ e (b) no pano $\theta = 90^o$.	43

Figura 4.33	Diagramas de irradiação normalizados do multifractal de Cantor operando em 17,5GHz (a) no plano $\phi = 0$ e (b) no pano $\theta = 90^o$.	43
Figura 4.34	Diagramas de irradiação normalizados do multifractal de Cantor operando em 18,9GHz (a) no plano $\phi = 0$ e (b) no pano $\theta = 90^o$.	44
Figura 4.35	Ganhos total e realizável no multifractal de Cantor com a otimização dos cortes laterais.	44
Figura A1	Formação de ondas incidente, refletida e refratada na interface de dois meios.	49
Figura A2	Formação da onda refratada deslocando paralelamente à superfície.	51

Lista de Tabelas

Tabela 4.1	Dimensões de largura e extensão longitudinal dos dedos da antena proposta.	25
Tabela 4.2	Dimensões de largura e extensão longitudinal da separação entre os dedos da antena proposta.	26
Tabela 4.3	Freqüências de ressonância e coeficientes de reflexão do modelo proposto.	27
Tabela 4.4	Diretividade, ganho e eficiência de irradiação nas freqüências de ressonância.	37
Tabela 4.5	Diretividade, ganho e eficiência de irradiação nas freqüências de ressonância após a otimização dos cortes laterais.	45

Lista de Abreviaturas e Siglas

FCC	*Federal Communications Commission* – Comissão Federal de Comunicações
FEM	*Finite Element Method* – Método dos elementos finitos
IFS	*Iterated Function Systems* – *Sistema de funções iteradas*
PTFE	Politetrafluoretileno
SAR	*Synthetic Aperture Radar* – Radares de abertura sintética
UWB	*Ultra-wideband* – Banda ultra larga
VANT	Veículos aéreos não-tripulados

Lista de Símbolos

$\vec{E}$	Campo elétrico
$\vec{H}$	Campo magnético
b_c	Largura da microlinha
c	Velocidade de propagação da onda eletromagnética no vácuo
C_k	Comprimento de cada segmento gerado no Pente de Cantor na iteração de ordem k
D_f	Dimensão fractal de Hausdorff
e, f	Deslocamentos envolvidos no sistema de funções iteradas
f_o	Freqüência de operação
f_n	Freqüência de ressonância
h	Espessura do dielétrico
k	Ordem da iteração fractal
ℓ	Comprimento do retângulo gerador do Pente de Cantor
ℓ_a	Comprimento do elemento irradiador de uma antena impressa
ℓ_k	Comprimento do maior dedo do multifractal na iteração de ordem k
M	Constante arbitrária no processo de dispersão da permissividade relativa com a freqüência
N	Número de segmentos gerados em uma iteração fractal
P_k	Probabilidade associada ao sistema de funções iteradas
P_{in}	Potência de entrada
P_r	Potência irradiada
Q_t	Fator de qualidade total ou fator de mérito de uma antena
Q_o	Fator de mérito devido às perdas de irradiação
Q_c	Fator de mérito devido às perdas de condução
Q_d	Fator de mérito devido às perdas dielétricas
Q_s	Fator de mérito devido às perdas de ondas de superfície

t	Espessura da película condutora
u	Parâmetro auxiliar no cálculo da largura da microlinha
v_p	Velocidade de propagação da onda eletromagnética
w_{ki}	*i*-ésimo segmento gerado na iteração *k* do fractal
W	Largura do retângulo gerador do Pente de Cantor
Z_0	Impedância característica da linha de transmissão
Z_{in}	Impedância de entrada da antena
α	Fator de atenuação
β	Fator de fase
δ	Fator de escala utilizado na estimativa das freqüências de ressonância
v_p	Velocidade de propagação da onda eletromagnética
ε	Permissividade do material
ε_0	Permissividade do vácuo
ε_r	Permissividade relativa do material
ε_{ref}	Permissividade efetiva do material
ϕ	Ângulo de azimute em um sistema de coordenadas esféricas
γ	Fator de escala de um fractal
η	Eficiência de irradiação da antena
λ	Comprimento da onda eletromagnética
λ_g	Comprimento de onda guiada
μ	Permeabilidade do material
μ_0	Permeabilidade do vácuo
μ_r	Permeabilidade magnética relativa do material
θ	Ângulo de rotação envolvido no sistema de funções iteradas
θ	Ângulo de elevação em um sistema de coordenadas esféricas
θ_a, θ_b	Inclinações envolvidas na transição entre a alimentação e o elemento irradiador do multi-fractal de Cantor
θ_c	Ângulo crítico na separação entre dois meios
θ_i	Ângulo de incidência na superfície de separação entre dois meios
θ_t	Ângulo de refração na superfície de separação entre dois meios
ω	Freqüência angular

Resumo

SANTOS, G. M.. Antenas impressas de faixa larga utilizando a geometria multifractal do pente de Cantor. Santa Rita do Sapucaí, 2014. Instituto Nacional de Telecomunicações.

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de antenas impressas utilizando a geometria multifractal do pente de Cantor. Nesta configuração, os modelos empregam razões diferentes em cada iteração do fractal e possibilitam operações em múltiplas faixas de freqüências, com resultados diferentes dos alcançados sob condições tradicionais de iteração. Discutem-se alterações com a finalidade de ampliar a faixa de operação em torno das condições de ressonância. Para o desenvolvimento, as estruturas propostas foram simuladas no programa HFSS® e, posteriormente, realizaram-se ensaios em laboratórios de alguns modelos. Analisam-se características referentes ao coeficiente de reflexão, diagramas de irradiação, ganho, diretividade e eficiência de irradiação das antenas. Os protótipos foram construídos com laminados de fibra de vidro FR4 e de politetrafluoretileno. O modelo final apresenta dimensões compactas de 76mm×38mm×0,9mm com desempenho dentro dos limites aceitáveis na faixa entre 3GHz e 20GHz.

Palavras-chave: Antenas impressas, antenas de faixa larga, geometria multifractal, pente de Cantor.

Abstract

SANTOS, G. M.. Broadband printed antennas using multifractal geometry of the Cantor's comb. Santa Rita do Sapucaí, 2014. Instituto Nacional de Telecomunicações.

This work presents the development of printed antennas using the multifractal geometry of the Cantor's comb. In this configuration, the models use different ratios in each iteration of the fractal and allow operation in multiple frequency bands, with different results from those achieved under traditional iteration conditions. We discuss changes in order to extend the operating range around the resonance conditions. Along the development, the proposed structures were simulated with HFSS® software and then some models were tested in laboratory. We analyze characteristics related to the reflection coefficient, irradiation patterns, gain, directivity and radiation efficiency of the antennas. The prototypes were made of glass fiber FR4 and polytetrafluoroethylene laminates. It is proposed a compact model with dimensions of 76mm×38mm×0.9mm which performs within acceptable limits in the range between 3GHz and 20GHz

Keywords: Printed antennas, broadband antennas, multifractal geometry, Cantor's comb.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Cenário atual

Nos sistemas de radiocomunicações, torna-se cada vez mais necessário o desenvolvimento de equipamentos para operações em grandes larguras de faixa. Por exemplo, tem crescido de maneira muito acelerada as transmissões em faixa ultra larga (UWB, *ultra-wideband*), normatizadas em 2002 pela *Federal Communications Commission* (FCC), entre 3,1GHz e 10,6GHz [1]. Outros processos incluem aplicações em múltiplas faixas de freqüência e há sistemas que exigem rejeições em certos comprimentos de onda para um controle sobre interferências [2]. Além disto, com a fabricação de equipamentos cada vez mais compactos e de maior portabilidade, exigem-se estruturas cada vez mais reduzidas. Entre os componentes e dispositivos para essas aplicações, surgiram modelos de antenas cujas características são adequadas a esses sistemas. A geometria de fractais tem sido empregada nesses projetos como uma das soluções para o cumprimento desses objetivos. Criaram-se sistemas irradiantes para operações em múltiplas faixas de freqüências e, sob certas condições, em faixa larga em torno de freqüências em que se conseguem melhores desempenhos [3][4].

1.2 Motivação para desenvolvimento do trabalho

As transmissões em UWB vêm despertando interesse para aplicações em enlaces de curto alcance e de alta taxa de dados. Um dos desafios para as antenas utilizadas nestas comunicações é a sua miniaturização [5]. Por apresentar vantagens que incluem pequenas dimensões, baixo peso, simplicidade de construção, baixo custo e adequação a dife-

rentes superfícies, as antenas de microfita são opções interessantes para estas aplicações. São utilizadas em sistemas como satélites, radares e em diversas tecnologias de comunicações móveis. Os modelos tradicionais têm, entre suas desvantagens, a operação em faixas estreitas, geralmente abaixo de 2% em torno da freqüência de projeto. Este inconveniente limita suas aplicações, já que há sistemas modernos de comunicações que ocupam diversas faixas de freqüência ou exigem diferentes freqüências de operação, como os sistemas de rádios cognitivos [6]. Nesta tecnologia, os equipamentos de radiocomunicações fazem sensoriamento do espectro eletromagnético buscando faixas de freqüências livres para transmissão. As antenas utilizadas devem, portanto, ser capazes de acompanhar de forma dinâmica a freqüência selecionada para o enlace.

Neste trabalho, para alcançar as características desejáveis de operação, ou próximas delas, em faixas largas, são propostas antenas impressas de pequenas dimensões construídas a partir da geometria fractal conhecida como pente de Cantor. Estudam-se diversos ajustes e técnicas com o objetivo de ampliar sua faixa de operação com mudanças aceitáveis em suas características de irradiação e de casamento de impedância. Dentre os fractais usualmente descritos nas aplicações em antenas, escolheu-se esta geometria devido à sua simplicidade para a fabricação dos protótipos e dos modelos finais. Além disto, foi possível obter um irradiador com largura de faixa acima da proposta mínima especificada originalmente, que era a de permitir o seu emprego pelo menos na faixa de operação dos sistemas em UWB.

1.3 Breve revisão bibliográfica

O termo fractal foi criado na década de 1970 por Benoit Mandelbrot [7] e desde essa primeira abordagem seu conceito é empregado em diversas áreas da ciência e da tecnologia, como na medicina [8], na computação para desenvolvimento de algoritmos de compressão de imagens [9], e outros. Os primeiros relatos do uso destas geometrias em antenas surgiram em 1988, quando Nathan Cohen desenvolveu a primeira antena fractal [10]. No entanto, alguns modelos, como a antena log-periódica e as antenas espirais, podem ser generalizados como antenas fractais e foram desenvolvidas antes desta aplicação [11]. Cohen utilizou fractais já conhecidos na época, como a curva de Koch e o

triângulo de Sierpinski, para mostrar que era possível alcançar características desejáveis em muitos sistemas de transmissão. Desde então, muitas pesquisas vêm sendo realizadas nesta área [12]. Com os desenvolvimentos, verificou-se que essas geometrias, além de permitirem irradiação da energia eletromagnética de forma eficiente, apresentam outras características desejáveis quando comparadas com modelos tradicionais de antenas. Entre elas, permitem redução das dimensões das estruturas, aumento na eficiência de irradiação, controle sobre o casamento de impedância e sobre o diagrama de irradiação, etc. [13].

A partir da proposta de Cohen, outros fractais, como o pente de Cantor, o tapete de Sierpinski e a curva de Minkowski, passaram a ser utilizados em diferentes modelos de antenas, em particular nas construídas com a tecnologia de microfita [14][15]. Além das aplicações gerais para este tipo de estrutura, os modelos com fractais passaram a integrar, também, outros sistemas de telecomunicações. Costumam ser citados os diferentes equipamentos de radar e outros sistemas de busca, localização e rastreamento de objetos, em detecção de emissões radioelétricas não-autorizados, em comunicações militares e espaciais, em veículos aéreos não-tripulados (VANT), radares de abertura sintética (*Synthetic Aperture Radar* – SAR) e em outros equipamentos que exigem operações em múltiplas faixas de freqüências ou em grandes larguras de faixa [13][16].

O pente de Cantor levou à construção de estruturas compactas, com área total em torno de alguns centímetros quadrados, condições de ressonância em múltiplas freqüências e larguras de faixa de algumas centenas de megahertz [17]. Em certas situações, empregando razões diferentes nas várias iterações do fractal, amplia-se a faixa de operação em torno de cada freqüência de ressonância [18]. Esta geometria também é utilizada em arranjos de antenas e há relatos que registram transmissões em larguras de faixas até em torno de alguns gigahertz [19]. Existem situações em que se deseja suprimir interferência em alguma freqüência específica e isto é levado a termo com um projeto capaz de efetivar a rejeição em certas regiões do espectro eletromagnético [2].

1.4 Estrutura da dissertação

O Capítulo 2 apresenta um estudo sobre a teoria de fractais, cujo objetivo é o entendimento dos seus principais conceitos e sua utilização no desenvolvimento de certos modelos de antenas. São discutidas suas características, como o dimensionamento sucessivo e auto-similaridade, e estudam-se as funções iteradas, método relevante para este desenvolvimento. São feitas considerações sobre sua utilização em diferentes aspectos do eletromagnetismo que levam à redução das dimensões das estruturas e operações em múltiplas faixas de freqüências e em grandes larguras de faixa.

O Capítulo 3 aborda algumas características, vantagens e limitações das antenas impressas alimentadas por microlinha de fita. São estudados alguns efeitos indesejáveis, comuns nesses modelos e apresenta-se uma maneira para estimar as freqüências de ressonância em estruturas construídas com o pente de Cantor.

O Capítulo 4 descreve o desenvolvimento das antenas, com seus respectivos ensaios e resultados das medições. É feito um estudo sobre a influência de alguns parâmetros no comportamento das antenas, como as dimensões do plano de terra e do elemento irradiador. Por simulações no programa HFSS® da empresa ANSYS/ANSOFT [20], estimaram-se características como coeficiente de reflexão, diagramas de irradiação, ganho e eficiência de irradiação dos modelos propostos. Realizaram-se ensaios em laboratórios que permitiram confrontar os resultados das medições com os previstos nas simulações.

Finalmente, no Capítulo 5 são feitos os comentários gerais a respeito do desenvolvimento das antenas, seus resultados teóricos e experimentais. Apresentam-se as conclusões mais importantes e destacam-se alguns aspectos que sugerem novos estudos visando o aperfeiçoamento dos modelos apresentados.

Capítulo 2

Fundamentos da teoria de fractais

2.1 Uma análise do emprego de fractais

A ideia de geometrias fractais surgiu há mais de um século, entre 1857 e 1913, em trabalhos de pesquisadores da época [21]. Como mencionado, o termo fractal só foi empregado pela primeira vez na década de 1970, pelo matemático de origem polonesa Benoit B. Mandelbrot (1924-2010) [7]. A palavra deriva do latim *fractus*, que significa algo irregular, fragmentado ou quebrado. O trabalho de Mandelbrot tinha como objetivo encontrar um nome para descrever a geometria de diferentes formas encontradas na natureza. A partir dessa ocasião, tornaram-se cada vez mais comuns pesquisas referentes à similaridade entre determinadas figuras e suas partes integrantes em escala reduzida. Algumas propriedades, como complexidade infinita, auto-similaridade e dimensão, são utilizadas para caracterização dos fractais e, principalmente devido a elas, estas figuras não podem ser caracterizadas na geometria euclidiana [22].

A complexidade infinita refere-se ao processo recursivo para geração de uma figura completa a partir de um elemento fractal. Isto é, um procedimento global exige a execução de um sub-procedimento realizado em uma etapa anterior. Nas construções iteradas de um fractal, os procedimentos podem ser repetidos infinitas vezes, o que leva à geração de uma estrutura complexa em seu aspecto final. A propriedade da auto-similaridade aplica-se quando qualquer parte de uma figura resulta em uma estrutura idêntica ao todo. Finalmente, tem-se a dimensão como uma das maneiras de se medir a complexidade de um fractal: quanto maior esse valor, maior sua complexidade [23]. Encontram-se publicações que descrevem muitas formas de estimar esse parâmetro, sendo que a maioria

baseia-se na proposta do matemático alemão Felix Hausdorff (1868-1942) [23]. Neste método, parte-se de um segmento de reta com unidade de comprimento *x*. Calcula-se o número de vezes (*N*) necessário utilizar esta unidade para cobrir todo o trecho retilíneo, de modo que o comprimento total seja *Nx*. Assim, a dimensão D_f do objeto analisado, conhecida como *dimensão fractal de Hausdorff*, é dada por [24]:

$$D_f = \lim_{x \to 0} \left\{ \frac{\log(N)}{\log(x)} \right\} \tag{2.1}$$

comumente um valor não-inteiro que representa o nível de irregularidade de um fractal e indica a sua ocupação do espaço [23][24]. Os trechos menores representam as partes do segmento de reta e resultam do valor original multiplicado por um fator de escala γ menor do que a unidade. Tomando um segmento de comprimento ℓ_N, por definição, a dimensão da estrutura é o fator D_f tal que $\ell_N = \gamma^{D_f} \ell_t$, sendo ℓ_t o comprimento original do trecho analisado. Tomando o logaritmo de ambos os lados, vem:

$$D_f = -\frac{\ln(N)}{\ln(\gamma)} \tag{2.2}$$

Dentro destes procedimentos, desenvolveram-se várias geometrias fractais, como o triângulo de Sierpinski, a curva de Koch, o pente de Cantor, etc.. O triângulo de Sierpinski tem sido muito utilizado no projeto de antenas [25] e seu processo de construção pode ser feito de maneira simples com a remoção de triângulos. A partir de um triângulo equilátero, marcam-se os pontos médios de cada um dos três segmentos que o delimitam. Os pontos devem ser ligados, formando quatro triângulos, cujos lados equivalem à metade do comprimento do lado do triângulo inicial [26] O processo é repetido nas próximas iterações, conforme ilustrado na Fig. 2.1.

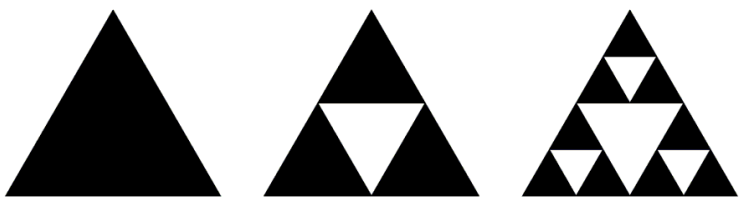


Figura 2.1 – *Desenvolvimento do triângulo de Sierpinski através do processo de remoção de triângulo.*

Em aplicações eletromagnéticas, as curvas fractais são caracterizadas por sua propriedade de autopreenchimento, o que possibilita o desenvolvimento de várias estruturas, incluindo a construção de antenas compactas [24]. Essas curvas possuem dimensão de ordem 1 para linhas e podem gerar superfícies e volumes de dimensões 2 e 3, respectivamente. A curva de Koch foi, inicialmente, utilizada no projeto de antenas para reduzir o tamanho de dipolos que operam em baixas freqüências [12]. Sua construção inicia-se com um segmento de reta dividido em três partes de mesmo comprimento. O trecho do meio é substituído por um triângulo equilátero e sua base é removida. Estes procedimentos são repetidos nas próximas iterações, conforme a Fig. 2.2. Por sua relevância neste texto, o pente de Cantor será analisado separadamente.



Figura 2.2 – *Os três primeiros níveis para a construção da curva de Koch.*

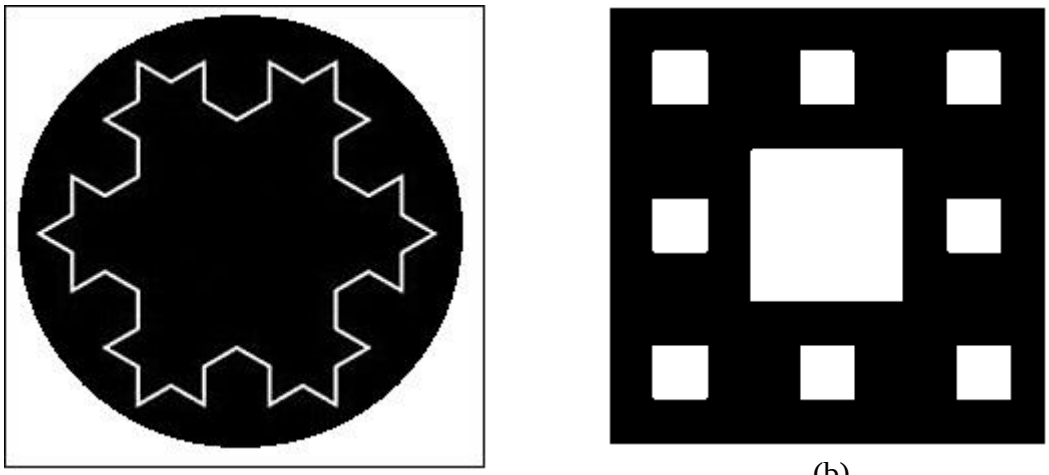
2.2 Bases da eletrodinâmica fractal

A eletrodinâmica fractal combina conceitos da geometria fractal e da teoria eletromagnética. A ideia é formular e resolver problemas associados aos campos eletromagnéticos de estruturas compactas para operações em múltiplas faixas de freqüências ou em grandes larguras de faixa. A auto-similaridade é aplicada em um número finito de iterações, o que dificulta a seleção da estrutura original para o formato desejado. Neste caso, somente experiências e métodos numéricos podem ser utilizados na análise do seu comportamento [16]. Especificamente, o funcionamento de uma antena fractal é determinado por uma combinação de elementos condutores intercalados por regiões dielétricas. A utilização de muitos condutores com dimensões relacionadas aos fractais leva a um maior número de causas possíveis de degradações das propriedades esperadas.

O uso da auto-similaridade possibilita operações em múltiplas faixas de freqüências, já que as partes da antena são similares umas às outras, diferençando apenas nas escalas. Desta maneira, as equações de Maxwell e as condições de contorno não se modificam quando submetidas ao fator de escalonamento. A freqüência fundamental da antena cor-

responderá a um comprimento de onda relacionado com a geometria da primeira iteração. Assim, as maiores dimensões do fractal são responsáveis pelas menores freqüências de ressonância e as dimensões menores são responsáveis pelas maiores [27]. Além de reduzir as dimensões, a combinação das propriedades da geometria fractal pode possibilitar desempenho em faixa larga. A influência no ganho e a complexidade são limitantes na extensão, pois, com o aumento de iterações várias características da antena sofrem degradações [25].

O triângulo de Sierpinski, já mencionado, foi um dos primeiros fractais utilizados no desenvolvimento de antenas devido a sua semelhança com o formato gravata de borboleta [28]. A curva de Koch tem sido empregada na construção de monopolos e dipolos de pequenas dimensões. Estudos mostram que seu emprego reduz as freqüências de ressonância em relação às dos dipolos tradicionais com comprimentos equivalentes [16]. Este fractal também pode ser utilizado em forma de laço fechado (*loop*), conforme a Fig. 2.3(a). Com diâmetros menores, é possível obter desempenho como os das antenas que repetem o formato em uma única linha. Também são utilizados em antenas impressas para operações em grandes e múltiplas larguras de faixa. No tapete de Sierpinski, Fig. 2.3(b), a auto-similaridade também resulta em uma antena com ressonâncias em múltiplas faixas de freqüências [13].



(a) (b)

Figura 2.3 – *Exemplos de geometrias fractais utilizadas na construção de antenas. (a) Curva de Koch em formato de loop. (b) Tapete de Sierpisnki.*

2.3 Sistema de funções iteradas

Dentre os métodos conhecidos para geração de fractais, tem-se o processo iterativo, conhecido como sistema de funções iteradas (do inglês *Iterated Function Systems* – IFS). Baseia-se na aplicação de transformações, que incluem rotação, translação e escalonamento. No processo de rotação, consideram-se dois sistemas de eixos de mesma origem rotacionados de um ângulo θ entre eles, conforme a Fig. 2.4. Por relações trigonométricas simples e conforme indicado na Figura, a transformação de coordenadas obedece às expressões:

$$\begin{cases} x' = x\cos\theta + y\,sen\theta \\ y' = -x\,sen\theta + y\cos\theta \end{cases} \tag{2.3}$$

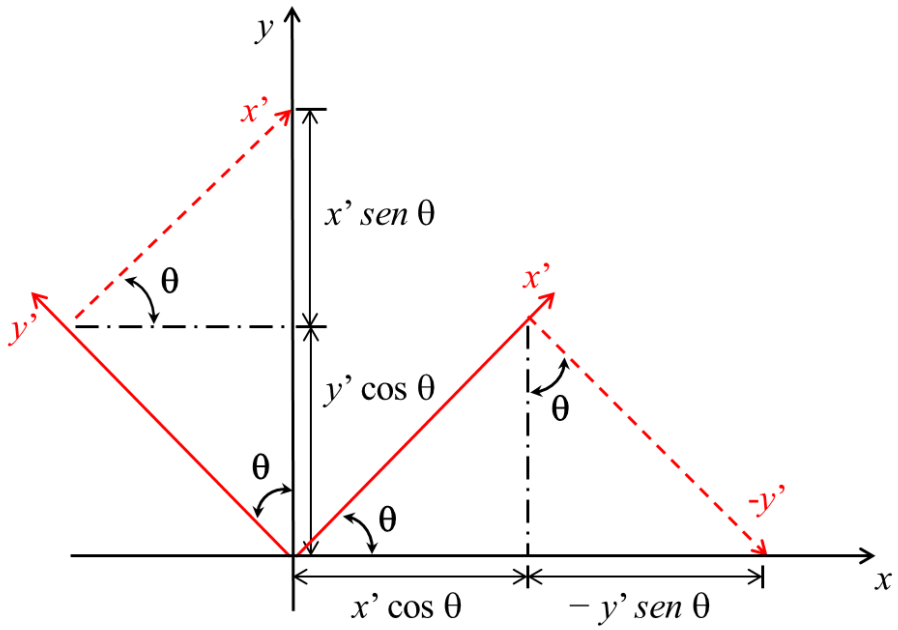


Figura 2.4 – *Processo de rotação no sistemas de coordenadas cartesianas.*

Levando em conta, ainda, o deslocamento das coordenadas, encontram-se novas transformações nas formas:

$$\begin{cases} x = x' + e \\ y = y' + f \end{cases} \tag{2.4}$$

onde *e* e *f* são os deslocamentos. O ponto gerado será do próximo nível de iteração e este procedimento está representado na Fig. 2.5.

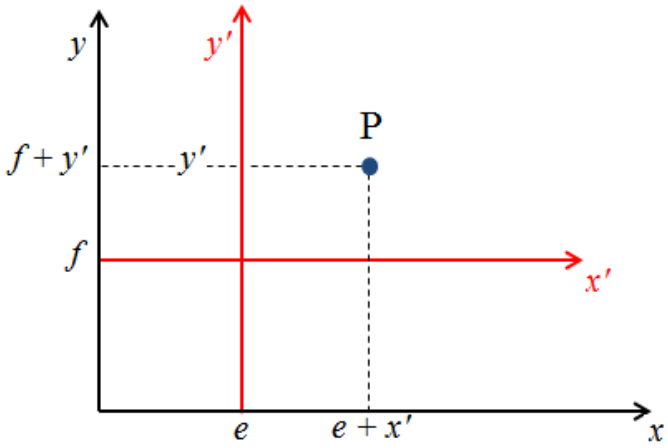


Figura 2.5 – *Deslocamento no sistema de coordenadas aplicáveis às iterações na geometria fractal.*

A terceira transformação se refere às diversas dimensões envolvidas na construção e para isto deve ser inserido um fator de escala. Com a combinação de (2.3) e (2.4) multiplicadas por um fator de escala (γ), chega-se ao sistema de funções iteradas representado pela transformação linear:

$$w_{ki}\begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \gamma \begin{bmatrix} \cos\theta & -sen\theta \\ sen\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e \\ f \end{bmatrix} \tag{2.5}$$

em que w_{ki} é o *i*-ésimo segmento gerado na iteração de ordem *k*.

2.4 Desenvolvimento do pente de Cantor

Georg Ferdinand Ludwig Philip Cantor (1845-1918) nasceu em São Petersburgo, Rússia, e dedicou a maior parte dos seus estudos à Teoria dos Conjuntos. Em 1883, apresentou o conjunto que hoje leva o seu nome – *conjunto de Cantor*, também conhecido como poeira ou pente de Cantor [26]. Esse conjunto pode ser construído pelo método numérico e por técnicas geométricas. O foco deste trabalho é a construção geométrica, que leva ao fractal do terço médio.

Uma construção baseada no pente de Cantor é gerada a partir de uma estrutura plana retangular, denominada *iniciador* (K_0), de largura W e extensão longitudinal ℓ. Este retângulo é dividido em três segmentos de dimensões iguais, sendo removido o segmento do meio. O processo repete-se nas próximas iterações (K_1, K_2, K_3), obedecendo ao esquema da Fig. 2.6. Quando o iniciador for um segmento de reta, a figura gerada é conhecida como poeira de Cantor devido às pequenas dimensões resultantes nas iterações finais.

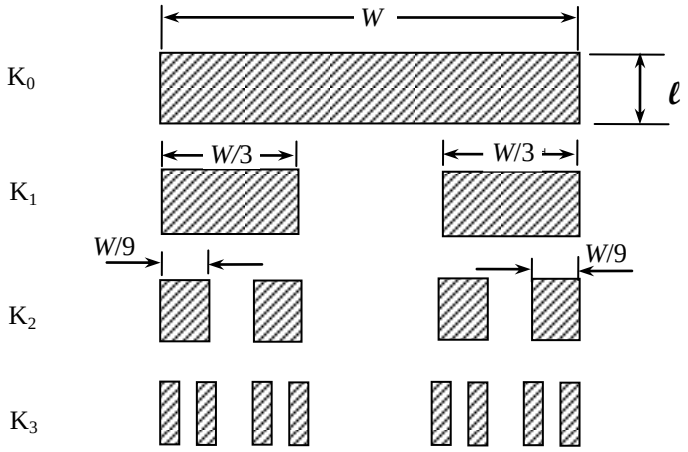


Figura 2.6 – *Desenvolvimento do pente de Cantor, com divisões e remoções de sucessivos segmentos.*

Observa-se na Fig. 2.6 que na primeira iteração tem-se apenas um segmento, enquanto na segunda iteração o número de segmentos é igual a 2. Na próxima iteração, são 4 segmentos e em K_3, são oito partes. Dessa maneira, na iteração k, o número de segmentos é 2^k. É possível, também, encontrar o comprimento de cada segmento em suas iterações. Na primeira delas, tem-se $C_0 = 1$. Na segunda iteração, cada segmento tem comprimento $C_1 = 1/3$ e na terceira, $C_2 = 1/9$. Assim, o comprimento de cada segmento é $C_k = (1/3)^k$. A estrutura gerada é auto-similar e apresenta duas cópias ($N = 2$) de comprimento reduzido, $\gamma = 1/3$, da figura original. Assim, a dimensão de Hausdorff para o pente de Cantor é:

$$D_f = -\frac{\ell n(2)}{\ell n\left(1/3\right)} \cong 0{,}63 \tag{2.6}$$

Na Fig. 2.7 apresentam-se as etapas de construção para a primeira iteração, segundo o sistema de funções iteradas. A primeira transformação reduz para 1/3 o comprimento do segmento gerador. Esse processo repete-se nas próximas iterações, onde cada novo segmento equivale a 1/3 do comprimento de um trecho da etapa anterior. Os segmentos são apenas deslocados nos eixos e não sofrem rotação. Na transformação de coordenadas ilustrada, implica o ângulo θ = 0º. Substituindo os valores em (2.5), aplicam-se duas transformações afins dadas por:

$$w_{11}\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{2.7}$$

$$w_{12}\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2/3 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{2.8}$$

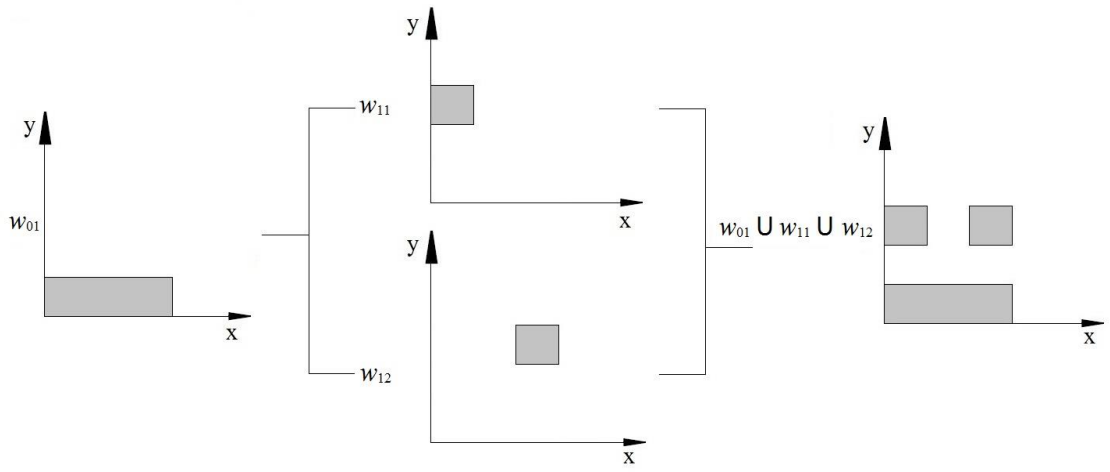


Figura 2.7 – *Geração do pente de Cantor utilizando o sistema de funções iteradas.*

Em uma situação geral, desenvolvem-se os multifractais de Cantor gerando 2^k segmentos de larguras e extensões longitudinais diferentes. Para isso, são associadas probabilidades ao sistema de funções iteradas, que ficam modificadas segundo as relações [18]:

$$w_{ki}\begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \gamma\begin{bmatrix} \cos\theta & -sen\theta \\ sen\theta & p_k \cos\theta \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e \\ f \end{bmatrix} \tag{2.9}$$

$$\sum_{k=0}^{n} p_k = 1 \qquad (2.10)$$

sendo p_k a probabilidade associada à dimensão espacial do multifractal com a distribuição escolhida em cada iteração. Sua inclusão no sistema leva a um crescimento não-uniforme no fractal.

2.5. Comentários sobre o capítulo

Apresentaram-se os principais conceitos da geometria de fractais e das propriedades envolvidas: auto-similaridade, complexidade infinita e dimensionamento. O método proposto por Hausdorff foi utilizado para explicar o cálculo desta última característica. Mostrou-se o desenvolvimento de figuras baseadas no pente de Cantor, no triângulo de Sierpinski e na curva de Koch, comuns no desenvolvimento de certos modelos de antenas. Um segmento importante da eletrodinâmica fractal mostra que estas geometrias vêm sendo empregadas no desenvolvimento de antenas, com vantagens que incluem redução das dimensões, operações em múltiplas freqüências e em grandes larguras de faixa. O sistema de funções iteradas, que inclui as operações matemáticas, rotação, translação e escalonamento, foi apresentado como um dos métodos para construção dos fractais.

Capítulo 3

Antenas impressas alimentadas por microlinha de fita

3.1 Introdução

As antenas impressas, também referidas como antenas de microfita, são constituídas de uma película metálica de pequena espessura anexada a um substrato dielétrico. Na face oposta, usualmente tem-se outra lâmina condutora que formará o plano de terra. Em geral, essas películas condutoras são dimensionadas para certas condições de operação e podem assumir diferentes formas [29]. As mais comuns são as plaquetas retangulares, quadradas, triangulares, circulares e em forma de dipolos impressos. Estas escolhas são feitas pela maior facilidade de análise e fabricação e seu aspecto geral está ilustrado na Fig. 3.1. As dimensões do elemento irradiador são determinantes para as correspondentes freqüências de ressonância, para o fator de mérito e têm influência na largura de faixa e na impedância de entrada. Existem várias formas para excitação destes modelos de antenas e costuma-se escolher a mais conveniente em cada caso.

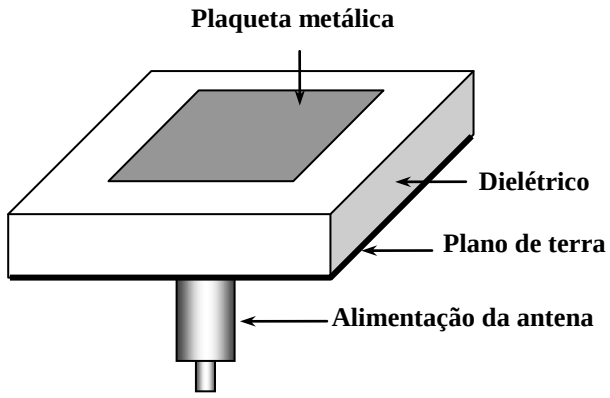


Figura 3.1 – *Esquema com apresentação das partes mais importantes de uma antena impressa.*

Além dos efeitos da geometria, diferentes materiais dielétricos são utilizados nas construções das antenas e também influem significativamente no desempenho final [30]. Os laminados mais adequados seriam os que possuíssem propriedades eletromagnéticas que conduzam a uma impedância de onda mais próxima do ambiente externo. Com isto, seria alcançada maior eficiência, maior largura de faixa e maior facilidade para a irradiação. É necessário um cuidado especial no que se refere às perdas, que comprometem a eficiência global da antena [29]. Por outro lado, fatores como o dimensionamento físico, também são importantes na especificação do substrato a ser utilizado.

De maneira geral, a permissividade relativa (ε_r), também chamada constante dielétrica, dos materiais empregados tem valores na faixa $2 \leq \varepsilon_r \leq 12$, onde se incluem o politetrafluoretileno (PTFE), conhecido pela marca registrada de Teflon®, a fibra de vidro e fibras compostas com algumas resinas, certas cerâmicas e outros materiais. Este parâmetro influi na largura de faixa, na eficiência de irradiação, na freqüência de ressonância, na impedância de entrada, etc..

A constante dielétrica e as freqüências de ressonâncias de diferentes modos de operação relacionam-se por [31]:

$$f_n = \frac{M}{\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{3.1}$$

onde *M* é uma constante a ser determinada e que inclui alterações nas propriedades eletromagnéticas conforme a geometria adotada para a antena. O valor da freqüência de ressonância de um modo específico é muito relacionado à constante dielétrica e sua imprecisão acarreta alterações nos valores previstos. Para comprovação, observa-se que uma alteração no valor de ε_r envolve uma variação relativa de freqüência [32]:

$$\frac{df_n}{f_n} = -\frac{1}{2}\frac{d\varepsilon_r}{\varepsilon_r} \cong -\frac{1}{2}\frac{\Delta\varepsilon_r}{\varepsilon_r} \tag{3.2}$$

3.2 Alimentação por microlinha de fita

Diferentes técnicas são utilizadas para excitação das antenas impressas. As mais comuns são a microlinha de fita, adaptações de cabo coaxial, acoplamento por fenda e

acoplamento por proximidade [29]. Neste trabalho, utiliza-se a alimentação por microlinha de fita, onde o sinal guiado é transferido para o elemento irradiador na forma mostrada na Fig. 3.2. Sua largura, em geral muito menor que a da plaqueta empregada para a irradiação, é determinada por sua impedância característica e sofre influências das propriedades do substrato, como constante dielétrica e espessura. Com o aumento da espessura, aumentam também as ondas de superfície e as emissões espúrias geradas a partir do sistema de alimentação. Ao se modelar esta antena como um circuito ressonante, verifica-se que apresentará elevado fator de mérito e, como consequência, apresenta largura de faixa pequena, tipicamente abaixo de 2% da freqüência central [29].

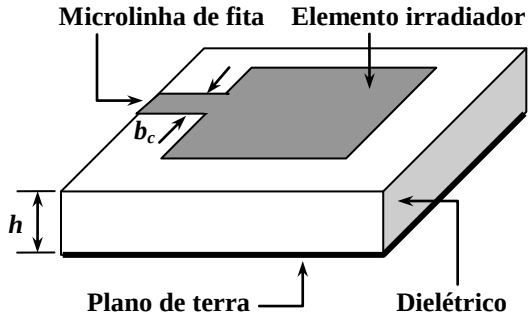


Figura 3.2 – *Esquema de uma antena impressa com alimentação por microlinha de fita.*

Para que não sejam gerados modos de ordem superiores de propagação, a largura da microlinha (b_c) deve ser muito menor do que o comprimento de onda [33][34]. Existem alguns procedimentos para seu o projeto, conforme a impedância característica Z_o a ser adotada. Para valores superiores a 40Ω, sua relação com a espessura do laminado é dada por [30][33]:

$$\frac{h}{b_c} = \frac{e^u}{8} - \frac{1}{4\,e^u} \tag{3.3}$$

onde h é a espessura do substrato e u é um parâmetro auxiliar encontrado por:

$$u = \frac{Z_o\sqrt{2(\varepsilon_r+1)}}{120} + \frac{1}{2}\left(\frac{\varepsilon_r-1}{\varepsilon_r+1}\right)\left[\ell n\left(\frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{\varepsilon_r}\ell n\left(\frac{4}{\pi}\right)\right] \tag{3.4}$$

Outro valor importante na avaliação de diferentes propriedades e características envolvendo microlinha é o comprimento de onda guiada (λ_g). Como a maioria dos dielétri-

cos utilizados são materiais não-magnéticos, para uma freqüência de operação f_o este valor relaciona-se com o correspondente no espaço livre por:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\varepsilon_{ref}}} = \frac{3\times10^8}{f_o\sqrt{\varepsilon_{ref}}} \tag{3.5}$$

onde se leva em conta a permissividade efetiva do substrato (ε_{ref}) calculada por uma das seguintes expressões, conforme as condições de projeto [30]:

$$\varepsilon_{ref} = \left\{\frac{\varepsilon_r+1}{2}\right\}\left\{1+\left(\frac{\varepsilon_r-1}{\varepsilon_r+1}\right)\left[\frac{1}{\sqrt{1+12(h/b_c)}}-\frac{t/h}{2{,}3\sqrt{b_c/h}}\right]\right\} \qquad \frac{b_c}{h}\geq 1 \tag{3.6}$$

$$\varepsilon_{ref} = \left\{\frac{\varepsilon_r+1}{2}\right\}\left\{1+\left(\frac{\varepsilon_r-1}{\varepsilon_r+1}\right)\left[\frac{1}{\sqrt{1+12(h/b_c)}}-\frac{t/h}{2{,}3\sqrt{b_c/h}}+0{,}04\left(1-\frac{b_c}{h}\right)^2\right]\right\} \qquad \frac{b_c}{h}\leq 1 \tag{3.7}$$

em que t é a espessura da película condutora. Em operações envolvendo freqüências muito elevadas, estes resultados sofrem modificações por causa da dispersão nas propriedades do laminado [35][36].

3.3 Eficiência global da antena

Parâmetros como eficiência de irradiação e fator de mérito são relevantes na análise do desempenho das antenas impressas. Devido a fatores como descasamento de impedância e perdas do dielétrico, parte da potência entregue à antena (P_{in}) não é irradiada. Assim, é necessário definir a eficiência de irradiação como:

$$\eta\,(\%) = \frac{P_r}{P_{in}}\times 100\% \tag{3.8}$$

em que P_r é a potência associada à onda irradiada. As perdas totais do elemento excitador, que incluem a parcela de energia emitida para o espaço, a dissipação de potência nos condutores, as perdas no dielétrico e as relacionadas com as ondas de superfície, determinam um fator de mérito total, à semelhança do que acontece em circuitos ressonantes. Atribuindo um valor específico a cada uma destas perdas, o fator de mérito total (Q_t) fica:

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_o} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_s} \tag{3.9}$$

sendo Q_o devido à irradiação, Q_c o fator que leva em conta as perdas nos condutores, Q_d relaciona-se com as perdas no dielétrico e Q_s considera os efeitos das ondas de superfície. Em substratos muito finos, a perda por ondas de superfície é desconsiderada e o fator de mérito Q_s tende para o infinito [30].

3.4 Efeitos das ondas de superfície e emissões espúrias

Em antenas construídas com dielétricos sólidos que apresentam $\varepsilon_r > 1$, situação muito comum, ocorre excitação das denominadas *ondas de superfície*. Se o ângulo de incidência entre a interface do substrato e o meio externo for igual ou superior ao ângulo crítico ($\theta_{c)}$, parte da energia eletromagnética é guiada na estrutura por sucessivas reflexões. (Fig. 3.3). O ângulo de elevação θ assume valores entre $\pi/2$ e o valor crítico é determinado por $\theta_c = sen^{-1}[(\varepsilon_r)^{-1/2}]$. Quando a onda refletida na interface dielétrico-ar incidir no plano de terra, será novamente refletida e ocorrerá nova reflexão total na superfície de separação com o ar (Anexo A). O processo é repetido até que a onda alcance o limite da estrutura e pode ocorrer com diferentes ângulos de incidência [37][32]. Essas ondas são responsáveis por parte da perda da potência de entrada e diminuem a eficiência total da antena.

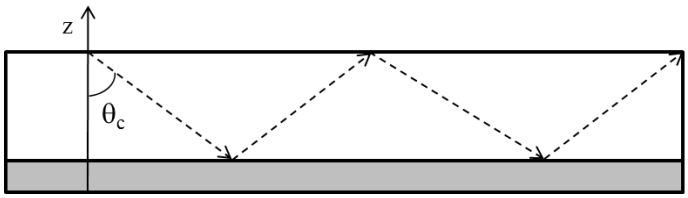


Figura 3.3 – *Descrição e transmissão de ondas de superfície no laminado da antena impressa.*

A descontinuidade do dielétrico e a forma de distribuição da energia no elemento irradiador, função dos formatos e dimensões dos condutores, inclusive da microlinha de alimentação, podem originar algumas componentes extras, fazendo com que o campo guiado fique diferente da onda eletromagnética transversal (TEM). Ocorrerá, por exemplo, a excitação do modo TM de propagação pela pequena componente longitudinal do campo elétrico. Esse modo possui diferentes características de propagação, como velo-

cidade de grupo e fator de fase, que implicam em novas alterações nas características de dispersão. Pode ocorrer, ainda, a excitação de modos TE, também responsáveis pelo aumento da dispersão. Em operações envolvendo altas freqüências, a microlinha pode provocar uma condição de ressonância transversal, implicando em novos efeitos indesejáveis na transmissão [33][38].

3.5 Estimativa das freqüências de ressonância

Em dielétricos ilimitados, sem perdas (condutividade nula) e isotrópicos, homogêneos e lineares, a velocidade de propagação da onda eletromagnética é [37]:

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} \tag{3.10}$$

onde μ é a permeabilidade magnética e ε a permissividade elétrica. A permeabilidade pode ser considerada igual à do vácuo (μ_0), uma vez que a maior parte dos meios envolvidos são não-magnéticos. A permissividade é uma propriedade de cada material e é dada pelo produto da permissividade relativa pelo valor no vácuo (ε_0). Assim, em uma representação mais geral e lembrando que *c* é a velocidade da onda eletromagnética no vácuo, em um meio dielétrico de grandes dimensões e nas condições já mencionadas, a velocidade de propagação é:

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\varepsilon_0\varepsilon_r}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}}\,\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{3.11}$$

Com a antena no modo fundamental, a distribuição aproximada do campo elétrico é mostrada na Fig. 3.4 [30]. Esta modelagem baseia-se no fato de ocorrerem acúmulos de cargas nas extremidades e nesses locais o campo elétrico torna-se mais intenso. Simultaneamente, para a distribuição de corrente a situação é oposta, ou seja, nas extremidades seu valor tende para zero. Com uma extensão total da ordem de meio comprimento de onda guiada ($\lambda_g/2$), o máximo de corrente é aproximadamente na metade do percurso [30]. Portanto, tem-se campo magnético máximo neste local e praticamente nulo nas extremidades do condutor. Estas grandezas relacionam-se com as distribuições de tensão

e corrente ao longo da estrutura. Logo, conforme a posição para a sua excitação, encontram-se diferentes valores de impedância de entrada.

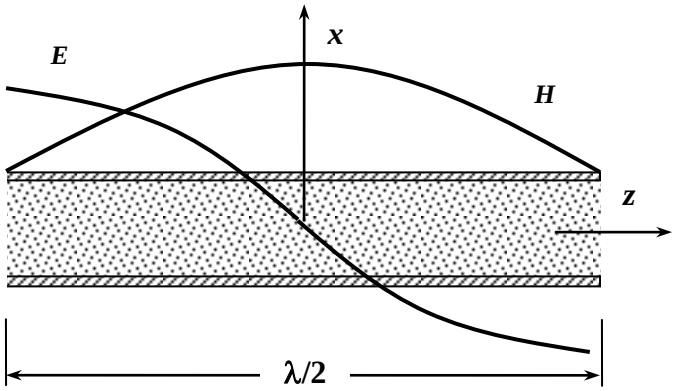


Figura 3.4 – *Distribuições aproximadas dos campos elétrico (E) e magnético (H) para a antena operando no modo fundamental.*

Neste modo de operação, com o desenvolvimento de (3.11), o comprimento da antena impressa (ℓ_a) é:

$$\ell_a = \frac{v_p}{2 f_n} = \frac{\lambda_g}{2} \cong \frac{c}{2 f_n \sqrt{\varepsilon_r}} \tag{3.12}$$

Considerando o desenvolvimento inicial em um laminado de FR4, cujo dielétrico é uma fibra de vidro composta com resina epóxi [39], a constante dielétrica é aproximadamente $\varepsilon_r = 4{,}4$. Portanto,

$$\ell_a \cong \frac{c}{2 f_n \sqrt{4{,}4}} = \frac{0{,}2384c}{f_n} \tag{3.13}$$

De acordo com a proposta de estruturas que utilizam o pente de Cantor, admite-se que a geometria obedeça, aproximadamente, à combinação de diferentes fitas no laminado. Para uma freqüência de ressonância envolvendo as várias dimensões do pente original, a equação anterior deve ser modificada para:

$$f_n = \frac{0{,}2384c}{\ell_k}\left[\frac{1}{\delta^n}\right] \tag{3.14}$$

onde n é um número inteiro, δ um fator de escala e ℓ_k o comprimento do maior dedo na iteração de ordem k. O fator de escala é um valor empírico levantado a partir de uma

média aritmética entre os diferentes fatores relativos às ressonâncias obtidas em simulações. Esta equação adaptada para o substrato de PTFE, com $\varepsilon_r = 2{,}2$, leva a:

$$f_n = \frac{0{,}3450\,c}{\ell_k}\left[\frac{1}{\delta^n}\right] \tag{3.15}$$

3.6 Comentários sobre o capítulo

Foram apresentadas características das antenas impressas, que têm vantagens como pequenas dimensões, baixo peso e simplicidade de construção. Discutiu-se sua excitação a partir da microlinha de fita, técnica selecionada para este trabalho. Estudaram-se diferentes parâmetros como a eficiência global e o fator de mérito das antenas, relevantes na obtenção de várias de suas propriedades. Mostrou-se que os comportamentos das antenas impressas sofrem alterações pela presença de ondas de superfície e de emissões espúrias, que implicam em redução da eficiência e em outros efeitos indesejáveis. Por fim, foram apresentados métodos para se estimar as freqüências de ressonância das antenas que utilizam como base geométrica o fractal conhecido como pente de Cantor.

Capítulo 4

Antenas impressas com o multifractal de Cantor

4.1 Introdução

Como mencionado, a geometria fractal conhecida como *pente de Cantor* vem sendo utilizada em antenas impressas com operações em múltiplas faixas de freqüência e em grandes larguras de faixas. Uma das razões é permitir o desenvolvimento de estruturas de pequenas dimensões e com desempenhos experimentais próximos dos previstos teoricamente. Com o objetivo de alcançar operações em faixas largas, exigidas em vários sistemas modernos de radiocomunicações, como nos sistemas com operação em UWB, são estudados alguns projetos segundo esta orientação. Inicialmente, analisa-se o uso dessa geometria em antenas impressas sobre um substrato FR4 com o plano de terra estendido em toda a placa. Em uma segunda fase, substituiu-se o substrato FR4 pelo laminado com politetrafluoretileno (PTFE) e estudaram-se alterações nas dimensões do plano de terra visando à obtenção de um melhor casamento de impedância na faixa de interesse. Analisaram-se ajustes na geometria proposta inicialmente que permitissem reduções no coeficiente de reflexão na faixa analisada. Posteriormente, verificou-se a influência dos comprimentos dos dedos do multifractal. Com base nos resultados, propõe-se um modelo final reunindo as alterações que permitissem melhorar o desempenho da antena.

As propostas são investigadas com simulações e, para alguns modelos, são apresentados os resultados do coeficiente de reflexão obtidos com ensaios em laboratórios. As simulações foram realizadas no programa HFSS® (*High Frequency Structure Simulator*) da empresa ANSYS, que utiliza o Método dos Elementos Finitos (*Finite Elements Me-*

thod – FEM) para as análises eletromagnéticas. Um modelo tridimensional do dispositivo a ser analisado é dividido em um número finito de pequenas partes, identificadas como *elementos*, que assumem a forma de tetraedros e o seu conjunto constitui uma malha. A solução é encontrada para os campos dos elementos finitos inter-relacionados de modo a satisfazerem as equações de Maxwell e as condições de contorno nas várias interfaces do dispositivo. Encontra-se uma solução aproximada para o modelo original [40] em que o campo elétrico em um ponto arbitrário x é escrito como um fasor na forma $E(x)e^{i\omega t}$ e o campo magnético, analogamente, por $H(x)e^{i\omega t}$. As equações de Maxwell para estes campos, admitindo meio dielétrico, reduzem para:

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = i\,\omega\varepsilon\,\vec{E} \tag{4.1}$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\,i\,\omega\mu\,\vec{H} \tag{4.2}$$

sendo $\omega = 2\pi f$ a freqüência angular, μ a permeabilidade magnética do meio e ε a permissividade elétrica.

Para levantamento dos diagramas de irradiação da antena, o FEM requer a criação de uma caixa de ar em torno da estrutura. O tamanho dessa caixa depende das freqüências de operação da antena. Nas suas três dimensões deve ter, no mínimo, um quarto do comprimento de onda ($\lambda/4$) correspondente à primeira freqüência de ressonância, chamada *freqüência fundamental* [40].

4.2 Proposta inicial da antena

No desenvolvimento das antenas, a primeira especificação foi a largura da lâmina metálica. Tomou-se, por referência, o laminado FR4 com espessura (h) de 1,6mm, $\varepsilon_r = 4{,}4$ e tangente de perda ($tg\ \delta$) = 0,02. Estabeleceu-se que a largura total fosse de aproximadamente $\lambda_g/4$ em uma freqüência inferior ao limite mínimo desejado para atuação da antena. Como há intenção de sua aplicação pelo menos na faixa de transmissão em UWB, arbitrou-se este valor mínimo em 1GHz, aproximadamente um terço do limite mínimo desta faixa. Com esta informação, obteve-se a largura (W) do retângulo iniciador (K_0) de 36mm. Para a extensão longitudinal, dimensão ℓ na Fig. 2.6 e reproduzida na Fig. 4.1, adotou-se 2,1mm para a primeira iteração. Em cada uma das próximas iterações (K_1, K_2

e K_3), realizaram-se variações nas dimensões ℓ e W. Gera-se, assim, uma alteração no formato original do pente de Cantor, sendo, por isto, chamado de multifractal. Pelo seu aspecto físico, identificam-se estes retângulos como *dedos*. Além da dimensão de cada um, as separações entre eles também são responsáveis pelo comportamento geral da antena [18].

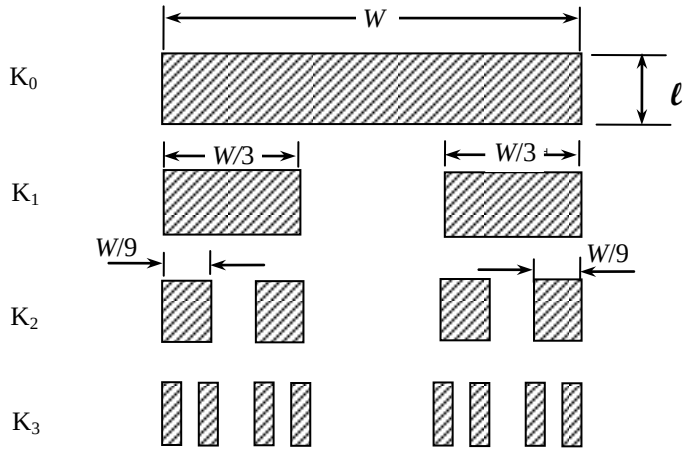


Fig. 4.1 – *Desenvolvimento do pente de Cantor com a divisão e remoção de segmentos.*

A largura da microlinha (b_c na Fig. 3.2), utilizada para excitação das antenas, foi calculada por (3.3) e (3.4) e encontrou-se 3mm. Para seu posicionamento, adotou-se um afastamento de 13mm da margem esquerda da placa, que apresentou melhor desempenho em estudos das influências desta posição em antenas com geometrias semelhantes [18].

Na transição entre a alimentação e o elemento irradiador, realizaram-se outras análises com o HFSS®, primeiramente com a base do retângulo da iteração K_0 e, em seguida, com um segmento de reta com inclinações $\theta_a = 11^o$ e $\theta_b = 6^o$, valores indicados na Fig. 4.2. Verificou-se que nesta segunda opção houve melhor distribuição de corrente no irradiador e reduziu-se o coeficiente de reflexão (S_{11}) na faixa analisada. Estas avaliações foram feitas com o plano de terra estendido na face oposta à do elemento irradiador, com extensão total de 38,5mm×76mm. O esquema apresentado na Fig. 4.2 destaca as dimensões dos dedos, detalhadas na Tabela 4.1, e de outros valores. As separações entre eles estão especificadas na Tabela 4.2.

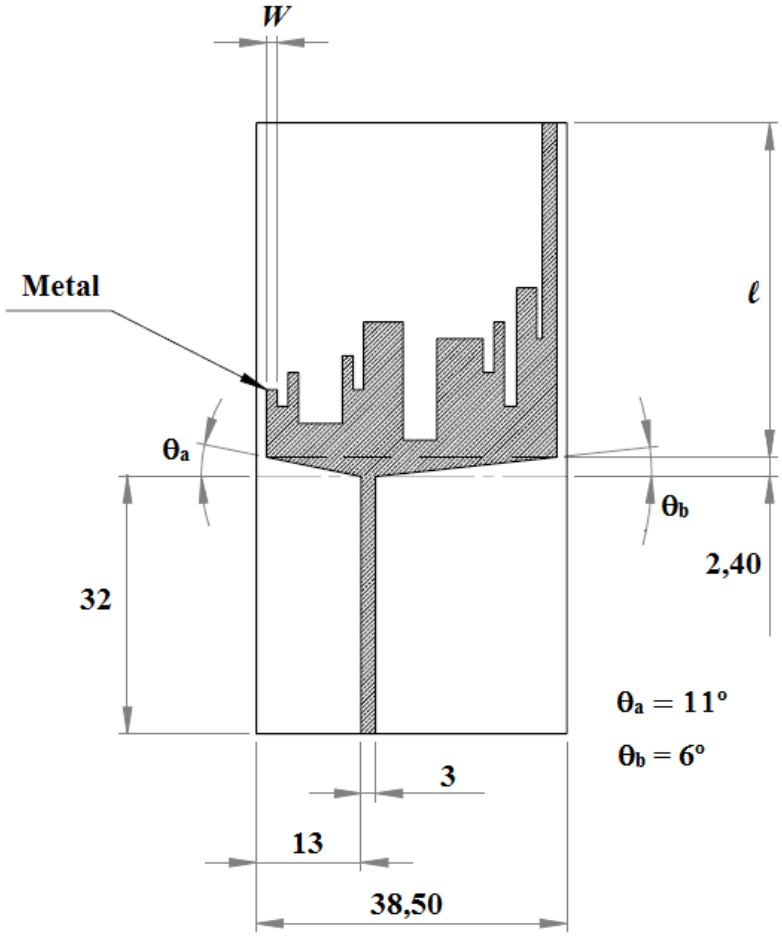


Fig. 4.2 – *Geometria e dimensões (em mm) da antena proposta empregando a geometria multifractal do pente de Cantor.*

Tabela 4.1 – *Dimensões de largura e extensão longitudinal dos dedos da antena proposta*.

Dedo da antena (da esquerda para a direita)	**ℓ (mm)**	**W (mm)**
Primeiro	8,40	1,33
Segundo	10,5	1,33
Terceiro	12,6	1,33
Quarto	16,8	4,90
Quinto	14,7	5,70
Sexto	16,8	1,33
Sétimo	21,0	2,50
Oitavo	41,6	1,80

Tabela 4.2 – *Dimensões de largura e extensão longitudinal da separação entre os dedos da antena proposta.*

Separação entre os dedos (da esquerda para a direita)	**ℓ (mm)**	**W (mm)**
Primeira	6,30	1,33
Segunda	4,20	5,42
Terceira	8,40	1,33
Quarta	2,10	4,20
Quinta	10,5	1,33
Sexta	6,30	1,50
Sétima	14,7	0,67

A Fig. 4.3 apresenta o coeficiente de reflexão (em dB) obtido em simulações. Devido à auto-similaridade do pente de Cantor, observa-se um comportamento com múltiplas freqüências de ressonância. Nota-se que entre 10,35GHz e 12,8GHz (BW = 2,45GHz) todos os valores encontram-se abaixo de limite aceitável de -10dB. O mesmo ocorre com as freqüências entre 14,9GHz e 16,2GHz, resultando em uma largura de faixa de 2,46GHz. Finalmente, entre 17,35GHz e 20GHz, tem-se largura de faixa de 2,65GHz e observam-se os menores valores para o coeficiente de reflexão em 17,9GHz e 19,3GHz. Na Tabela 4.3 são listadas as freqüências em que se obtiveram melhores casamentos de impedância, os respectivos coeficientes de reflexão e as larguras de faixas.

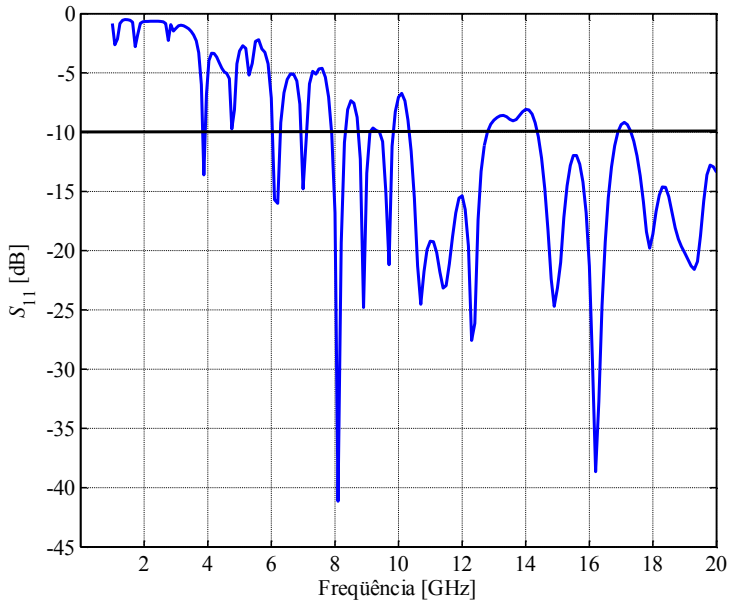


Fig. 4.3 – *Comportamento dos coeficientes de reflexão simulados na faixa de freqüências entre 1GHz e 20GHz.*

Tabela 4.3 – *Freqüências de ressonância e coeficientes de reflexão do modelo proposto.*

n	f_n (GHz)	S_{11} (dB)
1	3,88	−13,6
2	6,20	−16,0
3	7,00	−14,8
4	8,10	−41,2
5	8,90	−24,8
6	9,70	−21,2
7	10,7	−24,5
8	11,4	−23,2
9	12,3	−27,6
10	14,9	−24,7
11	16,2	−38,7
12	17,9	−19,8
13	19,3	−21.6

4.3 Influência do dielétrico e do plano de terra

Os parâmetros de projeto, como dimensão, extensão do plano de terra, constante dielétrica do substrato, entre outros, influenciam nas freqüências de ressonância e na largura de faixa total da antena [30]. Realizaram-se simulações em substratos de PTFE com 0,9mm de espessura e $\varepsilon_r = 2{,}2$ [41], tendo em vista que sua menor constante dielétrica facilitaria o processo de irradiação. Além disto, em todas as freqüências este substrato apresenta menor fator de perda, tipicamente inferior a 10^{-3}.

Diversos estudos apresentam vantagens também na redução do plano de terra, no que concerne a um melhor casamento de impedância em faixa larga [42][43][44]. Foram realizadas simulações com reduções na sua extensão longitudinal e verificou-se que o melhor tamanho ocorreu quando o final da parte metálica coincidiu com a mesma ordenada do ponto de excitação do elemento irradiador. Sua extensão e sua largura finais ficaram com 32mm e 38,5mm, respectivamente. A Fig. 4.4 apresenta uma comparação entre os coeficientes de reflexão simulados com o plano de terra estendido em toda a placa e com as dimensões reduzidas no substrato PTFE. A largura da microlinha foi recalculada para este dielétrico, ficando com 2,8mm.

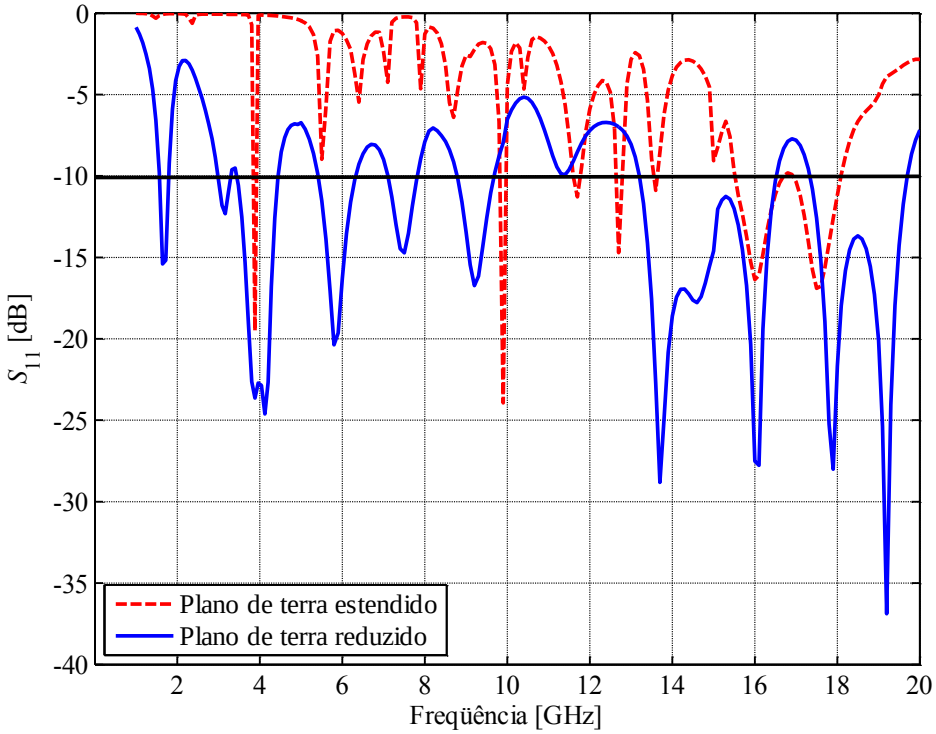


Fig. 4.4 – *Comparação entre os coeficientes de reflexão simulados para o substrato PTFE com o plano de terra estendido sobre a placa e com redução na sua extensão longitudinal.*

Com a redução do plano de terra, foi possível obter melhor casamento de impedância praticamente em toda a faixa analisada. A razão é: com dimensões menores, diminui-se a capacitância distribuída em relação ao plano de terra. Consequentemente, tem-se uma redução no armazenamento de energia pelo elemento irradiador, reduzindo-se os valores do coeficiente de reflexão.

4.4 Resultados práticos iniciais

A largura da microlinha utilizada para alimentação, como já mencionado, foi calculada com as aplicações de (3.3) e (3.4). Os valores são aproximados, e, devido às dimensões muito pequenas, variações de décimos de milímetros podem influenciar no comportamento geral da antena. Realizaram-se simulações e seus valores foram ajustados com objetivo de obter uma transformação de impedância para se aproximar de 50Ω no ponto de conexão com o cabo coaxial. Para o modelo da Fig. 4.2, com largura b_c igual a 1,8mm encontraram-se os melhores resultados. Após as simulações, construí-

ram-se protótipos (Fig. 4.5) com os substratos PTFE e FR4 para confrontar os resultados previstos com os obtidos experimentalmente. As medidas foram feitas no analisador vetorial de circuitos, na faixa de freqüências entre 1GHz e 20GHz. Os valores do coeficiente de reflexão estimados e medidos com os substratos FR4 e PTFE estão nas Fig. 4.6 e Fig. 4.7, respectivamente.



(a) (b) (c)

Fig. 4.5 – *Aspecto das antenas construídas no substrato (a) FR4 (b) PTFE com vista superior e (c) PTFE com vista inferior.*

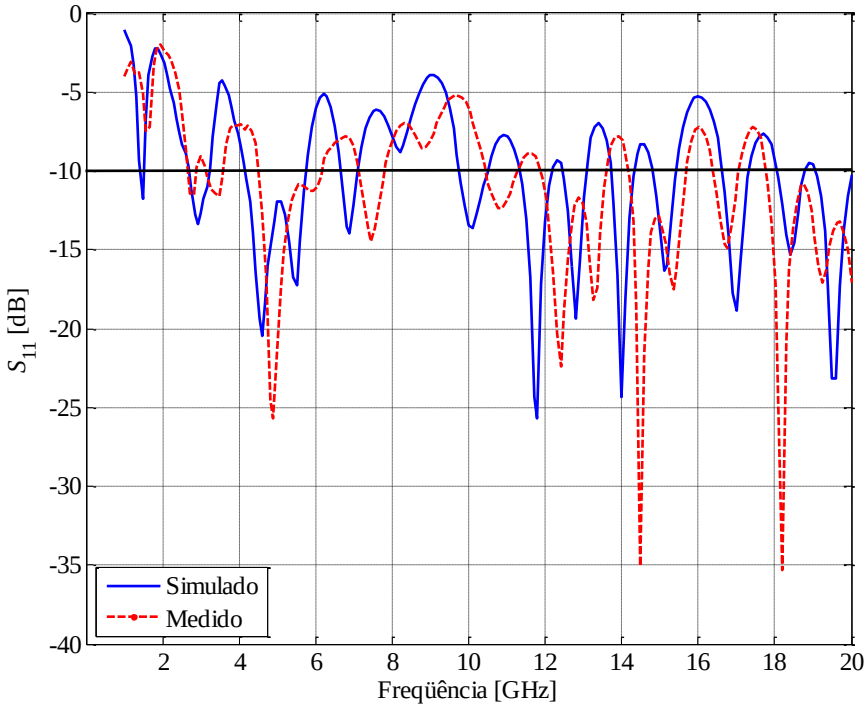


Fig. 4.6 – *Resultados para os valores dos coeficientes de reflexão medidos e simulados com o substrato FR4.*

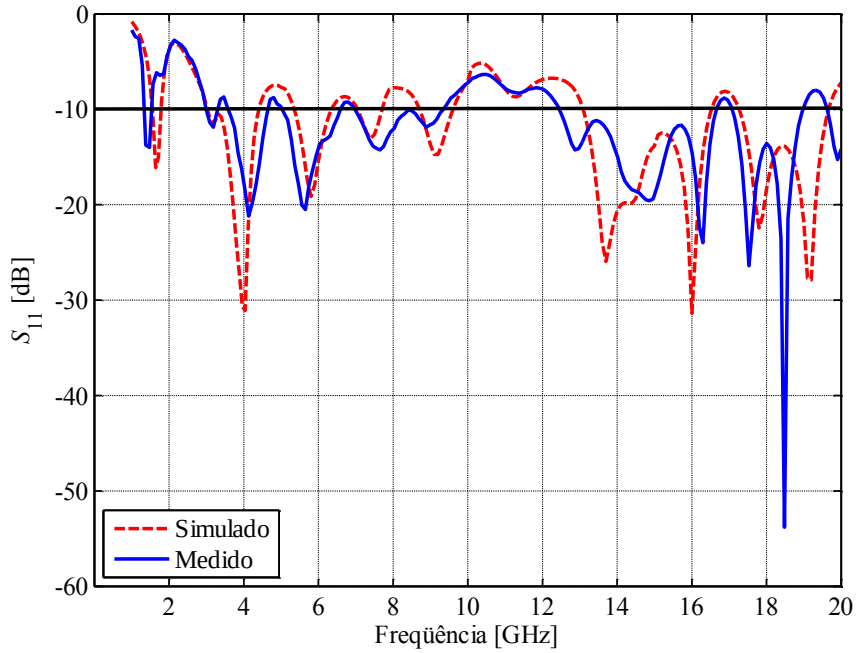


Fig. 4.7 – *Resultados para os valores dos coeficientes de reflexão medidos e simulados com o substrato PTFE.*

Na Fig. 4.8 tem-se uma comparação entre os valores de S_{11} medidos para os dois substratos. Como esperado, o PTFE apresentou melhor desempenho na faixa analisada e será utilizado no desenvolvimento dos próximos modelos.

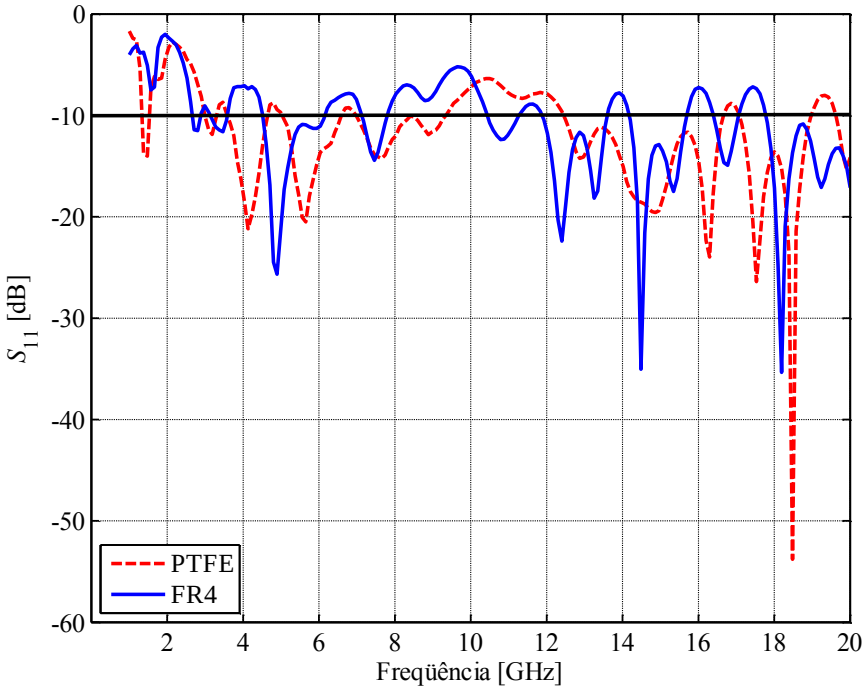


Fig. 4.8 – *Comparação entre os resultados medidos com o substrato FR4 e com o PTFE.*

4.4.1 Inserção de cortes nos cantos laterais inferiores

Visando aumentar a largura de faixa de operação, estudaram-se alguns ajustes na geometria da antena. Durante as simulações, observou-se que o modelo anterior apresenta grande concentração de campo em seus cantos laterais inferiores. Isto representa um indesejável acúmulo de cargas que se traduz por acréscimos de reatâncias capacitivas. Pensou-se em reduzir estes efeitos para haver menor influência no local da alimentação. Mantiveram-se algumas das dimensões do primeiro modelo e foram feitos pequenos cortes nesses cantos, que levaram às alterações, em milímetros, indicadas na Fig. 4.9.

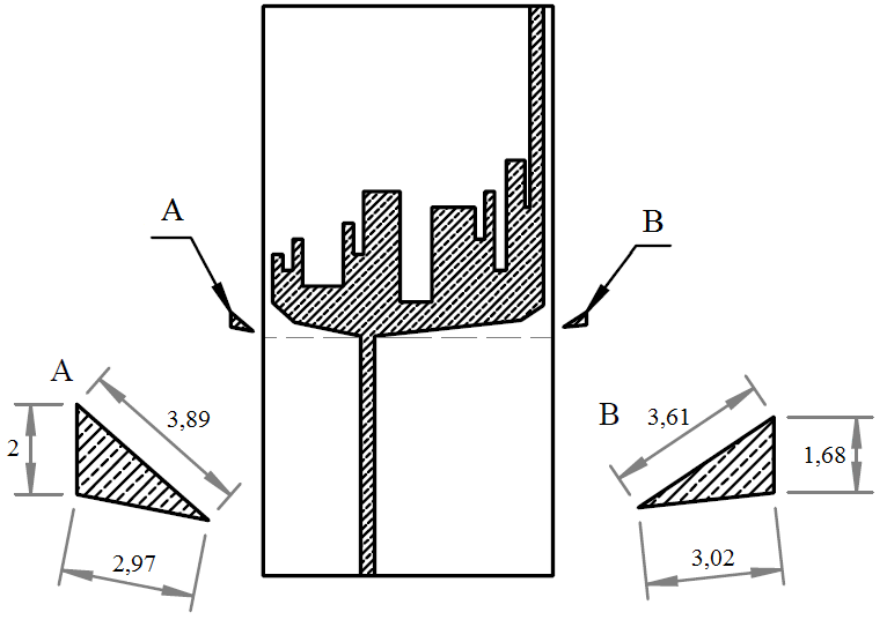
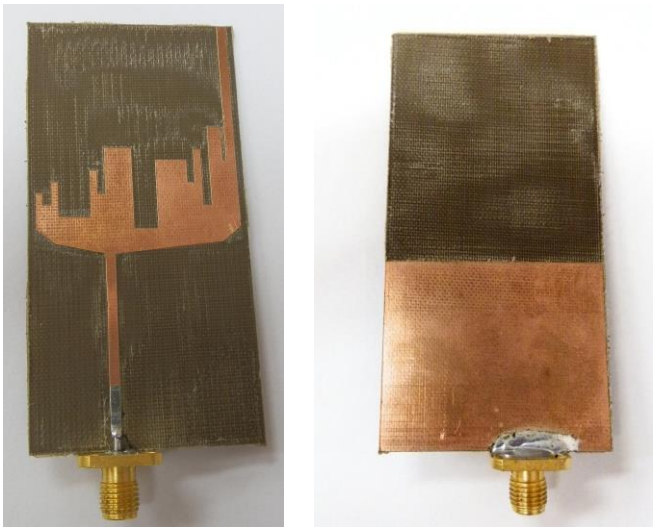


Fig. 4.9 – *Detalhamento dos ajustes (em mm) realizados no modelo anterior, com objetivo de ampliar a faixa de operação da antena.*

Com a inserção dos cortes, verificou-se uma distribuição mais uniforme de corrente ao longo do elemento irradiador. Com essas pequenas alterações, obteve-se uma redução no coeficiente de reflexão em, praticamente, toda a faixa de freqüência analisada, com perda de retorno dentro dos limites aceitáveis entre 3GHz e 20GHz. O protótipo construído com as alterações é mostrado na Fig. 4.10, com vista das suas partes superior e inferior, onde está o plano de terra. As curvas referentes aos valores simulados e medidos para o coeficiente de reflexão são mostradas na Fig. 4.11. A Fig. 4.12 apresenta

uma comparação entre os coeficientes de reflexão medidos no modelo inicial, sem os ajustes nas bordas laterais, e no segundo modelo proposto.



(a) (b)

Figura 4.10 – *Modelo construído com a inserção de cortes laterais com vista nas partes (a) superior e (b) inferior.*

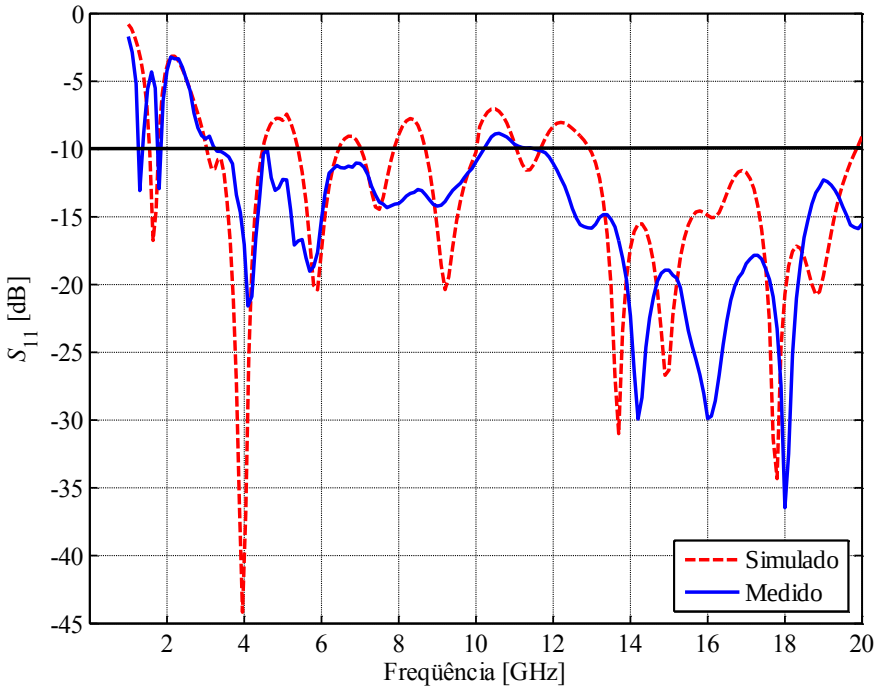


Figura 4.11 – *Resultados medidos e simulados da antena depois da inserção dos cortes nos cantos laterais inferiores.*

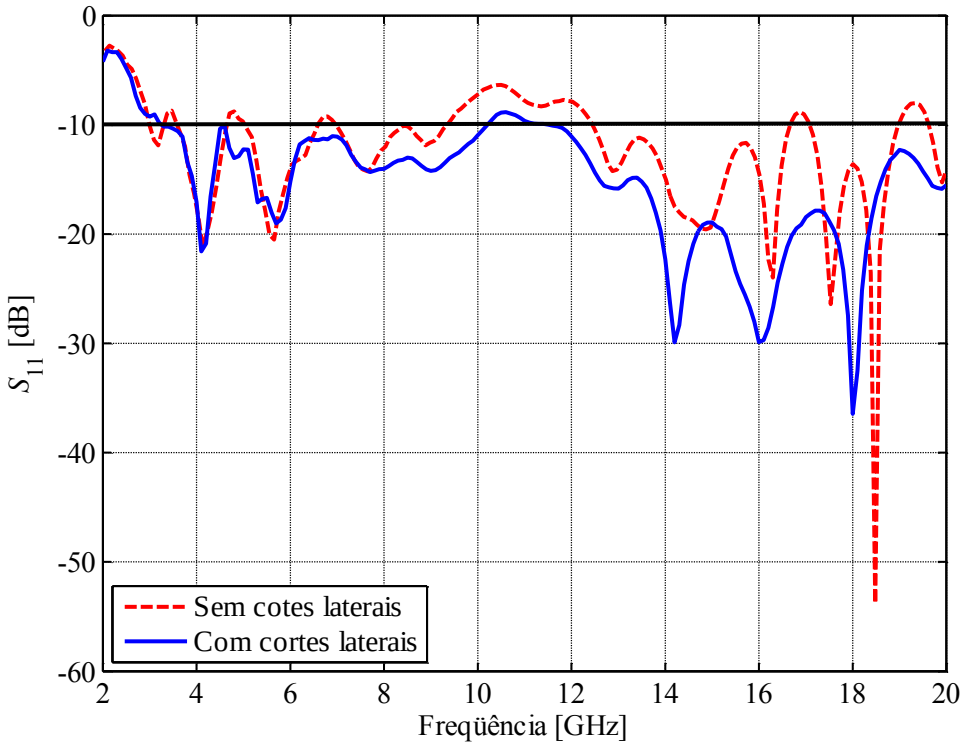


Figura 4.12 – *Comparação entre os coeficientes de reflexão medidos com e sem os cortes nos cantos laterais inferiores.*

4.4.2 Diagramas de irradiação e ganho

Os diagramas de irradiação permitem representar graficamente as propriedades de irradiação da antena em função das coordenadas espaciais. Estas propriedades incluem intensidade de irradiação, densidade de potência, intensidade de campo, diretividade, variação de fase e polarização [29]. Dentre elas, uma de maior interesse é a representação da densidade de potência irradiada em planos especificados. Os valores são medidos a uma distância constante da antena com a variação do ângulo a partir de uma direção adotada como referência [29]. O levantamento dos diagramas é determinado na região do campo distante em dois planos ortogonais, permitindo que se tenha uma ideia geral da distribuição espacial da energia. Geralmente, são levantados no plano paralelo ao campo elétrico (diagrama no plano E) e no plano paralelo ao campo magnético da onda (diagrama no plano H) [30]. Tomando como referência o sistema de coordenadas da Fig.

4.13, no plano *x-z* tem-se a variação do ângulo de elevação θ e no plano *x-y* a variação do ângulo de azimute ϕ.

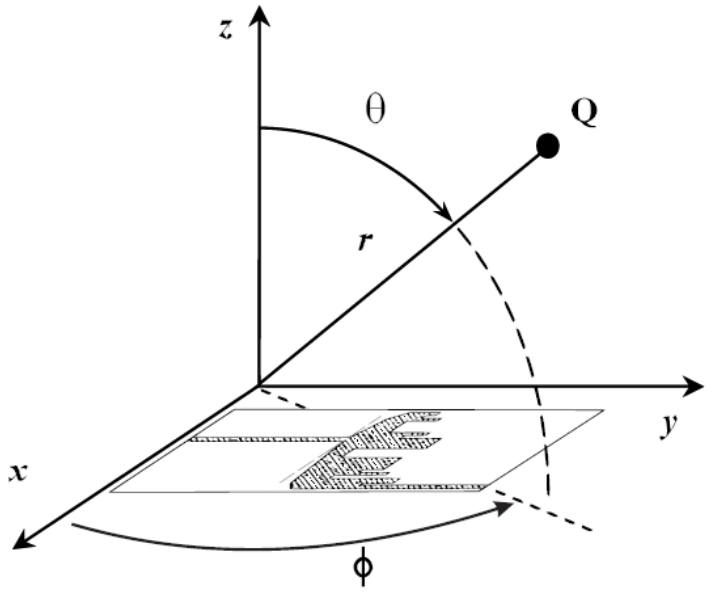


Figura 4.13 – *Variação do ângulo θ e ϕ para identificação dos planos no levantamento dos diagramas de irradiação.*

A antena está posicionada paralelamente ao plano *x-y* e estende-se ao longo do eixo *y*. Os diagramas de irradiação do modelo apresentado na Fig. 4.10 foram levantados por simulações nos planos $\phi = 0^o$, com $0 \leq \theta \leq 2\pi$, e $\theta = 90^o$, com $0 \leq \phi \leq 2\pi$. Para isto, escolheram-se as freqüências de ressonância de 4,1GHz, 5,7GHz, 14,2GHz, 16GHz e 18GHz e os resultados estão nas Fig. 4.15 a Fig. 4.19. Na primeira ressonância também foi feito o levantamento do diagrama tridimensional, mostrado na Fig. 4.14.

Outro parâmetro importante relativo ao desempenho das antenas é o *ganho*, que leva em consideração a sua eficiência e suas propriedades direcionais. Esta medida relaciona a intensidade de irradiação em uma direção e a intensidade de irradiação que seria obtida caso a antena irradiasse de forma isotrópica [29]. O ganho total não leva em conta as perdas devido ao descasamento de impedância (perda de reflexão) e de polarização. Para consideração desses valores, fez-se o levantamento do ganho realizável nas simulações com o programa HFSS®. Os dois valores são iguais quando houver casamento de impedância entre a linha de transmissão e a impedância da antena no ponto de alimentação (Z_{in}).

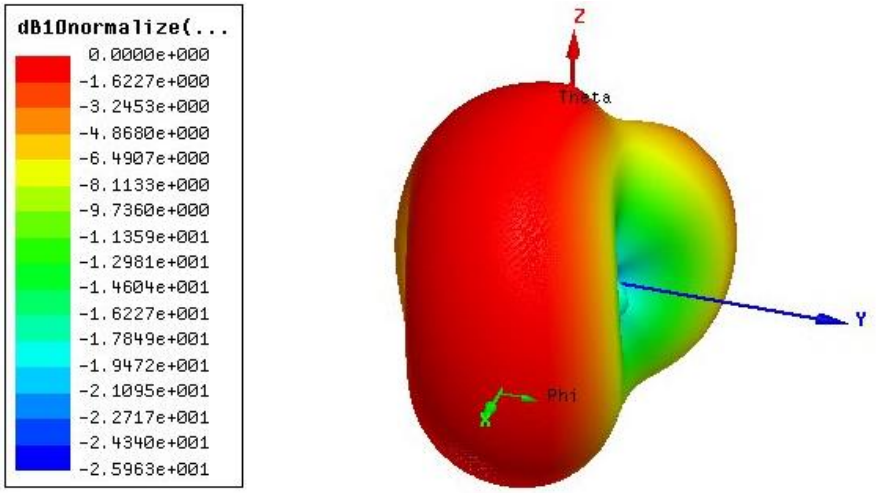
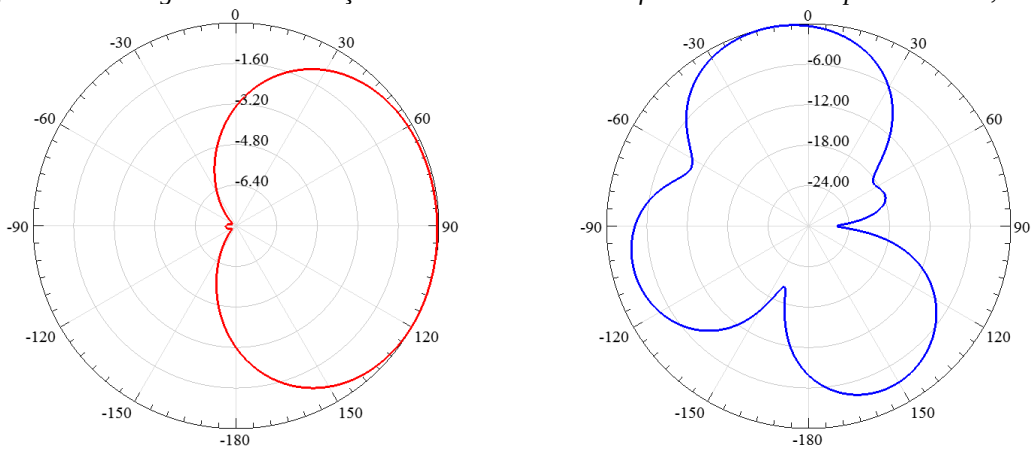
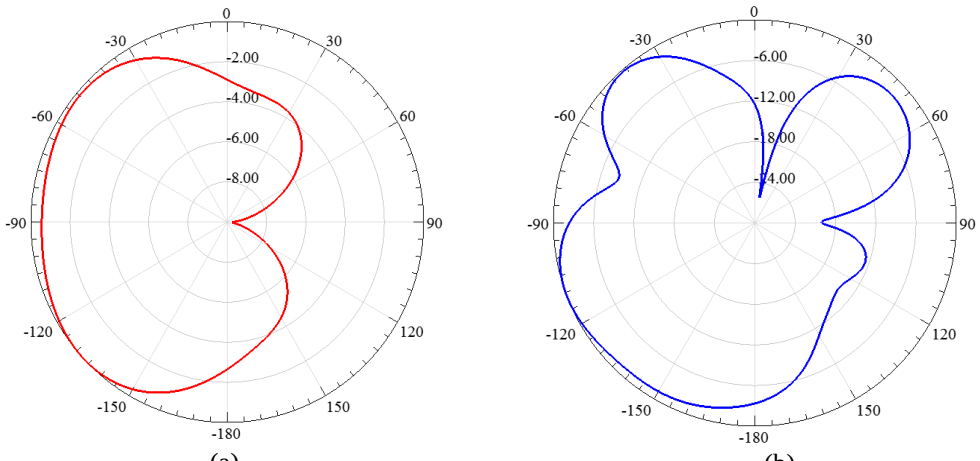


Figura 4.14 – *Diagrama de irradiação tridimensional do multifractal de Cantor operando em 4,1 GHz.*



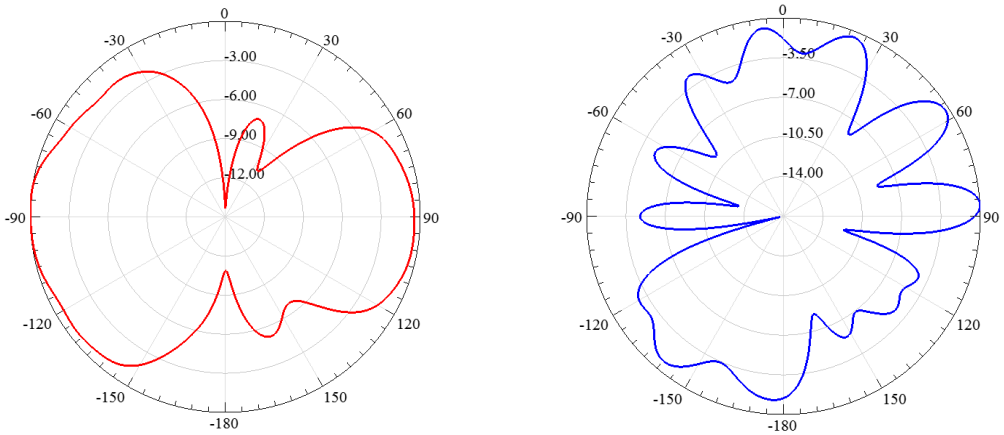
(a) (b)

Figura 4.15 – *Diagramas de irradiação normalizados do multifractal de Cantor operando em 4,1 GHz (a) no plano ϕ = 0 e (b) no pano θ = 90º.*



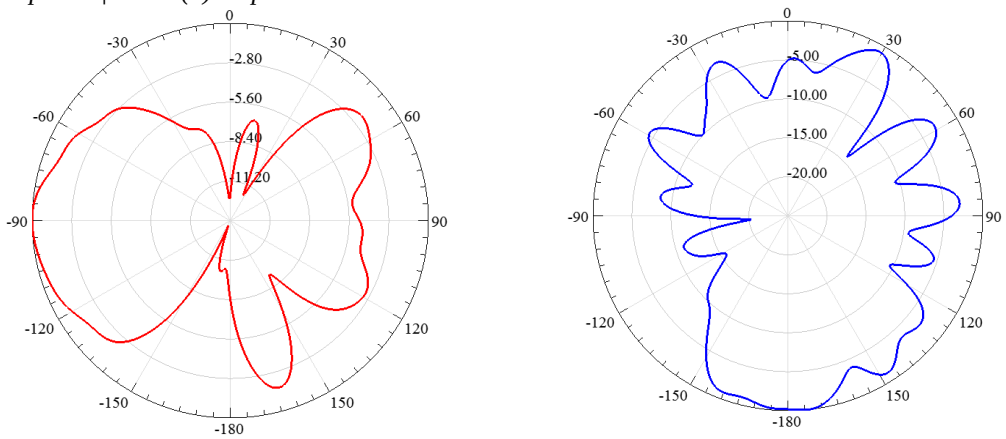
(a) (b)

Figura 4.16 – *Diagramas de irradiação normalizados do multifractal de Cantor operando em 5,3 GHz (a) no plano ϕ = 0 e (b) no pano θ = 90º.*



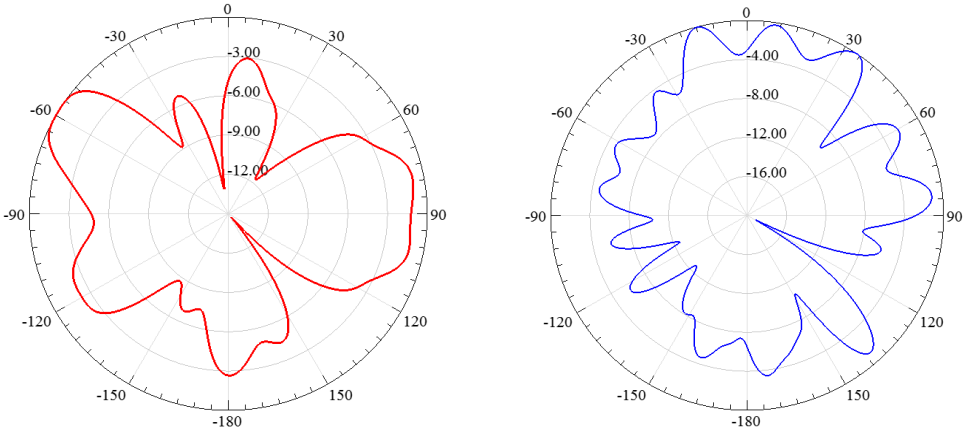
(a) (b)

Figura 4.17 – *Diagramas de irradiação normalizados do multifractal de Cantor operando em 14,2 GHz (a) no plano ϕ = 0 e (b) no pano θ = 90º.*



(a) (b)

Figura 4.18 – *Diagramas de irradiação normalizados do multifractal de Cantor operando em 16 GHz (a) no plano ϕ = 0 e (b) no pano θ = 90º.*



(a) (b)

Figura 4.19 – *Diagramas de irradiação normalizados do multifractal de Cantor operando em 18 GHz (a) no plano ϕ = 0 e (b) no pano θ = 90º.*

A Fig. 4.20 apresenta os resultados das simulações para os valores máximos dos ganhos total e realizável obtidos entre 1GHz e 20GHz. O ganho total apresentou seu maior valor (7,14dBi) em 15GHz e o pico do ganho realizável (5,8dBi) ocorreu em 18,8GHz. Apesar de o ganho realizável ser menor que o ganho total em toda a faixa, em muitos trechos os valores são superiores a 4dBi, um número comum na construção de antenas impressas projetadas com geometrias fractais e multifractais. [18][45][5] A Tabela 4.4 apresenta as características de diretividade, ganho e eficiência de irradiação nas freqüências de medidas. Dentre estas freqüências, em 14,2GHz ocorre o máximo ganho e a máxima diretividade.

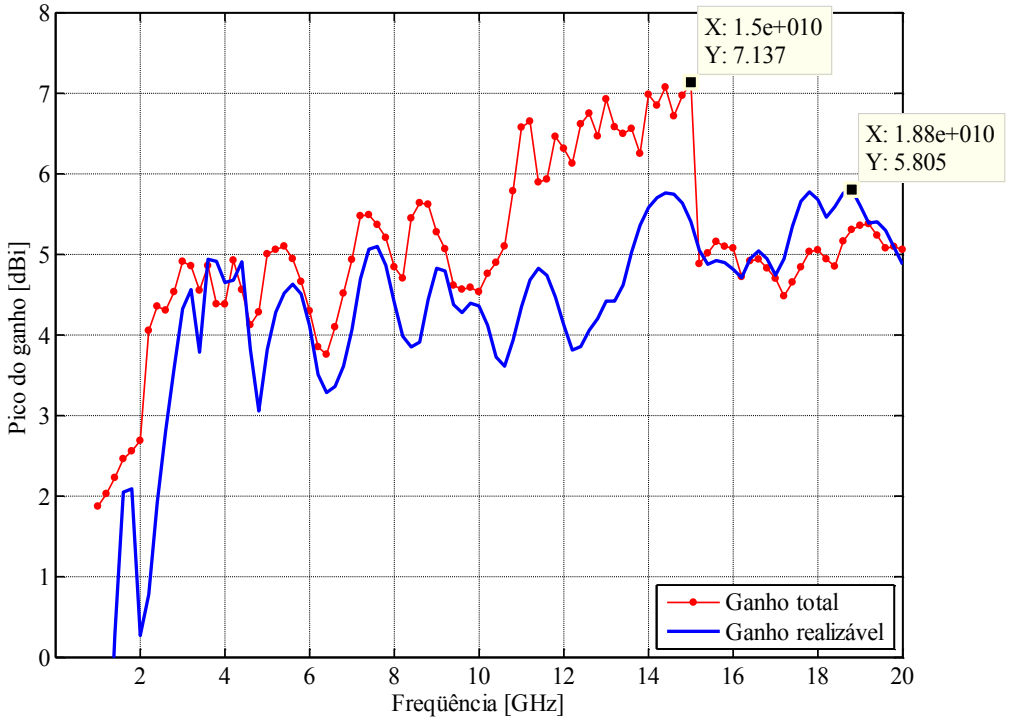


Figura 4.20 – *Máximos valores obtidos em simulações para os ganhos total e realizável na faixa de freqüências entre 1GHz e 20GHz.*

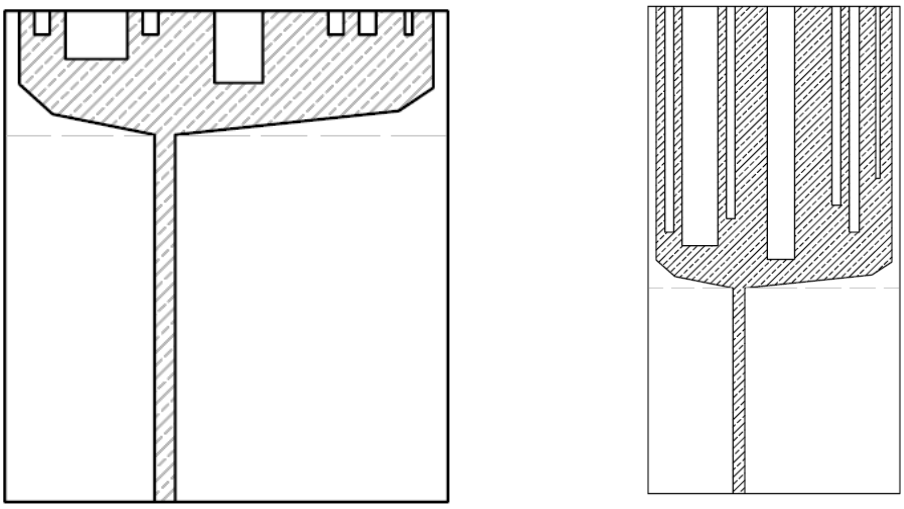
Tabela 4.4 – *Diretividade, ganho e eficiência de irradiação nas freqüências de ressonância.*

Freqüência (GHz)	Diretividade (dB)	Ganho (dBi)	Eficiência de irradiação
4,20	4,76	4,69	98,4%
5,30	5,10	4,53	87,7%

Freqüência (GHz)	Diretividade (dB)	Ganho (dBi)	Eficiência de irradiação
14,2	5,92	5,76	96,4%
16,0	4,94	4,82	97,3%
18,0	5,68	5,61	98,4%

4.5 Influência dos comprimentos dos dedos

Conforme mencionado, o comprimento dos dedos da antena influencia em seu desempenho. Para verificar os efeitos, realizaram-se simulações com reduções e aumentos em suas extensões longitudinais. Inicialmente, estudou-se um modelo com todos os dedos com comprimento ℓ = 8,4mm (altura do menor dedo dos modelos anteriores). Posteriormente, foram realizadas simulações com todos os dedos da antena com extensão longitudinal até o limite superior do substrato, ℓ = 41,6mm (altura do maior dedo da Fig. 4.2). Os aspectos destes modelos são mostrados na Fig. 4.21.



(a) (b)

Figura 4.21 – *Antena desenvolvida com o fractal de Cantor com a (a)redução e (b) extensão longitudinal de todos os dedos.*

Na Fig. 4.22, faz-se uma comparação entre os coeficientes de reflexão (S_{11}) para as duas situações apresentadas. Com a redução na extensão longitudinal dos dedos, os valores do coeficiente de reflexão diminuem nas freqüências mais altas, entre 10GHz e

20GHz. Com os dedos maiores, tem-se melhor perda de retorno na primeira metade da faixa. Portanto, do ponto de vista do casamento de impedância, conclui-se que os dedos menores são responsáveis pelos melhores desempenhos nas freqüências mais altas e os dedos maiores nas freqüências mais baixas. Assim, como há intenção de operações em faixas ultra-largas entre 1GHz e 20GHz, foram estudados modelos que empregam dedos com tamanhos diferentes, o que identifica o procedimento multifractal.

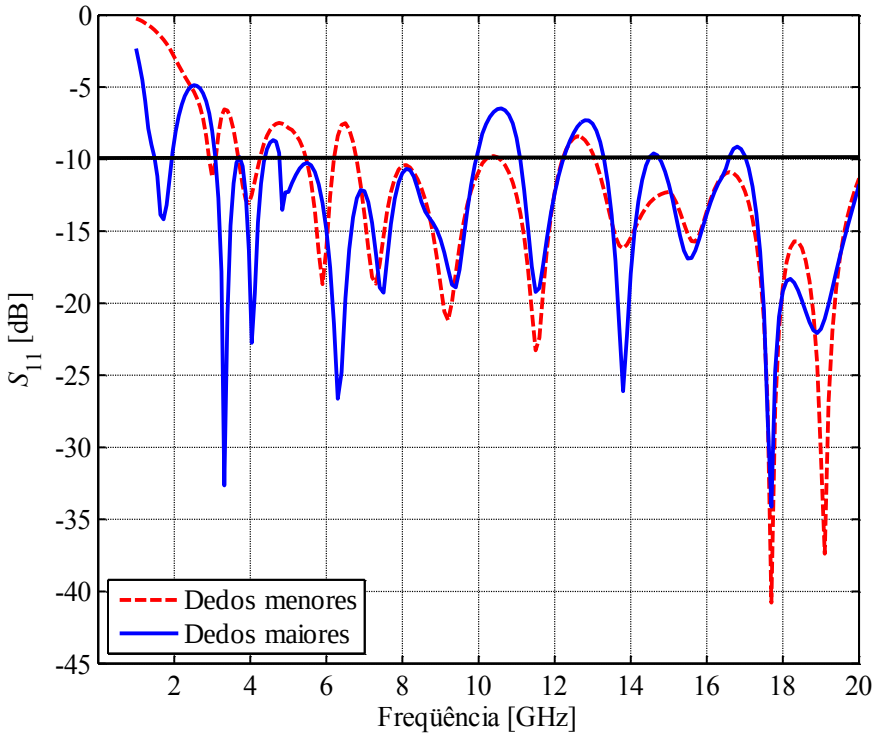


Figura 4.22 – *Comparação entre os valores do coeficiente de reflexão com redução e com aumento na extensão longitudinal dos dedos da antena.*

4.6 Influência das dimensões dos cortes laterais

Com a inserção dos cortes laterais nos cantos inferiores, melhorou-se a perda de retorno em praticamente toda a faixa analisada. Com o objetivo de tentar diminuir ainda mais esses valores, foram realizadas simulações variando as dimensões dos cortes, chegando-se, finalmente, ao modelo da Fig. 4.23. A Fig. 4.24 apresenta os resultados simulados para o coeficiente de reflexão do modelo proposto na Fig. 4.9, e com as dimensões dos cortes otimizadas. Com os novos valores encontrados, foi possível obter S_{11} inferior a −10dB em várias freqüências que o modelo anterior apresentava perda de retorno fora

do limite aceitável. Os diagramas de irradiação foram simulados nos planos $\phi = 0^o$ e $\theta = 90^o$ nas freqüências de melhor casamento de impedância e são apresentados nas Fig. 4.26 a Fig. 4.34. Novamente, foi feito o levantamento do diagrama tridimensional na primeira freqüência de ressonância, 4,04GHz, mostrado na Fig. 4.25.

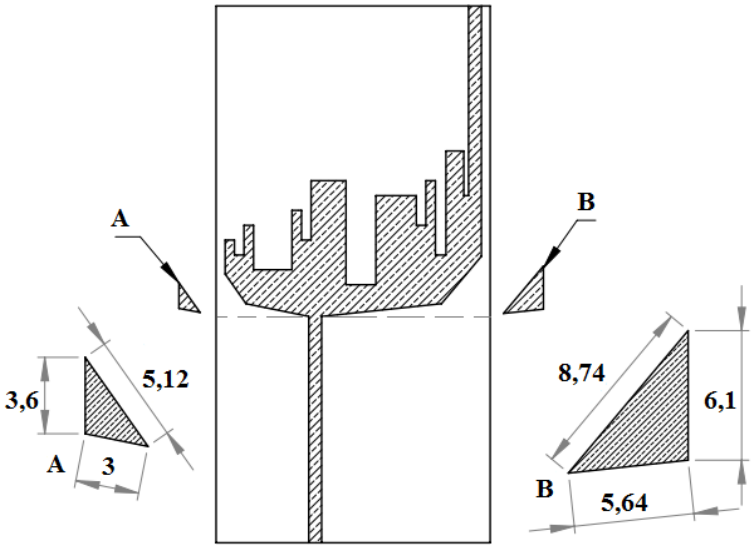


Figura 4.23 – *Detalhamento das alterações (em mm) realizadas nas dimensões dos cortes nos cantos laterais inferiores.*

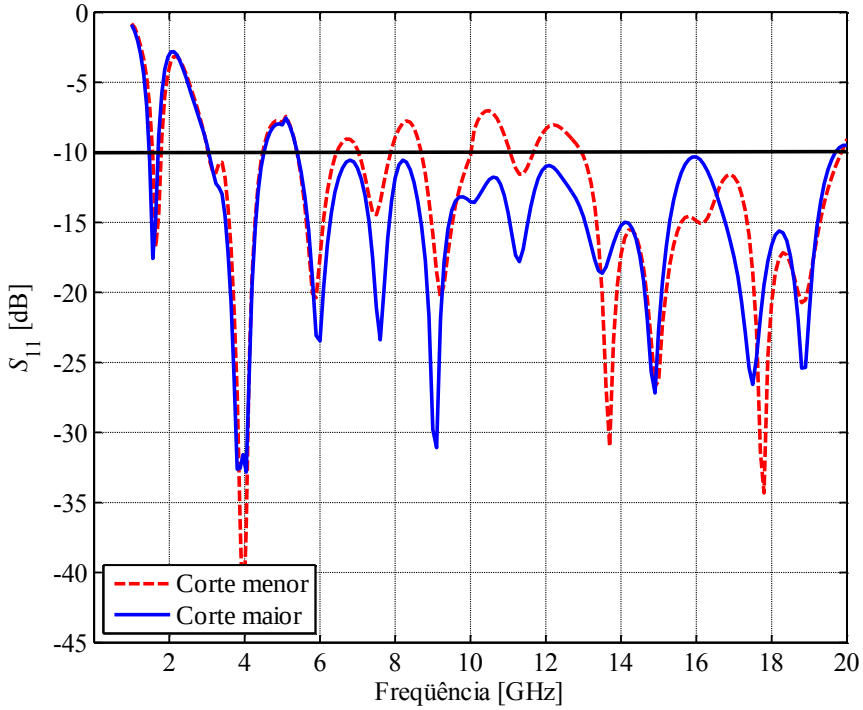


Figura 4.24 – *Comparação entre os valores do coeficiente de reflexão antes e depois da otimização dos cortes nos cantos laterais inferiores.*

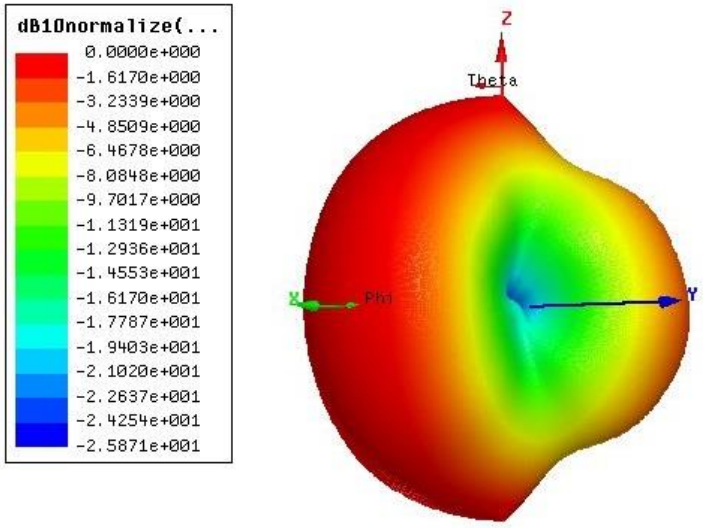
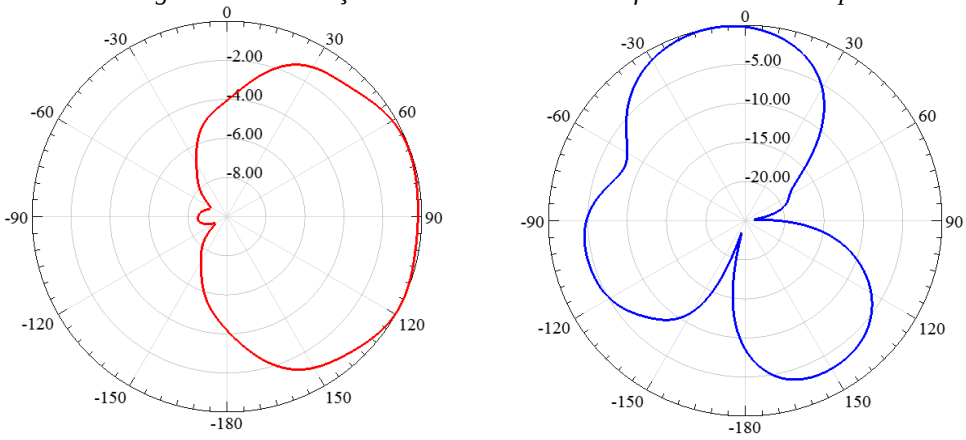
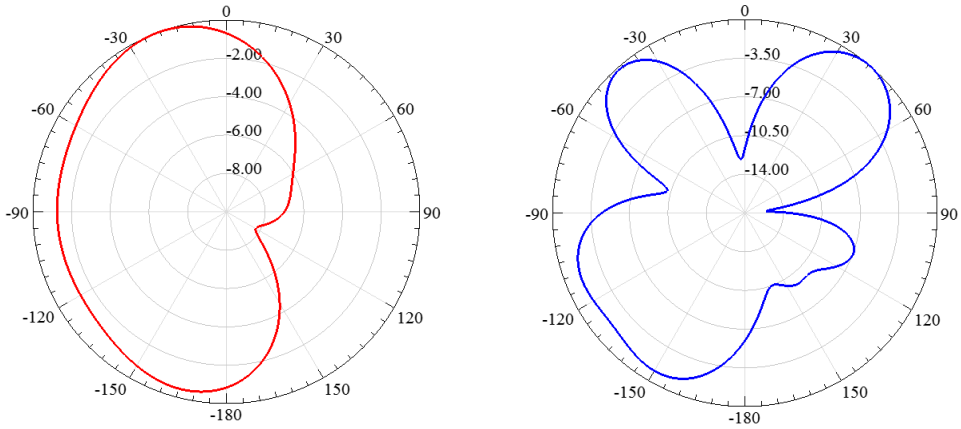


Figura 4.25 – *Diagrama de irradiação tridimensional do multifractal de Cantor operando em 4,04 GHz.*



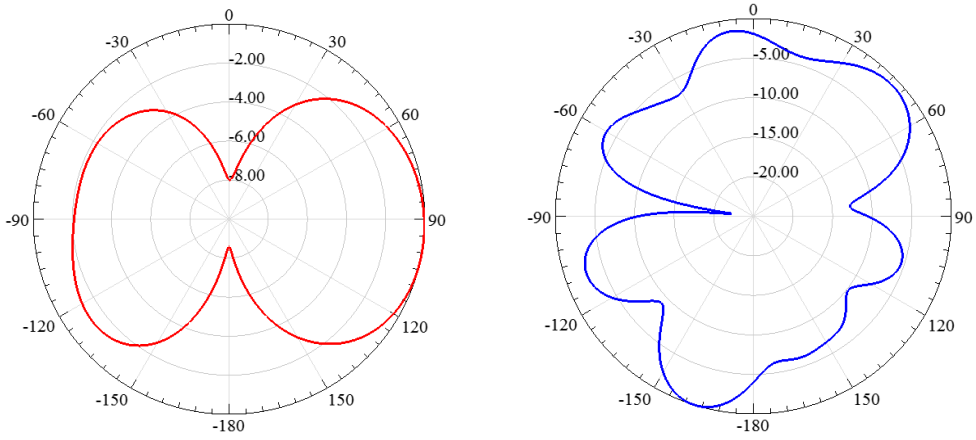
(a) (b)

Figura 4.26 – *Diagramas de irradiação normalizados do multifractal de Cantor operando em 4,04GHz (a) no plano ϕ = 0 e (b) no pano θ = 90º.*



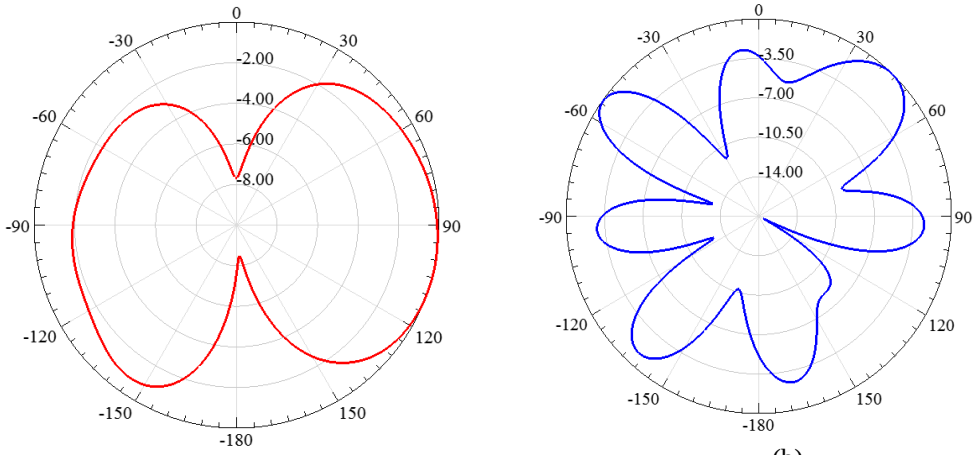
(a) (b)

Figura 4.27 – *Diagramas de irradiação normalizados do multifractal de Cantor operando em 6GHz (a) no plano ϕ = 0 e (b) no pano θ = 90º.*



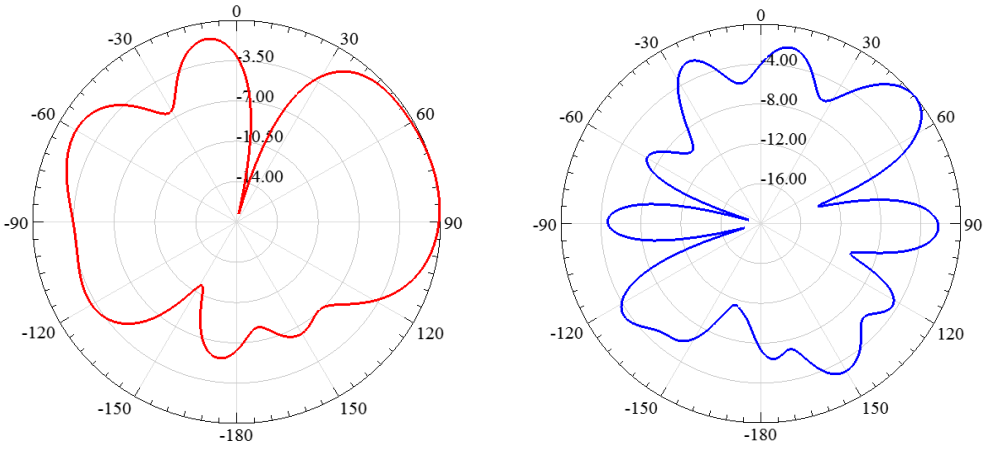
(a) (b)

Figura 4.28 – *Diagramas de irradiação normalizados do multifractal de Cantor operando em 7,6GHz (a) no plano ϕ = 0 e (b) no pano θ = 90º.*



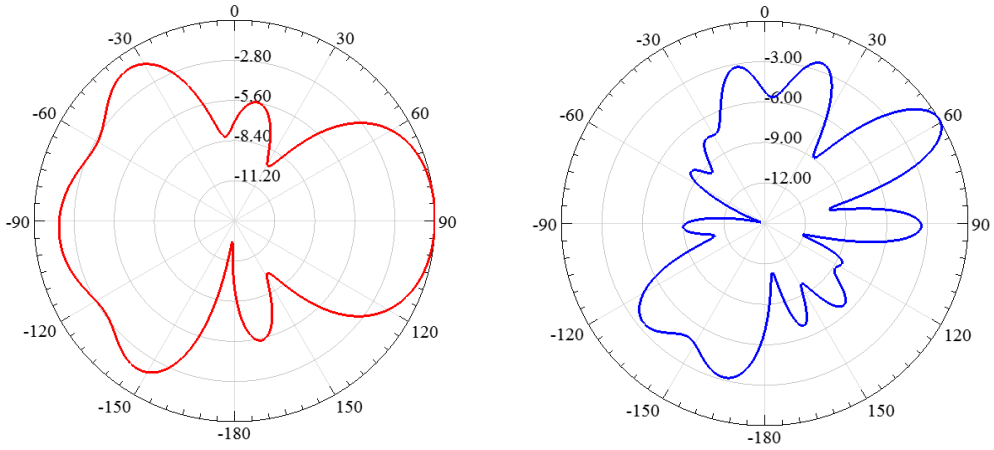
(a) (b)

Figura 4.29 – *Diagramas de irradiação normalizados do multifractal de Cantor operando em 9,1GHz (a) no plano ϕ = 0 e (b) no pano θ = 90º.*



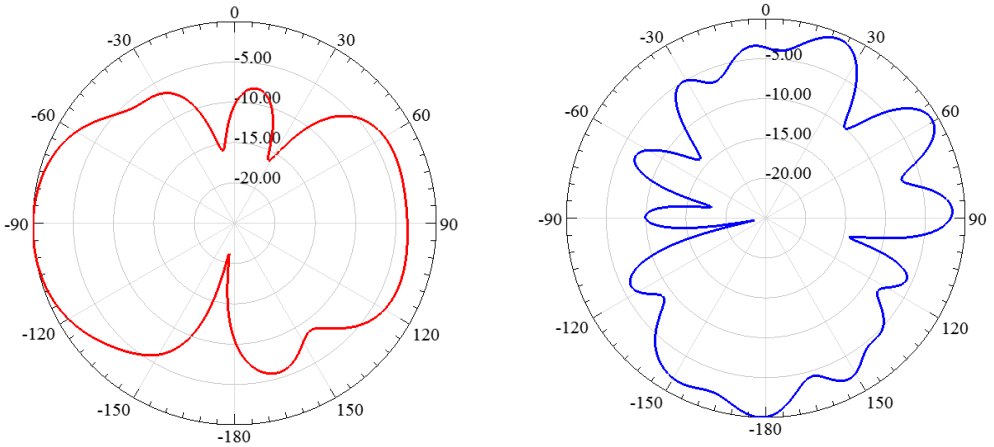
(a) (b)

Figura 4.30 – *Diagramas de irradiação normalizados do multifractal de Cantor operando em 11,3GHz (a) no plano ϕ = 0 e (b) no pano θ = 90º.*



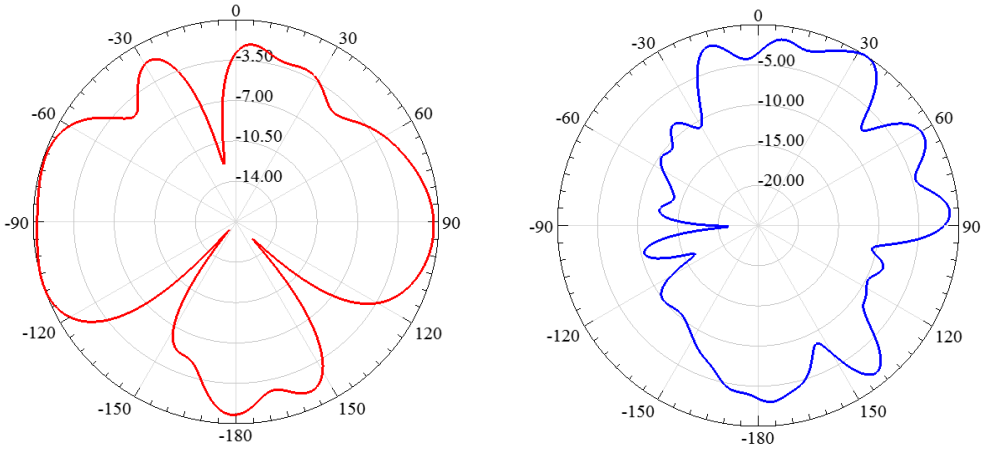
(a) (b)

Figura 4.31 – *Diagramas de irradiação normalizados do multifractal de Cantor operando em 13,5GHz (a) no plano ϕ = 0 e (b) no pano θ = 90º.*



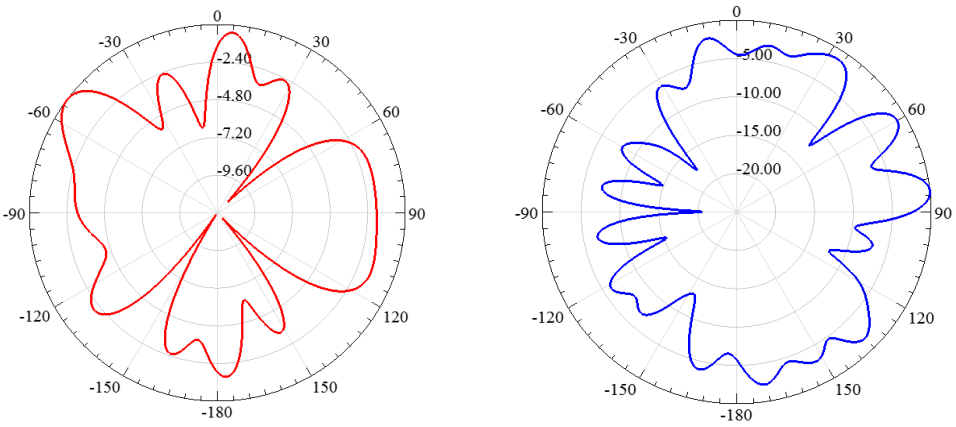
(a) (b)

Figura 4.32 – *Diagramas de irradiação normalizados do multifractal de Cantor operando em 14,9GHz (a) no plano ϕ = 0 e (b) no pano θ = 90º.*



(a) (b)

Figura 4.33 – *Diagramas de irradiação normalizados do multifractal de Cantor operando em 17,5GHz (a) no plano ϕ = 0 e (b) no pano θ = 90º.*



(a) (b)

Figura 4.34 – *Diagramas de irradiação normalizados do multifractal de Cantor operando em 18,9GHz (a) no plano ϕ = 0 e (b) no pano θ = 90º.*

A Fig. 4.35 apresenta as curvas dos ganhos total e realizável em função da freqüência, para este modelo. Tem-se o máximo ganho total de 5,86dBi em 10,8GHz e o máximo ganho realizável de 5,86dBi em 18,6GHz. Analisando a Fig. 4.35, observa-se que os ganhos total e realizável nas freqüências analisadas ficaram próximos, significando casamento de impedância entre a linha de transmissão e a antena na faixa analisada. Na Tabela 4.5 são apresentadas as informações de diretividade, ganho e eficiência de irradiação para as freqüências de ressonância no novo modelo proposto. Observa-se que em 11,3GHz ocorrem os máximos valores destes parâmetros.

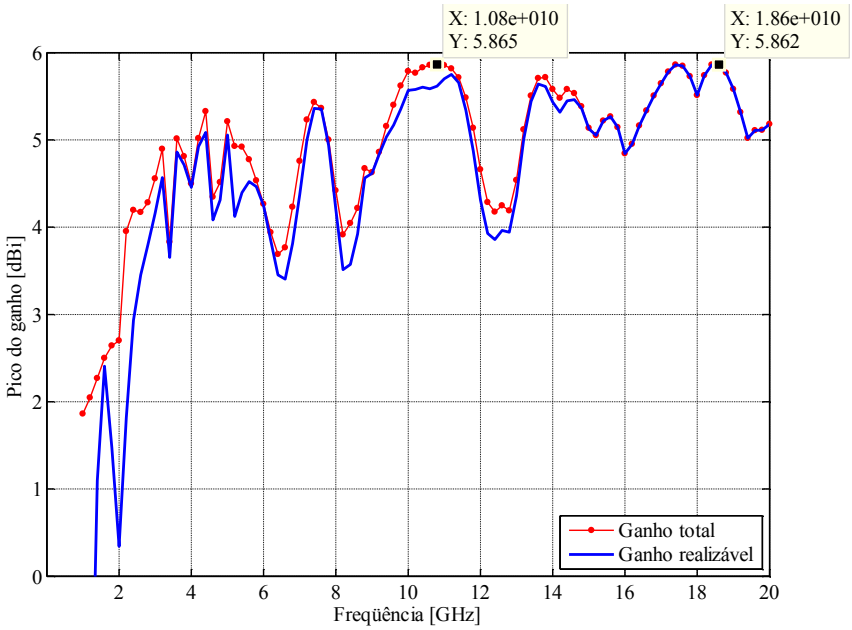


Figura 4.35 – *Ganho total e realizável no multifractal de Cantor com a otimização dos cortes laterais.*

Tabela 4.5 – *Diretividade, ganho e eficiência de irradiação nas freqüências de ressonância após a otimização dos cortes laterais.*

Freqüência (GHz)	Diretividade (dB)	Ganho (dBi)	Eficiência de irradiação
4,04	4,62	4,56	98,55%
6,00	4,26	4,25	99,69%
7,60	5,35	5,34	99,77%
9,10	4,60	4,57	99,17%
11,3	6,08	5,96	97,30%
13,5	5,86	5,77	97,82%
14,9	5,06	5,03	99,43%
17,5	5,87	5,80	98,52%
18,9	5,78	5,63	96,72%

4.7 Comentários sobre o capítulo

As antenas desenvolvidas com o multifractal de Cantor conduziram a condições de ressonâncias em múltiplas faixas de freqüências. Para ampliar a faixa de operação em torno de cada uma, estudaram-se alterações no substrato e na dimensão do plano de terra. Verificou-se que a inserção de cortes nos cantos laterais inferiores permitiu melhor casamento de impedância em toda a faixa analisada. As dimensões dos cortes foram otimizadas para um melhor desempenho da antena. Mostrou-se a influência do comprimento dos dedos na operação global, justificando a escolha da geometria multifractal para construção da antena proposta.

Capítulo 5

Comentários e conclusões

5.1 Aspectos gerais

A partir da geometria fractal e multifractal do pente de Cantor, desenvolveram-se diferentes modelos de antenas com o intuito de analisar seus comportamentos em múltiplas faixas de freqüências e, quando possível, em grandes larguras de faixas. Essas características são desejadas em muitos sistemas de radiocomunicações modernos, incluindo radares e diversos outros equipamentos para aplicações militares e civis. Discutiram-se as principais propriedades dos fractais, como dimensão, auto-similaridade e o método do sistema de funções iteradas, empregado para estas construções. Estudou-se resumidamente a eletrodinâmica fractal, área que combina os conceitos dessa geometria com a teoria eletromagnética para solucionar diferentes problemas relacionados ao campo eletromagnético. Apresentaram-se conceitos importantes referentes às antenas impressas no que concerne à sua largura de faixa, efeitos de suas dimensões na eficiência de irradiação, os controles possíveis sobre o diagrama de irradiação, etc.. Apesar de estes modelos apresentarem vantagens que incluem pequenas dimensões, baixo peso e simplicidade de construção, limitações em faixas de freqüências em torno do valor de projeto e as perdas relacionadas ao dielétrico, aos condutores e às ondas de superfície podem ser determinantes em muitas de suas aplicações.

Estudou-se a utilização da geometria multifractal do pente de Cantor em antenas impressas em substratos dielétricos FR4 e PTFE. Procurou-se demonstrar a relevância das características dos materiais no comportamento de cada modelo analisado. Discutiram-se os efeitos das dimensões do plano de terra, pela avaliação dos coeficientes de reflexão na faixa de interesse. Foram propostos ajustes na geometria inicial que permitiram obter melhor casamento de impedância sob condições de operação em faixa estreita e em faixa larga. Mostrou-se a influên-

cia dos comprimentos dos dedos do multifractal na largura de faixa e nas condições de ressonância. Desta maneira, pode-se justificar a escolha desta geometria nos desenvolvimentos das antenas. Realizaram-se simulações no programa HFSS® que permitiram analisar parâmetros importantes no comportamento geral de cada modelo. Construíram-se alguns protótipos de acordo com cada geometria proposta e foi possível comprovar os resultados previstos teoricamente nas simulações.

5.2 Conclusões

As antenas construídas a partir da geometria multifractal do pente de Cantor apresentaram múltiplas freqüências de ressonâncias e grandes larguras de faixas em torno de alguns desses valores. Foram estudadas alterações com o objetivo de ampliar a faixa de operação para possibilitar aplicações em sistemas que demandassem elevada largura de faixa. A referência básica foi o sistema que utilizasse transmissões segundo a tecnologia de UWB, que exige uma operação entre 3,1GHz a 10,6GHz. Por apresentar maior facilidade de irradiação, o substrato PTFE permitiu melhor desempenho dos modelos desenvolvidos.

As antenas foram excitadas por microlinhas de fita, que tiveram suas dimensões iniciais encontradas teoricamente. Com as simulações, os valores foram ajustados a fim de obter-se melhor casamento de impedância. Verificou-se que com reduções nas dimensões do plano de terra encontraram-se melhores desempenhos, tendo em vista uma queda na parcela de energia armazenada na estrutura. A inserção de cortes laterais nos cantos inferiores do elemento irradiador permitiu distribuição mais uniforme de corrente e, consequentemente, menores valores para os coeficientes de reflexão na faixa de analisada.

Mostraram-se os efeitos dos dedos maiores nas freqüências mais baixas e dos dedos menores nas freqüências mais altas, justificando a escolha de diferentes extensões para o comportamento especificado. Um modelo final foi proposto reunindo as principais alterações estudadas e que conduziram a uma antena com elevada largura de faixa. Desenvolveu-se uma antena de dimensões compactas de 76mm×38mm×0,9mm que apresenta desempenhos dentro dos limites aceitáveis na faixa entre 3GHz e 20GHz. Seu comportamento foi investigado através do coeficiente de reflexão, dos diagramas de irradiação levantados nas freqüências de ressonância, dos ganhos, dos valores alcançados para a diretividade e da eficiência de irradiação. Estas justificativas foram levadas a termo por meio de simulações no programa HFSS®.

5.3 Sugestões para trabalhos futuros

Mostrou-se que vários parâmetros influenciam muito no desempenho dos modelos de antenas analisados. Há necessidade de uma investigação buscando um aperfeiçoamento na forma de alimentação, com emprego de transformadores de impedância com múltiplas etapas, por exemplo, utilizando a seqüência binomial ou acompanhando os polinômios de Chebyshev. Além disto, a teoria de antenas de microfita indica a importância da escolha do ponto de alimentação sobre seu desempenho. Trata-se, portanto, de um novo aspecto a ser avaliado com objetivo de ampliar ainda mais a largura de faixa útil do irradiador. Também é importante analisar a influência de transições mais suaves entre a microlinha e os dedos do multifractal. Uma alternativa é utilizar transições abauladas e em mais de duas etapas. Além disso, propõe-se a investigação dos efeitos de outras formas de excitação, como, por exemplo, as adaptações de cabo coaxial, acoplamento por fenda e acoplamento por proximidade, comuns em antenas impressas.

Para o plano de terra, sugere-se que sejam estudadas alterações em seu formato e a inserção de sulcos, que podem permitir melhores casamentos de impedância [46]. Também é interessante que as alterações propostas que permitiram melhorar o desempenho do multifractal de Cantor sejam estudadas em outras geometrias fractais.

As propriedades de metamateriais indicam possibilidades de substratos com elevadas permeabilidade magnética e permissividade elétrica em certas faixas de freqüência [47]. Logo, teoricamente, é possível que a relação entre estas grandezas aproxime-se do resultado obtido para o ar. Isto sugere que haveria maior aproximação entre as características das ondas guiadas no substrato e as emitidas para o ambiente externo. Por outro lado, maiores valores de μ e ε implicam em menor comprimento de onda guiada e, logo, menores dimensões para a estrutura de irradiação. Assim, merece uma atenção especial o estudo e desenvolvimento de antenas do modelo proposto em laminados de metamaterial.

Anexo A

Reflexão total na interface de dois dielétricos ideais

A lei de Snell estabelece uma relação entre os ângulos de transmissão (θ_t) e de incidência (θ_i) das ondas eletromagnéticas, referidos à normal à interface dos dois meios. Para referência, será adotado o sistema mostrado na Fig. A1. A direção normal à interface dos dois meios foi especificada como *z* e os eixos *x* e *y* são tangentes a esta superfície. O plano de incidência é representado pelo plano que contém os vetores relativos às direções de propagação das ondas incidente e refletida. Na convenção adotada, corresponde ao plano $y = 0$.

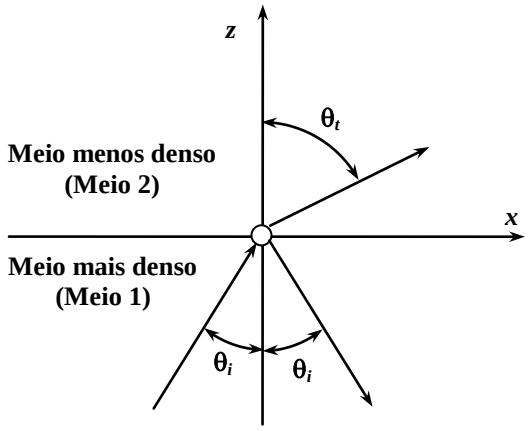


Fig. A1 - *Formação de ondas incidente, refletida e refratada na interface de dois meios.*

Para meios sem perdas e não-magnéticos, onde as permeabilidades são praticamente iguais à do vácuo ($\mu_1 = \mu_2$), a lei de Snell permite relacionar a direção da onda refratada com a direção da onda incidente. Em relação às indicações da figura, tem-se [37]:

$$\frac{sen\theta_t}{sen\theta_i} = \sqrt{\frac{\mu_1\varepsilon_1}{\mu_2\varepsilon_2}} = \sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}} \qquad \text{(A1.1)}$$

onde o índice 1 identifica o meio da onda incidente e o índice 2 o meio para onda estiver sendo transferida. Quando a onda propagar-se de um meio mais denso para um de menor densidade, do ponto de vista eletromagnético ($\varepsilon_1 > \varepsilon_2$) , implicará em $\theta_t > \theta_i$ e existirá um ângulo de incidência para o qual *sen* $\theta_t = 1$. Neste caso, $\theta_i = \theta_c$, sendo θ_c denominado *ângulo crítico*. Da equação anterior, obtém-se:

$$sen\theta_c = \sqrt{\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}} \tag{A1.2}$$

Substituindo na lei de Snell, vem:

$$sen\theta_t = \frac{sen\theta_i}{sen\theta_c} \tag{A1.3}$$

Se $\theta_i > \theta_c$, implica em valores reais e maiores do que a unidade para *sen* θ_t. Assim, o ângulo de incidência é uma grandeza real e encontra-se o ângulo de transmissão complexo. Seu seno deve ser representado na forma:

$$sen\theta_t = sen\left(\theta_{tr} + i\theta_{ti}\right) \tag{A1.4}$$

Através de expressões exponenciais e relações trigonométricas envolvendo as funções seno e cosseno, encontram-se:

$$\begin{aligned} &\theta_t = \pi/2 + i\theta_{ti} \\ &sen\theta_t = cosh\,\theta_{ti} > 1 \end{aligned} \tag{A1.5}$$

No segundo meio, a expressão para o campo elétrico transmitido (E_t) dessas ondas assume a forma [37]:

$$E_t = E_{t0} e^{-\alpha_2 z} e^{-i\beta_{2x} x} \tag{A1.6}$$

onde α e β são os fatores de atenuação e de fase, respectivamente, obtidos com

$$\alpha_2 = \beta_2 \left| sen\theta_t \right| \tag{A1.7}$$

$$\beta_2 = \beta_2 \cos\theta_t \tag{A1.8}$$

Analisando essas expressões no domínio do tempo, verifica-se que a onda refratada decresce de forma exponencial com a distância normal à interface e desloca-se paralelamente à superfície. (Fig. A2). [38].

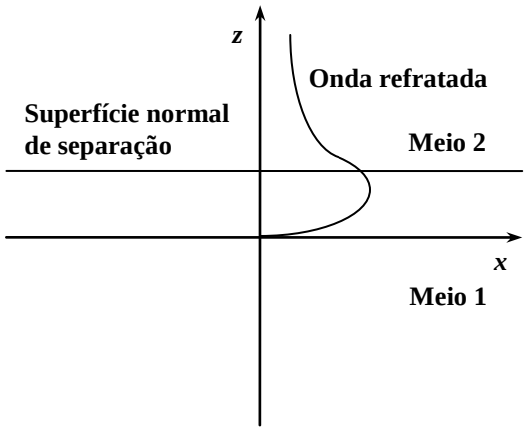


Fig. A2 - *Formação da onda refratada deslocando paralelamente à superfície.*

Anexo B

Lista de Publicações

- SANTOS, M. G.; RIBEIRO, J. A. J.; *Antena de faixa larga baseada no multi-fractal de Cantor*. In: 16º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 11ºCBMag – Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo. Anais do MOMAG 2014, Curitiba, Out. 2014.

- RAIMUNDO NETO, E.; SANTOS, M. G.; SODRE JR., A. C.; RIBEIRO, J. A. J.. *Techniques for Mitigating Power Fading in mm-wave Radio over Fiber Systems*. In: International Workshop on Telecommunications, 2013, Santa Rita do Sapucaí. Proceedings of IWT 2013, 2013.

Referências Bibliográficas

[1] Federal Communications Commission. “First Report and Order, Revision of Part 15 of Commission’s Rule regarding UWB Transmission System FCC 02-48”. *Washington, DC, April* 22, 2002.

[2] LI, Y.; et al. “Analysis and investigation of a Cantor set fractal UWB antenna with a notch-band characteristic”. *Progress In Electromagnetics Research B*, v. 33, p. 99-114, Jul., 2011.

[3] SINGH, K.; GREWAL, V.; SAXENA, R. “Fractal antennas: a novel miniaturization technique for wireless communications”. *Int. J. Recent Trends Eng*., v. 2, n. 5, p. 172-176, Nov., 2009.

[4] SILVA, R. A.; et al. *Aplicação de técnicas de alargamento de banda em uma antena patch circular em 2,45 GHz*. MOMAG 2014: 16º SBMO – Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 11º CBMag – Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo. p. 718-722, Curitiba, 2014.

[5] EL-HAMEED, A. S. A.; et al. *Fractal Quasi-Self Complimentary Miniaturized UWB Antenna*. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), p. 15-16, Jul., 2013.

[6] MITOLA, J. *Cognitive Radio: an integrated agent architecture for software defined radio*, Ph.D. dissertation, Royal Institute of Technology (KTH), Stockolm, Sweden, 2000.

[7] MANDELBROT, B. B. *The Fractal Geometry of Nature*. New York: W. H. Freeman, 1983.

[8] TIMBÓ, C. dos S. Diagnóstico de células tumorais através de dimensões fractais. Dissertação de mestrado. Rio de Janeiro 2004.

[9] RANCK JUNIOR, R.; Guazzelli, M. A. *Avaliação computacional da compressão fractal de imagens utilizando a técnica particioned iterated function system*. In: 7th Brazilian Conference on Dynamics, Control and applications, São Paulo, May., 2008.

[10] COHEN, N. *Fractal antennas and fractal resonators.* US Patent n. 6 452 553. Issued Sep. 17, 2002.

[11] FUSCO, V. F. *Teoria e técnicas de antenas: Princípios e prática*. Porto Alegre: Bookman, 2005.

[12] LOPES, F. M. *Fractal Antennas for Wireless Communication Systems*. Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto – FEUP. Dissertação de mestrado, Portugal, Jun., 2009.

[13] YANG, X.; et al. Fractal antenna elements and arrays. *Applied microwave and wireless*, v. 11, p. 34-46, 1999.

[14] OLIVEIRA, E. E. C., et al. *Antenas de microfita utilizando a curva de fractal de Minkowski*. In: V Congresso Norte Nordeste de Pesquisa e Inovação – CONNEPI-2010. 2010.

[15] LARBI, C.; et al. "Study of the Sierpinski's Carpet fractal planar antenna by the renormalisation method." *Int. J. of Microwave and Optical Technology*., v. 2, p. 58-65, Jan., 2007.

[16] POTAPOV, A. A.. *The base of fractal antenna theory and applications: utilizing in electronic devices.* International Conference on Antenna Theory and Techniques, IEEE. p. 62-67, Ucrânia, Sep., 2013

[17] MANIMEGALAI, B.; RAJU, S.; ABHAIKUMAR, V. A Cantor based Prefractal Multiband Antenna. *Int. J. of Microwave and Optical Technology*, v. 4, n.2, p. 95-98, Mar, 2009.

[18] MANIMEGALAI, B.; RAJU, S.; ABHAIKUMAR, V. A multifractal Cantor antenna for multiband wireless applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 8, p. 359-362, 2009.

[19] LI, Y.; et al. *Cantor set fractal antennas for switchable ultra wideband communication applications*. In: Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 2012 International Conference on. IEEE, 2012. p. 1-4.

[20] Ansys HFSS, version 14.0, Ansys Corporation, Pittsburgh, PA.

[21] ROCHA, A. K. B. *Uma metodologia de ensino através dos fractais*. Anais da IV Mostra Integrada de Iniciação Científica - CNE Osório. Ano 4, n. 4, v. 4, Jun, 2013.

[22] DHOOT, Vivek; GUPTA, S. *Return loss validation of a novel Cantor based antenna using FIT and FDTD*. In: Communications and Signal Processing (ICCSP), 2011 International Conference on. IEEE, 2011. p. 374-378.

[23] BACKES, A. R.; BRUNO, O. M. Técnicas de estimativa da dimensão fractal: Um estudo comparativo. *INFOCOMP J. of Computer Science*, v. 4, n. 3, p. 50, 2005.

[24] HÖDLMAYR, W.. Fractal antennas. In: *anteneX Online*, n. 81, Jan., 2004.

[25] MANJIBHAI, D. A.; PRAJAPATI, J. C.; BARASARA, D. J. "An Overview of Fractal Geometries and Antenna". *Int. J. Engineering and Science*, v. l, p. 01-04. Sep., 2012.

[26] MURR, C.; et al. *Fractais: propriedades e construção*. Departamento de Matemática, Universidade Federal do Paraná, 2005.

[27] FALCONER, *Kenneth. Fractal geometry: Mathematical foundations and applications.* 2nd. Ed. Chichester: John Wiley, 2003.

[28] PUENTE, C.; ROMEU, J.; POUS, R.; CARDAMA, A. On the Behavior of the Sierpinski Multiband Fractal Antenna. *IEEE Trans. Antennas Propagat*., v. 46, n. 4, p. 517-524, April, 1998.

[29] BALANIS, C. A. *Teoria de antenas: análise e síntese*. Tradução e revisão técnica: J.R. Souza. Rio de Janeiro: 3ª ed. v. 2. LTC, 2009.

[30] RIBEIRO, J. A. J. *Engenharia de antenas: fundamentos, projetos e aplicações*. São Paulo: Érica, 2012.

[31] POZAR, D. M.; SCHAUBERT D. H. *Microstrip antennas - the analysis and design of microstrip antennas and arrays.* New York: IEEE Computer Society Press, May, 1995.

[32] MATOS, R. de O. *Antenas Multibandas utilizando a geometria fractal do triângulo de Sierpinski*. Dissertação de mestrado. Santa Rita do Sapucaí, 2012.

[33] EDWARDS, T. C. *Foundations for microstrip design*. New York: John Wiley, 1981.

[34] VENDELIN, G. D. Limitations on stripline Q. *Microwave J.*, v. 13, n. 5, p. 63-69, May, 1970.

[35] EDWARDS, T. C.; OWENS, R. P. 2-18GHz dispersion measurements on 10-100Ω microstrip lines on sapphire. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*., v. 24, n. 8, p. 506-513, Aug., 1976.

[36] COLLIN, R. E. *Foundations for microwave engineering*. 2nd. Ed. New York: McGraw-Hill, 1992.

[37] RIBEIRO, J. A. J. *Propagação das ondas eletromagnéticas: princípios e aplicações*. 2 ed. São Paulo: Érica, 2008.

[38] RIBEIRO, J. A. J. *Engenharia de microondas: fundamentos e aplicações.* 1ª ed. São Paulo: Érica: 2008.

[39] The Gund Company. Folha de dados de especificações do FR4, disponível em: http://thegundcompany.com/files/index.cfm?pdfpath=FR4%20FULL%20DATA_NEMA%20IEC%20Grade.pdf.

[40] MOLOGNI, J. F.; et al. *Addressing Automotive Radiated Immunity Tests Using the Finite Element Boundary Integral Method.* In: MOMAG 2014: 16º SBMO – Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 11º CBMag – Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo. p. 390-395. Curitiba, 2014.

[41] Aetna Plastics. Folha de dados de especificações do PTFE, disponível em: http://www.aetnaplastics.com/site_media/media/attachments/aetna_product_aetnaproduct/25/PTFE%20Specifications.pdf

[42] CHEN, Z. N.; SEE, Terence S. P.; QING, X.. Small printed ultrawideband antenna with reduced ground plane effect. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions* on, v. 55, n. 2, p. 383-388, 2007.

[43] PRAVEEN, K. P.; NEEBHA, T. M. Design of ultrawideband monopole antenna with minimum ground plane effect. *Int. J. of Electrical and Electronics Engineering*, v. 13, p. 06-09, 2013

[44] JOHN, M., et al. Reduction of Ground-Plane-Dependent Effects on Microstrip-Fed Printed Rectangular Monopoles. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, v. 2, p. 42-47, Feb., 2008.

[45] BATRA, R.; ZADE, P. L.; SAGNE, D. S. Design and Implementation of Sierpinski Carpet Fractal Antenna for Wireless Communication. *Int. J. of Scientific Research Engineering & Technology*, v. 1, p. 43-47, Jul., 2012.

[46] SILVEIRA, G. N. M.; et al. *Antena monopolo impressa para aplicações em Bluetooth e UWB.* In: MOMAG 2014: 16º SBMO – Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 11º CBMag – Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo. p. 865-868. Curitiba, 2014.

[47] DURAN-SINDREU, M.; et al. Electrically small resonators for planar metamaterial, microwave circuit and antenna design. *Hpp. Science*, v. 7, p. 375-395, Apr., 2012.