

Inatel

Instituto Nacional de Telecomunicações

Antena impressa de faixa
ultra-larga empregando a
geometria fractal do tapete de
Sierpinski.

MONIQUE CARLETI

JULHO / 2015

INSTITUTO NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES – INATEL
MESTRADO EM TELECOMUNICAÇÕES

**Antena impressa de faixa ultra-larga empregando a geometria fractal do
tapete de Sierpinski.**

MONIQUE CARLETI

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

2015

Carleti, Monique

C279a

Antena impressa de faixa ultra-larga empregando a geometria fractal do tapete de Sierpinski. / Monique Carleti. – Santa Rita do Sapucaí, 2015. 79p.

Orientador: Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro.

Dissertação de Mestrado – Engenharia de Telecomunicações – Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL.

Inclui bibliografia e anexo.

1. Antenas Impressas 2. Fractal 3. Tapete de Sierpinski 4. UWB – Ultra Wide Band Communications 5. Engenharia de Telecomunicações. I. Ribeiro, José Antônio Justino. II. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. IV. Título.

CDU 621.39

FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em 24/07/2015, pela comissão julgadora:

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

Prof. Dr. Danilo Henrique Spadoti
UNIFEI

Prof. Dr. Rômulo Mota Volpato
INATEL

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

“Conheça todas as teorias,
domine todas as técnicas,
mas ao tocar uma alma humana,
seja apenas outra alma humana.”

(C. G. Jung)

Agradecimentos

Ao meu orientador, Prof.º José Antônio Justino Ribeiro, pela paciência, confiança, ensinamentos técnicos e humanos e, principalmente, por nunca permitir que eu desanimasse.

Aos meus pais e minha irmã Vanessa, pela sempre compreensão dos momentos ausentes e enorme carinho e apoio em todas as minhas empreitadas, mesmo sem conhecê-las o suficiente.

Ao meu noivo Renann, por todo carinho, paciência e por todas as longas e inspiradoras conversas, que sempre me motivaram a prosseguir e nunca me contentar com o comum.

À Maíra, Mário, Patrícia, Lucas Silvestre e Lucas dos Santos, pelas incontáveis horas felizes e por todo auxílio nos momentos difíceis. Foi uma honra dividir a jornada com vocês!

A todos os amigos do mestrado, em especial à Poliane, Adryele, Guilherme, Iracema e Bandiri, que, cada um com sua história diferente, foram importantes na conclusão deste trabalho.

Aos amigos Ricardo A. Dias, Luis G. da Silva, Renan Alves e Wheberth Damascena, pelo auxílio às medidas e inúmeras conversas e sugestões. Sem vocês, não haveria protótipos!

Aos professores Luciano Leonel, Antônio Alves, Guilherme Aquino e Carlos Augusto, pela oportunidade de trabalho como bolsista e estagiária docente. Aos professores Alexis F. Tinoco Salazar e José Carlos da Silva Lacava, pelas orientações e suporte no programa HFSS®.

À Coordenação de Aperfeiçoamento Pessoal de Nível Superior – CAPES, Fundação do Instituto Nacional de Telecomunicações – FINATEL e Fundo de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais- FAPEMIG, pelo apoio financeiro em forma de bolsa de estudos.

Ao Finep / Funttel concessão N.º. 01.14.0231.00, no âmbito do Centro de Referência em Radiocomunicações (CRR), projeto do INATEL, pelo financiamento parcial deste trabalho.

À empresa ESSH/ANSYS, que através da parceria com o INATEL, permitiu a utilização do programa HFSS®. Às empresas Huber Suhner, Rogers Corporations e JBM Instrumentos, por fornecerem parte do material utilizado nos ensaios.

Às equipes dos laboratórios de *hardware* do ICC e às empresas HBL Antenas e RF Eletrônica e Serviços Ltda, na pessoa do Prof.º João B. Mendes, pelo empréstimo de equipamentos e suporte às medidas. E a todos que, de alguma forma, contribuíram para a conclusão desde projeto.

Sumário

LISTA DE FIGURAS	viii
LISTA DE TABELAS.....	xi
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	xii
LISTA DE SÍMBOLOS	xiii
RESUMO	xvi
ABSTRACT	xvii
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO	1
1.1 Cenário atual	1
1.2 Motivação para o trabalho	2
1.3 Estrutura da dissertação	2
CAPÍTULO 2 – FUNDAMENTOS SOBRE GEOMETRIAS FRACTAIS	4
2.1 Introdução	4
2.2 Métodos de geração dos fractais	5
2.3 Sistemas de funções iterativas	7
2.4 Triângulo de Sierpinski	9
2.5 Tapete de Sierpinski	10
2.6 Conjunto de Cantor	11
2.7 Curva de Koch	11
2.8 Conjuntos de Mandelbrot, Julia e Lyapunov	12
2.9 Eletrodinâmica de fractais	13
2.10 Comentários sobre o capítulo	14

CAPÍTULO 3 – ANTENAS IMPRESSAS	15
3.1 Introdução	15
3.2 Características importantes do laminado para a confecção da antena	16
3.3 Parâmetros de projeto da antena impressa retangular	17
(a) Valores geométricos do elemento irradiador	17
(b) Impedância característica	19
3.4 Características relevantes na análise do desempenho	21
(a) Ganho	21
(b) Largura de faixa	21
(c) Perda por retorno	21
(d) Coeficiente de onda estacionária	22
(e) Diagrama de irradiação	23
3.5 Técnicas de alimentação	23
(a) Alguns procedimentos para a excitação de antenas impressas	23
(b) Alimentação com microlinha de fita	24
(c) Alimentação com guia de ondas coplanar (CPW)	24
3.6 Antenas de microfita com geometrias fractais	26
3.7 Comentários sobre o capítulo	27
CAPÍTULO 4 – ANTENAS FRACTAIS EMPREGANDO O TAPETE DE SIERPINSKI	28
4.1 Introdução	28
4.2 Tapete de Sierpinski aplicado à antena retangular	28
4.3 Influência da quantidade de iterações no projeto da antena	29
4.4 Adaptação na alimentação com microlinha de fita	32
4.5 Alimentação com o guia de ondas coplanar (CPW)	34
4.6 Segunda adaptação na excitação da antena	36
(a) Desenvolvimento e caracterização do novo modelo	36
(b) Resultados dos ensaios de laboratório	38
(c) Interpretação sobre as diferenças entre resultados teóricos e experimentais	40
(d) Análise dos diagramas de irradiação	41
4.7 Desenvolvimento do protótipo com novo substrato	44

(a) Seleção de substrato com menor tangente de perda	44
(b) Resultados com o substrato de PTFE	44
4.8 Comentários sobre o capítulo	50
CAPÍTULO 5 - COMENTÁRIOS E CONCLUSÕES	51
5.1 Comentários gerais	51
5.2 Conclusões	52
5.3 Sugestões para trabalhos futuros	53
Anexo A Código para cálculo das dimensões e impedância do irradiador	54
Anexo B Código para cálculo das dimensões do guia de ondas coplanar - CPW	56
Anexo C TRABALHOS PUBLICADOS E SUBMETIDOS REFERENTES À DISSERTAÇÃO	57
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	58

Lista de Figuras

Figura 2.1	Algumas apresentações de estruturas com a geometria fractal. (a) Tapete de Sierpinski. (b) Mandelbrot. (c) Conjunto de Cantor em uma distribuição estatística.	5
Figura 2.2	Alguns fractais desenvolvidos segundo os critérios descritos. (a) Conjunto de Cantor com 0, 1, 2 e 3 iterações e auto-similaridade exata. (b) Conjunto fractal de Lyapunov. (c) Conjunto de Koch com 0, 1 e 2 iterações e auto-similaridade estatística.	6
Figura 2.3	Algumas transformações lineares: (a) Homotetia de contração $1/r$. (b) Rotação de $\theta = 180^\circ$. (c) Translação de h, v em x, y . (d) Triângulo resultante das três transformações sobreposto ao inicial.	8
Figura 2.4	Triângulo de Sierpinski com 0, 1, 2 e 3 iterações e auto-similaridade exata, com destaque para a formação dos triângulos da iteração de nível 1.	9
Figura 2.5	Tapete de Sierpinski com 0, 1, 2 e 3 iterações e auto-similaridade exata, com destaque para a formação dos triângulos da iteração de nível 1.	10
Figura 2.6	Conjunto de Cantor com 0, 1, 2 e 3 iterações com auto-similaridade: (a) Exata. (b) Estatística.	11
Figura 2.7	Curva de Koch com 0, 1 e 2 iterações com auto-similaridade: (a) Exata. (b) Estatística.	12
Figura 2.8	Alguns aspectos de fractais quase auto-similares. (a) Conjunto de Mandelbrot. (b) Conjunto de Julia.	13
Figura 3.1	Dimensões envolvidas no projeto de uma antena impressa de formato retangular.	17
Figura 3.2	Gráfico da potência refletida no ponto de alimentação em função do comprimento L do irradiador para uma antena retangular em substrato com $\epsilon_r = 4,4$, $f_0 = 700\text{MHz}$ e $W = 135\text{mm}$.	20
Figura 3.3	Representação da perda por retorno de uma antena com largura de faixa inferior a 7%, com a escala de frequências normalizada em relação à frequência central.	22
Figura 3.4	Diagrama de irradiação da antena retangular com alimentação por linha de microfita na frequência de 700MHz.	23
Figura 3.5	Esquema básico da excitação de uma antena impressa com o guia de ondas coplanar.	24
Figura 3.6	Estrutura do guia de ondas coplanar (CPW) com destaque para as dimensões utilizadas no cálculo de sua impedância característica.	25
Figura 3.7	Protótipos que apresentaram faixa ultra-larga: (a) Antena impressa utilizando o pente	26

	de Cantor. (b) Antena gravata borboleta impressa com fractal de Sierpinski.	
Figura 4.1	(a) Antena retangular projetada para ressonância em 700MHz, com destaque para suas dimensões em milímetros . (b) Mesma antena incrementada com fractais de Sierpinski em 3º nível.	31
Figura 4.2	Resultados obtidos nas simulações de perda por retorno de uma antena retangular com 0, 1, 2 e 3 iterações do fractal de Sierpinski.	32
Figura 4.3	Antena projetada com suavização no ponto de transição entre a microlinha e o irradiador.	33
Figura 4.4	Resultado obtido na simulação da perda por retorno da antena retangular projetada com 3 iterações do fractal de Sierpinski e alimentação com microlinha de fita adaptada.	34
Figura 4.5	Relação entre a impedância característica do CPW e a separação entre o condutor central e o plano terra.	35
Figura 4.6	Detalhes da antena projetada com suavização no ponto de transição entre o CPW e o irradiador.	36
Figura 4.7	Coefficiente de reflexão obtido via simulações dos modelos com CPW e sem CPW.	37
Figura 4.8	Detalhes da antena projetada com duas suavizações no ponto de transição entre o CPW e o irradiador.	38
Figura 4.9	Coefficiente de reflexão simulado das antenas com uma e duas suavizações.	38
Figura 4.10	Protótipo do modelo final confeccionado em FR4.	39
Figura 4.11	Coefficiente de reflexão simulado e medido do modelo em FR4 com duas suavizações.	40
Figura 4.12	Máximos valores para os ganhos total e realizável obtidos via simulação.	41
Figura 4.13	Sistema de coordenadas adotado para realização das simulações dos diagramas de irradiação deste trabalho.	42
Figura 4.14	Diagramas simulados em 2,2GHz nos planos $\theta = 90^\circ$ (xy) e $\phi = 0^\circ$ (xz).	42
Figura 4.15	Diagramas simulados em 8GHz nos planos $\theta = 90^\circ$ (xy) e $\phi = 0^\circ$ (xz).	43
Figura 4.16	Diagramas simulados em 10,4GHz nos planos $\theta = 90^\circ$ (xy) e $\phi = 0^\circ$ (xz).	43
Figura 4.17	Diagramas simulados em 14,6GHz nos planos $\theta = 90^\circ$ (xy) e $\phi = 0^\circ$ (xz).	43
Figura 4.18	Diagramas simulados em 18GHz nos planos $\theta = 90^\circ$ (xy) e $\phi = 0^\circ$ (xz).	44
Figura 4.19	Protótipo do modelo final da antena confeccionada em laminado de PTFE.	45
Figura 4.20	Comportamento do coeficiente de reflexão do protótipo da Fig.4.19 de 300MHz até 20GHz. Estão indicadas as curvas obtidas por simulações no HFSS® e a obtida em ensaios de laboratório.	45
Figura 4.21	Máximos valores para os ganhos total e realizável obtidos por simulações no HFSS®.	46
Figura 4.22	Máximos valores de ganho realizável do modelo nas versões em FR4 e PTFE.	47

Figura 4.23	Diagramas simulados em 1GHz nos planos $\theta = 90^\circ$ (xy) e $\phi = 0^\circ$ (xz).	47
Figura 4.24	Diagramas simulados em 3GHz nos planos $\theta = 90^\circ$ (xy) e $\phi = 0^\circ$ (xz).	47
Figura 4.25	Diagramas simulados em 4,8GHz nos planos $\theta = 90^\circ$ (xy) e $\phi = 0^\circ$ (xz).	48
Figura 4.26	Diagramas simulados em 6,8GHz nos planos $\theta = 90^\circ$ (xy) e $\phi = 0^\circ$ (xz).	48
Figura 4.27	Diagramas simulados em 8,8GHz nos planos $\theta = 90^\circ$ (xy) e $\phi = 0^\circ$ (xz).	48
Figura 4.28	Diagramas simulados em 10,6GHz nos planos $\theta = 90^\circ$ (xy) e $\phi = 0^\circ$ (xz).	49
Figura 4.29	Diagramas simulados em 12,4GHz nos planos $\theta = 90^\circ$ (xy) e $\phi = 0^\circ$ (xz).	49
Figura 4.30	Diagramas simulados em 15,8GHz nos planos $\theta = 90^\circ$ (xy) e $\phi = 0^\circ$ (xz).	49
Figura 4.31	Diagramas simulados em 19GHz nos planos $\theta = 90^\circ$ (xy) e $\phi = 0^\circ$ (xz).	50

Lista de Tabelas

Tabela 4.1	Dimensões dos detalhes fractais em milímetros.	31
Tabela 4.2	Principais ressonâncias entre 300MHz e 10GHz.	33
Tabela 4.3	Principais ressonâncias entre 300MHz e 10GHz.	36
Tabela 4.4	Principais ressonâncias entre 300MHz e 20GHz .	38
Tabela 4.5	Características das principais ressonâncias entre 300MHz e 20GHz.	40
Tabela 4.6	Características das principais ressonâncias entre 300MHz e 10GHz.	46

Lista de Abreviaturas e Siglas

UWB	<i>Ultra-Wide Band</i> – Banda ultra-larga.
IFS	Sistema de Funções Iteradas (ou iterativas).
DLA	Agregação por difusão limitada.
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações.
VSWR	<i>Voltage Standing-Wave Ratio</i> – Coeficiente de onda estacionária.
CPW	<i>Coplanar Wave Guide</i> – Guia de ondas coplanar.
TEM	Modo Transversal Eletromagnético.
TM	Modo Transversal Magnético.
FR4	<i>Flame Resistant</i> . (Material resistente ao fogo)
PTFE	Politetrafluoretileno.

Lista de Símbolos

\mathfrak{R}^2	Espaço Euclidiano de duas dimensões.
ε	Permissividade elétrica.
σ	Condutividade.
Γ	Coefficiente de reflexão.
Γ_{ant}	Coefficiente de reflexão nos terminais da antena.
σ_c	Condutividade do condutor.
ε_{eff}	Permissividade efetiva do material.
Γ_{in}	Coefficiente de reflexão na entrada da linha.
ΔL	Correção do comprimento L .
ε_r	Permissividade relativa do material.
μ	Permeabilidade magnética.
a, b, c	Dimensões do guia de onda coplanar.
A_n	Área disponível para as próximas iterações.
B	Susceptância equivalente de uma fenda.
B_0	Forma inicial.
c	Velocidade da onda no vácuo.
D	Dimensão de Hausdorff.
E	Campo elétrico.
f	Frequência em giga hertz.
f_0	Frequência inicial de ressonância.
G	Condutância equivalente de uma fenda.
H	Campo magnético.
h, v	Deslocamentos envolvidos no sistema de funções iterativas.

h	Espessura do substrato.
K e K'	Integrais elípticas completas de primeira ordem.
k_3, k_4	Parâmetros auxiliares no cálculo das integrais elípticas.
L	Comprimento (altura) do irradiador.
ℓ	Comprimento total da linha de transmissão.
l_i	Largura da linha de alimentação.
L_n	Comprimento (altura) dos retângulos gerados a cada nova iteração.
M	Fator de proporcionalidade de cada lado da geometria.
N	Número de partes iguais que constituem uma dada geometria.
n_d	Número de partes não manipuladas na iteração corrente.
N_n	Número de elementos removidos a cada iteração.
n_p	Número de partes em que a figura original foi dividida.
n	Número de iterações fractais.
q	Fator de preenchimento utilizado nos cálculos do guia de ondas coplanar.
Q	Fator de proporcionalidade dos elementos não removíveis a cada iteração.
r	Número de divisões da medida original.
R_s	Resistência superficial dos condutores.
t	Espessura da película metálica.
$tg\delta_d$	Fator de perdas.
u	Parâmetro auxiliar no cálculo da largura da linha de microfita.
W	Largura do irradiador.
W_n	Transformações afins envolvidas no sistema de funções iterativas.
W_n	Largura dos retângulos gerados a cada nova iteração.
Y_0	Admitância característica do irradiador.
Y_l	Admitância equivalente de uma fenda.
Y_a	Admitância de entrada da antena.
Y_t	Admitância total da antena.
z	Distância a contar de uma borda até o ponto de alimentação.

Z_0	Impedância característica do irradiador.
Z_{cmf}	Impedância característica da microlinha de fota.
Z_{cpw}	Impedância característica do guia de ondas coplanar.
Z_t	Impedância total da antena.
β	Fator de fase da onda guiada.
λ	Comprimento da onda eletromagnética.
α	Fator de atenuação.
ϕ	Ângulo de azimute em um sistema de coordenadas esféricas.
θ	Ângulo de rotação envolvido no sistema de funções iteradas.
θ	Ângulo de elevação em um sistema de coordenadas esféricas.
ω	Frequência angular.

Resumo

CARLETI, M. Antena impressa de faixa ultra-larga empregando a geometria fractal do tapete de Sierpinski. Santa Rita do Sapucaí, 2015. Instituto Nacional de Telecomunicações.

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de antenas impressas de formato retangular utilizando a geometria fractal do tapete de Sierpinski. Demonstra-se que a inserção desta geometria provoca alterações nas frequências de ressonância, na largura de faixa, no coeficiente de reflexão, no ganho e em outros parâmetros de desempenho da antena. Alguns modelos foram projetados e analisados utilizando o substrato FR4, realizaram-se modificações no sistema de alimentação e foram feitas adaptações na geometria para ampliação da faixa utilizável. No modelo final empregou-se o substrato de politetrafluoretileno (PTFE) e o método de alimentação com o guia de ondas coplanar (CPW) incluindo algumas adaptações, visando melhor resposta em frequência. O protótipo foi ensaiado para verificar seu comportamento partir da análise do coeficiente de reflexão, do ganho e do diagrama de irradiação. Constatou-se a operação possível para a antena em uma faixa ultra-larga com múltiplos pontos de ressonância.

Palavras-chave: Antenas impressas, fractais, tapete de Sierpinski, faixa ultra-larga, guia de ondas coplanar.

Abstract

CARLETI, M. Antena impressa de faixa ultra-larga empregando a geometria fractal do tapete de Sierpinski. Santa Rita do Sapucaí, 2015. Instituto Nacional de Telecomunicações.

This paper presents the development of rectangular shaped printed antennas using the fractal geometry of the Sierpinski carpet. We show that the introduction of this geometry affects the resonance frequencies, bandwidth, reflection coefficient and gain, among other performance parameters of the antenna. Some models using FR4 substrate were designed and analyzed. Changes in the feeding system and in the geometry were carried out in order to expand the antenna's usable frequency range. The final model was designed employing polytetrafluoroethylene substrate (PTFE) and coplanar waveguide (CPW) feeding system with some adaptations, aiming better frequency response. The prototype was tested to verify its behavior based on the analysis of the reflection coefficient, gain and radiation pattern. An ultra-wide band with multiple resonance points operation was found possible for the antenna.

Keywords: printed antenna, fractals, Sierpinski carpet, ultra-wide band, coplanar wave guide.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Cenário atual

Devido ao constante aumento do número de usuários e superutilização do espectro eletromagnético, o cenário atual das radiocomunicações tem apresentado crescente necessidade de sistemas que utilizem menor faixa para alocação individual e ofereçam maiores taxas de transmissão de dados. Os desenvolvimentos de tecnologias como as que utilizam larguras de faixa ultra-largas (UWB, *ultra-wide Band*) e o rádio cognitivo (RC), exigem soluções para melhor utilização do espectro. Estas tecnologias requerem operações em grandes larguras de faixa ou, no caso do RC, a possibilidade de o sistema adaptar-se a diferentes frequências em certa região do espectro eletromagnético.

Por exemplo, em 2002 a *Federal Communication Commission* (FCC) estabeleceu as faixas dedicadas a operações em UWB que compreendem frequências entre 1,99GHz e 10,6GHz, com a maioria dos serviços estabelecida entre 3,1GHz e 10,6GHz [1]. Para trabalhos que atendam essa gama de frequências, são necessárias antenas que operem em grandes larguras de faixa. Isto é, que garantam valores mínimos aceitáveis de ganho e pequeno coeficiente de reflexão em toda a extensão da faixa especificada.

Para operações em grandes larguras de faixa, foram propostos muitos modelos diferentes de irradiadores, como a antena com abertura gradual conhecida como antena Vivaldi, as antenas espirais de logarítmica e de Arquimedes, etc. [2]. Muitos desenvolvimentos envolvendo tratamentos teóricos e experimentais têm demonstrado que a inserção de alguns elementos fractais em irradiadores clássicos pode viabilizar operações em grandes larguras de faixa, além de possibilitarem a rejeição ou favorecimento de determinadas condições para atuarem na recepção ou na transmissão [3][4][5][6].

1.2 Motivação para o trabalho

Antenas são descritas como estruturas compostas total ou parcialmente por material condutor, capazes de irradiar ondas eletromagnéticas ou captá-las do meio. São utilizadas como interface capaz de realizar a transição entre a energia eletromagnética guiada por uma estrutura e o ambiente externo e vice-versa. As duas funções podem ser exercidas pelo mesmo componente, conforme esteja na atuação de antena transmissora ou de antena receptora.

A Agência Nacional de Telecomunicações (Anatel), órgão responsável pela regulamentação do emprego das frequências no Brasil, determina como utilizáveis para radiofrequência a parte do espectro eletromagnético entre 9kHz (faixa de VLF ou frequências muito baixas) e 275GHz (faixa de EHF ou ondas milimétricas) [7], separadas em diversas partes de acordo com suas aplicações. Assim, é possível considerar antenas com irradiadores de tamanhos que variam de poucos milímetros a modelos com centenas de metros de extensão.

Determinadas aplicações, como nos sistemas que operam em UWB, necessitam de antenas que operem em grandes larguras de faixas. Projetos envolvendo geometrias fractais em antenas impressas combinadas às adaptações adequadas de impedância no sistema de alimentação são capazes de viabilizar a operação em grandes larguras de faixas com estruturas de tamanhos compactos de baixo custo e rápida fabricação. Neste desenvolvimento, serão investigadas a utilização do tapete de Sierpinski aplicado ao irradiador retangular impresso e a aplicação de adaptações na geometria clássica com o intuito de se obter uma estrutura que atenda as especificações de operação em grandes larguras de faixa.

1.3 Estrutura da dissertação

O Capítulo 2 apresenta um estudo sobre as geometrias fractais, sua origem, métodos de geração e algumas formações que podem ser utilizadas no projeto de antenas. Comentam-se os fractais de Sierpinski, o pente de Cantor, a curva de Koch e alguns fractais quase auto-similares. Ao final, é feito um breve levantamento das aplicações e influências da eletrodinâmica fractal aplicada aos trabalhos com antenas.

No Capítulo 3, é apresentado o projeto de uma antena impressa retangular e seu comportamento esperado. São abordados os métodos de alimentação da microlinha de fita e do guia de ondas coplanar – CPW, linhas de transmissão usuais na excitação de antenas impressas ou que

fazem parte de algum elemento de transição entre a antena e a sua excitação. São comentadas as características relevantes no desempenho da antena e as influências dos elementos que compõem a antena no processo de irradiação e na adaptação ao sistema de alimentação.

O Capítulo 4 traz os principais modelos projetados durante o desenvolvimento do protótipo final, seus respectivos resultados obtidos em simulações computacionais e oriundos de ensaios, quando houve necessidade deste tipo de comprovação. Neste Capítulo, também são detalhados os critérios utilizados para justificar as modificações realizadas em cada modelo e suas conseqüências nos respectivos desempenhos finais. O último Capítulo é dedicado aos comentários, conclusões e sugestões para trabalhos futuros. Ao final deste documento são apresentados três anexos com os códigos utilizados para o cálculo de algumas dimensões dos modelos com o programa MATLAB® [8].

Capítulo 2

Fundamentos sobre geometrias fractais

2.1 Introdução

A apresentação da função de Weierstrass pelo matemático alemão Karl Weierstrass (1815-1897), em 1872, é um dos primeiros registros de uma função cujo gráfico exhibe detalhes repetitivos auto-similares [9]. Somente em 1975, o termo *fractal* foi associado às formações que possuem detalhes autossemelhantes e recorrentes pelo matemático francês Benoit Mandelbrot (1924-2010). O termo *fractal* vem do latim *fractus* que significa quebrado ou pedaço, fazendo uma alusão a cada parcela que for reduzida e incrementada em cada iteração. Nessas estruturas, cada fragmento do conjunto pode ser comparado ao todo com as suas dimensões reduzidas [10]. Apresenta complexidade infinita, de modo que a cada ampliação são criados novos detalhes, impossibilitando uma solução finita para a estrutura.

Estruturas fractais são encontradas na natureza e possuem dimensões que não podem ser expressas pela geometria euclidiana. Para reforçar esta idéia, na descrição de Mandelbrot,

“Nuvens não são esferas, montanhas não são cones, continentes não são círculos, o som do latido não é contínuo e nem o raio viaja em linha reta”[11].

Para representá-las, muitas vezes, é necessária a utilização de dimensões não-inteiras. Nessas criações, as grandezas de cada parte são relacionadas com o objeto principal por seu nível de iteração N , pelo número de divisões r da medida original e pela dimensão euclidiana equivalente D , denominada *dimensão de Hausdorff* [12].

A dimensão de Hausdorff, apresentada pelo alemão Felix Hausdorff (1868-1942), é utilizada para descrever a relação entre as partes incrementadas e a estrutura que as comporta. Em uma figura dividida em n_p partes com razão de $1/r$ em cada dimensão, n_d é o número de partes

não manipuladas na iteração corrente. Cada estrutura fractal possui um valor diferente para essa relação, encontrado por:

$$D = \frac{\log n_d}{\log r} \quad (2.1)$$

No primeiro nível de iteração, uma das partes de n_p é modificada de forma proporcional à estrutura original. A partir do segundo nível, o número de partes manipuladas é igual ao n_d da iteração anterior para trechos com $1/r$ do nível corrente. Apesar de comum, a cópia fiel do elemento principal em dimensões menores não é característica de todos os modelos. Contornos fractais como da curva de Koch e o tapete de Sierpinski apresentam grande nível de auto-similaridade, o que facilita a identificação de suas iterações (Fig. 2.1 a). Conjuntos como o de Mandelbrot (Fig. 2.1 b) não possuem auto-similaridade exata, apresentam repetitividade distorcida de suas partes e maior complexidade de construção. Costumam ser identificados como *fractais de fuga no tempo* [13]. Existem, ainda, fractais cujas iterações são incrementadas de forma aleatória, gerando semelhança estatística entre as partes e o todo, como, por exemplo, a formação de galhos em uma árvore e o conjunto de Cantor estatístico (Fig. 2.1 c).

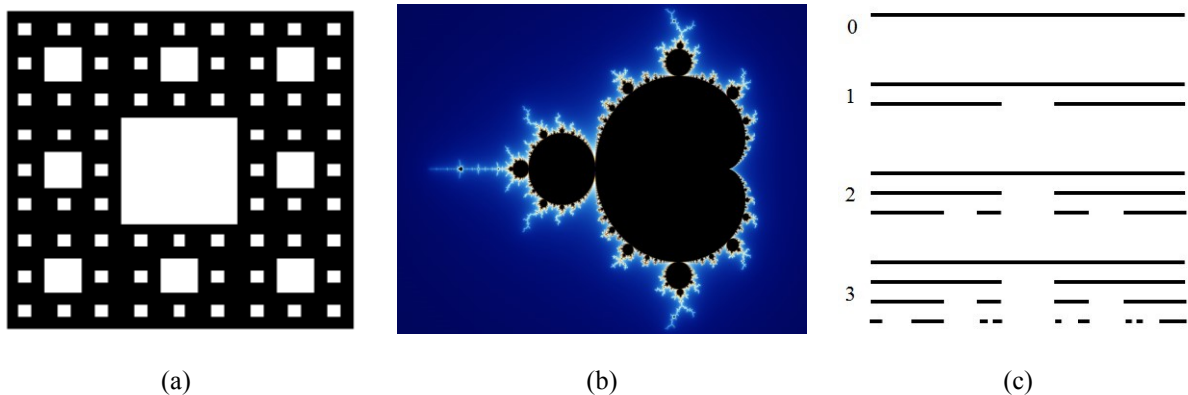


Fig. 2.1. Algumas apresentações de estruturas com a geometria fractal. (a) Tapete de Sierpinski. (b) Conjunto de Mandelbrot¹. (c) Formação do pente de Cantor em uma distribuição estatística.

2.2 Métodos de geração dos fractais

Formações fractais podem ser classificadas quanto ao seu método de geração e resultam em diferentes níveis de auto-similaridade [13]. Funções geradas através de sistemas iterativos pos-

¹ Disponível em: http://en.wikipedia.org/wiki/Mandelbrot_set, acessado em abril de 2015. Licensed under CC BY-SA 3.0 via Wikimedia Commons.

suem especificações invariantes a cada incremento. Resultam em auto-similaridade exata entre as partes e o todo, como nos fractais de Cantor, de Sierpinski, Peano e Koch [10]. Estruturas dessa classe são, frequentemente, utilizadas na construção de antenas de microfita e suas iterações são facilmente identificáveis[14][15].

Existem, ainda, fractais gerados a partir de sistemas iterativos complexos, como o conjunto de Julia, de Mandelbrot e de Lyapunov. Estes tipos são quase auto-similares e não possuem repetitividade perfeita de suas formas em escalas menores. Suas formações são oriundas de relações de recorrência do elemento principal em tamanho reduzido e distorcido, produzindo imagens complexas de difícil descrição e formulação matemática [13]. Alguns modelos como a curva de Koch e o pente de Cantor, podem ser incrementados de forma aleatória em cada fase da construção e permitem relacionar o tamanho das variações em cada etapa com a variação do conjunto. Em consequência, conduzem a uma distribuição estatística e, por esta razão, são classificados como conjuntos estatisticamente auto-similares, uma categoria capaz de representar diferentes figuras encontradas na natureza [16]. (Fig. 2.2).

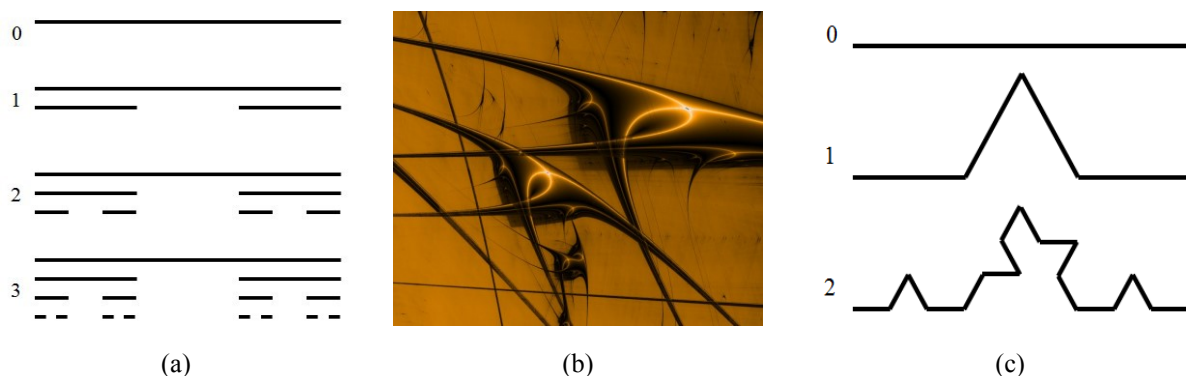


Fig. 2.2. Alguns fractais desenvolvidos segundo os critérios descritos. (a) Conjunto de Cantor com 0, 1, 2 e 3 iterações e auto-similaridade exata. (b) Conjunto fractal de Lyapunov². (c) Conjunto de Koch com 0, 1 e 2 iterações e auto-similaridade estatística.

Existem vários métodos para criação de fractais, como a utilização da teoria dos números na construção usando o triângulo de Pascal [13], o uso de funções trigonométricas, algoritmos computacionais para descrição de processos de agregação e autômatos celulares [17] e álgebra linear para o *sistema de funções iteradas* (IFS). Os métodos de agregação e IFS possuem grande abrangência, permitindo aplicação em vários tipos de fractais.

² Retirado do banco de imagens de “Stimware Software”. Disponível em: <http://www.stimware.com/gallery>, acessado em abril de 2015.

Os procedimentos de agregação descrevem as formações de certos agrupamentos da natureza, como aglomerados de galáxias, a eletrodeposição, a formação de cristais, efeitos da absorção e dispersão de luz por partículas suspensas na atmosfera, entre outros [17]. O *método de agregação por difusão limitada* (DLA) foi proposto pelos físicos americanos Witten e Sander em 1981 [18]. Consiste na distribuição de partículas com percursos aleatórios ao redor de uma partícula inicial central, de modo que seja estabelecido o acúmulo de outras ao contato com o aglomerado primário. O *método de junção de agregados* foi apresentado em 1983 pelos franceses Meakin, Kobolt, Botet e Julien [19]. Compreende a distribuição de partículas com deslocamentos aleatórios em uma rede de pontos, resultando em agregados menores e, ao final, formam um único agrupamento.

O IFS é, comumente, utilizado no desenvolvimento de fractais de Sierpinski, em certos fractais de Cantor, na curva de Koch e em outros com auto-similaridade exata. Considerando que este desenvolvimento toma como referência o *tapete de Sierpinski*, a apresentação do IFS é feita de forma mais detalhada para esta análise.

2.3 Sistemas de funções iterativas

A construção de fractais a partir de um sistema iterativo de funções (IFS) é feita pela união de transformações contínuas W_h , conhecida como *condição de Hutchinson*. Estabelecendo que w_n represente as transformações aplicadas à forma inicial B_0 , esta condição é descrita por [20]:

$$W_h(B_0) = \bigcup_{n=1}^N w_n(B_0) \quad (2.2)$$

Cada conjunto de transformações w_n compreende *operações de homotetia*, isto é, uma modificação geométrica que altera o tamanho de uma figura, mantendo as características relativas à forma, aos ângulos entre as arestas, etc.. Como se inicia com a figura de maiores dimensões, a operação de homotetia refere-se a uma contração. Além desta primeira transformação, incluem-se a rotação e translação com base na geometria original B_0 . A transformação $w_{1/r} : \mathfrak{R}^2 \rightarrow \mathfrak{R}^2$ em que \mathfrak{R}^2 é o espaço euclidiano de duas dimensões. Ao ser adotada uma homotetia de razão menor do que a unidade diminui-se a área da forma gerada (Fig. 2.3 a).

A rotação $w_\theta : \mathfrak{R}^2 \rightarrow \mathfrak{R}^2$ (Fig. 2.3 b) é incrementada a partir de um ângulo θ no sistema de referências original. Partindo do procedimento clássico para este tipo de transformação, o novo sistema fica determinado por:

$$w_2 \begin{pmatrix} x' \\ y' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \text{sen} \theta \\ -\text{sen} \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

Por último, a transformação de translação $w_{(h,v)} : \mathfrak{R}^2 \rightarrow \mathfrak{R}^2$ é responsável pelo deslocamento da forma nos eixos vertical (v) e/ou horizontal (h) (Fig. 2.3c). Assim, para um fator de escala r entre a estrutura inicial e a primeira iteração, têm-se

$$w_n \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r^{-1} \cos \theta & r^{-1} \text{sen} \theta \\ -r^{-1} \text{sen} \theta & r^{-1} \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} h \\ v \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

e esta transformação linear também fica representada pela Fig. 2.3 d.

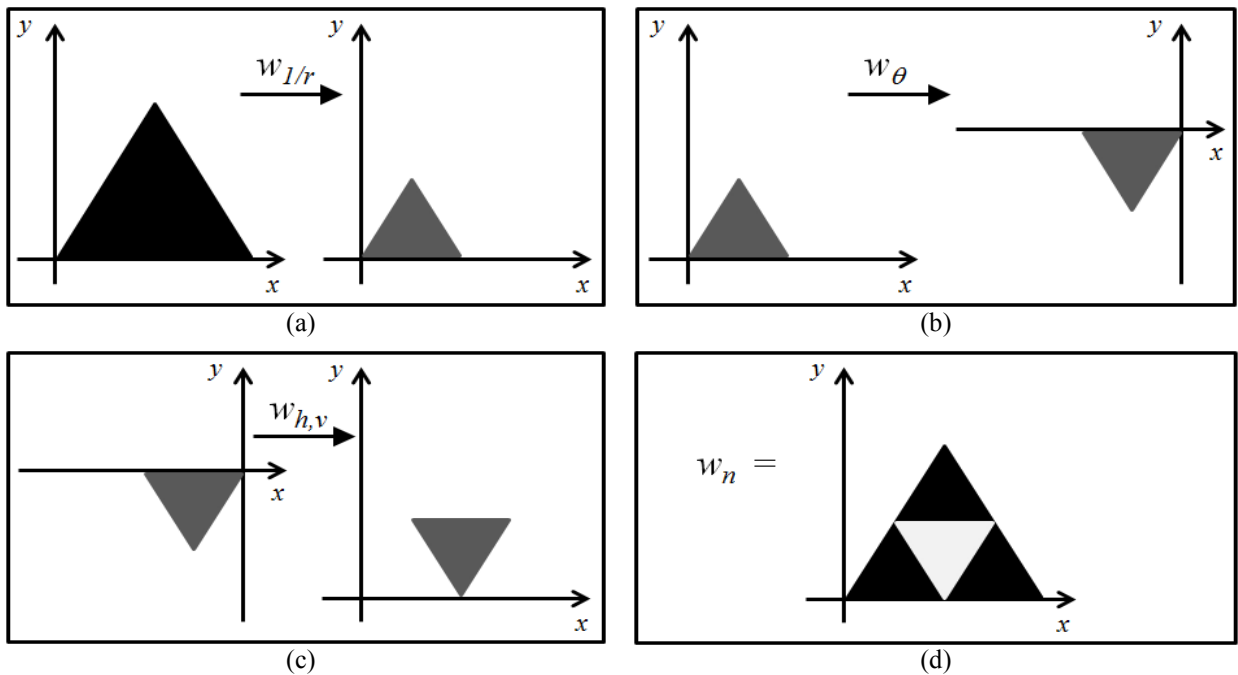


Fig. 2.3. Algumas transformações lineares: (a) Homotetia de contração $1/r$. (b) Rotação de $\theta = 180^\circ$. (c) Translação de h, v em x, y . (d) Triângulo resultante das três transformações sobreposto ao inicial.

2.4 Triângulo de Sierpinski

Este fractal foi criado pelo matemático polonês Waclaw Sierpinski (1882-1969) em 1916 e é constituído por triângulos auto-similares sucessivamente internos a um triângulo original de maior dimensão. Trata-se de um dos procedimentos mais utilizados para construção de antenas impressas [3]. Sua evolução é realizada através de um algoritmo simples com iterações repetitivas. Dado um triângulo equilátero cheio, marcam-se os pontos médios entre dois vértices, ligando-os por três segmentos de retas que levam a um novo triângulo com invertido em relação ao original. Retira-se a área composta por esse novo triângulo, restando três figuras idênticas cujos lados têm extensões iguais à metade de cada lado do triângulo gerador. Repetem-se estas operações infinitas vezes, de modo que a cada iteração os triângulos preenchidos devem ser adotados como base. A dimensão fractal do modelo, obtida por (2.1), é $D = 1,585$.

O mesmo resultado é obtido e exemplificado numericamente com o uso de IFS, aplicando, para a primeira iteração, as transformações:

$$w_1 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1/2 & 0 \\ 0 & 1/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

$$w_2 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1/2 & 0 \\ 0 & 1/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/2 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

$$w_3 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1/2 & 0 \\ 0 & 1/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/4 \\ \sqrt{3}/4 \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

Para as N iterações subseqüentes, efetuam-se 3^N transformações. No modelo de Sierpinski, não há rotação da figura ($\theta = 0$) e cada dimensão é reduzida pela metade ($r = 1/2$). A Fig.2.4 ilustra o resultado das transformações e a situação obtida após três iterações.



Fig. 2.4. Triângulo de Sierpinski com 0, 1, 2 e 3 iterações e auto-similaridade exata, com destaque para a formação dos triângulos da etapa com uma iteração.

2.5 Tapete de Sierpinski

Assim como o triângulo, o tapete retangular de Sierpinski consiste em uma figura cujo interior é munido de inúmeras formas auto-similares. A razão entre as criações de cada iteração e a forma anterior é de $1/3$ e a dimensão de Hausdorff obtida por (2.1) é 1,893. A partir de uma figura retangular com preenchimento, divide-se cada lado por três, traçando quatro segmentos de reta que se cruzam no interior da área e formam um retângulo menor concêntrico ao primeiro. O procedimento é repetido infinitas vezes em cada retângulo restante e chega-se à forma fractal do tapete de Sierpinski. O mesmo resultado pode ser atingido por transformações w_1, w_2, \dots, w_n , como representado na Fig. 2.5 e descrito pelas expressões:

$$w_1 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

$$w_2 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/3 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

$$w_3 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 2/3 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

$$w_4 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 2/3 \\ 1/3 \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

$$w_5 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 2/3 \\ 2/3 \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

$$w_6 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/3 \\ 2/3 \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

$$w_7 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 2/3 \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

$$w_8 \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 1/3 \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

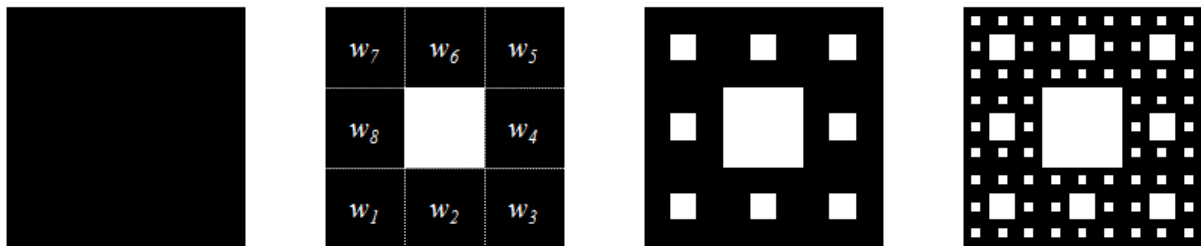


Fig. 2.5. Tapete de Sierpinski com 0, 1, 2 e 3 iterações e auto-similaridade exata, com destaque para a formação dos retângulos da etapa com uma iteração.

2.6 Conjunto de Cantor

Este tipo de geometria foi apresentado pelo matemático alemão, nascido na Rússia, Georg Cantor (1845-1918). É composto por segmentos de reta divididos e replicados a cada iteração. Com o aumento das iterações tem-se um aglomerado vertical de incontáveis segmentos, conhecido como *poeira de Cantor*. Ao aglomerado formado a partir de segmentos retangulares é dado o nome de *pente de Cantor* [21]. Estes conjuntos podem ser criados através do IFS simples, resultando em geometrias fractais com auto-similaridade exata e dimensão fractal obtida por (2.1) de 0.631 (Fig. 2.6 a).

Conjuntos de Cantor com auto-similaridade estatística podem ser formados a partir de sistemas de funções iteradas complexas. Nestas situações, a separação entre as partes é dada de forma aleatória como apresentado na Fig.2.6 b. A proporção entre cada segmento e a reta total é, estatisticamente, a mesma entre o conjunto final e a linha [16].

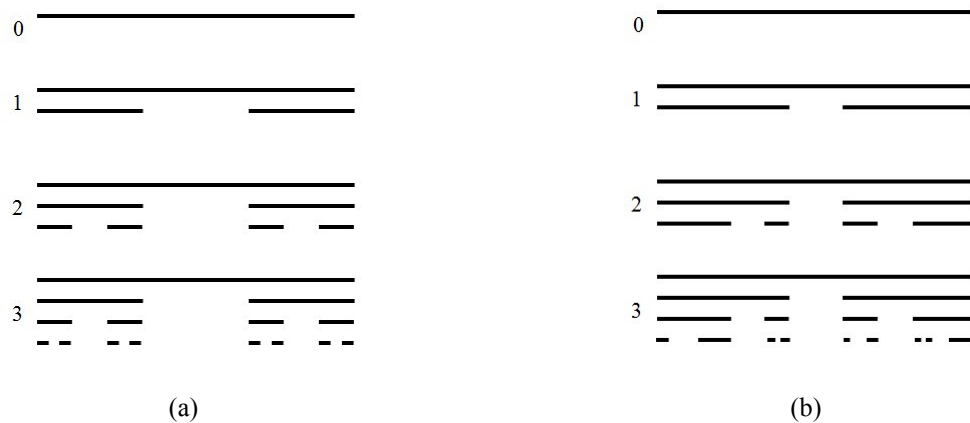


Fig. 2.6. Conjunto de Cantor com 0, 1, 2 e 3 iterações com auto-similaridade: (a) Exata. (b) Estatística.

2.7 Curva de Koch

Este fractal foi apresentado pelo matemático sueco Niels von Koch (1870-1924) e consiste inicialmente em um segmento de reta, cujo formato é modificado a cada iteração, resultando em uma curva com detalhes semelhantes (Fig. 2.7). A partir da divisão do segmento inicial em três partes de mesmo tamanho, substitui-se a parcela central por dois segmentos de comprimentos idênticos ao anterior, formando um triângulo equilátero sem a respectiva base. Repete-se este processo a cada iteração em todos os segmentos. O mesmo resultado é obtido por meio de um IFS simples com $\theta = 60^\circ$ para as transformações referentes ao triângulo central e

$\theta = 0^\circ$ para as demais. A dimensão de Hausdorff obtida por (2.1) é de 1,262, dado que o número de partes n_d após a primeira iteração é 4 (Fig. 2.7a).

Assim como o conjunto de Cantor, a curva de Koch também pode ser criada através de uma regra com característica aleatória, perdendo sua auto-similaridade exata. É possível aplicar uma distribuição de probabilidade aleatória, para a orientação do triângulo central. A Fig. 2.7b ilustra o resultado deste processo no levantamento em conta uma probabilidade de $\pm 50\%$. Se o resultado for positivo, adota-se, por exemplo, o vértice do triângulo apontando para cima e se negativo apontando para baixo [16].

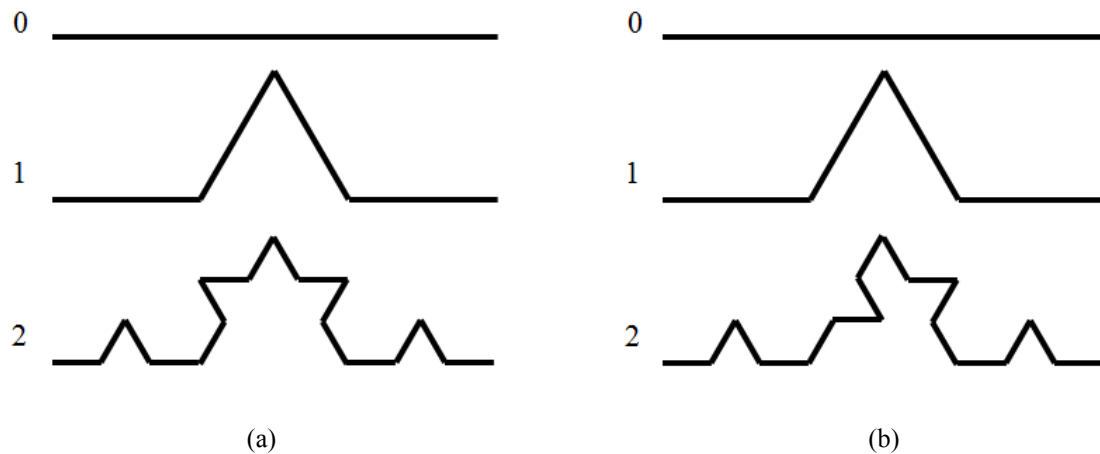


Fig. 2.7. Curva de Koch com 0, 1 e 2 iterações com auto-similaridade: (a) Exata. (b) Estatística.

2.8 Conjunto de Mandelbrot, Julia e Lyapunov

Os fractais de Mandelbrot, Julia e Lyapunov são gerados a partir de relações de recorrências de réplicas distorcidas de seu formato original. O procedimento resulta em formações visualmente complexas e difíceis de serem descritas. Assim, são definidas como quase-auto-similares [11] ou ainda, *fractais de fuga no tempo* [12][13]. Por apresentarem alta complexidade são, usualmente, geradas por algoritmos computacionais que reproduzem imagens com infinitos detalhes (Fig. 2.8). O emprego destes fractais em estruturas irradiantes não é comum, pelas dificuldades adicionais da reprodução de seus vários e minúsculos detalhes.

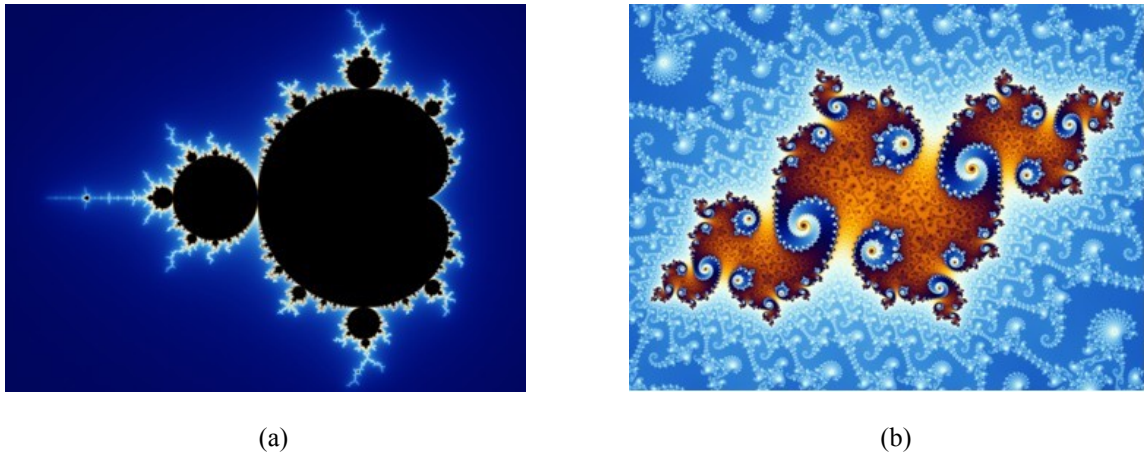


Fig. 2.8. Alguns aspectos de fractais quase auto-similares. (a) Conjunto de Mandelbrot³. (b) Conjunto de Julia³.

2.9 Eletrodinâmica de fractais

Em geral, os comportamentos do campo eletromagnético são completamente descritos pelas grandezas vetoriais que identificam o campo elétrico (\vec{E}) e o campo magnético (\vec{H}), associados à sua dependência no tempo e a diferentes propriedades do meio, como a permissividade elétrica (ϵ), a permeabilidade magnética (μ) e a condutividade (σ). Além desses parâmetros, é importante verificar a ação do meio quanto à sua linearidade, a homogeneidade e isotropia. O meio é identificado como linear se suas características forem independentes das amplitudes dos campos. Será homogêneo se essas mesmas propriedades independerem da posição do espaço em que forem consideradas e será isotrópico quando suas características não dependerem da direção das grandezas que determinam os comportamentos dos campos. Os campos elétrico e magnético harmônicos no tempo e em um meio isotrópico, homogêneo e linear são soluções das equações de Maxwell na forma complexa [22]:

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -i\omega\mu\vec{H} \quad (2.16)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = +i\omega\epsilon\vec{E} \quad (2.17)$$

A análise destes campos combinada a irradiadores criados com a aplicação da geometria fractal provê resultados e descrições que integram a área conhecida como *eletrodinâmica de*

³ Disponível no site: http://www.misterx.ca/Mandelbrot_Set/M_Set-IMAGES_&_WALLPAPER.html. Acessado em Jun. de 2015.

fractais. Esta área inclui diversos tratamentos envolvendo a solução de campos eletromagnéticos em meios de propagação com determinadas modificações e o desenvolvimento de antenas impressas a partir de modelos tradicionais modelados com o emprego de formas fractais, como as que utilizam o pente de Cantor [4], o monopolo [14] e o dipolo [15] com o triângulo de Sierpinski, estruturas em anéis [23], a curva de Koch e outras. É possível, ainda, a construção de arranjos de elementos irradiadores que partem dos formatos tradicionais e são organizados segundo formatos fractais [24]. Nestes, são especialmente adequados alguns tipos de geometrias como o pente de Cantor, o triângulo e o tapete de Sierpinski [23].

Antenas confeccionadas com certas geometrias fractais podem ressonar em frequências mais baixas com reduções de suas dimensões físicas, se comparadas com as geometrias clássicas. A cada incremento fractal, algumas geometrias, como a curva de Koch, e o tapete de Sierpinski, ampliam suas características sem o aumento de suas extensões físicas. A cada iteração, detalhes auto-similares são acrescentados no corpo do irradiador, resultando em controle sobre seu coeficiente de reflexão, sobre o ganho e no diagrama de irradiação [23].

2.9 Comentários sobre o capítulo

Apresentou-se uma breve descrição das origens, das características e dos métodos de geração de elementos fractais. Destacou-se o método de geração por sistema de funções iterativas, aplicado à geometria utilizada neste desenvolvimento. Foram apresentadas características relevantes das formações fractais de Cantor, Sierpinski, Koch, Mandelbrot e Lyapunov como suas respectivas leis de formação, com objetivo de destacar uma das que fossem mais adequadas ao projeto. Introduziu-se a ideia do que se tem caracterizado como eletrodinâmica de fractais, abordada em diversos momentos para a descrição dos modelos propostos e as comprovações dos efeitos da inserção de elementos fractais em estruturas irradiantes. Essa propriedade incentiva o uso de antenas com dimensionamentos que conduzem a diferentes condições de ressonância e/ou operações em grandes larguras de faixas.

Capítulo 3

Antenas impressas

3.1 Introdução

As antenas impressas são alternativas de baixo custo, rápida fabricação em grande escala, com pequenos volumes e que garantem flexibilidade de aplicação em frequências de microondas. São constituídas a partir de uma fina lâmina condutora depositada sobre uma placa de material dielétrico, cuja espessura e permissividade elétrica influenciam no seu desempenho. Podem ser alimentadas por diferentes processos, como o acoplamento por uma microlinha de fita, a excitação com um cabo coaxial, o acoplamento eletromagnético, etc. [25].

Esses tipos de irradiadores possuem, geralmente, pequena largura de faixa, entre 1% e 3% da frequência de projeto [26] e, dependendo de certas características de fabricação, apresentam baixa eficiência de irradiação e pequena capacidade para manipulação de potências mais elevadas. Além disto, conforme o sistema de excitação, podem originar emissões espúrias que contribuem para alterações no diagrama de irradiação e na correspondente eficiência global. Esses inconvenientes podem ser mitigados por escolhas adequadas do método de alimentação, das propriedades do laminado utilizado, da geometria da antena, entre outros fatores. Como mencionado, o emprego de geometrias fractais é capaz de aumentar a largura de faixa de operação e/ou deslocar as suas frequências de ressonância.

Este Capítulo apresenta uma descrição da antena impressa de formato retangular e as modificações aplicadas para a confecção de modelos compactos e habilitados para grandes larguras de faixa. As modificações no elemento irradiador serão com a finalidade de formar uma estrutura que utilize a geometria fractal do tapete de Sierpinski. As propriedades associadas à antena de faixa larga são de relevância para diversos equipamentos de radiocomunicações moder-

nos, como os que utilizam a tecnologia de faixa ultra-larga (UWB), os sistemas de rádio cognitivo e outras aplicações que exijam diferentes frequências centrais de operação.

3.2. Características importantes do laminado para a confecção da antena

A escolha do laminado ou substrato para o desenvolvimento do irradiador, no que concerne à sua espessura, constante dielétrica e fator de perda, é importante para a fixação dos valores envolvidos no projeto de antenas impressas. Leva-se em consideração, ainda, a espessura das películas condutoras (t), geralmente um valor muito pequeno comparado ao comprimento de onda especificado para a operação e à espessura do laminado. Usualmente, as películas metálicas têm espessuras entre $15\mu\text{m}$ e $100\mu\text{m}$ [27]. A pequena espessura das películas condutoras implica a necessidade de computarem-se suas perdas para avaliação da eficiência global da antena. Um dos parâmetros relevantes na determinação desta perda é a resistência superficial dos condutores. Seu valor é obtido a partir da impedância intrínseca do metal, que apresenta um argumento aproximadamente igual a 45° . Selecionando a parte real desta grandeza, vem:

$$R_s = 20 \pi \sqrt{\frac{f}{\sigma_c}} \quad (3.1)$$

Sendo f a frequência em giga-hertz e σ_c a condutividade do condutor em siemens por metro (S/m). Trata-se de um valor pequeno por unidade de comprimento, tendo em vista a elevada condutividade dos condutores empregados. Por exemplo, para lâminas de cobre, este valor é de aproximadamente $58 \times 10^6 \text{S/m}$ [22].

A avaliação do desempenho do elemento irradiador inclui a sua eficiência global e também está associada à qualidade do dielétrico do laminado. Em condições ideais, a sua condutividade deveria ser nula. Nos dielétricos reais, tem-se uma condutividade de pequeno valor, que depende do comportamento interatômico e molecular em relação à frequência, que se manifesta na chamada histerese dielétrica. Esses fenômenos tornam a permissividade complexa, segundo a representação:

$$\varepsilon = \varepsilon' - i \varepsilon'' = \varepsilon' - i \left(\frac{\sigma_d}{\omega} \right) \quad (3.2)$$

Onde σ_d é a condutividade do dielétrico e ω é a frequência angular do campo eletromagnético. O valor da condutividade inclui efeitos próprios do material em baixa frequência, acrescidos

das influências relativas à histerese dielétrica [28]. Frequentemente, as informações sobre esta característica vêm expressas pela relação entre a parte imaginária e a parte real da permissividade, um parâmetro definido como *fator de perda* ou *tangente de perda*, obtido com:

$$\operatorname{tg}\delta_d = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} = \frac{\sigma_d}{\omega\varepsilon'} \quad (3.3)$$

3.3. Parâmetros de projeto da antena impressa retangular

(a) Valores geométricos do elemento irradiador. As antenas impressas assumem diferentes geometrias, com as necessárias adaptações em suas dimensões. O formato retangular é muito comum e serve como base para a aplicação da geometria fractal do tapete de Sierpinski. No desenvolvimento segundo esta geometria, o processo inicia-se com uma *lâmina* ou *plaqueta* metálica retangular de espessura t , de comprimento L e largura W . Na face oposta a esta lâmina, tem-se outra cobertura de material condutor, identificado como *plano de terra*. (Fig. 3.1)

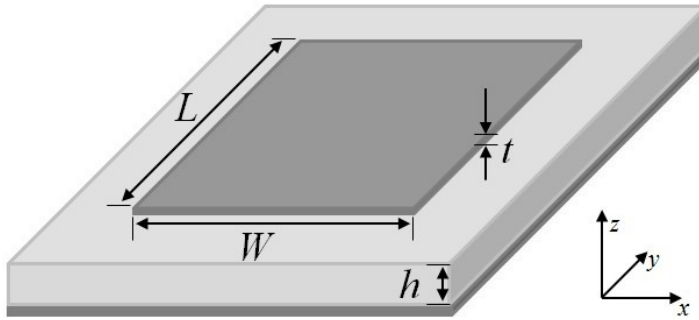


Fig. 3.1. Dimensões envolvidas no projeto de uma antena impressa de formato retangular.

O comprimento é calculado para o modo fundamental de ressonância (TM_{01}^z) e seu valor fica próximo de meio comprimento de onda na menor frequência de operação. Nesta forma de excitação, há máxima concentração de campo elétrico nas extremidades e mínima no centro da plaqueta. Nas extremidades ocorre uma alteração na distribuição de campo elétrico e magnético, fenômeno conhecido como *françamento*, por força da diferença de concentração de cargas nessas regiões [29]. Por causa deste françamento, é necessária uma correção no comprimento a fim de garantir melhor exatidão nas dimensões para se chegar ao desempenho proposto na frequência de ressonância especificada f_0 . O comprimento da plaqueta é encontrado por [25]:

$$L = \frac{c}{2f_0\sqrt{\varepsilon_{eff}}} - 2\Delta L \quad (3.4)$$

Em que ϵ_{eff} é a constante dielétrica efetiva. Este parâmetro resulta da combinação entre o material isolante do substrato e o ar e supõe que a propagação ocorra segundo uma distribuição de campo próxima de uma onda eletromagnética transversal ao longo da estrutura. Ou seja, não se levam em conta as pequenas componentes longitudinais de campo elétrico e campo magnético oriundas da descontinuidade do meio de propagação.

A constante dielétrica efetiva pode ser encontrada com fórmulas empíricas comprovadas em ensaios de laboratório. Uma dessas equações inclui a espessura do laminado h e as dimensões da plaqueta metálica em [30]:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-1/2} \quad (3.5)$$

Neste cálculo, desconsidera-se a influência da espessura da lâmina condutora, por ser muito menor do que a espessura da camada dielétrica h . A largura W , é escolhida segundo um valor conveniente, de acordo com a frequência de ressonância. Além disto, levando em conta que afetará a constante dielétrica efetiva, é necessário partir de um valor e fixá-la para os demais levantamentos da antena. Recomenda-se que fique aproximadamente igual a meio comprimento de onda calculado com uma constante dielétrica igual à média aritmética entre os valores do ar e do substrato [25]. Logo, seu valor pode ser:

$$W = \frac{3 \times 10^8}{2 f_0} \left(\frac{2}{\epsilon_r + 1} \right)^{1/2} \quad (3.6)$$

Para o cálculo do comprimento previsto em (3.4), há várias maneiras de efetuar a correção ΔL no comprimento a ser considerado na extensão da plaqueta. Uma sugestão seria usar [25]:

$$\Delta L = \frac{0,412 h (\epsilon_{eff} + 0,300) [(W/h) + 0,262]}{(\epsilon_{eff} - 0,258) [(W/h) + 0,813]} \quad (3.7)$$

Este cálculo é adequado para o projeto inicial, ainda que, na versão final, não se terá a plaqueta metálica contínua por causa da remoção de partes condutoras na formação do tapete de Sierpinski. Embora o valor obtido em (3.6) sirva de ponto de partida para fixação da largura da antena retangular, é comum adotar-se esta dimensão comparável ao comprimento da antena, em função de experiências que demonstram a conveniência desta opção [31].

(b) Impedância característica. Conforme a geometria do elemento metálico e o plano de terra do substrato, identifica-se na antena impressa retangular uma estrutura semelhante à de uma linha de transmissão do tipo de microfita (Fig. 3.1). Nestas condições, a largura W do irradiador tem influência sobre sua impedância característica e o comprimento L afeta as frequências de ressonância em vários modos. De novo, existem várias equações empíricas [32] que conduzem a valores deste parâmetro muito próximos dos encontrados em medições. Neste trabalho, utilizou-se [33]

$$Z_0 = \frac{120 \pi h}{W \sqrt{\epsilon_r} \left[1 + 1,735 \epsilon_r^{-0,0724} (W/h)^{-0,836} \right]} \quad (3.8)$$

O franjamento de campo elétrico nas extremidades da película condutora tem um efeito semelhante à excitação de duas fendas irradiantes. Um procedimento simples para análise da antena de microfita é o denominado *método da linha de transmissão*. Nas extremidades desta linha equivalente, as fendas originadas pelo fenômeno do franjamento possuem admitâncias compostas de parte real e imaginária e representam suas cargas. Admitindo ΔL muito menor que o comprimento de onda na frequência de ressonância, a condutância G e susceptância B de cada fenda são encontradas por [34]:

$$G = \frac{\pi W}{\eta \lambda_0} \left[1 - \frac{(\pi \Delta L)^2}{6 \lambda_0^2} \right] \quad (3.9) \quad B = \frac{\pi W}{\eta \lambda_0} \left[1 - \left(\frac{2}{\pi} \right) \ln \left(\frac{2 \pi \Delta L}{\lambda_0} \right) \right] \quad (3.10)$$

Para cálculo da admitância total no ponto de excitação, é preciso considerar as influências das fendas nas duas extremidades da antena. Este valor leva em conta a distância z determinada a partir da borda do irradiador até o ponto escolhido para a alimentação. A influência da segunda fenda depende da admitância resultante da primeira fenda (Y_1) e da admitância característica da linha equivalente à estrutura do irradiador (Y_0), parâmetros identificados como:

$$Y_1 = G_1 + i B_1 \quad (3.11) \quad Y_0 = \frac{1}{Z_0} \quad (3.12)$$

É possível escolher uma separação entre as duas fendas de maneira que as partes reais fiquem iguais e as imaginárias simétricas. Considerando a transferência dos efeitos de uma das fendas para a distância z , a admitância é obtida com o valor

$$Y_a = Y_0 \left(\frac{Y_1 + i Y_0 \operatorname{tg} \beta z}{Y_0 + i Y_1 \operatorname{tg} \beta z} \right) \quad (3.13)$$

onde β é o fator de fase da onda guiada na estrutura, na frequência de ressonância. Nesse ponto, esta admitância fica associada em paralelo com a correspondente à da outra fenda transferida para o mesmo ponto. Isto é, transformada como em (3.13) de uma distância $(L - z)$. Logo, a admitância total Y_t da antena é a soma dos dois valores e a impedância total Z_t é seu inverso:

$$Y_t = Y_1 + Y_a \quad (3.14) \quad Z_t = \frac{1}{Y_t} \quad (3.15)$$

Em antenas alimentadas por linhas de microfita, o ponto de excitação pode estar localizado na borda e z assume o valor do comprimento L e a admitância resultante é a combinação do valor transferido a partir da extremidade do irradiador com a admitância própria da fenda no seu início. Desta forma, o comprimento pode ser ajustado a fim de se obter a impedância Z_t que resulte em um casamento com menores perdas por reflexão, como apresentado no gráfico da Fig. 3.2. O levantamento foi feito com o programa MATLAB[®], acompanhando a descrição feita para a impedância total e cujo código está no Apêndice 1. Para que a frequência de ressonância do projeto não seja afetada, o ponto de alimentação pode avançar ou recuar sobre o irradiador. Neste trabalho, optou-se por recuar o ponto de alimentação e incluir uma transição suave entre a antena e o sistema de alimentação, com objetivo de facilitar uma adaptação de impedância em faixa larga.

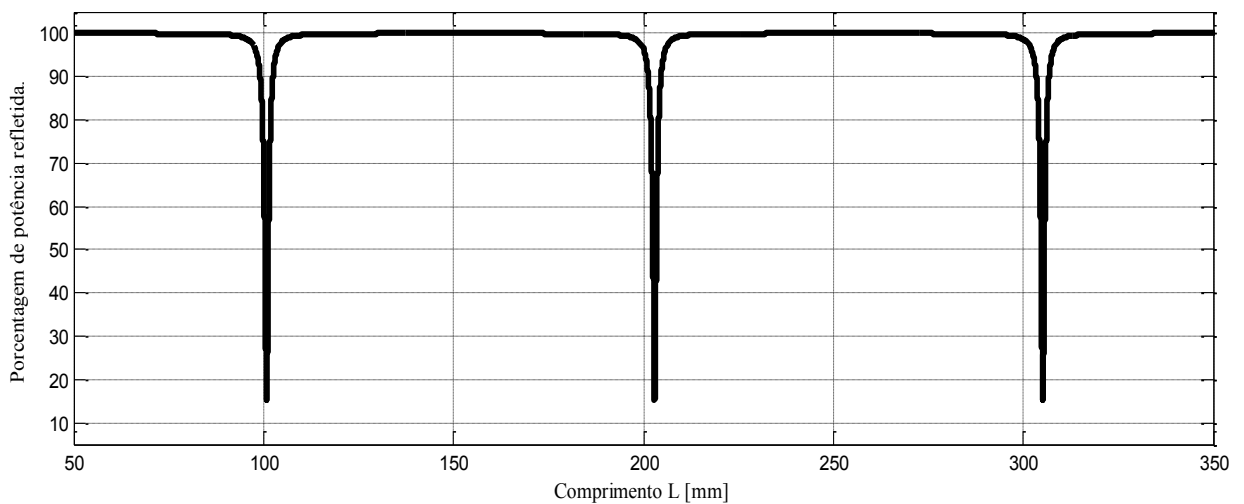


Fig. 3.2. Potência refletida no ponto de alimentação em função do comprimento L do irradiador para uma antena retangular em substrato com $\epsilon_r = 4,4$, $f_0 = 700\text{MHz}$ e $W = 135\text{mm}$.

3.4 Características relevantes na análise do desempenho

(a) Ganho. Um dos parâmetros de desempenho importantes é o *ganho* da antena em relação a uma referência especificada. Este valor compara a densidade máxima de irradiação da antena em teste e a da antena de referência. É usual que se considere esta referência como a antena isotrópica, dispositivo hipotético que irradiaria igualmente em todas as direções. Quando for adotada esta referência, o valor do ganho costuma ser expresso em dBi. Devem-se considerar, nesta avaliação, as perdas envolvidas no elemento em teste e, por hipótese, a referência é sem perdas. Desta forma, o ganho na direção de máxima irradiação é o produto entre a diretividade e sua eficiência de irradiação. O ganho típico de uma antena de microfita na direção de máxima irradiação é em torno 5dBi.

(b) Largura de faixa. A *largura de faixa* é estabelecida para indicar as frequências possíveis de operação em torno de um valor central ou a partir de uma frequência inicial que satisfaça as condições propostas para a antena. Quando for escolhido um valor central, é possível fixá-lo como a média entre os limites de operação ou que identifique uma condição de ressonância. Sua determinação depende do coeficiente de reflexão na linha de alimentação e costuma-se considerar aceitável quando este parâmetro for melhor do que -10dB .

Como uma das maneiras de expressar a largura de faixa é pela relação entre a diferença entre as frequências limites e a frequência central, trata-se de um parâmetro relacionado ao *fator de mérito* (Q) da antena. No cálculo deste parâmetro, consideram-se as perdas de potência pela condutividade não-nula do dielétrico do laminado, perdas nos condutores, a potência irradiada, etc.. Quando forem comparadas com a energia reativa dos dispositivos projetados segundo os critérios tradicionais, resultam em fatores de mérito muito grandes e, conseqüentemente, pequenas larguras de faixa (da ordem de 2%). Esta característica pode ser modificada de acordo com as propriedades dos substratos e com certas adaptações no formato do irradiador.

(c) Perda por retorno. O coeficiente de reflexão de tensão (Γ) compara a tensão refletida com a tensão da onda incidente em qualquer ponto ao longo da linha de alimentação. Como é desejável avaliar os efeitos da impedância da antena, é habitual que seja conhecido o valor na entrada da antena, que representa a carga da linha de alimentação. Este coeficiente depende dessa impedância de entrada comparada com a impedância características do sistema de alimenta-

ção e trata-se de um valor complexo. O seu módulo elevado ao quadrado relaciona a potência refletida com a potência incidente na antena. A relação entre estes dois valores de potência define a *perda de retorno* introduzida pela carga da linha de transmissão. Quando expresso em decibels, corresponde ao negativo do valor do coeficiente de reflexão [35]. Ao se fixar a largura de faixa de uma antena como correspondente às frequências em que a perda por retorno melhores do que 10dB, assegura-se uma transferência de potência mínima ao irradiador de 90%. Uma forma de representar o comportamento deste parâmetro com a frequência para uma antena de faixa estreita está ilustrado na Fig. 3.3. Neste caso, de uso mais comum, representa-se o módulo do coeficiente de reflexão expresso em decibels. Na escala de frequência, os valores foram normalizados em relação à frequência central, onde se tem o melhor casamento entre a impedância de entrada da antena e a impedância característica do seu sistema de alimentação. Nesta ilustração, a largura de faixa relativa ficou inferior a 7%.

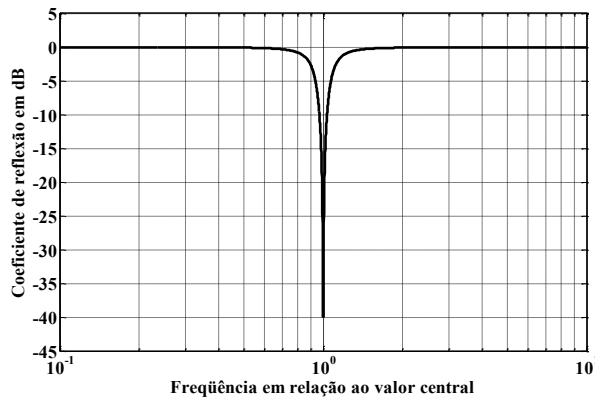


Fig. 3.3. Representação da perda por retorno de uma antena com largura de faixa inferior a 7%, com a escala de frequências normalizada em relação à frequência central.

(d) Coeficiente de onda estacionária. A combinação da onda refletida com a onda incidente ao longo da linha de transmissão resulta em uma variação contínua no módulo da tensão (ou da corrente) total ao longo da linha de transmissão. A relação entre o valor máximo e o valor mínimo desta tensão resultante define o *coeficiente de onda estacionária* (VSWR, *voltage standing-wave ratio*). Para uma linha de baixa perda, seu valor é encontrado a partir do coeficiente de reflexão nos terminais da antena, segundo a expressão:

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (3.16)$$

Em vista da limitação imposta para o coeficiente de reflexão, na faixa de frequências especificada para a antena, tolera-se que este resultado seja inferior a 2 [29].

(e) Diagrama de irradiação. O *diagrama de irradiação* de uma antena é a representação gráfica de como a energia eletromagnética é distribuída no espaço, considerando as medições realizadas em locais bem afastados da antena que definem a *região de campo distante* ou *região de irradiação*. Em uma representação global, este levantamento é feito em três dimensões para se visualizar o comportamento no espaço. Frequentemente costuma-se apresentá-lo em duas dimensões, em forma de diagrama polar ou retangular, segundo alguns planos especificados. Em geral, a representação é feita em um plano paralelo ao campo elétrico (plano E) e outro paralelo ao campo magnético da onda irradiada (plano H). Por esta característica, é possível determinar a diretividade, a localização e formato do lobo principal, o ganho se comparado a uma referência, a presença de lobos secundários, etc.. A exigência de seu levantamento ser feito na região de campo distante é o fato de, nessa região, a distribuição angular independer da distância em relação à antena [36]. A Fig. 3.4 apresenta um diagrama típico de uma antena de microfita conforme levantamentos nos planos E e H, na frequência de operação.

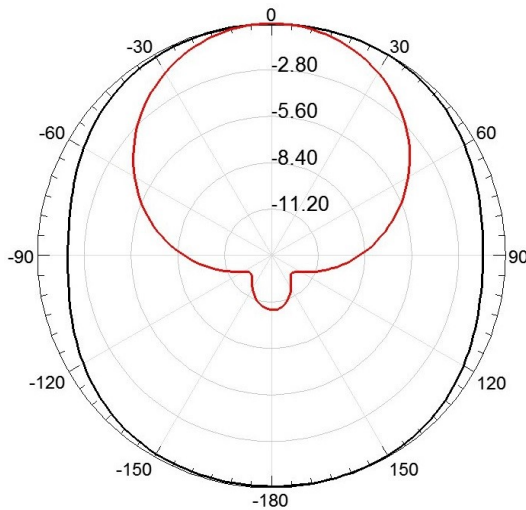


Fig. 3.4. Diagrama de irradiação da antena retangular com alimentação por linha de microfita na frequência de 700MHz. Em preto está seu formato no plano do campo elétrico e, em vermelho, sua representação no plano do campo magnético.

3.5 Técnicas de alimentação

(a) Alguns procedimentos para a excitação de antenas impressas. A alimentação da antena tem impacto na sua eficiência, na largura de faixa de operação e em outras características. Existem diferentes processos para esta excitação, conforme as características desejáveis. Podem ser citadas a alimentação com linha de microfita, a sonda com cabo coaxial, entre outros procedimentos. Para a estrutura deste trabalho, com o modelo original de irradiador em forma de um monopolo impresso, julgou-se conveniente adotar a excitação com o guia de ondas co-

planar (*CPW, coplanar waveguide*). Desta maneira, o segmento na base da antena ficaria incorporado à sua estrutura de alimentação, como na Fig. 3.5, permitindo uma montagem compacta e capaz de operar em grandes larguras de faixa [37].

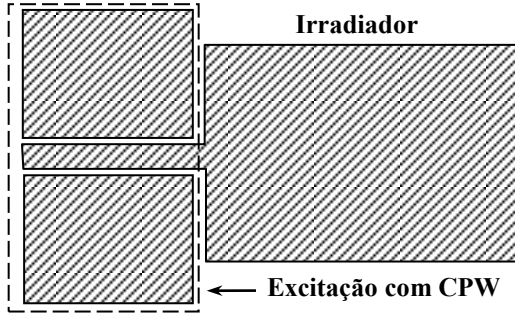


Fig. 3.5. Esquema básico da excitação de uma antena impressa com o guia de ondas coplanar.

(b) Alimentação com microlinha de fita. Este método de alimentação consiste na excitação do irradiador por uma fita condutora impressa com largura muito menor que as dimensões do irradiador [38]. O plano de terra concentra-se na face oposta do dielétrico e suas dimensões podem ser adaptadas de acordo com as necessidades de cada projeto [39]. O cálculo das dimensões envolvidas implica encontrar a largura l_l que determine uma impedância característica próxima da apresentada pelo irradiador no ponto de excitação, procurando-se o casamento de impedâncias com a linha de alimentação. Para impedâncias características maiores que 40Ω , a largura l_l pode ser obtida a partir da seqüência [32]:

$$u = \frac{Z_{cmf} \sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}{120} + \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left[\ln \left(\frac{\pi}{2} \right) + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \left(\frac{4}{\pi} \right) \right] \quad (3.17)$$

$$l_l = h \left(\frac{e^u}{8} - \frac{1}{4e^u} \right)^{-1} \quad (3.18)$$

Onde h é a espessura dielétrica do laminado, ϵ_r é a constante dielétrica do material e Z_{cmf} é a impedância característica da linha de microfita, que deve ser a mais próxima possível da impedância da antena no ponto de alimentação.

(c) Alimentação com guia de ondas coplanar (CPW). O guia de ondas coplanar é apresentado em corte transversal na Fig. 3.6. Considerando que o guia coplanar emprega condutores em uma única face do laminado, um dielétrico de maior espessura leva a um campo elétrico de menor intensidade na região do substrato, para a mesma potência aplicada. Isto terá como efei-

to uma menor dissipação de potência na linha de transmissão [38]. Devido às descontinuidades no dielétrico e aos formatos dos condutores, podem ser excitadas ondas de superfície, que também contribuem para aumento da perda de potência e redução na eficiência da antena. Para a abordagem que admite a propagação em onda quase TEM, determinam-se os parâmetros usuais de uma linha quase ideal, isto é, com as suas perdas tendo efeitos insignificantes na especificação da impedância característica [40]. Para os valores geométricos indicados na Fig. 3.6, a impedância características é dada por [41]:

$$Z_{cpw} = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{K'(k_3)}{K(k_3)} \quad (3.19)$$

Onde K e K' são as integrais elípticas completas de primeira ordem [42] e ϵ_{eff} é a constante dielétrica efetiva, considerando material do substrato sem perdas.

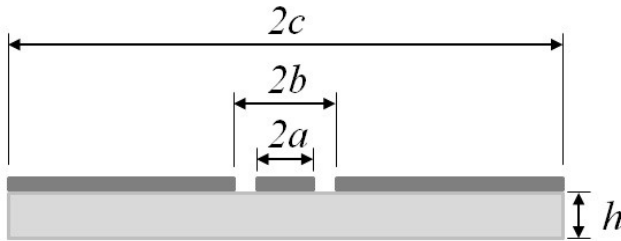


Fig. 3.6. Estrutura do guia de ondas coplanar (CPW) com destaque para as dimensões utilizadas no cálculo de sua impedância característica.

Os valores de k_3 e k_4 estão relacionados às dimensões transversais e são obtidos por:

$$k_3 = \frac{a}{b} \sqrt{\frac{1-b^2/c^2}{1-a^2/c^2}} \quad (3.20)$$

$$k_4 = \frac{\sinh(\pi a/2h)}{\sinh(\pi b/2h)} \sqrt{\frac{1 - \sinh^2(\pi b/2h)/\sinh^2(\pi c/2h)}{1 - \sinh^2(\pi a/2h)/\sinh^2(\pi c/2h)}} \quad (3.21)$$

A constante dielétrica efetiva ϵ_{eff} em baixas frequências depende da relação entre o volume de material isolante sólido e o ambiente externo da linha, sendo caracterizada pelo denominado *fator de preenchimento* (q). Seu valor também envolve as integrais elípticas de primeira ordem e obedece à seqüência:

$$q = \frac{1}{2} \frac{K(k_4)}{K'(k_4)} \frac{K'(k_3)}{K(k_3)} \quad (3.22) \quad \epsilon_{eff} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (3.23)$$

Sendo ϵ_r a constante dielétrica do laminado. É possível utilizar as aproximações [41]:

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \pi \left[\ln \left[2 \frac{(1 + \sqrt{k'})}{(1 - \sqrt{k'})} \right] \right]^{-1} \quad \left(0 \leq k \leq \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \quad (3.24)$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{1}{\pi} \ln \left[2 \frac{(1 + \sqrt{k})}{(1 - \sqrt{k})} \right] \quad \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \leq k \leq 1 \right) \quad (3.25)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (3.26)$$

3.6 Antenas de microfita com geometrias fractais

Em uma antena de microfita com geometria fractal, cada iteração é responsável por modificar várias de suas propriedades. Obtêm-se mudanças na largura de faixa, em frequências de ressonância, no número de faixas úteis, no ganho em função da frequência, etc.. Pode-se introduzir rejeição de sinal em uma frequência especificada, por exemplo, com objetivo de prevenir interferências em faixas determinadas do espectro eletromagnético [43]. Também é possível privilegiar determinada faixa em torno de uma frequência especificada ou controlar o coeficiente de reflexão de maneira que o sacrifício em algumas frequências garanta a ampliação da faixa aceitável de operação [44].



(a)



(b)

Fig. 3.7. (a) Antena impressa utilizando o pente de Cantor⁴. (b) Antena gravata borboleta impressa com fractal de Sierpinski⁶.

^{4,6} Imagem utilizada com o consentimento dos autores.

Como mencionado em outra secção, nos últimos anos foram publicados muitos trabalhos envolvendo antenas com diferentes geometrias fractais. Testaram-se estruturas em forma de gravata borboleta [45], ou aproveitando o pente de Cantor [46] ou, ainda, modelos baseados em geometrias de Sierpinski [47]. Estas opções de projeto mostram possibilidades de construção de elementos capazes de operar em múltiplas faixas de frequência, em montagens compactas, que favorecem sua aplicação em sistemas portáteis ou outros que exijam ocupação de pequenos espaços. Há relatos de desenvolvimento empregando as geometrias mencionadas que apresentaram resultados em faixa ultra-larga [6][39]. (Fig. 3.7). Neste cenário, o tapete de Sierpinski, foi escolhido para esta investigação, a fim de se obter outro modelo para operação em faixas ultra-largas a partir do irradiador retangular básico.

3.7 Comentários sobre o capítulo

Foram abordadas as principais características das antenas impressas, detalhes sobre seu dimensionamento e alguns métodos de alimentação. Apresentaram-se características importantes do laminado para confecção das antenas, como a permissividade e a tangente de perdas que mostrarão grande influência nos resultados dos protótipos ensaiados. Foi feito o dimensionamento da antena impressa em formato retangular clássica e o procedimento para cálculo de sua impedância característica. Descreveram-se as principais propriedades eletromagnéticas na análise do desempenho como o ganho, a largura de faixa, o coeficiente de reflexão, entre outras. Alguns destes parâmetros dos modelos elaborados foram ensaiados e simulados para avaliação de seu desempenho. Detalharam-se as técnicas de alimentação por microlinha de fita e empregando o guia de ondas coplanar. Por apresentar certa complexidade, o cálculo das dimensões do CPW foi realizado utilizando aproximações recomendadas e um código em MATLAB[®] que consta no Anexo B. Ao final, são apontados alguns estudos envolvendo antenas impressas com elementos fractais e suas possíveis vantagens.

Capítulo 4

Antena fractal empregando o tapete de Sierpinski

4.1 Introdução

A partir do irradiador convencional de formato retangular, projetaram-se modelos empregando a geometria fractal do tapete de Sierpinski. A ideia foi investigar a influência dos fractais sobre uma estrutura clássica e obter um modelo que fosse capaz de operar em grandes larguras de faixa. Há vários sistemas modernos de radiocomunicações que ocupam diferentes partes do espectro eletromagnético entre 1GHz e 20GHz, como os já citados envolvendo a tecnologia UWB (*ultra-wide band*), que reserva a faixa entre 1,99GHz e 10,6GHz [1]. Estas aplicações sugeriram os limites a serem estabelecidos para o irradiador em desenvolvimento.

Várias estruturas foram projetadas e avaliadas por simulações com o programa HFSS[®] [48], até que se atingisse o comportamento próximo do esperado e contemplasse a faixa de operação estabelecida. Realizaram-se modificações no formato inicial do irradiador e em seu método de excitação, sempre visando ampliar a faixa de utilização da antena. Primeiramente, foi confeccionado um protótipo empregando o laminado FR4 e os resultados experimentais apontaram a necessidade da substituição do material do substrato. Após novas simulações, confeccionou-se um protótipo utilizando o politetrafluoretileno (PTFE). O novo modelo apresentou melhores resultados, com largura de faixa acima de 200% e ganho máximo acima de 9dBi.

4.2 Tapete de Sierpinski aplicado à antena retangular

O tapete de Sierpinski parte do formato original retangular e suas dimensões posteriores são proporcionais aos limites do maior retângulo. A cada iteração, são calculadas as medidas e localizações dos elementos a serem retirados da plaqueta metálica. A proporção recomendada entre as laterais de um retângulo principal de lados iguais L e a medida dos demais quadrados

L_n é de $(1/3)^n$, onde n é o número da iteração correspondente [36]. Com este critério, tem-se uma redução sequencial das dimensões dos elementos a cada iteração e um aumento na quantidade N_n destes elementos modificados. Especifica-se como r a quantidade de divisões de L , nomeia-se M como o fator de proporcionalidade de cada lado dos quadrados e Q é o fator de proporcionalidade dos elementos não removíveis a cada iteração. Estes valores são:

$$L_n = \left(\frac{1}{r}\right)^n = LM^n \quad (4.1)$$

$$Q^n = (r^2 - 1)^n \quad (4.2) \quad N_n = Q^{n-1} \quad (4.3)$$

Para o tapete de Sierpinski construído com $r = 3$, a dimensão aproximada de Hausdorff é 1,8928 e a área disponível para as próximas iterações é obtida por [49]:

$$A_n = \left(\frac{r^2 - 1}{r^2}\right)^n \quad (4.4)$$

Para esta construção, uma parcela do laminado referente à M^2 é retirada de cada novo subconjunto de elementos obtidos nas sucessivas iterações. Desta forma, o aumento nas iterações implica redução na área livre do condutor principal e espera-se um acréscimo na perda de potência por efeito Joule. Este é um dos fatores limitantes da quantidade de iterações aceitáveis. Outra limitação relaciona-se à influência das iterações nas frequências de operação. Ao se aumentar a ordem da iteração, as dimensões das partes retiradas diminuem e tornam-se influentes em comprimentos de ondas progressivamente menores. A partir de determinada ordem, os efeitos dos fractais no funcionamento da antena são percebidos em frequências mais altas, podendo alcançar vários giga-hertz. Isto dificulta sua verificação, exigindo equipamentos e simulações mais elaboradas, além da dificuldade em reproduzir a exatidão necessária das dimensões, como se percebe no esquema apresentado na Fig. 2.5.

4.3 Influência da quantidade de iterações no projeto da antena

As modificações com o emprego do fractal de Sierpinski provocam deslocamentos nas frequências de trabalho e alterações em seu ganho, no coeficiente de reflexão, na largura de faixa, etc.. Para comprovar estas influências, projetou-se e avaliou-se o desempenho de uma antena que obedecesse aos critérios de construção, considerando uma frequência de ressonância inici-

al inferior ao limite mínimo desejável, de maneira que aparecessem em destaque as modificações nas características da antena.

A frequência inicial de 2,4GHz foi escolhida a partir de verificações relativas ao desempenho global da estrutura. Para isto, os ensaios foram realizados com irradiadores projetados para ressonância inicial próxima ao limite inferior da faixa de UWB. Levando em conta que as dimensões das partes metálicas retiradas a cada iteração tornam-se muito pequenas, seus efeitos não são relevantes nos limites inferiores da faixa. Nestes primeiros experimentos, os detalhes fractais inseridos correspondiam a parcelas muito pequenas do comprimento de onda e não afetavam o comportamento de maneira substancial. Assim, optou-se pelo projeto de uma antena com uma menor frequência de ressonância inicial, com a finalidade de descrever com mais rigor os efeitos das remoções em diferentes frequências de operação. Nesta fase de avaliação, as dimensões do retângulo externo foram calculadas para ressonância em 700MHz.

Foram realizadas algumas simulações para escolha do sistema de alimentação que melhor destacasse a influência do número de iterações no comportamento da antena. Utilizou-se uma linha de microfita de comprimento igual à metade da altura do retângulo externo ($L/2$) e área do plano de terra cobrindo toda parte inferior do dielétrico. O cálculo da microlinha levou em conta a especificação para operação em grande largura de faixa. Adotaram-se as dimensões que mais facilmente se adaptassem nas faixas de operação de alguns giga-hertz e incluíssem, mesmo que não prioritariamente, a frequência de 700MHz.

Para facilitar os cálculos das dimensões do irradiador e da largura da microlinha, elaborou-se um código utilizando o programa MATLAB[®], como descrito no Anexo A. A sequência seguiu os procedimentos descritos no Capítulo 3. As dimensões para a altura e largura externas da placa obedeceram a um espaçamento entre seus limites e as extremidades do irradiador de 10 vezes a espessura do substrato. O dielétrico nesta fase foi o FR4, composto de fibra de vidro e resina epóxi, com espessura de 1,6mm, $\epsilon_r = 4,4$ e película metálica de 35 μ m, segundo a folha de dados do fabricante [50]. Os valores foram aproximados para múltiplos de três para facilitar a inserção posterior dos detalhes fractais e estão na Fig. 4.1. As simulações consideraram a antena com zero, uma, duas e três iterações, utilizando o programa HFSS[®]. As remoções das partes metálicas seguiram o procedimento descrito e suas dimensões estão na Tabela 4.1.

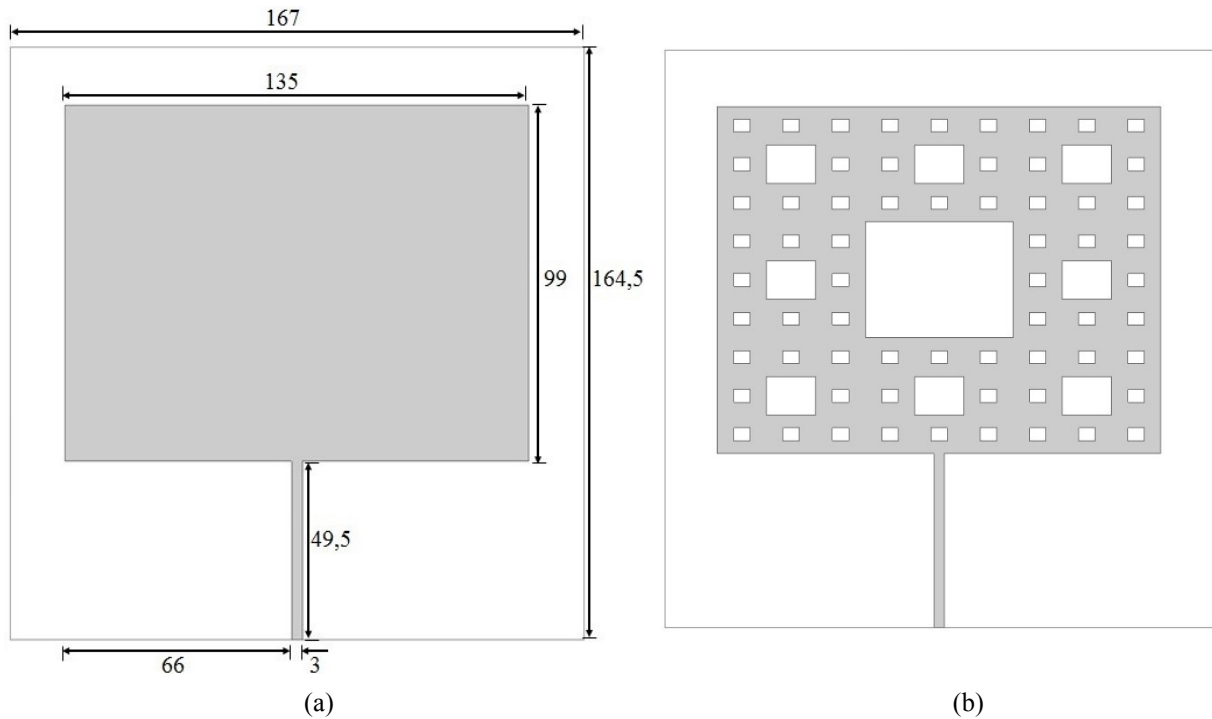


Fig. 4.1. (a) Antena retangular projetada para ressonância em 700MHz, com destaque para suas dimensões em milímetros. (b) Mesma antena incrementada com fractais de Sierpinski em 3° nível.

Tabela 4.1. Dimensões dos detalhes fractais em milímetros.

Ordem de iteração	L_n (mm)	W_n (mm)	Retângulos retirados
1	33	45	1
2	11	15	8
3	3,67	5	64

Os valores do coeficiente de reflexão em frequências próximas à de primeira ressonância estão na Fig. 4.2. A faixa entre 300MHz e 1,6GHz foi escolhida para observação por incluir a frequência de projeto. O modelo inicial, sem as iterações, entrou em ressonância em 706MHz com 2,1% de largura de faixa. As aproximações para facilitar a inserção dos detalhes fractais justificam o pequeno deslocamento observado da frequência de ressonância utilizada no cálculo das dimensões. Como esperado, o resultado aponta deslocamentos nos pontos de ressonância, de acordo com o aumento da ordem das iterações. Esta propriedade permite ligeira redução nas dimensões das antenas, devido ao deslocamento dos pontos de ressonância para frequências mais baixas.

Foi observada, também, em alguns trechos, deterioração na adaptação de impedância com a linha de transmissão. Uma alternativa para minimizar este problema é reprojeter o método de

alimentação, que neste primeiro experimento não sofreu alterações em suas várias etapas. Com o exame dos resultados, fica clara a maior influência das primeiras ordens de iteração nas frequências mais baixas de ressonância. A influência da terceira iteração, para a faixa de frequências observada, não foi significativa, estabelecendo o limite de iterações convenientes para as simulações. Os próximos experimentos tiveram como objetivo, um modelo que permitisse a aplicação na faixa de UWB. Para isto, além da utilização do fractal de Sierpinski, foram realizadas alterações no sistema de alimentação e na geometria da antena.

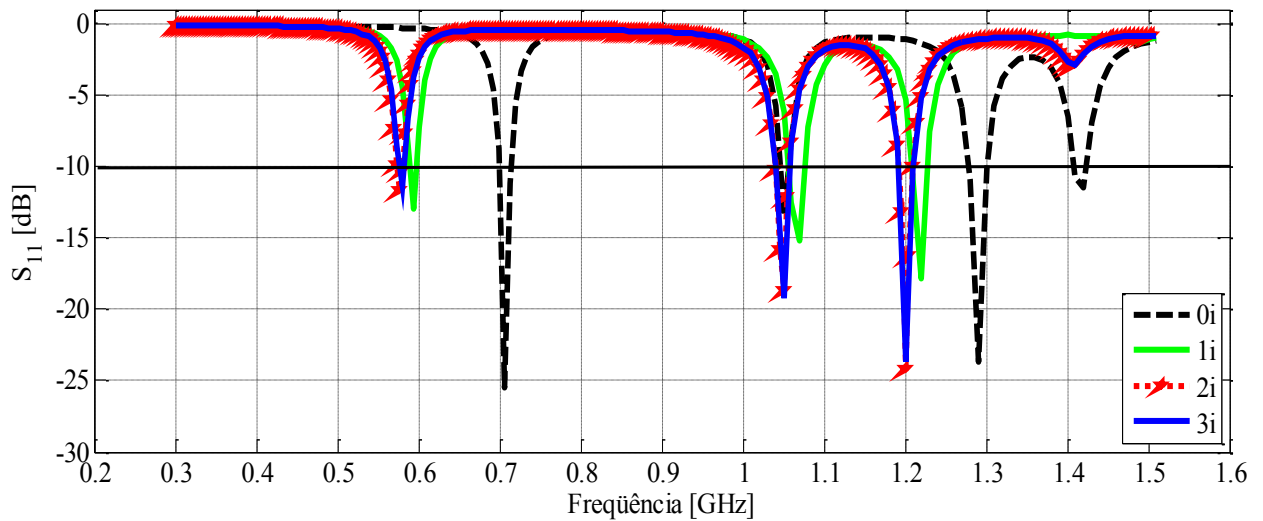


Fig. 4.2. Resultados obtidos nas simulações do coeficiente de reflexão de uma antena retangular com 0,1,2 e 3 iterações do fractal de Sierpinski.

4.4 Adaptação na alimentação com microlinha de fita

Com a finalidade de ampliar a largura de faixa de operação tomando por referência os comportamentos de modelos convencionais, alguns estudos sugerem emprego de adaptações na geometria da antena nas proximidades de seu local de excitação [51][52][53]. Essas adaptações têm a finalidade de suavizar as transições entre as partes do sistema analisado, de maneira a evitar maiores concentrações de corrente e de carga. Quando isto ocorre, os efeitos refletem-se nas parcelas reativas da impedância de entrada da antena. Por esta razão, ao suavizar as transições, os efeitos reativos são mitigados e, freqüentemente, conduzem a aumentos da largura de faixa. Com base neste argumento, foi inserida uma adaptação de formato triangular entre a linha de microfita e o irradiador. Os triângulos são simétricos e suas dimensões foram obtidas através de simulações e estão representadas na Fig. 4.3.

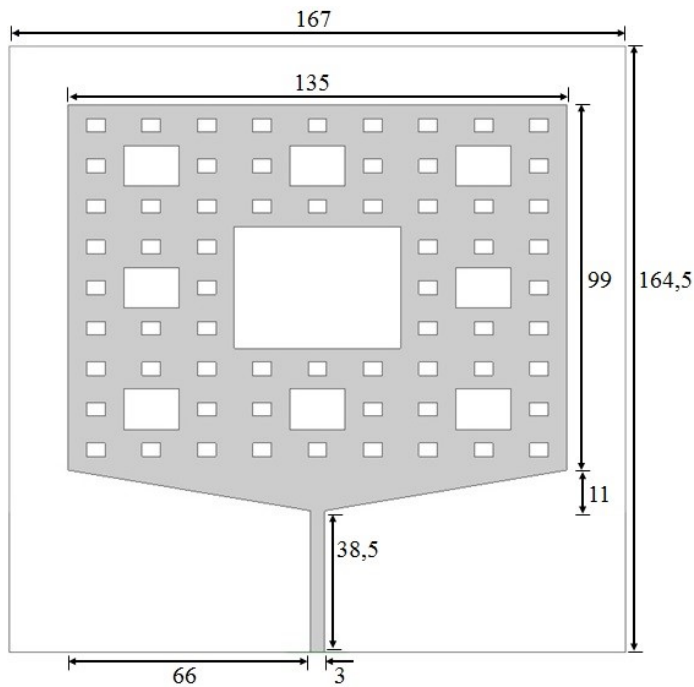


Fig. 4.3. Antena projetada com suavização no ponto de transição entre a microlinha e o irradiador.

O limite aceitável do coeficiente de reflexão adotado para este trabalho foi de -10dB , garantindo que a perda por reflexão não ultrapasse 10% da potência do sinal incidente na antena. A simulação da perda por retorno para frequências menores que 10GHz aponta múltiplas ressonâncias com faixas estreitas e uma região com largura de faixa maior que 16%. As principais ressonâncias para frequências menores que 10GHz estão detalhadas na Tabela 4.2.

Tabela 4.2. Principais ressonâncias entre 300MHz e 10GHz.

Freq. central de ressonância [GHz]	$ \Gamma $ [dB]	Largura de faixa [%]
4,925	-25,0	6,5
5,270	-16,5	1,9
6,850	-23,8	16,8
8,215	-21,4	7,3

Para frequências entre 10,1GHz e 20GHz, o coeficiente de reflexão ficou abaixo de -10dB e encontraram-se múltiplos pontos de ressonância. Ainda que esta região de operação seja importante para diversas aplicações, não inclui a faixa de operação especificada, a partir de 3GHz. Outra informação de relevância sobre o comportamento acima de 10GHz diz respeito ao substrato utilizado. Um material como o FR4 apresenta maiores valores de tangente de perdas em operações acima de 10GHz, o que contribui para reduzir o valor numérico do coeficiente de reflexão medido no ponto de excitação. O coeficiente de reflexão calculado com o

HFSS[®] entre 300MHz e 20GHz está apresentado na Fig. 4.4. Da análise deste resultado, optou-se por substituir o sistema de alimentação de microlinha de fita pelo guia de ondas coplanar (CPW) que possui características favoráveis a operações em grandes larguras de faixa.

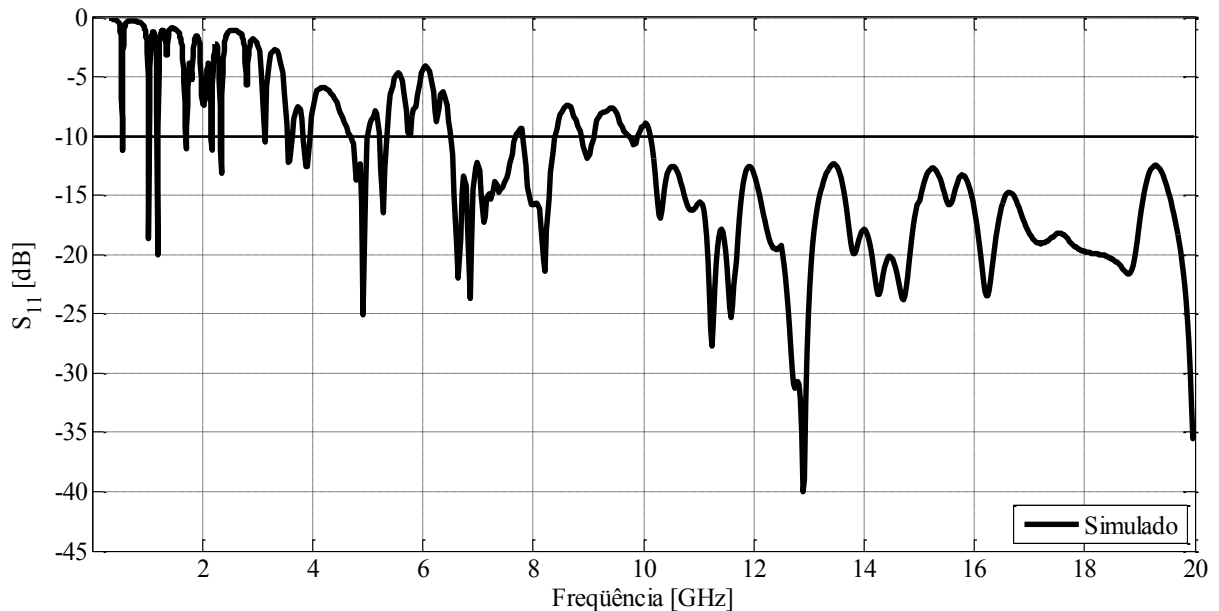


Fig. 4.4. Resultado obtido na simulação do coeficiente de reflexão da antena retangular projetada com 3 iterações do fractal de Sierpinski e alimentação com microlinha de fita adaptada.

4.5 Alimentação com o guia de ondas coplanar (CPW)

Nesta etapa do desenvolvimento, optou-se pela excitação da antena pelo guia de ondas coplanar (CPW), sempre com o objetivo aumentar a faixa útil para a aplicação da antena. Mais uma vez, a verificação teórica do desempenho foi feita com a verificação do coeficiente de reflexão com o programa HFSS[®]. Os cálculos das dimensões do guia coplanar seguiram o procedimento descrito na Secção 3.4 e foi implementado um código no programa MATLAB[®]. (Anexo B). A largura do condutor central manteve-se a mesma da microlinha de fita e as distâncias entre suas bordas e os planos de terra passaram a ser de 0,3mm. A relação entre esta separação e a impedância característica do CPW pode ser observada na Fig. 4.5. As demais dimensões da antena foram mantidas, com exceção do plano de terra da face oposta que foi completamente removido. Os valores geométricos necessários para a inserção do CPW estão representados na Fig. 4.6.

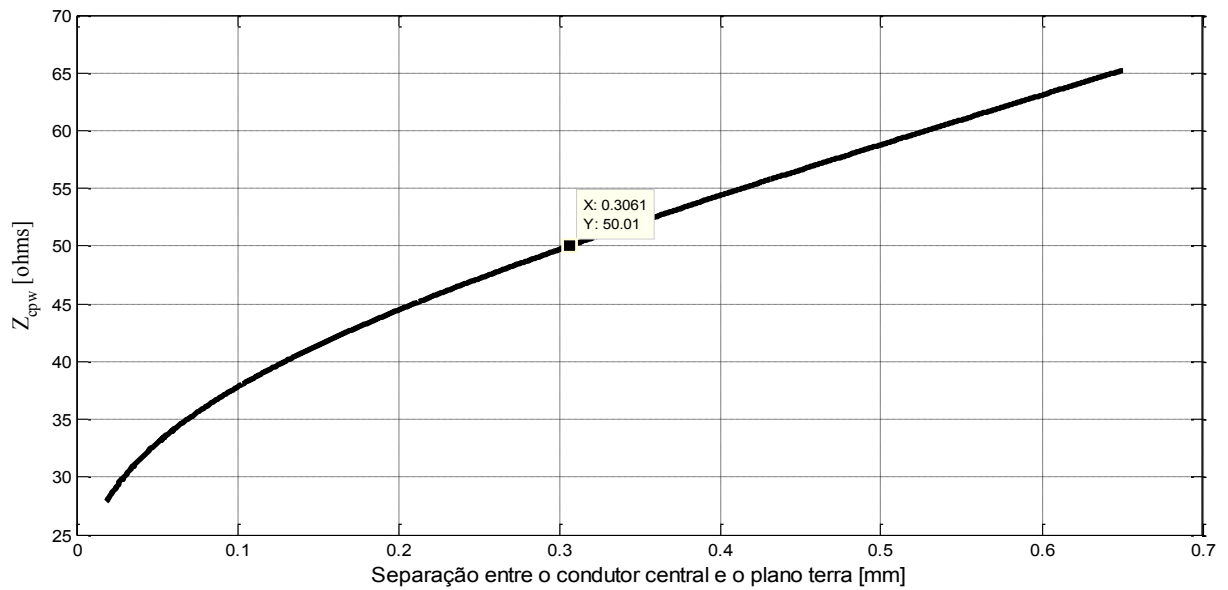


Fig. 4.5. Relação entre a impedância característica do CPW e a separação entre o condutor central e o plano terra.

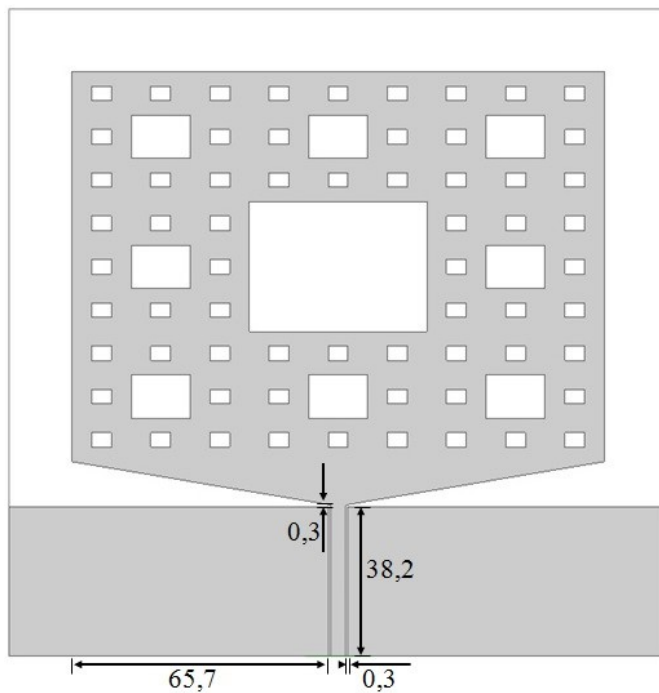


Fig. 4.6. Detalhes da antena projetada com suavização no ponto de transição entre o CPW e o irradiador.

O coeficiente de reflexão previsto na simulação apresentou melhora significativa entre 2,06GHz e 8,33GHz, comparado ao modelo anterior. Encontraram-se múltiplas ressonâncias e uma largura de faixa para o limite de -10dB maior que 120%. O coeficiente de reflexão na frequência de 7,65GHz foi de $-9,42\text{dB}$, ultrapassando ligeiramente o limite pré-estabelecido, porém foi tolerado por garantir que mais de 88% da potência seria ainda entregue ao irradiador

e possibilitaria a especificação da faixa até 8,33GHz. Outras regiões de frequências utilizáveis apresentaram larguras de faixa entre 5% e 50%. Os principais valores de ressonância até 13,7GHz estão na Tabela 4.3.

Tabela 4.3. Principais ressonâncias entre 300MHz e 13,7GHz.

Freq. central de ressonância [GHz]	$ \Gamma $ [dB]	Largura de faixa [%]
0,83	-14,4	50,6
5,06	-26,6	123,8
8,81	-31,2	5,9
9,79	-31,1	5,1
10,63	-24,5	4,7
12,18	-13,0	21,84

Para frequências acima de 13,7GHz, o modelo não demonstrou bom desempenho, isto é, o coeficiente de reflexão ficou acima de -10 dB até 20GHz. A comparação entre o coeficiente de reflexão deste modelo e do apresentado anteriormente com microlinha de fita adaptada está na Fig.4.7. O emprego do guia coplanar aumentou de maneira marcante a largura de faixa. Para algumas aplicações, como, por exemplo, as que envolvem a tecnologia de UWB, este modelo ainda não é conveniente, uma vez que entre 7GHz e 11GHz apareceram faixas em que o coeficiente de reflexão ultrapassou o limite tolerado. Por este motivo, foi inserida nova adaptação visando a redução nos efeitos reativos na entrada da antena.

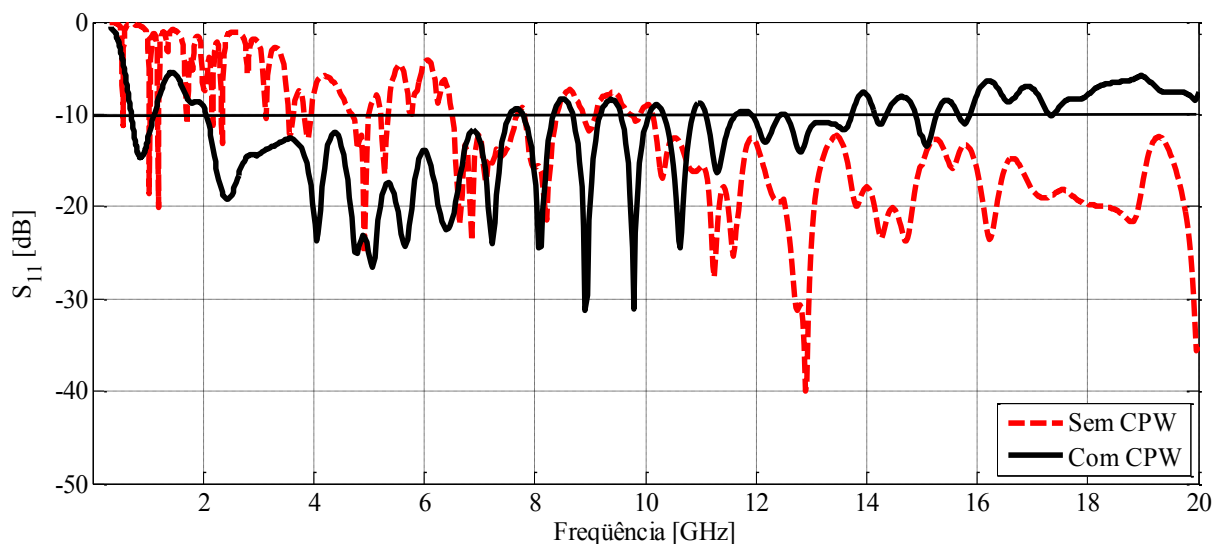


Fig. 4.7. Coeficientes de reflexão obtidos com as simulações dos modelos com CPW e sem CPW.

4.6 Segunda adaptação na excitação da antena

(a) Desenvolvimento e caracterização do novo modelo. No novo formato, o elemento irradiador teve os cantos inferiores recortados em forma triangular e retirados, a fim de suavizar ainda mais a transição entre a partir do sistema de alimentação. A idéia foi a de facilitar a distribuição das correntes, cargas e campos, sempre com a finalidade de reduzir os efeitos reativos no ponto de excitação da antena. As dimensões desses triângulos foram obtidas com o uso de simulações e estão representadas na Fig.4.8. Para viabilizar esta nova transição, dois retângulos provenientes da iteração de terceiro nível foram desconsiderados.

O coeficiente de reflexão apresentou pequena melhora entre 1,8GHz e 11,8GHz, comparada ao modelo anterior, como se verifica na Fig. 4.9. Do ponto de vista do coeficiente de reflexão, a antena está apta para trabalhos até 11GHz, o que permitiria o seu emprego em diferentes tecnologias de radiocomunicações. [54]. Mais uma vez, a antena possui múltiplas ressonâncias, nas quais as perdas por reflexões aproximam-se de zero. Em frequências acima de 14GHz, o coeficiente de reflexão apresentou variações mais lentas, o que pode ser atribuído ao aumento na tangente de perdas do material. A Tabela 4.4 detalha as principais ressonâncias identificadas com a simulação no HFSS[®]. Como o resultado apresentou uma região com largura de faixa acima de 140%, optou-se pela confecção de um protótipo para os ensaios em laboratório.

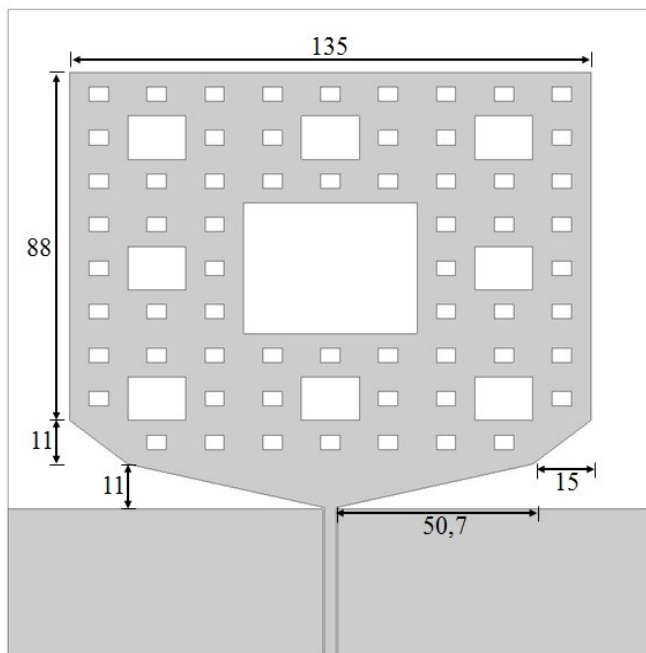


Fig. 4.8. Detalhes da antena projetada com duas suavizações no ponto de transição entre o CPW e o irradiador.

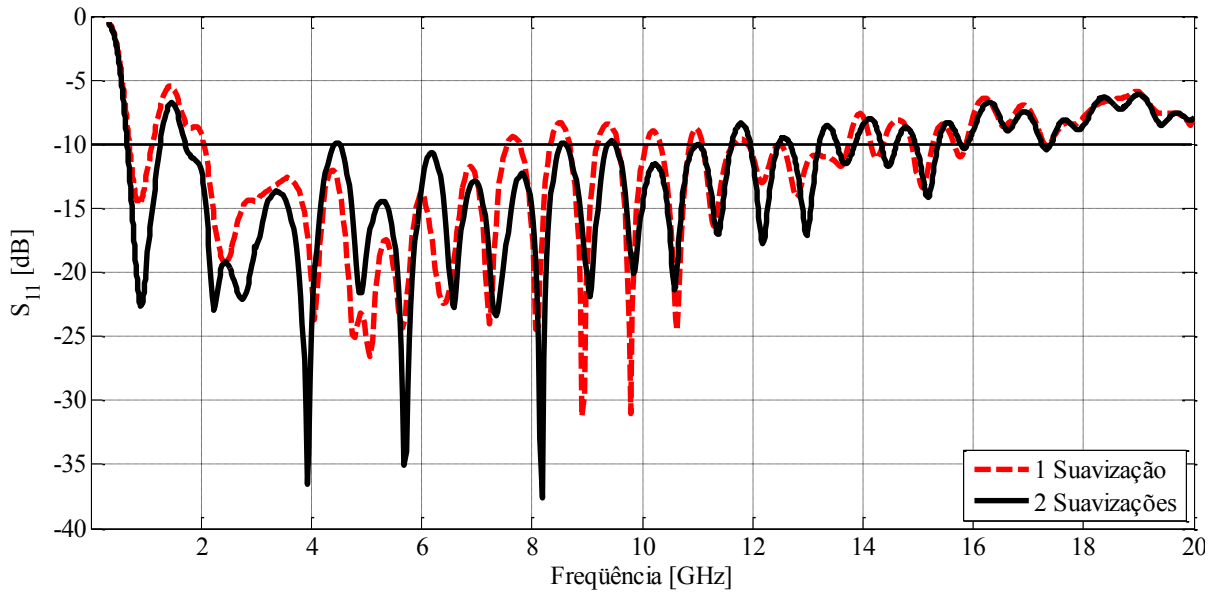


Fig.4.9 Coeficiente de reflexão encontrado por simulação das antenas com uma e duas suavizações.

Tabela 4.4. Principais ressonâncias entre 300MHz e 20GHz.

Freq. central de ressonância [GHz]	$ \Gamma $ [dB]	Largura de faixa [%]
0,906	-22,68	65,1
6,58	-22,77	143,3
12,10	-17,80	4,1
12,91	-17,14	6,7
15,37	-14,18	2,7

(b) Resultados dos ensaios de laboratório. O substrato empregado para a confecção do protótipo e para as simulações foi o FR4 com $\epsilon_r = 4,4$ e espessura de 1,6mm. (Fig.4.10). O processo de confecção empregado possui precisão de 3 mils (0,075mm) nas diversas dimensões da antena. Os valores do coeficiente de reflexão medidos com o analisador vetorial de circuitos E5071C-4K5 [55] em laboratório, sobrepostos aos valores da simulação, podem ser verificados na Fig.4.11. O protótipo apresentou uma primeira condição de ressonância com freqüência central de 1GHz e 50% de largura de faixa. O deslocamento do primeiro ponto de casamento para este valor é resultado das modificações feitas no formato do irradiador e na sua transição com o ponto de excitação, considerando a concepção inicial da secção 4.3.

Uma segunda condição favorável de operação tem início em 2,1GHz e estende-se por todo restante da faixa analisada, até 20GHz. Encontram-se múltiplos pontos em que o coeficiente de reflexão assume valores inferiores a -25 dB, indicando baixíssimas perdas por reflexões. Ainda nesta faixa, são identificadas diferenças nos coeficientes de reflexão entre as curvas

medida e simulada, que se tornam ainda mais evidentes acima de 11GHz. Estas diferenças já eram esperadas, como conseqüências de particularidades envolvendo o substrato utilizado e os alguns procedimentos adotados durante a simulação efetuada co programa HFSS[®]. A Tabela 4.5 apresenta as principais freqüências de ressonâncias, os correspondentes valores de diretividade, de ganho e da eficiência, todos obtidos com a aplicação do programa de cálculo.

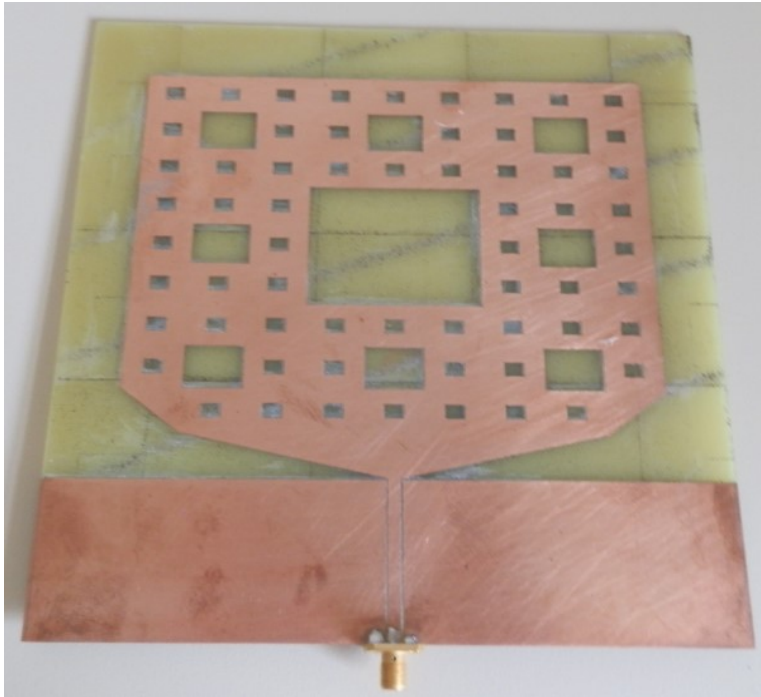


Fig. 4.10. Protótipo do modelo final confeccionado em FR4.

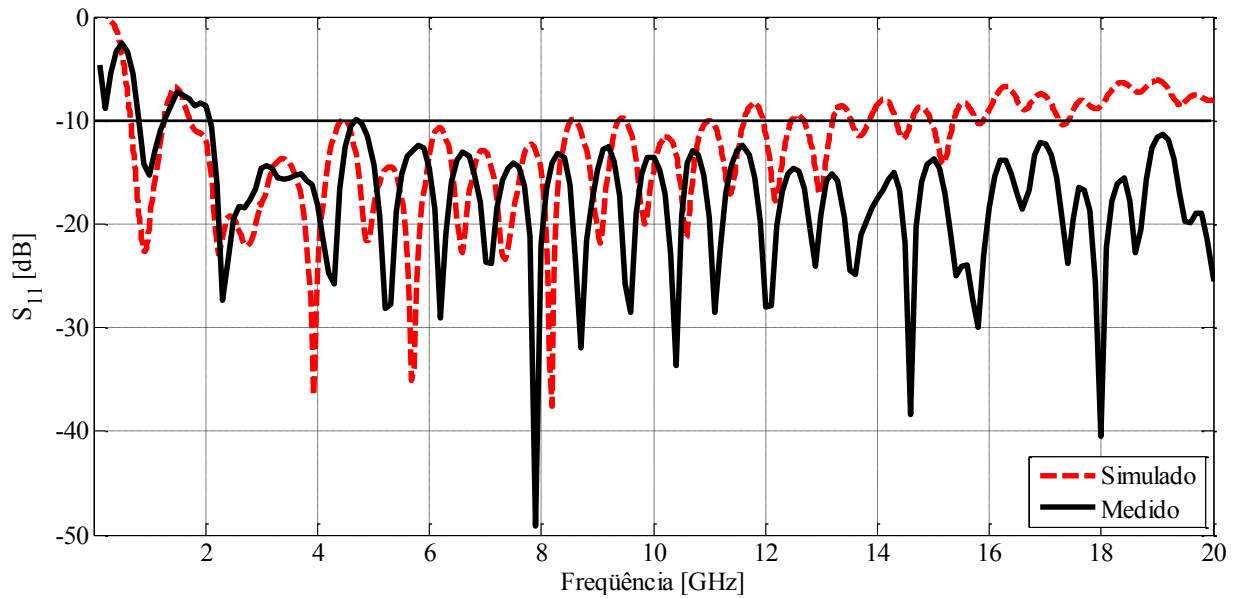


Fig. 4.11 Coeficiente de reflexão simulado e medido do modelo em FR4 com duas suavizações.

Tabela 4.5. Características das principais ressonâncias entre 300MHz e 20GHz.

Freq. ressonância [GHz]	Diretividade [dB]	Ganho [dBi]	Eficiência de irradiação [%]
2,2	3,26	2,93	92,7
8,0	3,74	2,39	73,3
10,4	4,24	2,19	62,4
14,6	4,73	1,87	51,7
18,0	5,53	1,93	43,6

(c) Interpretação sobre as diferenças entre resultados teóricos e experimentais. O programa HFSS[®] utiliza o método dos elementos finitos, que fragmenta a estrutura em grande quantidade de tetraedros, formando uma malha. O cálculo das componentes de campo é realizado a partir da interpolação dos valores obtidos em pontos específicos de cada tetraedro. O número de tetraedros é incrementado de três e suas dimensões são reduzidas até que seja atingido o número exato para que a solução atenda ao limite especificado de erros. A quantidade final de tetraedros é proporcional à complexidade, ao número de detalhes da estrutura e à largura da faixa de frequências observada.

O limite de erros é estabelecido conforme a exatidão desejada, porém, o incremento de tetraedros resulta em maior consumo de recursos computacionais, sempre limitados. Assim, foi necessário estabelecer um equilíbrio que não prejudicasse a análise e fosse viável com os recursos disponíveis. Outra solução relacionada à exatidão do resultado é a utilização da camada de adaptação (PML – *Perfectly mached layer*), que reproduz o casamento perfeito nos limites dos meios, fazendo com que a irradiação produzida pela antena não seja refletida. Este recurso não pôde ser utilizado por necessitar de elevado consumo de memória.

Além das particularidades relativas à simulação, algumas características do substrato devem ser consideradas para justificar a diferença entre os resultados medidos e simulados. O dielétrico FR4 não é recomendável em frequências acima de 10GHz [56], por apresentar maior tangente de perdas em relação aos valores de baixa frequência. Este fato resultará em diminuição no módulo do coeficiente de reflexão, mesmo em situações em que não haja melhor adaptação de impedância. Isto acontece porque na entrada da linha de transmissão o coeficiente de reflexão apresenta módulo:

$$|\Gamma_{in}| = |\Gamma_{ant}| e^{-2\alpha\ell} \quad (4.5)$$

onde Γ_{ant} é o coeficiente de reflexão nos terminais da antena, ℓ é o comprimento total da linha e α é o fator de atenuação em nepers por metro, que inclui as influências dos condutores e do dielétrico reais. Logo, o aumento no fator de atenuação, como previsto para o FR4 acima de alguns gigahertz, implica na diminuição de $|\Gamma_{in}|$. Entretanto, o aumento nas perdas traz como consequência, redução no ganho global do conjunto responsável pela irradiação [57]. O aumento da perda pôde ser comprovado com os resultados da Fig.4.12, onde o *ganho total* não considera as perdas por descasamento (perdas por reflexão) e despolarização. Na especificação dada como *ganho realizável* os cálculos levam em conta essas perdas. Em frequências acima de 10GHz, ocorre diminuição de ganho e distanciamento entre os valores totais e realizáveis.

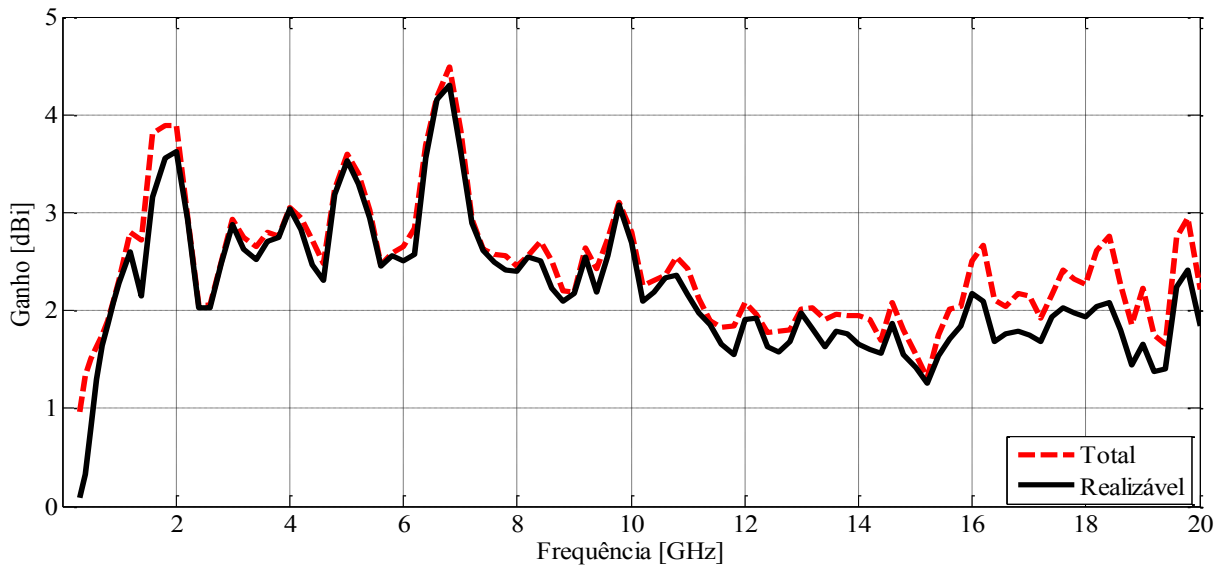


Fig. 4.12. Máximos valores para os ganhos total e realizável obtidos via simulação.

(d) Análise dos diagramas de irradiação. Com o objetivo de observar a distribuição dos campos emitidos, foram calculados os diagramas de irradiação nas principais frequências em que se identificaram condições de ressonância. Tomou-se como referência o sistema de coordenadas da Fig.4.13 e selecionaram-se as frequências de melhor casamento de impedância encontradas experimentalmente. Os gráficos correspondentes estão apresentados nas Fig.4.14 à Fig. 4.18 e referem-se às análises com o substrato empregando o FR4. Nas correspondentes partes (a) de todas as figuras, foram sobrepostos os diagramas nos planos dos campos elétrico (plano E) e magnético (plano H) da onda irradiada. Nas partes (b), destacam-se os comportamentos no plano H em outra escala que permitisse avaliar de maneira mais exata as respectivas variações com as direções.

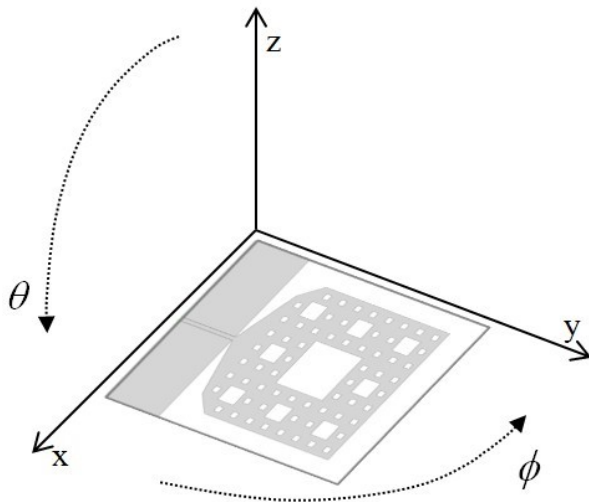


Fig. 4.13. Sistema de coordenadas adotado para realização das simulações dos diagramas de irradiação deste trabalho.

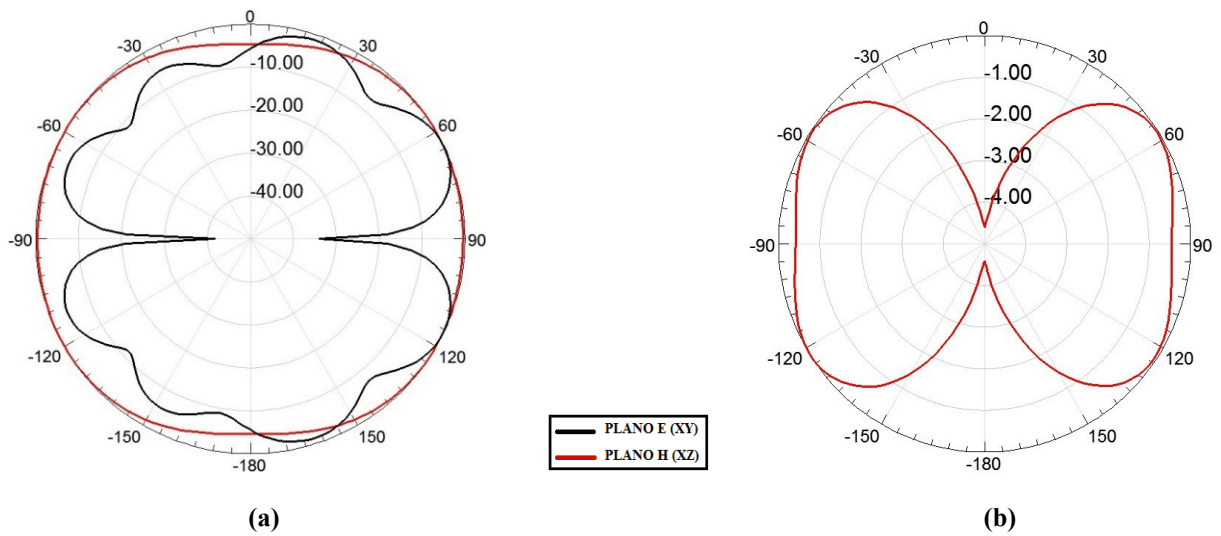


Fig. 4.14. Diagramas simulados em 2,2GHz nos planos $\theta = 90^\circ$ (xy) e $\phi = 0^\circ$ (xz).

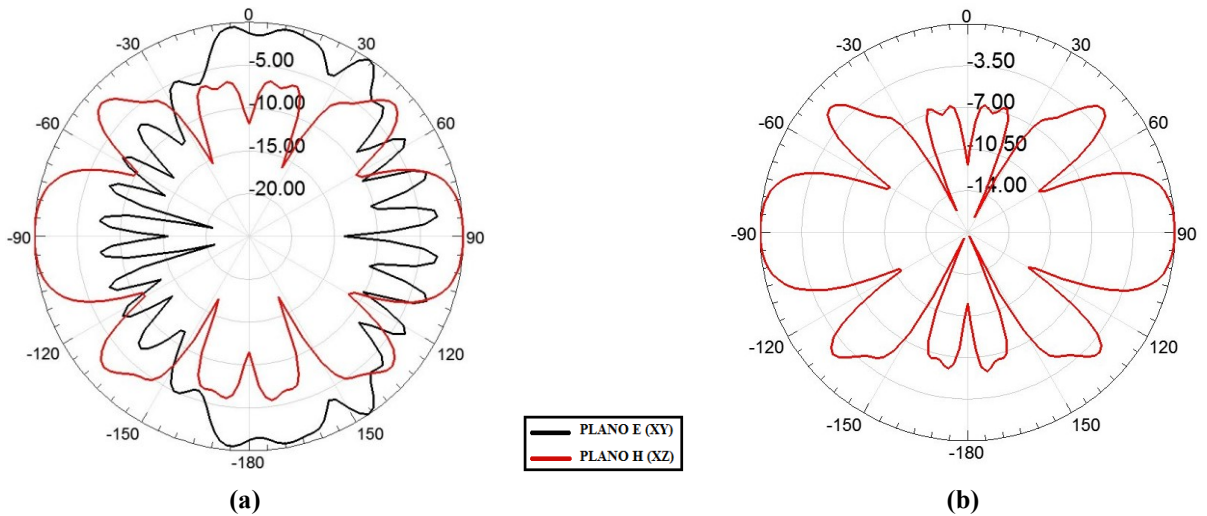


Fig. 4.15. Diagramas simulados em 8GHz nos planos $\theta = 90^\circ$ (xy) e $\phi = 0^\circ$ (xz).

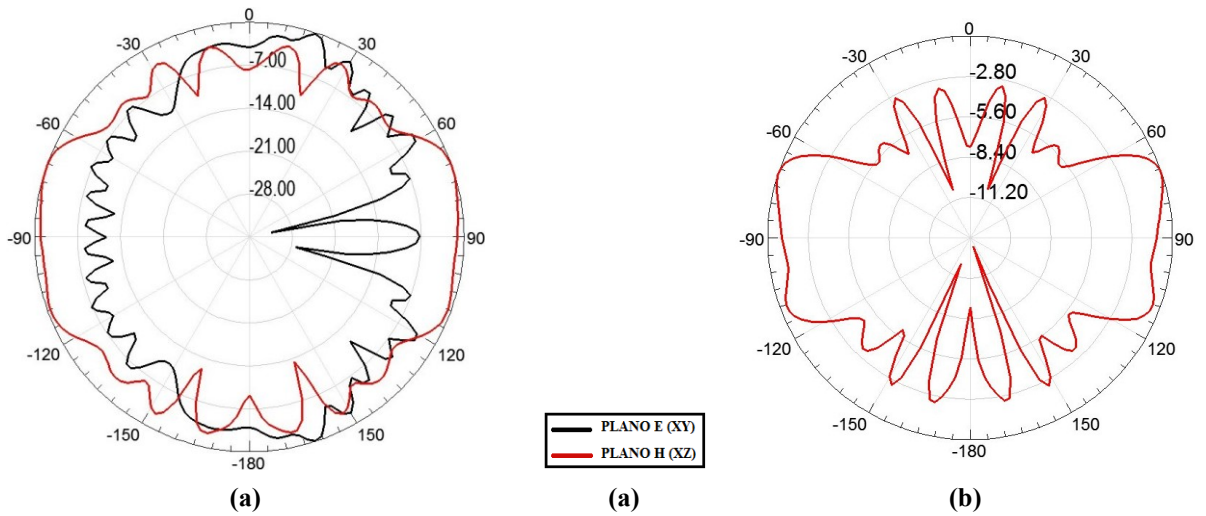


Fig. 4.16. Diagramas simulados em 10,4GHz nos planos $\theta = 90^\circ$ (xy) e $\phi = 0^\circ$ (xz).

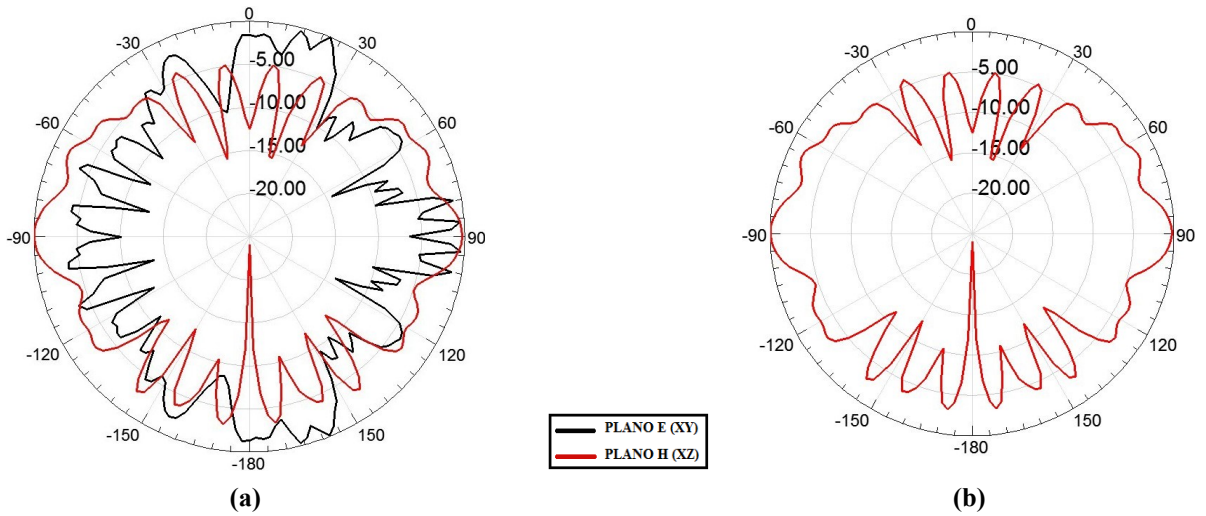


Fig. 4.17. Diagramas simulados em 14,6GHz nos planos $\theta = 90^\circ$ (xy) e $\phi = 0^\circ$ (xz).

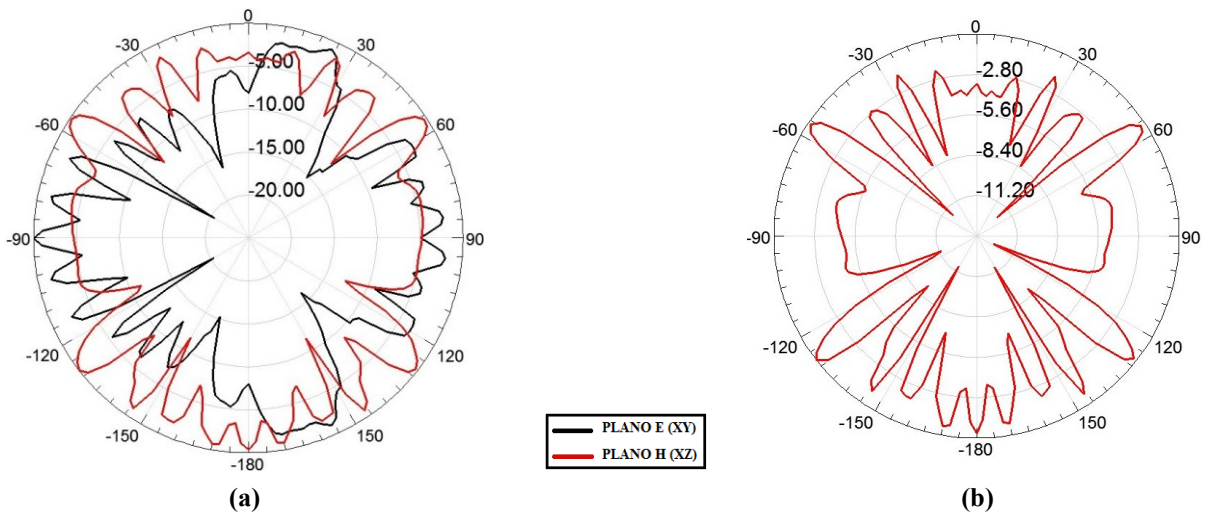


Fig. 4.18. Diagramas simulados em 18GHz nos planos $\theta = 90^\circ$ (xy) e $\phi = 0^\circ$ (xz).

4.7 Desenvolvimento do protótipo com novo substrato

(a) Seleção de substrato com menor tangente de perda. A redução do ganho e as diferenças entre os valores medidos e simulados do coeficiente de reflexão acima de 10GHz mostraram a conveniência de utilizar-se um material de menor fator de perdas nessas frequências. Assim, o modelo foi recalculado para um substrato com politetrafluoretileno (PTFE) como dielétrico, mais conhecido pela marca Teflon[®], com as conseqüentes alterações nos resultados. Especificou-se o modelo Arlon DiClad 880[®] com $\epsilon_r = 2,2$ e espessura de 0,762mm. Sua tangente de perdas é muito pequena quando comparada ao FR4 e, além disto, mantém suas propriedades estáveis para aplicações até 25GHz [58].

Realizaram-se novos cálculos para dimensionamento do sistema de alimentação. Ajustaram-se a largura da linha de alimentação e seu espaçamento em relação aos planos de terra, para facilitar a confecção do protótipo. Os valores finais foram 5,2mm e 0,2mm, respectivamente. As demais dimensões da antena foram mantidas, com exceção das laterais externas do substrato. Estas partes passaram a ter 150,84mm de largura e 156,42mm de altura, como conseqüência da diminuição na espessura do laminado. A Fig. 4.19 apresenta o aspecto final do protótipo, confeccionado com precisão de 3 mils, onde se acrescentou uma fina película de prata sobre a lâmina de cobre original. Trata-se do procedimento comum com o objetivo de reduzir os efeitos da oxidação superficial dos condutores de cobre.

(b) Resultados com o substrato de PTFE. As medições e simulações do coeficiente de reflexão nas frequências entre 300MHz e 20GHz estão na Fig.4.20. Os resultados indicam comportamentos semelhantes entre si em boa parte da faixa analisada. A primeira região do espectro que apresenta baixo coeficiente de reflexão possui frequência central de 1GHz com coeficiente de reflexão menor que -37dB e largura de faixa de 95% para um limite máximo de -10dB .

A segunda região tem início em 2,25GHz e estende-se pelo restante da faixa especificada, isto é, até 20GHz. Novamente, encontram-se múltiplos pontos de ressonância, nos quais a diretividade, o ganho realizável e a eficiência de irradiação, obtidos por simulações, estão descritos na Tabela 4.6. Na frequência de 15GHz, o coeficiente de reflexão é $-9,77\text{dB}$, pouco acima do limite adotado neste trabalho e será tolerado por possibilitar a continuidade da faixa útil e ainda garantir que as perdas por reflexão sejam inferiores a 11%. Em frequências superi-

ores a 12GHz, os coeficientes de reflexão medido e simulado apresentam diferenças de deslocamentos nas ressonâncias.

Para aumentar a confiabilidade, os ensaios deveriam ser realizados em câmara anecóica e o substrato ser submetido a testes que descrevessem seu comportamento específico em toda faixa de frequências trabalhada. Os ensaios foram realizados em laboratório tradicional com o protótipo posicionado a uma distância de 2λ (da menor frequência) de qualquer objeto que pudesse resultar em reflexões e prejudicasse a confiabilidade dos resultados.

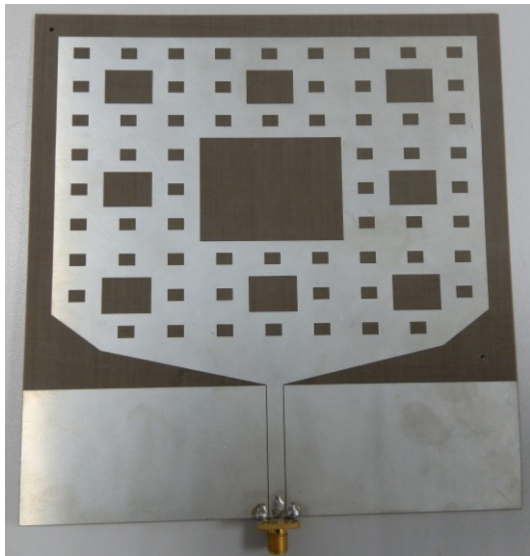


Fig. 4.19. Protótipo do modelo final da antena confeccionada em laminado de PTFE.

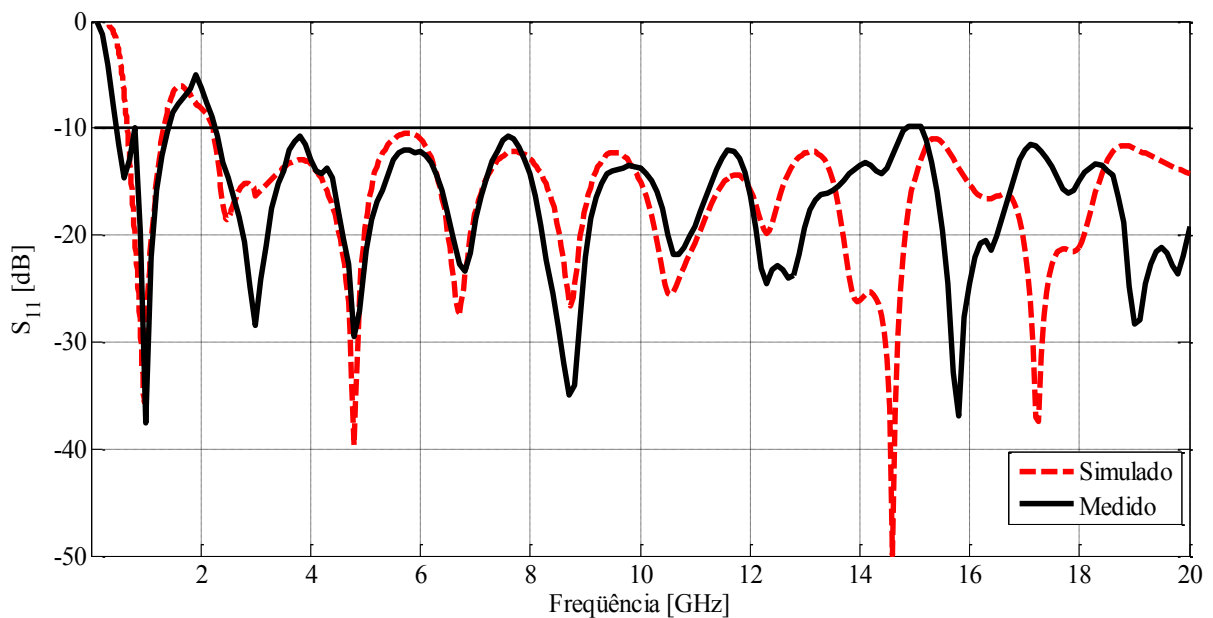
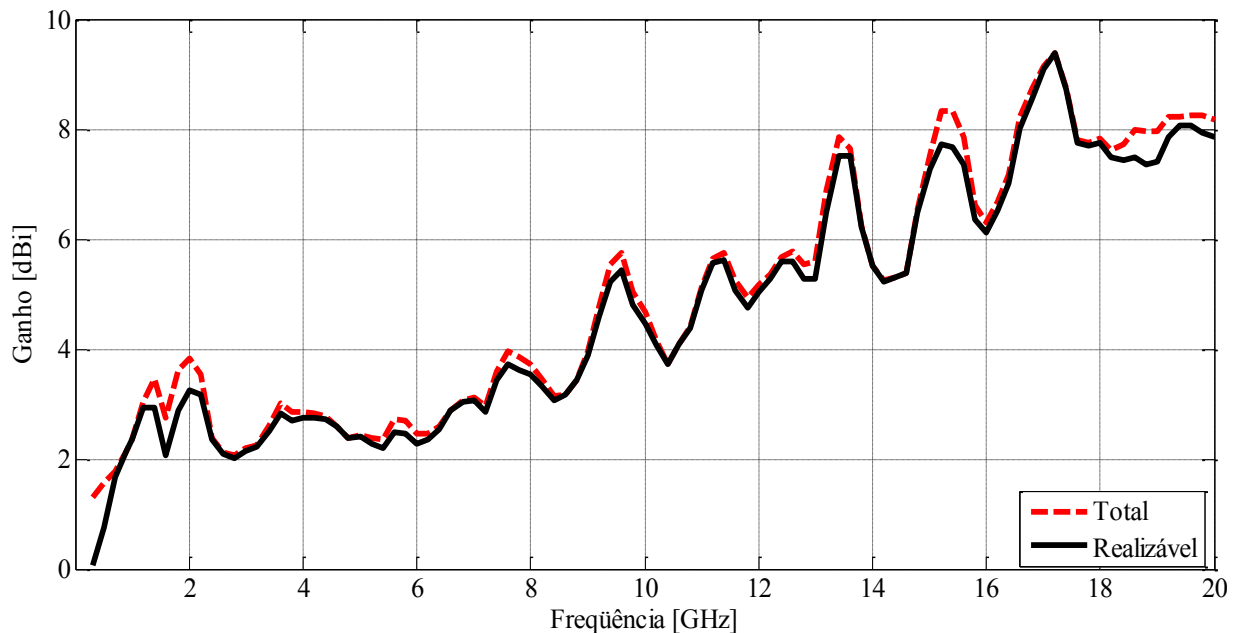


Fig. 4.20. Comportamento do coeficiente de reflexão do protótipo da Fig. 4.19 de 300MHz até 20GHz. Estão indicadas as curvas obtidas por simulações no HFSS® e a obtida em ensaios de laboratório.

Tabela 4.6. Características das principais ressonâncias entre 300MHz e 10GHz.

Frequência de ressonância [GHz]	Diretividade [dB]	Ganho [dBi]	Eficiência de irradiação [%]
1,0	2,38	2,35	99,3
3,0	2,24	2,14	97,7
4,8	2,46	2,39	98,4
6,8	3,16	3,04	97,3
8,8	3,57	3,42	96,6
10,6	4,30	4,08	95,0
12,4	5,98	5,59	91,4
15,8	7,08	6,35	84,5
19,0	8,55	7,41	76,9

A Fig.4.21 apresenta os ganhos máximos total e realizável, obtidos com as simulações. Como esperado, para o material de menor perda, os valores são semelhantes e aumentam com a frequência, atingindo 9,38dBi em 17,2GHz. A Fig.4.22 mostra os ganhos realizáveis dos modelos construídos com FR4 e PTFE. Fica evidente o distanciamento das duas curvas a partir de 7GHz, justificável pela diferença entre as respectivas eficiências. Os diagramas de irradiação obtidos por cálculos para as principais frequências estão nas Fig.4.23 a Fig.4.31. Outra vez, nas partes (a) estão sobrepostos os diagramas nos planos E e H e nas partes (b) destacam-se as variações no plano H, adotando-se nova escala nessas representações.

**Fig. 4.21.** Máximos valores para os ganhos total e realizável obtidos por simulações com o HFSS®.

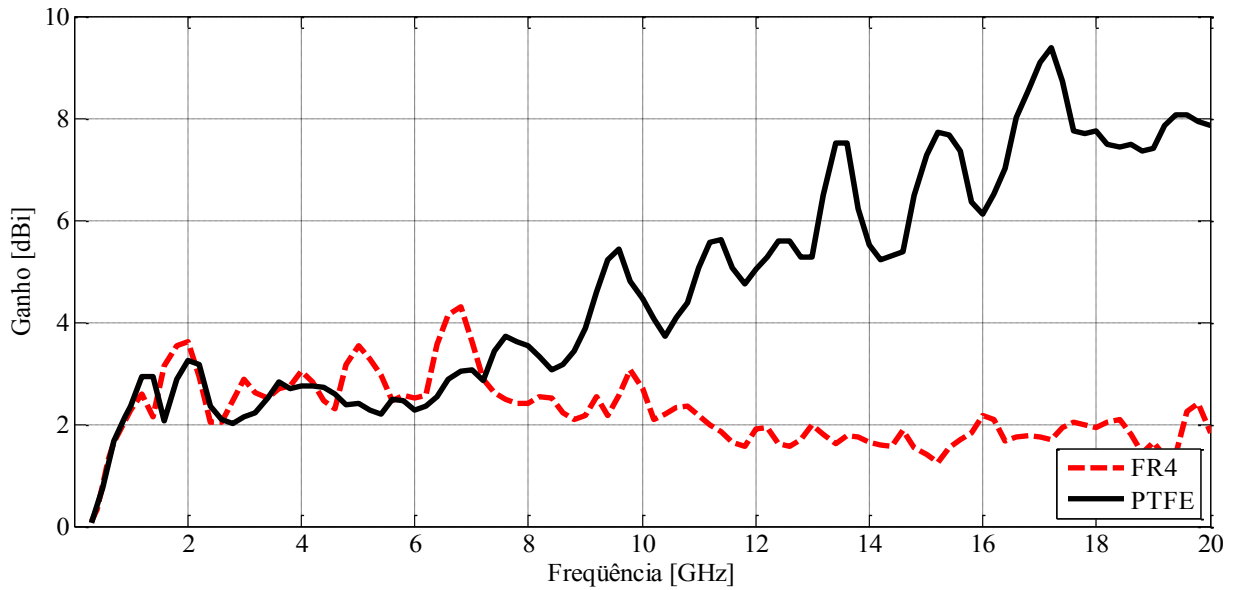


Fig. 4.22. Máximos valores de ganho realizável do modelo nas versões com substrados de FR4 e PTFE.

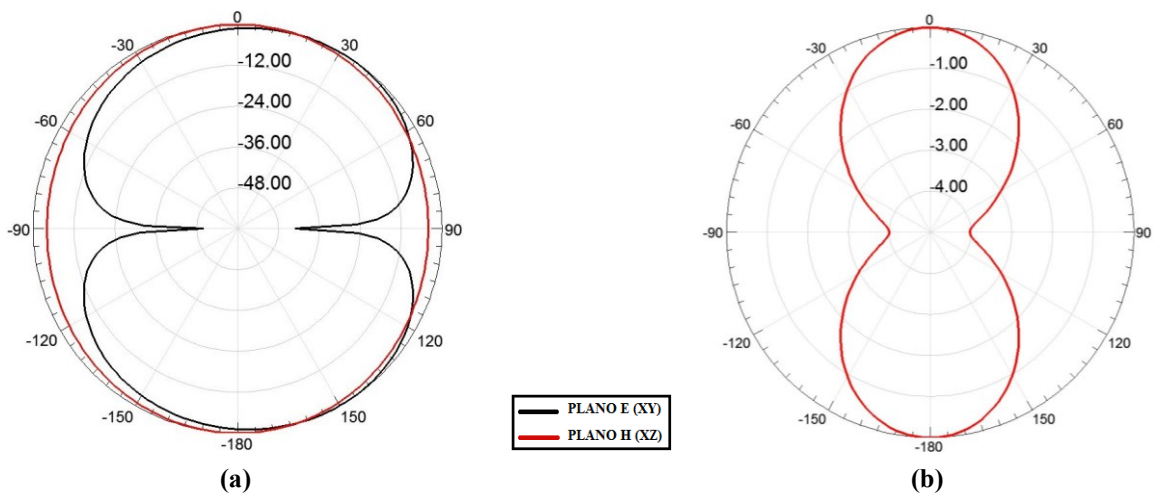


Fig. 4.23. Diagramas simulados em 1GHz nos planos $\theta = 90^\circ$ (xy) e $\phi = 0^\circ$ (xz).

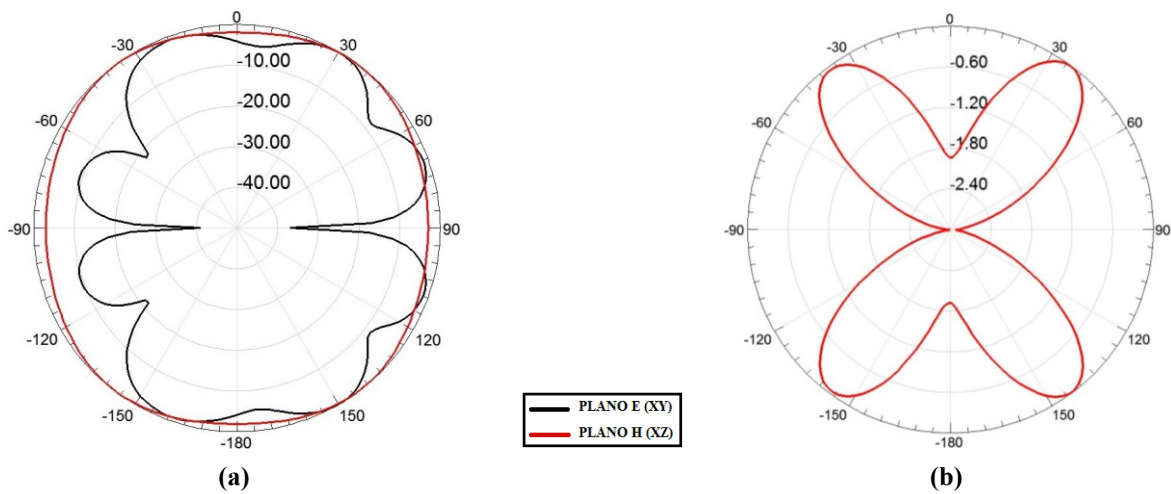


Fig. 4.24. Diagramas simulados em 3GHz nos planos $\theta = 90^\circ$ (xy) e $\phi = 0^\circ$ (xz).

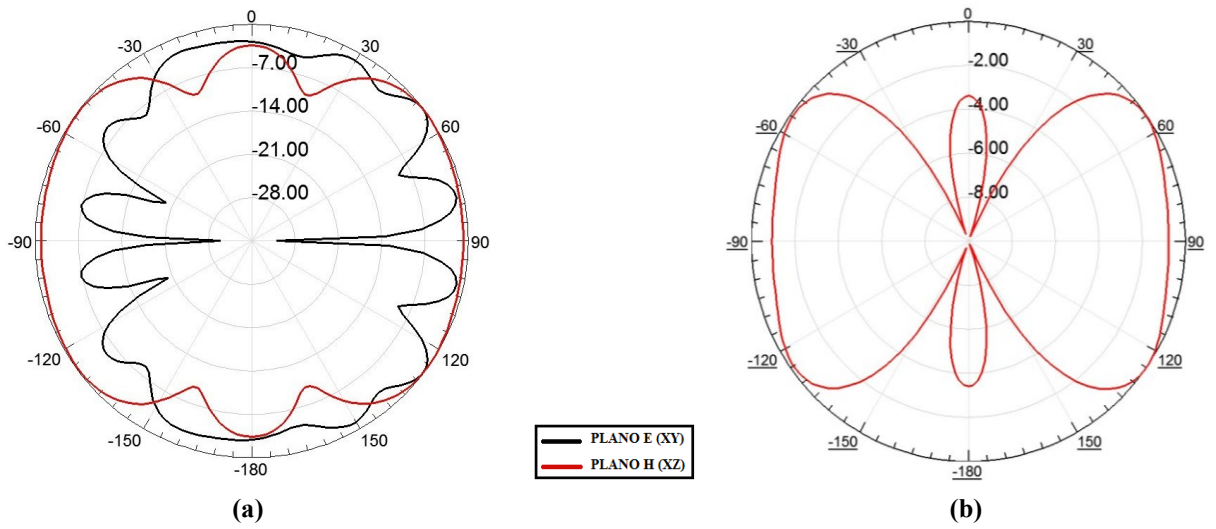


Fig. 4.25. Diagramas simulados em 4,8GHz nos planos $\theta = 90^\circ$ (xy) e $\phi = 0^\circ$ (xz).

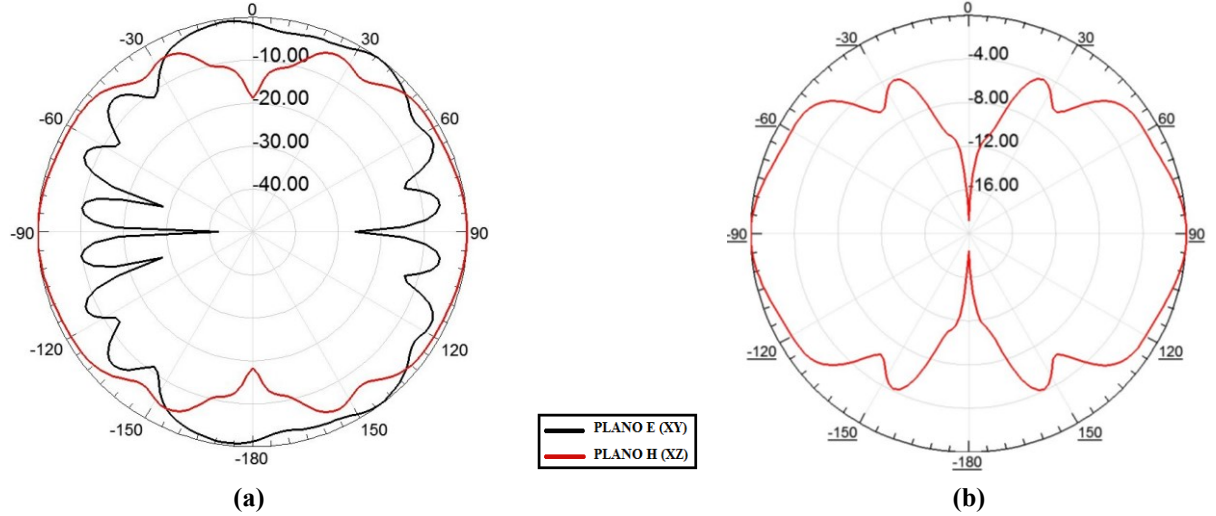


Fig. 4.26 Diagramas simulados em 6,8GHz nos planos $\theta = 90^\circ$ (xy) e $\phi = 0^\circ$ (xz).

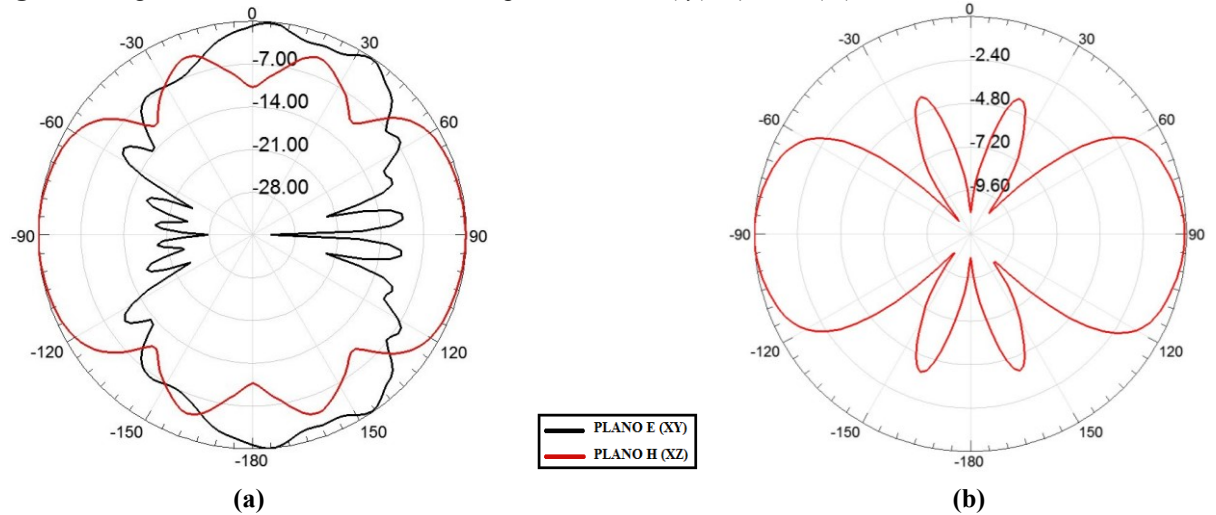


Fig. 4.27. Diagramas simulados em 8,8GHz nos planos $\theta = 90^\circ$ (xy) e $\phi = 0^\circ$ (xz).

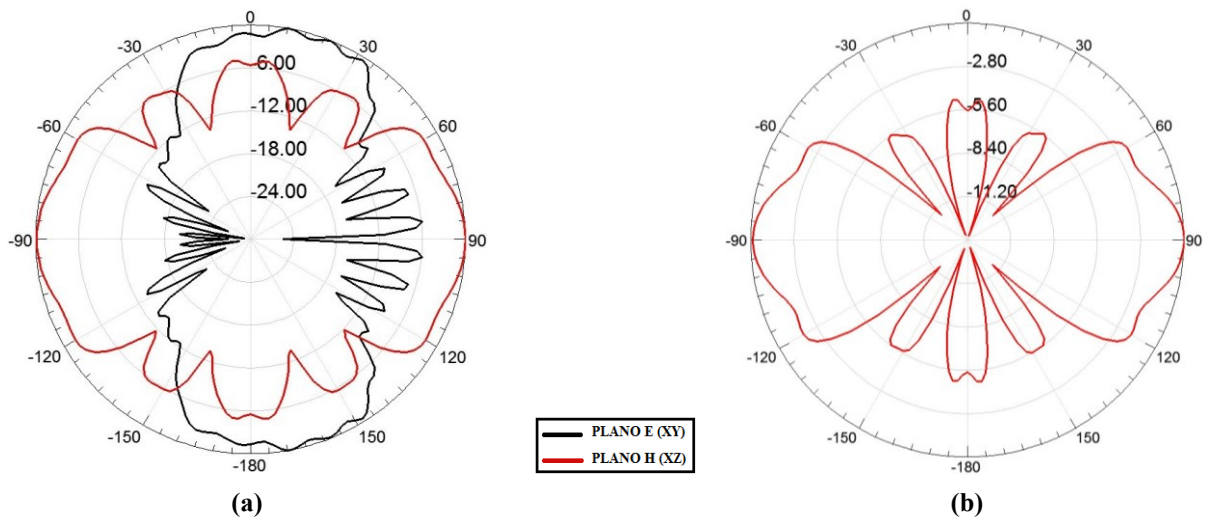


Fig. 4.28. Diagramas simulados em 10,6GHz nos planos $\theta = 90^\circ$ (xy) e $\phi = 0^\circ$ (xz).

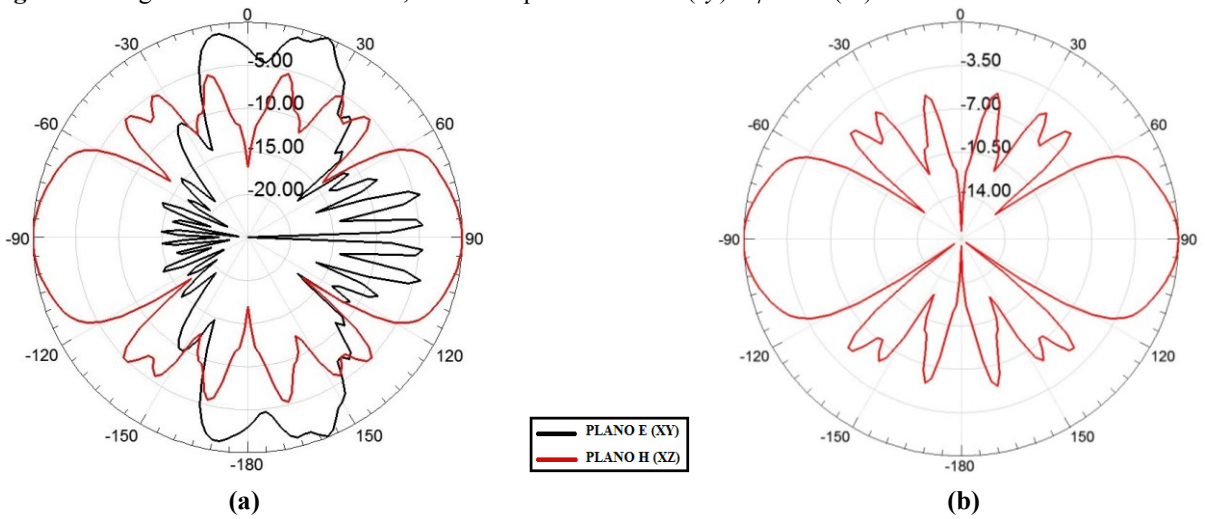


Fig. 4.29. Diagramas simulados em 12,4GHz nos planos $\theta = 90^\circ$ (xy) e $\phi = 0^\circ$ (xz).

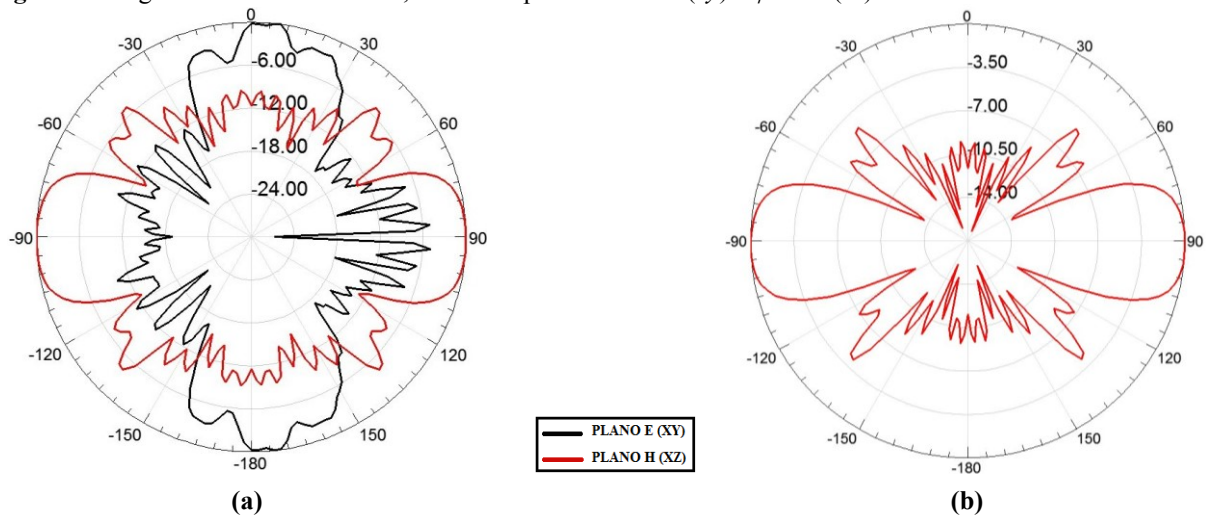


Fig. 4.30. Diagramas simulados em 15,8GHz nos planos $\theta = 90^\circ$ (xy) e $\phi = 0^\circ$ (xz).

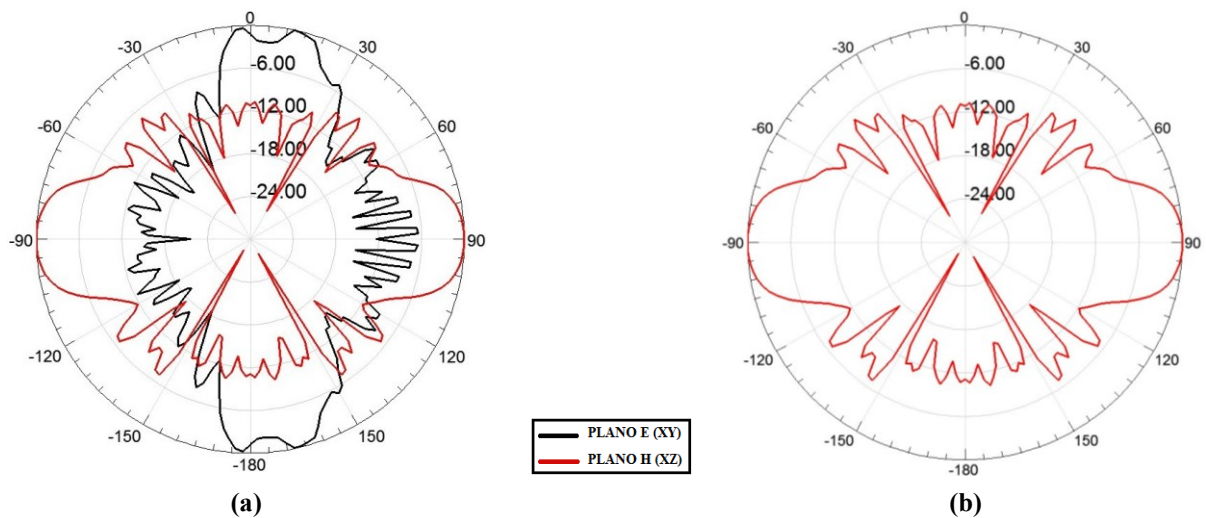


Fig. 4.31. Diagramas simulados em 19GHz nos planos $\theta = 90^\circ$ (xy) e $\phi = 0^\circ$ (xz).

4.8 Comentários sobre o capítulo.

Apresentaram-se os principais resultados de simulações e ensaios realizados durante o estudo da aplicação da geometria fractal do tapete de Sierpinski na elaboração de antenas impressas. O primeiro resultado comprovou a influência do nível das iterações nos valores de ressonância e, a partir deste ponto, o modelo passou por adaptações para atender uma grande largura de faixa e especificar mais exatamente os múltiplos pontos de ressonância. Nos modelos consecutivos elaborados em FR4, foram inseridas suavizações na transição entre a linha de alimentação e o elemento irradiador. O sistema de alimentação, antes composto por microlinha de fita e plano de terra cobrindo toda face oposta da plaqueta, foi substituído pelo guia de ondas coplanar, o que acarretou em grande aumento na largura de faixa utilizável pela antena. Para melhorar o desempenho em frequências acima de 11GHz, cujos resultados apontaram grandes perdas por descasamento, o modelo final foi reprojetoado e ensaiado com dielétrico de PTFE. Os resultados das simulações e testes para esta estrutura indicaram uma largura de faixa acima de 200% com ganhos de até 9,3dBi.

Capítulo 5

Comentários e conclusões

5.1 Comentários gerais

Apresentou-se uma breve análise das geometrias fractais, suas origens e principais métodos de geração. Exploraram-se algumas configurações, com ênfase em fractais empregados em trabalhos na área de radiofrequências. Com as características conhecidas de algumas composições com diferentes formatos, optou-se pela investigação da geometria fractal identificada como tapete de Sierpinski aplicada ao irradiador retangular impresso. Para isto, discutiram-se os principais parâmetros de projeto de antenas impressas e alguns métodos de alimentação, a fim de obterem-se estruturas capazes de operar em grandes larguras de faixa. Foram retratadas algumas das propriedades mais relevantes na avaliação de desempenhos de antenas impressas.

Os primeiros modelos foram projetados para a frequência inicial de 2,4GHz. Por apresentarem detalhes muito pequenos, ficou difícil comprovar a influência das iterações fractais nas frequências mais baixas de interesse. Por isto, foi escolhida uma nova frequência inicial em um valor abaixo do limite mínimo desejado para este desenvolvimento. O retângulo clássico passou a ser calculado para expressar a primeira frequência de ressonância em 700MHz. A partir deste modelo original, com os fractais inseridos, foram derivados vários outros. Os modelos posteriores sofreram alterações no método de excitação, na transição entre a linha de alimentação e o elemento irradiador e no formato externo do maior retângulo. O objetivo foi sempre aumentar a faixa útil e alcançar os limites estabelecidos para os resultados da perda por retorno, obtida por meio de simulação no programa HFSS[®].

Um protótipo do melhor modelo simulado foi construído em FR4 e seus resultados indicaram a necessidade da substituição do dielétrico utilizado. O modelo foi adaptado para implementação em PTFE e um novo protótipo foi confeccionado e ensaiado em laboratório, com resultados mais próximos dos desejados para uma estrutura de faixa larga e de elevada eficiência de irradiação.

5.2 Conclusões

O trabalho em antenas impressas com a geometria fractal do tapete de Sierpinski, combinada ao guia de ondas coplanar, pode resultar em irradiadores para operações em grandes larguras de faixa. Para isto, deve ser observado um conjunto de critérios relativos ao seu dimensionamento, ao tipo de substrato e do respectivo material dielétrico e os efeitos da distribuição das correntes nas transições entre as partes que as constituem.

Foram realizadas simulações com modelos gerados a partir de um irradiador projetado para ressonância em 700MHz e alimentação por microlinha de fita. Primeiramente, foram adotadas suavizações no ponto de transição entre a microlinha e o irradiador, a fim de evitar grandes concentrações de correntes e cargas causadas por transições bruscas no formato da estrutura. Além de aumento nas perdas nessas regiões, as concentrações de cargas e correntes implicam em efeitos reativos no ponto de excitação, dificultando a adaptação de impedância em faixa larga. Os resultados das simulações apontaram que somente as suavizações não seriam suficientes para viabilizar a operação na largura de faixa proposta nas especificações iniciais.

O guia de ondas coplanar (CPW) foi adotado e, em conjunto com as primeiras suavizações, resultou em melhor resultado nos valores do coeficiente de reflexão na região entre 2GHz e 8GHz. Como o limite superior ainda não estava de acordo com o desejado, foram necessárias novas suavizações na região de transição entre a alimentação e o elemento irradiador. Com esta nova estratégia, obteve-se uma estrutura capaz de operar em toda a faixa especificada. Assim, o primeiro protótipo foi construído com o substrato de FR4. Com esta opção, devido à elevada tangente de perdas do material, o resultado em frequências acima de 10GHz não foi satisfatório.

O modelo foi recalculado e confeccionado em PTFE, um dielétrico mais apropriado para as frequências almejadas. Este novo protótipo apresentou uma faixa utilizável acima de 200% em relação a um valor central, composta de vários pontos de ressonância, apresentando baixíssimas perdas e eficiência acima de 90%. Os diagramas de irradiação gerados com as simulações apresentaram lobos mais estreitos, conforme o aumento da frequência, resultando em ganhos crescentes, confirmando o bom desempenho do material em frequências até 20GHz. Além de apresentarem maior largura de faixa e aumento nos valores de ganho, os testes com o

protótipo tiveram grande aproximação com os resultados previstos por meio das simulações. Situação que indica uma maior estabilidade e confiabilidade em trabalhos utilizando o PTFE.

Portanto, a combinação das suavizações de algumas partes da estrutura e a alimentação com o guia coplanar apresentaram grande melhora nos valores do coeficiente de reflexão. Como o substrato utilizado tem grande influência no desempenho da antena, sua escolha é um fator crítico para operações em frequências acima de alguns giga-hertz.

5.3 Sugestões para trabalhos futuros

Verificou-se a necessidade de analisar alterações em pontos isolados da geometria fractal afim de melhorar ainda mais a largura de faixa e a eficiência de irradiação. Uma complementação de grande relevância seria a predição de maneira mais exata das frequências de ressonância e dos efeitos das sucessivas iterações sobre seus valores. Este desenvolvimento fixou-se na geometria fractal do tapete de Sierpinski, porém é conveniente que sejam feitos estudos combinando diferentes geometrias fractais, com objetivo de controle sobre diferentes parâmetros da antena, como o seu ganho, a largura de faixa, eficiência, garantia de polarização da onda emitida, e assim por diante. Mostrou-se uma grande dependência do desempenho da antena em relação ao sistema de alimentação adotado. Logo, uma exploração desta parte do sistema irradiante pode envolver aspectos de relevância para os parâmetros de desempenho da antena. Neste particular, devem ser sugeridos novos sistemas de adaptação de impedância ou novas configurações que permitam a operação em faixa larga.

Anexo A

Código para cálculo das dimensões e impedância do irradiador.

```
% Programa para cálculo das dimensões da antena retangular
% Engenharia de Antenas (Justino), Pag.533.

fmh=input('Frequência de Trabalho (MHz) = ');
fhz=fmh.*(10.^6);
er=input('Constante dielétrica do substrato = ');
hmm=input('Espessura do substrato em (mm) = ');
h=hmm./(10.^3);
tum=input('Espessura do condutor(um) = ');
t=tum./(10.^6);
c=3.*10.^8;
e=2.718281828;
lambda0=c./fhz;
lambdag=c./(fhz.*sqrt(er));
lambdag2=lambdag./2;
N=120.*pi;
Erea=(er+1.)/2;
bc=c/(2.*fhz.*sqrt(Erea));
bi=bc+(0.75958.*t)-((t./pi)*log(sqrt(((t./pi)^2)+((1./pi)/(1.10+(bc./t))^2))));
M=6.+(0.2832.*(e^(-13.16.*(h./bi)^0.75)));
beq=((2.*pi*h)/(log((h.*M./bi)+sqrt(1+(2.*h./bi)^2))));
Erefo=Erea*(1.+(((er-1)/2)*((1/(sqrt(1.+(12.*(h./bc)))))-(t./h)/(2.3.*sqrt(bc./h))));
DL=h/sqrt(er);
DLa1=0.412.*h*((Erefo+0.300)*(0.264+(bc/h)));
DLa2=((Erefo-0.258)*(0.800+(bc/h)));
DLa= DLa1/DLa2;
L=(c/(2.*fhz*sqrt(Erefo)))-(2.*DLa);
%-----
% Estudo da impedância

fMeg=input('Frequência de Trabalho (MHz) = ');
f=fMeg.*(10.^6);
ZLinha=input('Impedância da Linha (Ohms) = ');
er=input('Constante dielétrica do substrato = ');
largmm=input('Largura da Antena (mm) = ');
larg=largmm./(10.^3);
```

```

altmm=input('Altura da Antena (mm) = ');
alt=altmm./(10.^3);
c=3.*10.^8;
lambda0=c./f;
lambdag=c./(f.*sqrt(er));
lambdag2=lambdag./2;
hmm=input('Espessura do substrato em (mm) = ');
h=hmm./(10.^3);
N=120.*pi;
DLmm=input('Valor de Delta_L (mm) = ');
DL=DLmm./(10.^3);
Um=(pi.*Dla)./lambda0;
GBa=(pi.*larg)./(N.*lambda0);
G1=GBa.*(1-((Um.^2)./6));
B1=GBa.*(1-((2./pi).*(log(2.*Um))));
Y1=G1+B1*1i;
Z01=120.*pi.*h;
Z02=larg.*sqrt(er).*(1+(1.735.*(er.^-0.0724).*((larg./h).^-0.836)));
Z0=Z01./Z02;
Y0=1./Z0;
z=linspace(0.020,1,100000);% distância a contar da borda
BetaZ=2.*pi.*z./lambdag;
Ya1=Y1 + (Y0.*tan(BetaZ)).*1i;
Ya2=Y0 + (Y1.*tan(BetaZ)).*1i;
Ya=Y0.*(Ya1./Ya2);
Yt=Ya+Y1;
Zt=1./Yt;

```

Anexo B

Código para cálculo das dimensões do guia de ondas coplanar - CPW.

```
% Programa para cálculo da impedância característica do guia de ondas
% coplanar (CPW), segundo Garg, Bhartia, Bahl e Ittipiboon, p.791.

% Dados de entrada;
h=input('Espessura do laminado em mm = ');
er=input('Constante dielétrica do substrato = ');
b=input('meia separação entre planos em mm = ');
aa=input('Meia largura mínima da lâmina central em mm = ');

ab=0.99.*b;
a=linspace(aa,ab,1000);
c=input('Meia largura da estrutura em mm = ');
numk3=1-(b./c).^2; denk3=1-(a./c).^2;
k3=(a./b).*sqrt(numk3./denk3);
spb=((sinh(pi.*b./(2.*h))).^2)/((sinh(pi.*c./(2.*h))).^2);
numak4=1-spb;
spa=((sinh(pi.*a./(2.*h))).^2)/((sinh(pi.*c./(2.*h))).^2);
denak4=1-spa;
k4=(sinh(pi.*a./(2.*h))).*sqrt(numak4./denak4)/(sinh(pi.*b./(2.*h)));
k3l=sqrt(1-k3.^2); k4l=sqrt(1-k4.^2);
U3=(1+sqrt(k3))/(1-sqrt(k3)); U4=(1+sqrt(k4))/(1-sqrt(k4));
K3=(1./pi).*log(2.*U3);
K4=(1./pi).*log(2.*U4);
q=0.5.*K4./K3;
eef=1+q.*(er-1);
Zo=30.*pi./((sqrt(eef).*K3));
```

Anexo C

Trabalhos publicados referentes à dissertação

- CARLETI, M.; RIBEIRO, J. A. J. *Antenas impressas baseadas no tapete de Sierpinski*, MOMAG2014, Curitiba, Ago. 2014.
- SANTOS, M. G.; CARLETI, M.; TEIXEIRA, P. A.; RIBEIRO, J. A. J. *Microstrip wideband antennas with different fractals geometries*. International Workshop on Telecommunications- IWT, Santa Rita do Sapucaí, Jun. 2015.

Trabalhos aceitos referentes à dissertação

- PATRÍCIO, S. C.; CARLETI, M.; ARISMAR C. S. Jr. A.; RIBEIRO, J. A. J. *Development of a Printed Antenna Array based on Sierpinski Carpet Fractal Elements*. International Microwave and Optoelectronics Conference – IMOC2015, Porto de Galinhas, Nov. 2015.

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, Apr. 22, 2002. Disponível em: https://transition.fcc.gov/Bureaus/Engineering_Technology/Orders/2002/fcc02048.pdf . Acesso em Jun. de 2015.
- [2] WANG, P. et al. *Design of modified 6-18 GHz balanced antipodal Vivaldi antenna*. Progress In Electromagnetics Research C, v. 25, p. 271-285, 2012.
- [3] MATOS R. O. *Antenas Multibandas Utilizando a Geometria Fractal do Triângulo de Sierpinski*. Tese de mestrado, Instituto Nacional de Telecomunicações, Dez. 2012.
- [4] SANTOS, M. G.; RIBEIRO, J. A. J. *Antena de faixa larga baseada no multifractal de Cantor*. 16° Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 11° Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, MOMAG, Curitiba, Ago., 2014.
- [5] ANDRADE, B. O.; MENDONÇA, L. M. *Um novo arranjo de antenas patch de microfita fractal multibanda para comunicação sem fio*. 16° Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 11° Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, MOMAG, Curitiba, Ago. de 2014.
- [6] TEIXEIRA, P. A.; RIBEIRO, J. A. J. *Antena gravata borboleta em geometria fractal para múltiplas frequências e grande largura de faixa*. Tese de mestrado, Instituto Nacional de Telecomunicações, Mar. de 2015.
- [7] Agência Nacional de Telecomunicações. Disponível em: <http://sistemas.anatel.gov.br/pdf/Consulta/Consulta.Asp?intPagina=1&intLivro=0>. Acesso em 5 Mar. 2015.
- [8] The MathWorks™, Inc. Copyright 1984-2010. Informações em: www.mathworks.com/products/matlab.
- [9] ZALESKI, A.; *Fractal and the Weierstrass-Mandelbrot Functions*. Rose-Hulman Undergraduate Math. J. v. 13, n. 2, p. 32-45, Nov. 1980. Disponível em: <https://www.rose-hulman.edu/mathjournal>. Acesso em Mar. 2015.
- [10] MANDELBROT, B. B. *Fractals: form, chance, and dimension*. San Francisco: WH Freeman, 1977. Disponível em: http://users.math.yale.edu/~bbm3/web_pdfs/fractalGeometryWhatIsIt.pdf. Acesso em Mar. 2015.
- [11] MANDELBROT, B. B. *The fractal geometry of nature*. Macmillan, 1983. Disponível em: http://is.muni.cz/el/1456/jaro2014/BPM_NUMA/The_Fractal_Geometry_of_Nature_-_B._Mandelbrot.pdf . Acesso em Mar. 2015.
- [12] SCHLEICHER, D. *Hausdorff dimension, its properties, and its surprises*. The American Mathematical Monthly, p. 509-528, 2007.

- [13] RABAY, Y. S. F. *Estudo e aplicações da geometria fractal*. Tese de mestrado, Universidade Federal da Paraíba, 2013.
- [14] MATOS, R.O.; RIBEIRO, J. A. J. *Antena multibanda utilizando geometria fractal de Sierpinski*. 14° Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 9° Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, MOMAG, Fortaleza, 2012.
- [15] TEIXEIRA, P. A.; RIBEIRO, J. A. J. *Fractal bowtie antenna with quarter-wave transformers feed system*. International Workshop on Telecommunications, IWT, Santa Rita do Sapucaí, Jun. 2015.
- [16] FALCONER, K. *Fractal geometry: mathematical foundations and applications*. New York: John Wiley, 2013.
- [17] NUSSENZVEIG, H. M. *Complexidade e caos*. Rio de Janeiro, Editora UFRJ/COPEA, p. 51-82, 1999.
- [18] WITTEN JR, T. A.; SANDER, L. M. *Diffusion-limited aggregation, a kinetic critical phenomenon*. Phys. Rev. Lett., v. 47, n. 19, p. 1400, 1981.
- [19] JULLIEN, R.; KOLB, M.; BOTET, R. *Diffusion limited aggregation with directed and anisotropic diffusion*. Journal de Physique, v. 45, n. 3, p. 395-399, 1984.
- [20] WERNER, D. H.; GANGULY, S. *An overview of fractal antenna engineering research*. Antennas and Propagation Magazine, IEEE, v. 45, n. 1, p. 38-57, 2003.
- [21] MURR, C.; et al. *Fractais: propriedades e construção*. Departamento de Matemática, Universidade Federal do Paraná, 2005.
- [22] RAMO, S.; WHINNERY, J.; VAN DUZER, T. *Fields and waves in electronic communications*. New York: John Wiley, 1965.
- [23] POTAPOV, A. A.; MATVEEV, E. N. *Fractal electrodynamics. Scaling of the fractal antennas based on ring structures and multiscale frequency-selective 3D media and fractal sandwiches: Transition to fractal nanostructures*. Journal of Communications Technology and Electronics, v. 55, n. 10, p. 1083-1101, 2010.
- [24] YANG, X. et al. *Fractal antenna elements and arrays*. Applied microwave and wireless, v. 11, p. 34-46, 1999.
- [25] BALANIS, C. A. *Antenna theory: analysis and design*. 2nd. Ed. New York: John Wiley, 1997.
- [26] POZAR, D. M.; SCHAUBERT, D. H. (Ed.). *Microstrip antennas: the analysis and design of microstrip antennas and arrays*. New York: John Wiley, 1995.
- [27] BALANIS, C. A. *Teoria de Antenas: Análise e síntese*, v. 2. Tradução e revisão técnica SOUZA, J. R., Rio de Janeiro: LTC, 2009.
- [28] COLLIN, R. E. *Foundations for microwave engineering*. 2nd. Ed. New York: McGraw-Hill, 1998.
- [29] RIBEIRO, J. A. J. *Engenharia de antenas: fundamentos, projetos e aplicações*. São Paulo: Érica, 2012.

- [30] EDWARDS, T. C. *Foundations for microstrip circuit design*. Chichester: John Wiley, 1981.
- [31] BANERJEE, P.; BEZBORUHAH, T. *Some Aspects of Rectangular Microstrip Antenna for Mobile Application*. International Journal of Future Generation Communication and Networking, v.7, n° 6, 2014.
- [32] RIBEIRO, J. A. J. *Engenharia de microondas: fundamentos e aplicações*. São Paulo: Érica, 2008.
- [33] CARSON, R. S. *High-frequency amplifiers*. New York: John Wiley, 1975.
- [34] HARRINGTON, R. F. *Time-harmonic electromagnetic fields*. New York: McGraw-Hill, 1961, p. 180-186.
- [35] BIRD, T. S. *Definition and Misuse of Return Loss*. IEEE Antennas and Propagation Magazine, v. 51, n°2, April 2009.
- [36] BALANIS, C. A. *Teoria de Antenas: Análise e síntese*, v. 1. Tradução e revisão técnica SOUZA, J. R., Rio de Janeiro: LTC, 2009.
- [37] AGGARWAL, A.; KARTIKEYAN, M. V. *Design of Sierpinski Carpet Antenna using two different feeding mechanisms for WLAN Applications*. Infrared Millimeter and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 2010, 35th Int. Conference on. IEEE, 2010. p. 1-3.
- [38] VEDELIN, G. D. *Limitations on stripline Q*. Microwave J., v.13, n.5, May 1970.
- [39] SANTOS, M. G.; RIBEIRO, J.A. J. *Antenas impressas de faixa larga utilizando a geometria fractal do pente de Cantor*. Tese de mestrado, Instituto Nacional de Telecomunicações, Dez. 2014.
- [40] OWENS R. P. *Microstrip antenna feeds*. In: JAMES J. R., P. S. Hall, Ed. Handbook of Microstrip Antennas. London: Peter Peregrinus, 1989.
- [41] GARG R., BHARTIA P., BAHL I. and ITTIPIBOON A., *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, INC. Norwood, 2001, p.791.
- [42] SPIEGEL, M. R. *Manual de fórmulas e tabelas matemáticas*. Tradução CHIOCCARELLO, R. São Paulo: McGraw-Hill, 1974.
- [43] HSU, M.-H. et al. *Printed Fractal Antennas for Multi and Wide-Band Applications*. International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2008), International Convention Center, Taipei, Taiwan. 2008. p. 27-30.
- [44] SILVA SEGUNDO, F. C. G.; CAMPOS, A. L. P. S. *Proposta de Superfície Seletiva em Frequência UWB com geometria fractal poeira de Cantor*. 16° Simpósio Brasileiro de Micro-Ondas e Optoeletrônica e 11° Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, MOMAG, Curitiba, Ago. de 2014
- [45] MADHAV, B. T. P. et al. *Performance Characterization of Radial Stub Microstrip Bow-Tie Antenna*. International Journal of Engineering & Technology (0975-4024), v. 5, n. 2, 2013.

- [46] MANIMEGALAI, B.; RAJU, S.; ABHAIKUMAR, V. *A multifractal Cantor antenna for multiband wireless applications*. Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE, v. 8, p. 359-362, 2009.
- [47] BEST, S. R. *The Sierpinski gasket: Modified non-fractal gap structures exhibiting multiband behavior*. AP-S Symposium, v.4, p538-541, 2002.
- [48] Ansys Corporation. HFSS electromagnetic simulation tool. New York: Ansoft, 2012.
- [49] RAHIM, M. K. A.; ABDUL A., M. Z. A.; ABDULLAH, N. *Wideband Sierpinski carpet monopole antenna*. In: Applied Electromagnetics, 2005. APACE 2005. Asia-Pacific Conference on. IEEE, 2005.
- [50] The Gund Company, Inc. *Material data sheet*, Disponível em: [http:// thegundcompany.com/files/index.cfm?pdfpath=FR4%20FULL%20DATA_NEMA%20IEC%20Grade.pdf](http://thegundcompany.com/files/index.cfm?pdfpath=FR4%20FULL%20DATA_NEMA%20IEC%20Grade.pdf). Acesso em Apr. 2014.
- [51] WANG, G.; SHEN, D.; ZHANG, X. *An UWB antenna using modified Sierpinski-carpet Fractal Antenna*. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2013.
- [52] RAMADAN, A. et al. *A 2 × 2.5 cm 2 low-cost PCB antenna for UWB applications*. GCC Conference & Exhibition, 5th ed., IEEE 2009.
- [53] RAMADAN, A. et al. *A compact Sierpinski-carpet-based patch antenna for UWB applications*. Antennas and Propagation Society International Symposium, APSURSI'09, IEEE, 2009.
- [54] MCKINNEY, J. D.; LIN, I. S.; WEINER, A. M. *Shaping the power spectrum of ultra-wideband radio-frequency signals*. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, v. 54, n. 12, p. 4247-4255, 2006.
- [55] Agilent Technologies, *Agilent E5071C ENA Network Analyzer*. Disponível em: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-5478EN.pdf> . Acesso em Apr.2014.
- [56] QURESHI, A. A.; AFZAL, M. U.; TAUQEER, T.; TARAR, M. A.; *Performance Analysis of FR-4 Substrate for High Frequency Microstrip Antenas*. Microwave Conference Proceedings – CJMW, China-Japan Joint, 2011.
- [57] KRAUSS, J. D.; CARVER, K. R.; *Eletrromagnetics*. 2ed., New York. Mc Graw-Hill, 1973.
- [58] ARLON Microwave Materials *DiClad Series*. Disponível em: [https:// image-serv10.team-logic.com/mediaLibrary/303 /Diclad.pdf](https://image-serv10.team-logic.com/mediaLibrary/303/Diclad.pdf) . Acesso em Apr. 2014.