



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

Arranjos Log-Periódicos Compactos em Microfita com Elementos Fractais de Koch

Valdez Aragão de Almeida Filho

Orientador: Prof. Dr. Adaildo Gomes D'Assunção
Co-orientador: Prof. Dr. Paulo Henrique da Fonseca Silva

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Federal do Rio Grande do Norte (área de concentração: Telecomunicações) como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Natal, RN, junho de 2010.

Livros Grátis

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.

Divisão de Serviços Técnicos

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

Almeida Filho, Valdez Aragão de.

Arranjos log-periódicos compactos em microfita com elementos fractais de Koch / Valdez Aragão de Almeida Filho. – Natal, RN, 2010.

100 f.

Orientador: Adaildo Gomes D'Assunção.

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

1. Antenas de microfita – Dissertação. 2. Arranjo log-periódico – Dissertação. 3. Redução das dimensões – Dissertação. I. D'Assunção, Adaildo Gomes. II. Universidade Federal do Rio Grande do Norte. III. Título.

RN/UF/BCZM

CDU 621.396.67(043.3)

Arranjos Log-Periódicos Compactos em Microfita com Elementos Fractais de Koch

Valdez Aragão de Almeida Filho

Dissertação de Mestrado aprovada em 14 de junho de 2010 pela banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Dr. Adaildo Gomes D'Assunção - ORIENTADOR (UFRN)

Prof. Dr. Paulo Henrique da Fonseca Silva - CO-ORIENTADOR (IFPB)

Prof. Dr. Rui Fragassi Souza - EXAMINADOR EXTERNO (UNICAMP)

Prof. Dr. Glauco Fontgalland - EXAMINADOR EXTERNO (UFCG)

Prof. Dr. Alfrêdo Gomes Neto - EXAMINADOR EXTERNO (IFPB)

Prof. Dr. Ronaldo Andrade Martins - EXAMINADOR INTERNO (UFRN)

*“O mundo está nas mãos daqueles que têm a
coragem de sonhar e de correr o risco de viver
seus sonhos.”*

Paulo Coelho

*A todos aqueles que direta ou indiretamente
contribuíram para a conclusão desta
importante etapa da minha vida.*

Agradecimentos

Primeiramente a Deus por ter me conduzido nessa constante sede de aprender mais e mais e pela oportunidade de cumprir mais esta etapa da minha vida.

Aos Professores Adaildo e Paulo pela valiosa orientação, paciência, amizade e inúmeras sugestões para o desenvolvimento deste trabalho.

Aos meus pais e ao meu irmão pelo amor, incentivo e compreensão nos momentos difíceis.

Ao meu grande amigo Iradilson, pela amizade, companhia, paciência e contribuição para este trabalho.

Aos amigos Robson, Lincoln, Gustavo, Ricardo, France, Bruno e Rafael pelo apoio e companhia.

Às amigas Jannayna, Náthalee, Aline, Leilane e Bruna pelo carinho e apoio.

Resumo

Este trabalho tem como objetivo apresentar como a aplicação de contornos fractais aos elementos de um arranjo log-periódico se torna uma alternativa bastante interessante quando se deseja reduzir as dimensões do arranjo. Foram propostos dois tipos de arranjos log-periódicos: um com alimentação por linha de microfita e outro com alimentação por acoplamento eletromagnético. Aos elementos desses arranjos foram aplicados contornos fractais de Koch, em dois níveis. Com a finalidade de validar os resultados obtidos foram construídos protótipos, que foram caracterizados experimentalmente em um analisador de rede vetorial e simulados em *software*, para comparação. Os resultados mostraram reduções de 60% nas dimensões dos arranjos, para ambos os tipos. Através da análise dos gráficos da perda de retorno, pôde-se observar que a aplicação dos contornos fractais fez com que aparecessem diferentes frequências de ressonância nos arranjos. Além disso, observa-se uma boa concordância entre os resultados medidos e simulados. O arranjo com alimentação por acoplamento eletromagnético apresentou, após aplicação dos contornos fractais, menores valores de diretividade do que o arranjo com alimentação por linha de microfita.

Palavras-chave: Antenas de Microfita, Geometria Fractal, Arranjos de Antenas, Redução de Dimensões.

Abstract

This work aims to present how the application of fractal geometry to the elements of a log-periodic array can become a good alternative when one wants to reduce the size of the array. Two types of log-periodic arrays were proposed: one with fed by microstrip line and other fed by electromagnetic coupling. To the elements of these arrays were applied fractal Koch contours, at two levels. In order to validate the results obtained some prototypes were built, which were measured on a vector network analyzer and simulated in a software, for comparison. The results presented reductions of 60% in the total area of the arrays, for both types. By analyzing the graphs of return loss, it was observed that the application of fractal contours made different resonant frequencies appear in the arrays. Furthermore, a good agreement was observed between simulated and measured results. The array with feeding by electromagnetic coupling presented, after application of fractal contours, radiation pattern with more smooth forms than the array with feeding by microstrip line.

Keywords: Microstrip Antennas, Fractal Geometry, Antennas Array, Dimensions Reduction.

Sumário

Sumário	ix
Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xv
Lista de Símbolos	xvi
1 Introdução	18
1.1 Organização do texto	19
2 Antenas de Microfita	20
2.1 Introdução	20
2.2 Estruturas e Características	21
2.3 Métodos de Alimentação	24
2.3.1 Alimentação por Linha de Microfita	24
2.3.2 Alimentação por Cabo Coaxial	26
2.3.3 Alimentação por Acoplamento Direto	27
2.3.4 Alimentação por Acoplamento por Abertura	28
2.4 Métodos de Análise	29
3 Fractais	32
3.1 Introdução	32
3.2 Características dos Fractais	34
3.2.1 Estrutura Fina	34
3.2.2 Auto-similaridade	35
3.2.3 Simplicidade da Lei de Formação	37
3.2.4 Dimensão Fractal	37

3.2.4.1	Cálculo de Dimensão pelo Método de Auto-similaridade	39
3.2.4.2	Cálculo de Dimensão pelo Método da Contagem de Caixas	41
3.3	Tipos de Fractais	43
3.3.1	Curva de Koch	43
3.3.2	Floco de Neve de Koch	45
3.3.3	Triângulo de Sierpinski	47
3.4	Métodos para a Geração de Fractais	48
3.4.1	O Método IFS	48
3.4.1.1	Curva de Koch gerada pelo Método IFS	49
3.4.1.2	Triângulo de Sierpinski gerado pelo Método IFS	50
3.4.2	O Sistema L	51
3.4.2.1	Curva de Koch gerada pelo Sistema L	52
3.4.2.2	Floco de Neve de Koch gerado pelo Sistema L	53
4	Arranjos de Antenas	55
4.1	Introdução	55
4.2	Arranjo linear com 2 elementos	56
4.3	Arranjo linear com N elementos	59
4.3.1	Arranjo <i>Broadside</i>	62
4.3.2	Arranjo <i>End-fire</i>	63
4.4	Arranjo Planar	65
4.5	Arranjo Log-Periódico	68
5	Resultados Experimentais	74
5.1	Introdução	74
5.2	Arranjo Log-Periódico com Alimentação por Linha de Microfita	74
5.3	Arranjo Log-Periódico com Alimentação por Acoplamento Eletromagnético ...	84
6	Conclusões	95
	Referências Bibliográficas	96

Lista de Figuras

2.1	Antena de microfita com <i>patch</i> retangular	21
2.2	Formatos mais usuais de antenas de microfita	22
2.3	Geometria da antena alimentada por linha de microfita	25
2.4	Geometria da antena alimentada por cabo coaxial	27
2.5	Geometria da antena alimentada por acoplamento direto.....	28
2.6	Geometria da antena alimentada através de acoplamento por abertura.....	29
3.1	Exemplo de fractal geométrico (triângulo de Sierpinski).....	32
3.2	Exemplo de fractal aleatório	33
3.3	Senóide $y=\text{sen}(x)$	35
3.4	Auto-similaridade de fractal. As imagens destacam: (a) auto-similaridade estrita e (b) auto-similaridade estatística	36
3.5	Figuras afins.....	37
3.6	Poeira de Cantor.....	38
3.7	Dimensão de auto-similaridade num segmento de reta dividido.....	39
3.8	Auto-similaridade do conjunto de Cantor.....	40
3.9	Ilustração de exemplo do método de Contagem de Caixas	42
3.10	Construção geométrica da curva de Koch	44
3.11	Construção geométrica do floco de neve de Koch	46
3.12	Construção do triângulo de Sierpinski.....	47
3.13	Regra de formação para obtenção da curva de Koch.....	53

3.14	Curva de Koch para $n=3$	54
3.15	Floco de neve para $n=3$	54
4.1	Geometria de um arranjo de 2 elementos, posicionados ao longo do eixo-z.....	57
4.2	Observações do campo distante para o arranjo com 2 elementos, posicionados ao longo do eixo-z	58
4.3	Observações do campo distante para um arranjo de N elementos posicionados ao longo do eixo-z	58
4.4	Exemplo de um arranjo linear uniforme com radiação tipo <i>broadside</i>	62
4.5	Exemplo de um arranjo linear uniforme com radiação tipo <i>end-fire</i>	64
4.6	Geometria de um arranjo linear	65
4.7	Geometria de um arranjo planar	66
4.8	Propriedades de simetria: (a) conjunto de dipolos cruzados, (b) forma auto-complementar	69
4.9	Geometria da antena log-periódica em microfita	72
5.1	Parâmetros geométricos do <i>patch</i> inicial do arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita	75
5.2	Geometria do arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita.....	75
5.3	Dimensões do arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita....	76
5.4	Comparativo entre os resultados medidos e simulados da perda de retorno para o arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita.....	76
5.5	Diagrama de radiação, em dB, 2D para a frequência de 5,8 GHz para o arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita.....	77
5.6	Carta de Smith para o arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita.....	78
5.7	Dimensões do arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita após aplicação do fractal de Koch nível 1.....	79
5.8	Comparativo entre os resultados medidos e simulados da perda de retorno para o arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita após aplicação do fractal de Koch nível 1	79

5.9	Diagrama de radiação, em dB, 2D para a frequência de 5 GHz para o arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita após aplicação do fractal de Koch quadrado nível 1	80
5.10	Carta de Smith para o arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita após aplicação do fractal de Koch quadrado nível 1	81
5.11	Dimensões do arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita após aplicação do fractal de Koch nível 2.....	81
5.12	Comparativo entre os resultados medidos e simulados da perda de retorno para o arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita após aplicação do fractal de Koch nível 2.....	82
5.13	Diagrama de radiação, em dB, 2D para a frequência de 5,8 GHz para o arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita após aplicação do fractal de Koch quadrado nível 2	83
5.14	Carta de Smith para o arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita após aplicação do fractal de Koch quadrado nível 2.....	83
5.15	Parâmetros geométricos do <i>patch</i> inicial do arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético.....	84
5.16	Geometria do arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético.....	84
5.17	Arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético: (a) vistas inferior e superior e (b) dimensões totais	85
5.18	Comparativo entre os resultados medidos e simulados da perda de retorno para o arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético.....	86
5.19	Diagrama de radiação, em dB, 2D para a frequência de 2,45 GHz para o arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético	87
5.20	Carta de Smith para o arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético.....	87
5.21	Arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético após aplicação do fractal de Koch nível 1: (a) vistas inferior e superior e (b) dimensões totais.....	88
5.22	Comparativo entre os resultados medidos e simulados da perda de retorno para o arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético após aplicação do fractal de Koch nível 1.....	89

5.23	Diagrama de radiação, em dB, 2D para a frequência de 2,45 GHz para o arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético após aplicação do fractal de Koch quadrado nível 1	90
5.24	Carta de Smith para o arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético após aplicação do fractal de Koch quadrado nível 1.....	90
5.25	Arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético após aplicação do fractal de Koch nível 2: (a) vistas inferior e superior e (b) dimensões totais.....	91
5.26	Comparativo entre os resultados medidos e simulados da perda de retorno para o arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético após aplicação do fractal de Koch nível 2.....	92
5.27	Diagrama de radiação, em dB, 2D para a frequência de 3,5 GHz para o arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético após aplicação do fractal de Koch quadrado nível 2.....	93
5.28	Carta de Smith para o arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético após aplicação do fractal de Koch quadrado nível 2.....	93

Lista de Tabelas

3.1	Comprimento da curva de Koch	44
3.2	Comprimento do floco de neve de Koch	46
3.3	Perímetro do triângulo de Sierpinski	48
3.4	Valores das transformações afins do método IFS para obtenção da curva de Koch.....	50
3.5	Valores das transformações afins do método IFS para obtenção do triângulo de Sierpinski	51

Lista de Símbolos

AF	Fator de arranjo
β	Diferença na excitação de fase entre os elementos de um arranjo
d	Separação entre os elementos de um arranjo
D	Dimensão espacial
ε	Permissividade elétrica
ε_{eff}	Constante dielétrica efetiva
ε_r	Constante dielétrica do substrato
E_t	Campo total radiado
f	Frequência de operação
h	Espessura do substrato
θ	Ângulo de elevação
K	Célula matriz
λ_g	Comprimento de onda guiada no dielétrico
λ_0	Comprimento de onda no espaço livre
\ln	Logaritmo natural
\log	Logaritmo de base 10
L	Comprimento do <i>patch</i> retangular
L_0	Comprimento da linha de alimentação
μ	Permeabilidade magnética
n	Nível do fractal
π	Número pi

q	Transformação afim
r	Distância radial
R^n	Espaço n-dimensional
R^2	Espaço bidimensional
τ	Razão geométrica da estrutura log-periódica
T	Transformação linear não-singular
u, v	Vetores
w_0	Largura da linha de microfita
W	Largura do <i>patch</i> retangular
φ	Ângulo de azimute
y_0	Comprimento do <i>inset fed</i>
ψ	Aumento de fase com relação ao elemento anterior do arranjo
Z_0	Impedância característica

Capítulo 1

Introdução

As comunicações sem fio têm se desenvolvido rapidamente nas últimas décadas e têm tido um impacto bastante significativo na vida humana. Nos últimos anos, o desenvolvimento de redes de área locais sem fios (WLAN) tem representado um dos interesses principais no campo da informação e da comunicação. O constante interesse nos últimos anos por dispositivos leves, compactos e com custo reduzido tem chamado a atenção de técnicos, engenheiros e pesquisadores da área das Telecomunicações. Essas características tornam as estruturas planares multi-banda atrativas para aplicações em sistemas de comunicação móveis, comunicação por satélite e comunicação por radar. Não resta dúvida que a redução das dimensões e a operação em várias faixas de frequências são requisitos desejáveis aos aparelhos de comunicação modernos. Neste mercado competitivo, o surgimento de novas tecnologias sem fio resulta em demandas crescentes por antenas compactas/multi-banda, que permitam, por exemplo, a união de diferentes tecnologias sem fio num único dispositivo portátil.

Assim, a tendência atual na área comercial tem sido o desenvolvimento de antenas de baixo custo, peso mínimo, baixo perfil, e que são capazes de manter o alto desempenho ao longo de um largo espectro de frequências. Esta evolução tecnológica tem se concentrado muito no projeto de antenas de microfita. Com uma geometria simples, as antenas de microfita oferecem muitas vantagens que normalmente não são exibidas em outras configurações de antenas. Elas têm como principais vantagens pequeno volume, pouco peso, baixo custo, configuração planar, dentre outras. Apresenta como uma de suas principais desvantagens a largura de banda estreita, para as formas mais simples, o que restringe a sua utilização.

Para solucionar o problema da largura de banda relacionada às antenas de microfita, utiliza-se uma técnica em que é formada uma associação de elementos radiantes em uma configuração elétrica e geométrica. Esta nova antena, formada por

múltiplos elementos, é chamada de arranjo. Além de aumentar a largura de banda, um arranjo aumenta a diretividade de um sistema de antenas e concentra a potência radiada dentro de uma área geograficamente menor.

Um dos problemas da utilização de arranjos em algumas aplicações está relacionado ao espaço ocupado, uma vez que os arranjos possuem, em sua grande maioria, dimensões elevadas. Uma forma de amenizar esse problema é a aplicação de elementos fractais aos elementos de um arranjo. A aplicação de contornos fractais às estruturas de antenas convencionais otimiza a forma da antena em relação ao seu comprimento elétrico, o que resulta numa redução do seu tamanho total. Sendo assim, este trabalho tem como objetivo observar e analisar a redução da área total dos arranjos com a aplicação do contorno fractal de Koch aos seus elementos.

1.1 Organização do texto

Este trabalho encontra-se distribuído em 6 capítulos, buscando evidenciar o referencial teórico e bibliográfico para o estudo das estruturas em questão.

O Capítulo 2 apresenta um estudo bibliográfico a respeito da teoria de antenas de microfita, situando-a no contexto histórico de evolução, evidenciando suas características, vantagens e desvantagens em relação às antenas de micro-ondas convencionais, além das técnicas de alimentação e os métodos gerais de análise.

O Capítulo 3 faz referência ao estudo da geometria fractal, discutindo os conceitos fundamentais sobre os principais tipos de fractais existentes, assim como suas características, os processos de construção geométrica de cada tipo de fractal, bem como os métodos para geração dos fractais (IFS e Sistema L).

O Capítulo 4 trata dos arranjos de antenas, apresentando uma fundamentação teórica, bem como as configurações mais usuais (linear e planar). Foi abordada também uma das aplicações mais utilizadas da técnica de arranjo de antenas, que é o arranjo log-periódico.

O Capítulo 5 mostra os resultados obtidos dos arranjos propostos para este trabalho após a fase de projeto, simulação em *software*, construção e medição das estruturas no analisador de rede. Parâmetros como frequência de ressonância, perda de retorno, diagrama de radiação e carta de Smith dos arranjos são investigados.

O Capítulo 6 apresenta as conclusões deste trabalho, fornecendo sugestões para futuros trabalhos.

Capítulo 2

Antenas de Microfita

2.1 Introdução

Uma antena pode ser definida como um dispositivo capaz de transformar ondas guiadas em ondas radiadas ou vice-versa. A antena é um transdutor que converte a corrente elétrica alternada, presente num condutor, em uma onda eletromagnética de mesma frequência, para o espaço livre [1], [2]. Indiscutivelmente, o crescimento das comunicações sem fio tem sido o catalisador do desenvolvimento de novas técnicas de projetos de antenas.

As antenas de microfita do tipo *patch* são amplamente utilizadas na faixa de frequências de micro-ondas devido à sua relativa simplicidade e compatibilidade com a tecnologia de circuitos impressos, tornando-as fáceis de fabricar, seja como elementos isolados, seja em arranjos [3].

Este capítulo apresenta a fundamentação teórica das antenas de microfita, ressaltando sua estrutura e características gerais, as geometrias usuais do *patch* condutor, os substratos utilizados, as vantagens e desvantagens destas antenas, algumas aplicações, os principais métodos de alimentação e os modelos de análise existentes para antenas de microfita.

O conceito de antenas de microfita foi inicialmente proposto por Deschamps, nos EUA, e por Gutton e Bassinot, na França [4], [5]. Um pouco depois, Lewin investigou a radiação a partir de linhas impressas [6]. No começo dos anos 70, Byron descreveu uma fita radiante condutora separada de um plano de terra por um substrato dielétrico [7]. Trabalhos adicionais sobre elementos básicos de microfita foram publicados em 1975 [8]-[11]. O trabalho de Munson no desenvolvimento de antenas de microfita para o uso em foguetes e mísseis mostrou que este era um conceito prático que poderia se estender a outros problemas relativos a sistemas de antenas.

O modelamento matemático de uma microfita básica foi inicialmente realizado através da aplicação de analogias às linhas de transmissão para *patches* retangulares simples [12], [13]. O diagrama de radiação de um *patch* circular foi analisado e medições foram publicadas por Carver [14]. A primeira análise matemática de uma ampla variedade de *patches* de microfita foi publicada em 1977 por Lo *et al.* [15]. No fim dos anos 70, as antenas de microfita tornaram-se mais conhecidas e passaram a ser utilizadas em uma variedade de sistemas de comunicação. Isto foi acompanhado pela crescente atenção pela busca de modelos matemáticos que poderiam ser utilizados para projetos.

2.2 Estrutura e Características

De modo geral, uma antena de microfita, em sua forma mais simples, consiste de uma fina camada metálica (*patch*), que atua como elemento radiador, separada de seu plano de terra por um substrato dielétrico. Geralmente, a estrutura é projetada para que sua radiação seja normal ao *patch* (radiação *broadside*) ou na direção axial ao *patch* (radiação *end-fire*), dependendo da escolha do modo de excitação. A Fig. 2.1 abaixo ilustra a estrutura de uma antena de microfita.

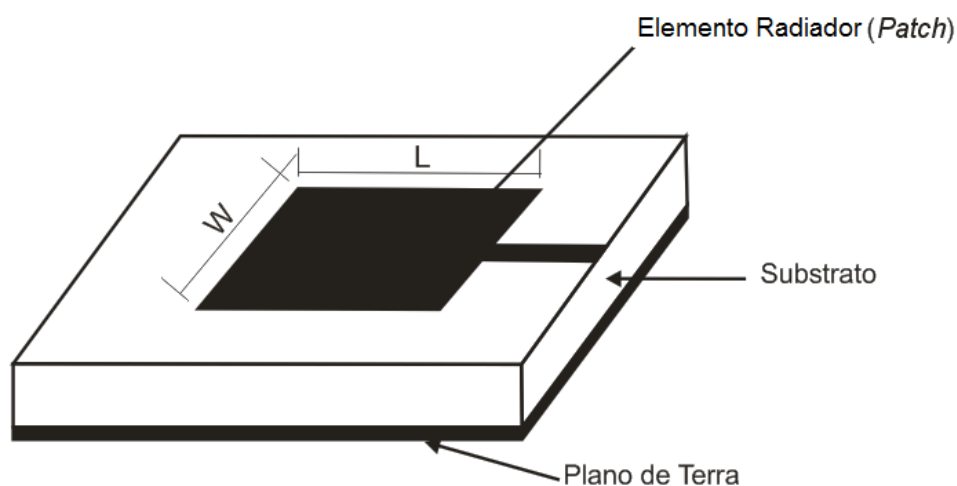


Fig. 2.1. Antena de microfita com *patch* retangular.

O comprimento L do *patch* retangular para o modo fundamental de excitação TM_{10} é ligeiramente menor que $\lambda_g/2$ (dependendo das dimensões de W e L), sendo λ_g o comprimento de onda guiado no dielétrico, determinado por $\lambda_0/\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}$ (ϵ_{eff} é a constante dielétrica efetiva da linha de microfita de largura w), e λ_0 o comprimento de onda no espaço livre. O valor de ϵ_{eff} é ligeiramente menor que a constante dielétrica do substrato, ϵ_r , uma vez que o campo espalhado também se propaga no ar, não sendo confinado apenas no dielétrico. Quando se aumenta a largura W do *patch* ou a espessura h do substrato, e se diminui seu ϵ_r , ocorre um maior acoplamento de energia por ondas de superfície [16], [17].

A forma do *patch* influencia na distribuição de corrente e, conseqüentemente, na distribuição do campo na superfície da antena. A antena de microfita pode apresentar qualquer geometria, porém, para fins de simplificação, geralmente são utilizadas formas geométricas regulares, tais como: quadrada, circular, elíptica, triangular e anel. Recentemente, estruturas mais complexas, como os fractais geométricos, também estão sendo bastante utilizadas na fabricação de antenas de microfita com aplicações diversas [2], [17]. O material condutor normalmente utilizado é o cobre, mas em algumas aplicações, como em ondas milimétricas, utiliza-se o ouro, devido à sua maior condutividade [2], [16], [17]. A Fig. 2.2 apresenta algumas formas de representação para os elementos do *patch* de microfita.

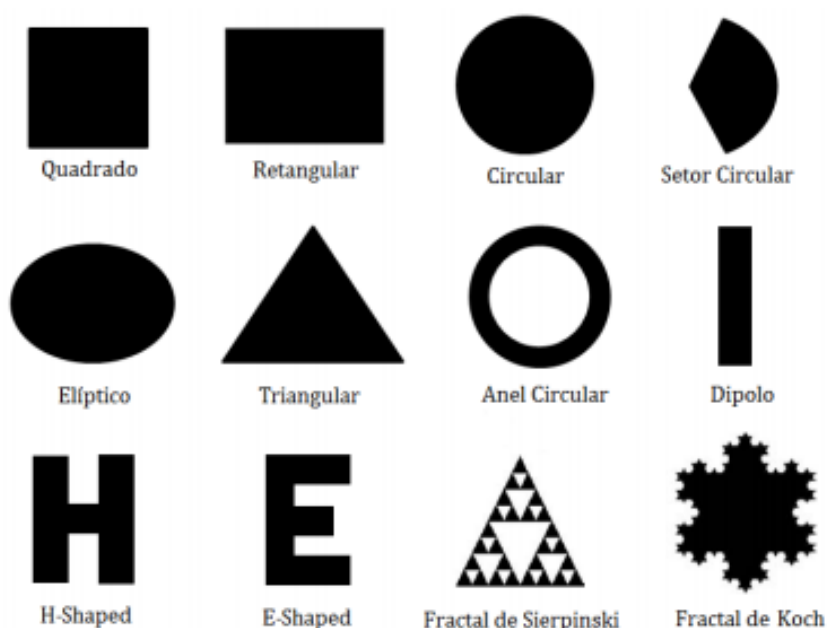


Fig. 2.2. Formatos mais usuais de antenas de microfita.

Os materiais utilizados como substratos em projetos de antenas de microfita são, geralmente, materiais dielétricos isotrópicos, dielétricos anisotrópicos e ferrimagnéticos. Os substratos mais comuns utilizados apresentam constante dielétrica na faixa de $2 \leq \epsilon_r \leq 10$, sendo que, valores mais baixos resultam em uma maior eficiência e largura de banda. Substratos com altos valores de permissividade dielétrica são vantajosos por conseguirem dimensões menores, mas apresentam maiores perdas devido à concentração de linhas de campo ser maior no substrato que no ar [2], [19].

As antenas de microfita apresentam diversas vantagens em relação às antenas convencionais [2], [16], pois apresentam características como:

- Estrutura leve;
- Dimensões reduzidas e baixo custo;
- Facilidade de construção e instalação;
- Fácil adaptação a qualquer superfície;
- Possibilidade de polarização linear e circular, de acordo com a posição da alimentação;
- Podem ser integradas diretamente em equipamentos de comunicação, ficando protegidas de agressões do meio e reduzindo as perdas na linha de alimentação.

Apesar das vantagens, as antenas de microfita apresentam algumas limitações quando comparadas às antenas convencionais de micro-ondas [2], [16], [20], dentre elas:

- Largura de banda reduzida (nas formas mais simples) e baixa eficiência de radiação se construídas em substratos com constantes dielétricas elevadas;
- Baixo ganho (≈ 6 dB);
- Possibilidade de excitação por ondas de superfície e radiação em apenas um hemisfério;
- Radiação extra das linhas de alimentação e junções.

As modernas antenas de microfita são adequadas para aplicações nos sistemas de telecomunicações, a exemplo das comunicações móveis; nas comunicações via satélite,

em GPS; na atividade aeroespacial, em radares, mísseis e foguetes, e na biomedicina, no diagnóstico de tumores.

2.3 Métodos de Alimentação

Selecionar a técnica de alimentação a ser utilizada implica na observação de fatores importantes, tais como: a eficiência na transferência de potência entre o *patch* e a alimentação, ou seja, o casamento de impedâncias entre estas duas estruturas; e a minimização da radiação espúria, bem como seus efeitos no diagrama de radiação. A radiação indesejada ocasiona o aumento do nível de lóbulos laterais e da amplitude de polarização cruzada do diagrama de radiação [20].

As antenas de microfita podem ser alimentadas diretamente por um cabo coaxial conectado ao plano de terra ou por linha de microfita. Também podem ser excitadas indiretamente, através de técnicas como: acoplamento eletromagnético e acoplamento por abertura. No caso da alimentação indireta, não há nenhum contato metálico direto entre a linha de alimentação e o *patch*. As técnicas de alimentação influenciam na impedância de entrada e nas características da antena, sendo assim, um parâmetro relevante no estudo de antenas [16].

A seguir, serão descritas as formas mais comuns de alimentação em antenas de microfita.

2.3.1 Alimentação por Linha de Microfita

A estrutura da linha de microfita se constitui numa fita condutora impressa sobre o mesmo plano do substrato, apoiado sobre o plano de terra. Isto permite que a estrutura da antena permaneça totalmente planar, o que a torna adequada em aplicações de circuitos integrados de micro-ondas. Neste tipo de alimentação, obtém-se um casamento de impedância mais facilmente, uma vez que a impedância característica da linha pode ser controlada ao se ajustar a largura da fita condutora sobre um substrato dielétrico de espessura definida. Quando este tipo de alimentação é utilizado em substratos com espessuras maiores, ocorre um aumento na largura de banda da antena, porém, aumentam-se as radiações indesejadas na alimentação [16], [19], [20]. A Fig. 2.3 exemplifica a alimentação através de linha de microfita.

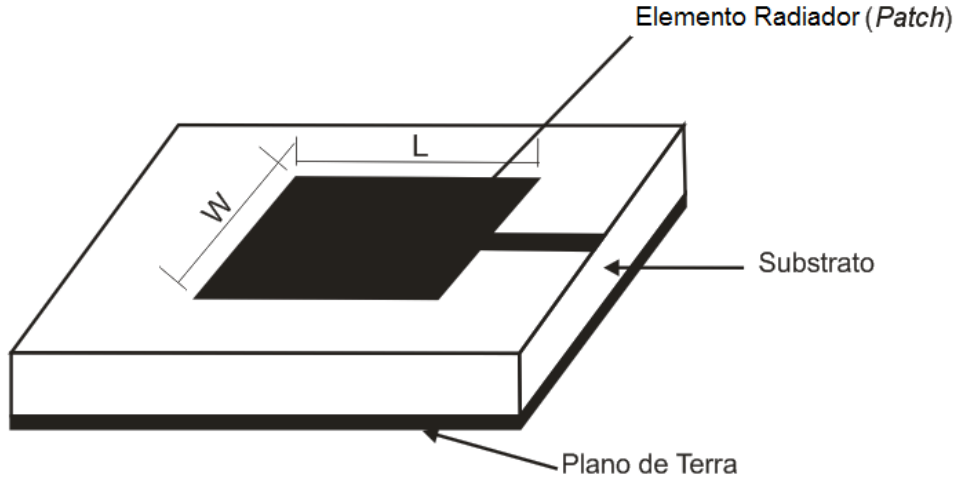


Fig. 2.3. Geometria da antena alimentada por linha de microfita.

As dimensões da linha de microfita podem ser obtidas por meio de modelos clássicos. Inicialmente é feito o cálculo da impedância característica, através da Eq. 2.1, e da permissividade relativa efetiva, através da Eq. 2.2, para $w/h < 1$, onde w é a largura da linha, h é a espessura do substrato e Z_0 é a impedância característica em função de w/h :

$$Z_0 = \frac{60}{(\epsilon_{eff})^{1/2}} \ln \left(\frac{8h}{w} + 0,25 \frac{w}{h} \right), \quad (2.1)$$

em que

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-1/2} + 0,041 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \quad (2.2)$$

Para $w/h \geq 1$, tem-se:

$$Z_0 = \frac{120\pi}{(\epsilon_{eff})^{1/2}} \frac{1}{\left[\frac{w}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1,4444 \right) \right]}, \quad (2.3)$$

em que

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-1/2} \quad (2.4)$$

Definindo o projeto, para $A < 1,52$, tem-se:

$$\frac{w}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (2.5)$$

Já para $A \geq 1,52$, tem-se:

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\varepsilon_r} \right] \right\}, \quad (2.6)$$

sendo A e B dados por:

$$A = \frac{Z_0}{60} \left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right)^{1/2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\varepsilon_r} \right) \quad (2.7)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0 (\varepsilon_r)^{1/2}} \quad (2.8)$$

A faixa de valores práticos para a impedância característica de uma linha de microfita situa-se entre 20Ω e 120Ω ; a faixa de valores da constante dielétrica dos substratos utilizados, em geral, está entre 2 e 10; e as espessuras típicas para o substrato dielétrico são 0,6325 mm, 0,835 mm e 1,587 mm [19].

2.3.2 Alimentação por Cabo Coaxial

Na alimentação por meio de cabo coaxial, o condutor interno de um cabo é conectado diretamente ao *patch* e o condutor externo é conectado ao plano de terra,

através de uma perfuração no substrato. Esta operação requer uma manipulação cuidadosa, uma vez que o controle mecânico da conexão é difícil, especialmente em frequências muito altas [21].

O casamento de impedâncias pode ser obtido facilmente, ocorrendo de acordo com a localização do cabo. Entretanto, este tipo de alimentação, apresenta difícil modelagem e fabricação em substratos espessos, devido à perfuração do substrato, além de fornecer resultados de banda estreita [20], [21]. A Fig. 2.4 apresenta um exemplo de antena de microfita alimentada por cabo coaxial.

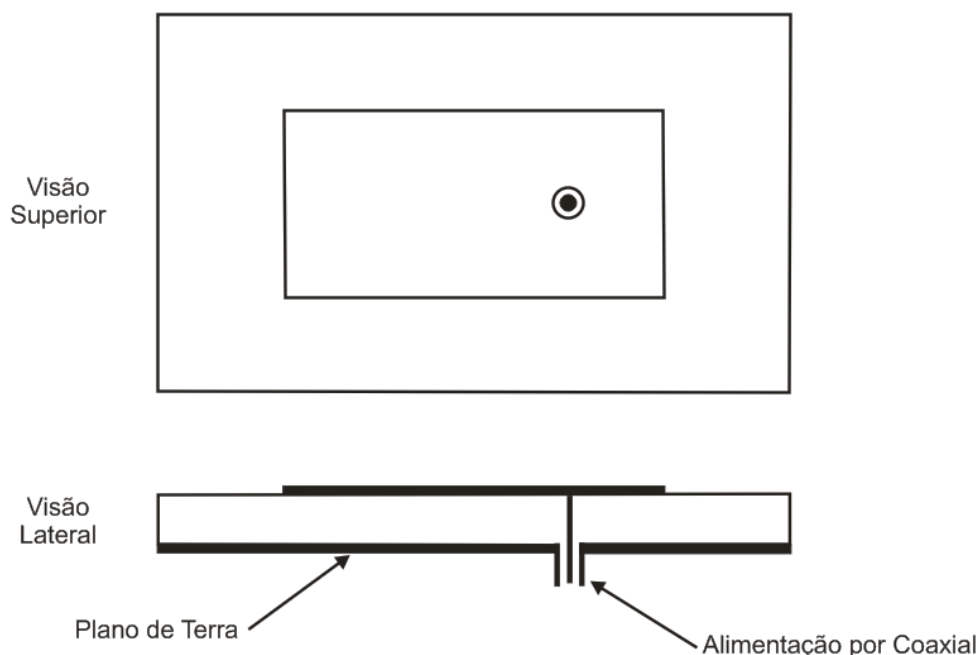


Fig. 2.4. Geometria da antena alimentada por cabo coaxial.

2.3.3 Alimentação por Acoplamento Direto

Na técnica de alimentação por acoplamento direto, posiciona-se a linha de alimentação entre o *patch* e o plano de terra, separados através de duas camadas dielétricas. A utilização dessa dupla camada dielétrica resulta num aumento da espessura total do substrato, possibilitando o alcance de maiores larguras de banda, além de proporcionar pouca radiação espúria. Estas camadas dielétricas podem apresentar espessuras diferentes, podendo ser analisadas de modo individual, porém, precisam ser alinhadas corretamente e apresentam uma maior dificuldade durante a fabricação da antena [16], [19], [21]. Na Fig. 2.5 pode-se observar uma antena alimentada por meio de acoplamento direto.

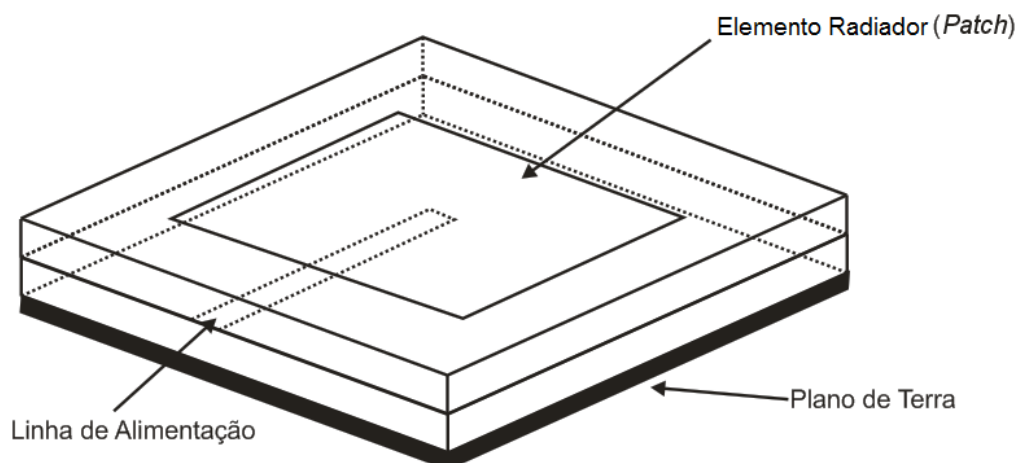


Fig. 2.5. Geometria da antena alimentada por acoplamento direto.

2.3.4 Alimentação por Acoplamento por Abertura

A técnica de acoplamento por abertura é a mais complexa no que diz respeito à construção, porém, causa pouca radiação espúria devido à utilização de duas camadas dielétricas. Consiste basicamente em dois substratos dielétricos separados por um plano de terra. No lado inferior do substrato há uma linha de microfita cuja energia é acoplada ao *patch* por meio de uma abertura existente no plano de terra que separa os dois substratos. A abertura normalmente é centrada por baixo do *patch*. A forma, o tamanho e o local da abertura decidem o quanto será acoplado da linha de alimentação ao *patch*. A fenda de abertura pode ser ressonante ou não-ressonante. A abertura ressonante provê outra ressonância além da ressonância do *patch*, aumentando a largura de banda à custa do aumento de reflexão ou do retroespalhamento. A abertura não-ressonante normalmente é usada. O desempenho é relativamente insensível a erros pequenos no alinhamento das diferentes camadas. Semelhante ao acoplamento eletromagnético, podem ser escolhidos os parâmetros do substrato para as duas camadas separadamente, o que causa pouca radiação espúria na alimentação [16], [20]. A Fig. 2.6 apresenta um exemplo de antena alimentada através de acoplamento por abertura.

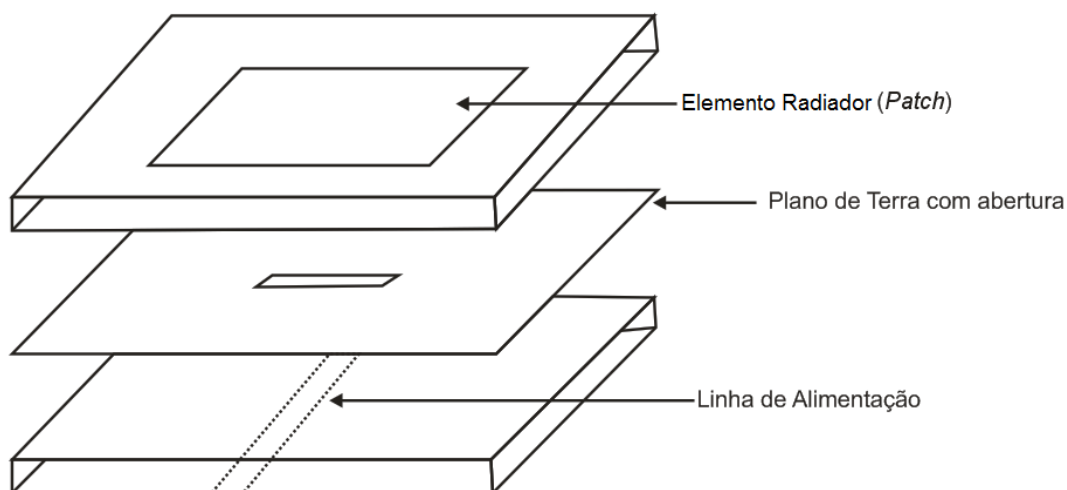


Fig. 2.6. Geometria da antena alimentada através de acoplamento por abertura.

2.4 Métodos de Análise

As antenas de microfita apresentam particularidades geométricas e propriedades elétricas que podem ser interpretadas como vantagens ou desvantagens, dependendo das aplicações a que se destinam. O modelamento da antena de microfita está relacionado às características da estrutura, tais como o tipo de substrato, dimensões e geometria do *patch*. Diversos são os métodos de análise relatados na literatura para a caracterização das antenas de microfita. Esses métodos podem ser divididos em dois grupos [22].

No primeiro grupo, os métodos são baseados na distribuição de corrente elétrica no *patch* condutor e no plano de terra (similar ao caso das antenas dipolos, usados em conjunto com métodos de análise numérica de onda completa). São conhecidos também por modelos de onda completa e não consideram resultados empíricos. Possuem rigorosas formulações matemáticas e exigem maior esforço computacional e analítico, porém fornecem resultados mais precisos, sobretudo em frequências mais elevadas [23], [24]. Alguns desses métodos numéricos para análise de antenas de microfita são:

- Método dos Momentos (MoM);
- Método dos Elementos Finitos (FEM);
- Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD);
- Método WCIP.

No segundo grupo, os métodos são baseados na distribuição de corrente magnética equivalente ao redor das margens do *patch* (similar a antenas de abertura). São conhecidos comumente por modelos aproximados e introduzem simplificação no mecanismo de radiação da antena. Fenômenos como a propagação de ondas de superfície e a dispersão, em geral, não são considerados. Dentre os diversos modelos aproximados, destacam-se:

- Modelo da Linha de Transmissão (TLM);
- Modelo da Cavidade;
- Modelo da Rede Multiporta (MNM).

O Modelo da Linha de Transmissão possibilita a determinação de diversos parâmetros da antena, tais como a frequência de ressonância, o diagrama de radiação e a impedância de entrada. Embora seja um dos métodos mais simples e menos exato, esse método produz resultados satisfatórios e uma facilidade em estabelecer o casamento de impedância da estrutura. Esse modelo é adequado para análise de antenas de microfita com *patch* retangular ou quadrado. Comparado ao Modelo da Linha de Transmissão, o Modelo da Cavidade é mais exato e ao mesmo tempo mais complexo [2], [22].

Para outras geometrias do *patch*, torna-se inviável a análise através do Modelo da Linha de Transmissão. Nessa análise, o elemento radiante pode ser modelado por duas aberturas paralelas, dessa forma, representando dipolos magnéticos. O Modelo da Cavidade, a princípio, pode ser empregado para o estudo de antenas com *patches* de qualquer geometria. Entretanto, o modelamento matemático para *patches* retangulares é bastante simplificado em relação à análise de *patches* com outros formatos.

O Modelo da Cavidade basicamente trata a antena como uma cavidade, circundada por paredes elétricas, no topo e na base, e por paredes magnéticas nos contornos laterais. Os campos nas antenas são considerados como os campos da cavidade, sendo expandidos em termos de modos ressonantes na cavidade, cada um com sua frequência de ressonância. Os modelos aproximados são satisfatoriamente precisos até determinados valores de frequência. À medida que a frequência aumenta, a precisão desses modelos é reduzida, tornando-se inaceitável para a faixa de frequências correspondente às ondas milimétricas.

Programas comerciais também são bastante usados para a análise de antenas de microfita através de simulações, tais como: *Ansoft Designer*TM, *Ansoft HFSS*, *CST Microwave Studio*, entre outros.

Este trabalho apresenta como método de análise de antenas em questão, as simulações através do programa comercial *Ansoft Designer*TM, que utiliza como princípio de funcionamento o Método dos Momentos (MoM). No MoM, as correntes de superfície são usadas para modelar o *patch* de microfita e as correntes de polarização volumétricas são usadas para modelar os campos ao longo do substrato dielétrico. O método baseia-se em equações integrais dos potenciais eletromagnéticos, que são transformadas em equações algébricas e podem ser resolvidas numericamente. Este método leva em conta o efeito das ondas de superfície fora do limite físico do *patch* bidimensional, provendo uma solução mais exata.

Neste capítulo foram apresentados os principais conceitos relacionados às antenas de microfita, ressaltando sua estrutura e características gerais, bem como as geometrias mais usuais do *patch* condutor, os substratos utilizados, as vantagens e desvantagens destas antenas, os principais métodos de alimentação e os modelos de análise existentes para antenas de microfita.

Capítulo 3

Fractais

3.1 Introdução

O termo fractal foi introduzido em 1975 pelo matemático polonês Benoit Mandelbrot [25], [30]. O termo vem do latim, do adjetivo *fractus*, derivado do verbo *frangere*, que significa quebrar, fracionar. Fractais são estruturas diferentes das que se costuma observar na natureza, onde governa a geometria euclidiana [25], [30]. Um fractal é uma forma geométrica áspera, rude ou fragmentada, que pode ser subdividida em partes, em que cada pedaço dessa subdivisão é uma cópia exata do todo. Ele é gerado a partir de uma fórmula matemática, muitas vezes simples, mas que aplicada de forma iterativa, produz resultados fascinantes e impressionantes. Existem duas categorias de fractais: os geométricos, que repetem continuamente um modelo padrão, e os aleatórios, que são construídos por meio de processos estocásticos. As Figs. 3.1 e 3.2 mostram, respectivamente, esses dois tipos de fractais.

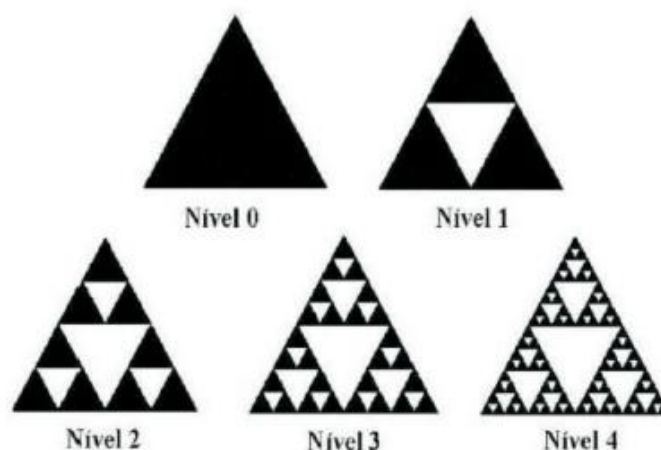


Fig. 3.1. Exemplo de fractal geométrico (triângulo de Sierpinski).

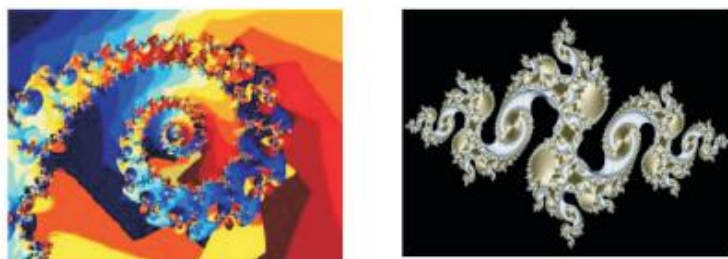


Fig. 3.2. Exemplo de fractal aleatório.

Apesar das várias tentativas realizadas, não há, num contexto geral, uma definição matemática de um fractal. Mandelbrot e Falconer evitam uma definição precisa de fractal, considerando que um conjunto E no espaço Euclidiano é um fractal se ele tem todas ou muitas das características seguintes [30], [35]:

- E tem uma estrutura fina, com detalhes irregulares em escalas arbitrariamente pequenas;
- E é muito irregular para ser descrito pelo cálculo ou pela geometria tradicional, de forma local ou global;
- Frequentemente E tem algum caráter de auto-similaridade ou auto-afinidade, num sentido estatístico ou aproximado;
- A ‘dimensão fractal’ (dimensão de Hausdorff) de E é estritamente maior que sua dimensão topológica;
- Em muitos casos de interesse E tem uma definição muito simples, talvez recursiva;
- Frequentemente E tem uma aparência ‘natural’.

A popularização dos fractais ocorreu a partir da década de 1980, com o avanço da informática, que viabilizou a geração/visualização de figuras fractais. Desde então, eles são aplicados em ciência, tecnologia e arte gerada por computador. A beleza plástica dos fractais também é bastante atrativa. Dentre os fractais mais conhecidos, destacam-se: os FRACTAIS GEOMÉTRICOS com auto-similaridade exata – o conjunto de Cantor, o triângulo de Sierpinski, o tapete de Sierpinski, o floco de neve de Koch, as curvas de Koch, Minkowski, Peano, a esponja de Menger; os FRACTAIS

ORBITAIS – o conjunto de Mandelbrot, os conjuntos de Júlia, o fractal de Lyapunov; os FRACTAIS ALEATÓRIOS – movimento Browniano, vôo de Lévy, etc [30], [35].

Os fractais possuem propriedades como estrutura fina, auto-semelhança, simplicidade de formação e dimensão fractal. Entre os métodos usados para a geração de fractais, destacam-se: os sistemas dinâmicos complexos (fractais orbitais), os processos estocásticos (fractais aleatórios), o sistema L geométrico e o sistema de funções iteradas (fractais auto-similares) [30], [35].

O objetivo principal deste capítulo é analisar as características e as principais estruturas fractais disseminadas pelo homem, aplicáveis em antenas, filtros, superfícies seletivas de frequência, entre outros. Também são apresentados o histórico, a construção geométrica, e alguns parâmetros matemáticos, em cada tipo de fractal, além dos métodos de geração de fractais existentes.

3.2 Características dos Fractais

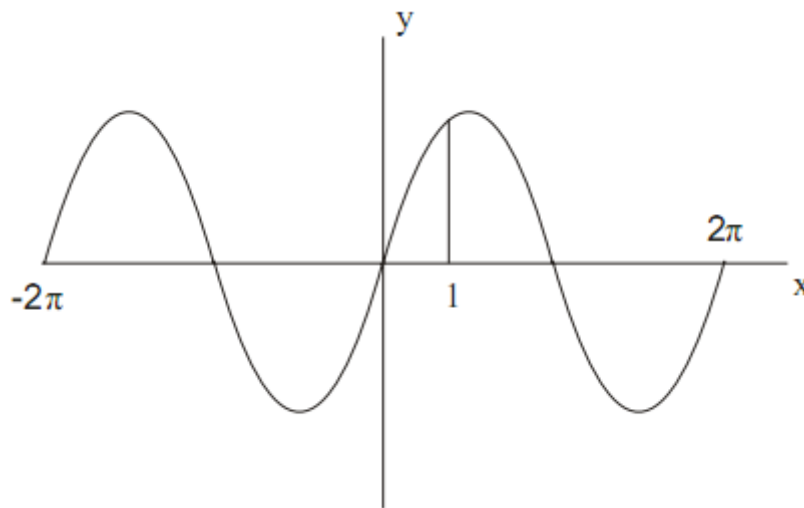
Os fractais geralmente são figuras de grande complexidade, com detalhes que se multiplicam em suas partes mais ínfimas. A não ser em casos mais simples, o computador é o único instrumento capaz de construir a imagem de um fractal que se aproxime razoavelmente daquilo que o fractal realmente é [27].

Os fractais possuem algumas características fundamentais que os destacam de outras geometrias, tais como: auto-similaridade, simplicidade da lei de formação, dimensão fractal e complexidade infinita.

3.2.1 Estrutura Fina

O grau de detalhamento de um fractal não diminui ao ser examinada uma pequena porção arbitrária do mesmo. Ao ser observado, por exemplo, um pequeno trecho da curva de Koch, encontra-se a mesma riqueza de detalhes da curva inteira. Esta característica dos fractais denomina-se estrutura fina.

As figuras geométricas convencionais não possuem estrutura fina, como é o caso da senóide da Fig. 3.3, descrita pela equação $y = \sin(x)$, no intervalo $(-2\pi, 2\pi)$. A curva apresenta uma série de detalhes no intervalo considerado, como máximos e mínimos, declives variáveis, pontos de inflexão, etc [27].

Fig. 3.3. Senóide $y = \text{sen}(x)$.

Ao ser focalizado um pequeno trecho da senoide, como o intervalo $(0, 1)$, o grau de detalhamento diminui consideravelmente, havendo apenas uma ligeira curvatura e nada mais. Em um intervalo de alguns milésimos de radiano, por exemplo, a senoide assumiria um aspecto praticamente retilíneo. À medida que a região observada diminui, o detalhamento tende a desaparecer, evidenciando a ausência de estrutura fina na Fig. 3.3.

3.2.2 Auto-similaridade

A auto-similaridade, também denominada de auto-semelhança, é a simetria através das escalas [28]. Um objeto possui auto-similaridade ao apresentar o mesmo aspecto em qualquer escala de observação. A semelhança manifesta-se em qualquer nível de construção do fractal, fazendo com que uma parte do fractal se assemelhe a uma parte maior, ou ao fractal inteiro [27].

Alguns gêneros de fractais apresentam uma auto-similaridade estrita, ou seja, uma porção do fractal reproduz exatamente a forma de uma porção maior. Em outros fractais, observa-se uma auto-similaridade estocástica, isto é, caracterizada estatisticamente: os elementos de uma certa parte da figura enquadram-se em uma determinada modalidade de distribuição estatística, com uma média e um desvio padrão. Uma subparte da parte considerada tem os seus elementos enquadrados na mesma distribuição, podendo acontecer que a média e o desvio padrão sejam afetados pelo fator

de redução da parte original para a subparte. A Fig. 3.4 exemplifica os dois tipos de auto-similaridade descritos [27]-[29].

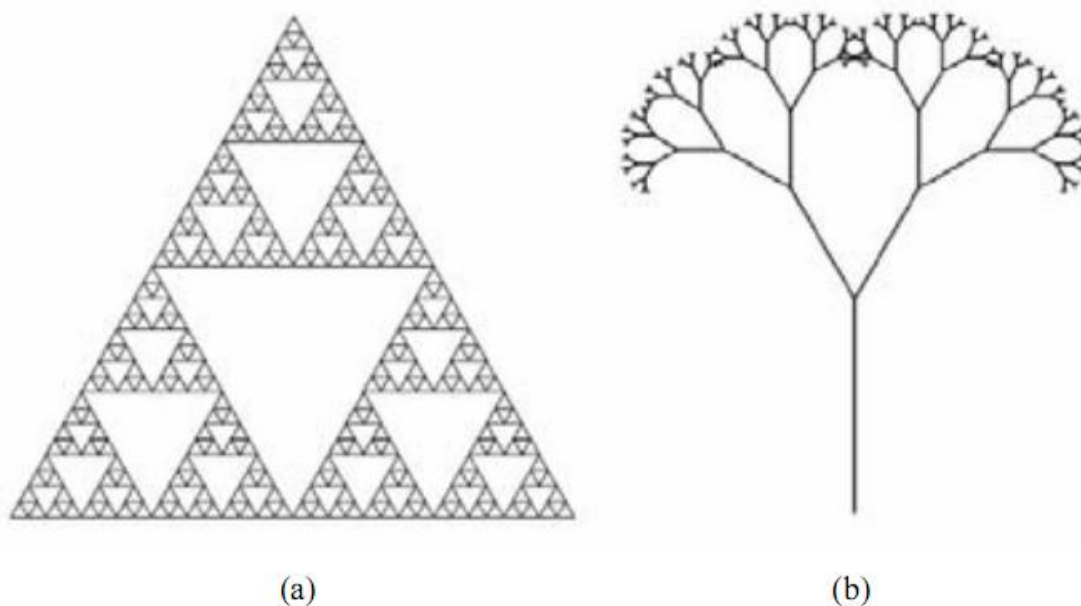


Fig. 3.4. Auto-similaridade de fractal. As imagens destacam: (a) auto-similaridade estrita e (b) auto-similaridade estatística.

A auto-afinidade é um gênero de auto-similaridade, porém mais amplo: se uma figura se contrair de maneira uniforme em todas as direções, formar-se-á uma réplica geométrica semelhante à figura original. Um círculo que se contrai desse modo formará um círculo menor, todavia, se a contração for efetuada uniformemente em uma só direção, resultará numa elipse. Quando a contração não for uniforme, mas variar em intensidade de direção de ponto para ponto, a figura resultante será distorcida e poderá não se enquadrar em uma modalidade identificável, entretanto, conservará ainda assim mesmo a afinidade com a figura original. Na Fig. 3.5 podem-se observar figuras afins, com variação de suas formas [27].

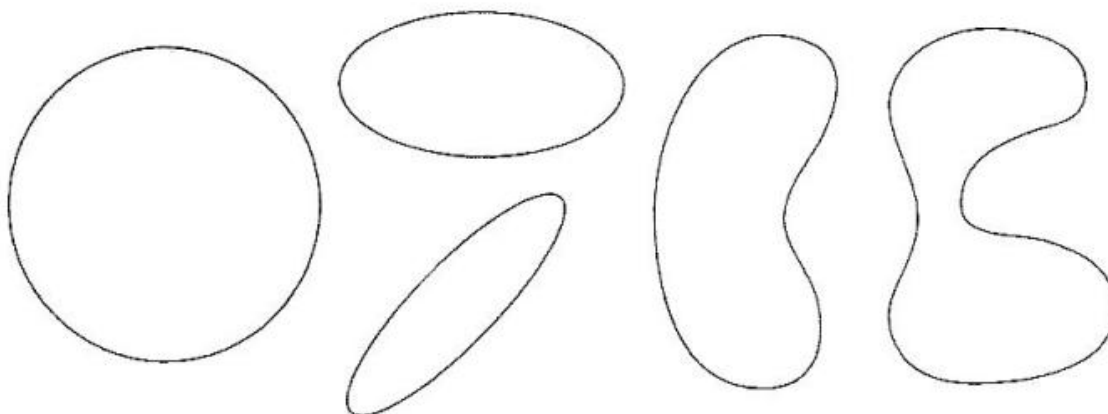


Fig. 3.5. Figuras afins.

3.2.3 Simplicidade da Lei de Formação

Apesar da riqueza de detalhes e da complexidade da estrutura dos fractais, estes são formados por processos relativamente simples e diretos. O processo de construção é frequentemente iterativo (repetitivo) ou recorrente (recursivo), podendo ocorrer também por processos estocásticos. A repetitividade em grande escala das operações requeridas na formação de um fractal torna o computador uma ferramenta indispensável, uma vez que, após sucessivas ampliações, sempre existirão reentrâncias e saliências cada vez menores [27], [28].

Geralmente, os fractais gerados por sistemas de funções iteradas apresentam uma auto-similaridade exata, enquanto que, as relações de recorrência geram fractais que são quase-auto-similares, mas não exatamente auto-similares, como os conjuntos de Júlia e Mandelbrot [30].

Embora a formação dos fractais seja simplificada, não é possível descrevê-los em soluções de equações simples, ao contrário do que ocorre em figuras geométricas clássicas. As equações regem a formação dos fractais, mas não os descrevem analiticamente como a equação $y=ax+b$, que descreve uma reta, por exemplo [27].

3.2.4 Dimensão Fractal

As figuras geométricas convencionais apresentam dimensões bem determinadas. As linhas são figuras unidimensionais (dimensão 1); as superfícies são bidimensionais (dimensão 2); e os sólidos são tridimensionais (dimensão 3). A dimensão de uma figura geométrica não depende nem da forma nem do tamanho da figura: uma linha é unidimensional, seja ela reta ou curva; uma superfície é bidimensional, seja ela plana,

esférica ou de qualquer outra forma, e qualquer extensão. A dimensão de uma figura assim caracterizada é uma dimensão topológica, expressa sempre como um número inteiro. Os fractais, por sua vez, também possuem dimensão topológica. A curva de Koch tem a dimensão topológica de uma curva qualquer, ou seja, dimensão 1. Outros fractais apresentam dimensão topológica 2 ou maior [27].

A dimensão fractal mede o grau de irregularidade, o grau de ocupação da figura no espaço, a estrutura e o comportamento da proliferação. Cada imagem tem suas dimensões diferentes e próprias [28].

Existem objetos que não podem ser descritos por retas. Veja um exemplo simples: seja um segmento de reta a figura inicial geradora. Então, retire um pequeno segmento de reta no ponto médio. Repita este procedimento aos dois segmentos de reta resultantes, e assim sucessivamente, até se ter uma ideia do que aconteceria se fosse quebrada infinitas vezes. Restaria, então, o que se chama de “poeira de Cantor”, mostrada na Fig. 3.6, idealizada pelo matemático alemão Georg Cantor. Seria mais do que um único ponto (dimensão 0) e menos do que uma reta (dimensão 1). Seria, por exemplo, uma dimensão 0,5. Existem, ainda, objetos entre a reta e o plano, e objetos entre o plano e o espaço tridimensional.

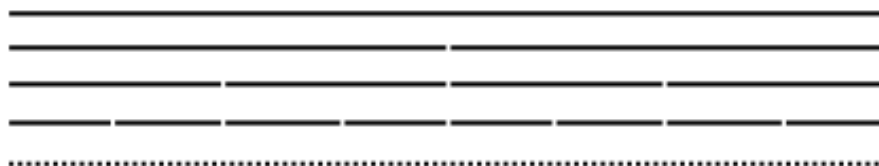


Fig. 3.6. Poeira de Cantor.

A escala e auto-semelhança podem descrever bem a dimensão de um objeto quanto à contagem dos eixos necessários à sua representação. Apresentam-se aqui os dois métodos mais utilizados para o cálculo da dimensão fractal:

- Dimensão de Auto-similaridade;
- Dimensão da Contagem de Caixas.

Ao se utilizar esses métodos para o cálculo da dimensão, estamos expressando algo diferente da dimensão topológica de Euclides. Os métodos que envolvem o conceito de dimensão espacial referem-se ao espaço ocupado ou preenchido por uma

figura. Tais métodos permitem que se calcule efetivamente a dimensão de alguns objetos, podendo ser o resultado um número fracionário.

3.2.4.1 Cálculo de Dimensão pelo Método de Auto-similaridade

A auto-similaridade estrita é uma característica bastante encontrada em algumas figuras geométricas tradicionais como o quadrado e também em algumas figuras fractais como o conjunto de Cantor. O método de geração destas figuras consiste em se obter réplicas menores da figura original, em decorrência de sua ampliação ou divisão.

Considere um segmento de reta que é dividido em p partes iguais, semelhantes ao segmento original, porém reduzidas a uma razão r . O número n de segmentos obtidos tem relação com a razão de semelhança r da seguinte forma:

$$n = \frac{1}{r} \quad (3.1)$$

Na Fig.3.7 tem-se uma reta dividida em 4 partes iguais. A razão de semelhança é $1/4$.

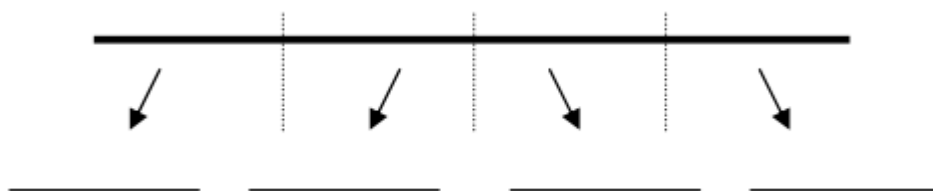


Fig. 3.7. Dimensão de auto-similaridade num segmento de reta dividido.

Toma-se agora um quadrado e faz-se uma divisão de cada um de seus lados em p partes iguais. Obtém-se p^2 quadrados semelhantes ao original, logo $p^2 = n$. Relacionando r e n , através da substituição de n por p^2 na equação 3.1, obtém-se:

$$p^2 = n \rightarrow n = \frac{1}{r} \rightarrow p^2 = \frac{1}{r} \rightarrow p = \sqrt{\frac{1}{r}} = \frac{1}{\sqrt{r}} \quad (3.2)$$

Logo, observa-se que:

$$n = \frac{1}{r^2} \tag{3.3}$$

Considerando a dimensão espacial igual à dimensão topológica, de acordo com [31], bem como a definição de Euclides, onde um segmento de reta tem dimensão 1, um quadrado tem dimensão 2 e um cubo tem dimensão 3, pode-se afirmar que:

$$n = \frac{1}{r^D}, \tag{3.4}$$

em que D é a dimensão espacial, r é a razão de semelhança e n o número de réplicas da figura, obtidas através da sua divisão em p partes iguais.

Para se calcular a dimensão D , aplica-se o logaritmo natural a ambos os membros da Eq. 3.4, a fim de se obter a expressão para a dimensão D , dada pela Eq. 3.5.

$$D = -\frac{\ln n}{\ln r}, \tag{3.5}$$

em que n representa o número de partes que restou após a primeira etapa da construção do fractal e r a razão de semelhança dessas partes com a figura original. A Eq. 3.5 é conhecida como **dimensão de Hausdorf-Besicovitch**.

O conceito de dimensão fractal é uma extensão do conceito de dimensão topológica. Se a figura possuir auto-similaridade, sua dimensão fractal será determinada pela **dimensão de Hausdorf-Besicovitch**. Como exemplo, seja o Conjunto de Cantor ilustrado na Fig. 3.8.



Fig. 3.8. Auto-similaridade do conjunto de Cantor.

Pode-se observar que o número de partes que restou após a primeira iteração (nível 0) do conjunto de Cantor é igual a 2. Cada segmento é novamente seccionado, originando sempre dois novos segmentos. Logo, $n=2$. A razão de semelhança destes segmentos com relação à figura original é de $1/3$. Portanto, um segmento de reta é sempre dividido em três partes iguais, sendo o segmento central retirado. Logo, $r=1/3$. Portanto, a dimensão fractal do conjunto de Cantor é calculada através da Eq. 3.5, da seguinte forma:

$$D = -\frac{\ln 2}{\ln \frac{1}{3}} = -\frac{\ln 2}{\ln 1 - \ln 3} = -\frac{\ln 2}{0 - \ln 3} = \frac{\ln 2}{\ln 3} \approx 0,63$$

3.2.4.2 Cálculo de Dimensão pelo Método da Contagem de Caixas

Quando o fractal não apresenta características de auto-similaridade estrita, torna-se um pouco difícil ou até muitas vezes impossível o cálculo de sua dimensão utilizando o método citado na seção anterior, devido às irregularidades que esta classe de fractais apresenta.

O método da Contagem de Caixas é um processo gráfico largamente utilizado para a determinação da dimensão fractal de figuras irregulares. Pode ser citado como exemplo de aplicação desse método o cálculo da dimensão fractal de uma nuvem ou de áreas fotografadas por satélite. Este método consiste em determinar uma aproximação da dimensão pela contagem do número de quadrículos que contém, no mínimo, um ponto da figura.

Seja N o número mínimo de quadrículos de lado l que contenha ao menos um ponto da figura, e δ o lado da moldura que foi escolhido para inserir a figura. Desta forma, em [32]:

$$N = \left(\frac{\delta}{l} \right)^D \quad (3.6)$$

Para se verificar a consistência desta fórmula, considere inicialmente a figura de um quadrado, no qual, se efetua uma divisão em quatro quadrículos iguais, cada um

deles com a metade do lado do quadrado original. Neste caso, $\delta=l$ e $l=l/2$. Substituindo esses valores na Eq. 3.6, resulta que $N=4$. A Fig. 3.9 ilustra este exemplo.

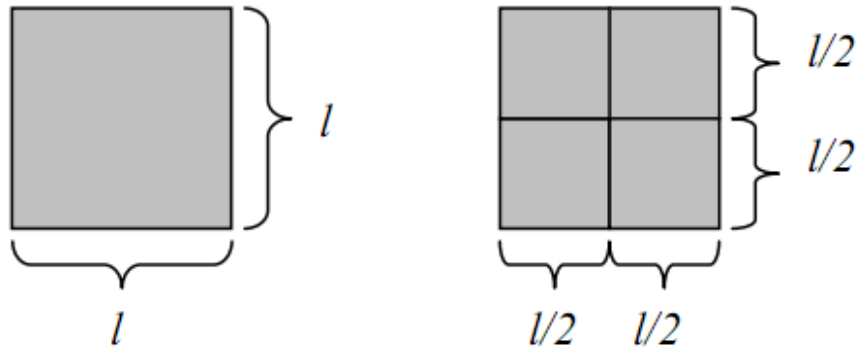


Fig. 3.9. Ilustração de exemplo do método de Contagem de Caixas.

Portanto, para que seja verificada a igualdade na Eq. 3.6, D deve ser igual a 2. Com isso, fica constatado que o quadrado é uma figura com duas dimensões.

A fim de se obter a expressão para a dimensão D através do método da Contagem de Caixas, dada na Eq. 3.7, o logaritmo natural é aplicado a ambos os lados da Eq. 3.6.

$$D = \frac{\ln N}{\ln\left(\frac{\delta}{l}\right)} \quad (3.7)$$

Para que a determinação de D seja precisa, é necessário que a malha seja muito fina, ou seja, que o lado l dos quadrículos seja tão pequeno quanto se queira. Define-se D aplicando o limite quando o lado l tende a zero:

$$D = \lim_{l \rightarrow 0} \frac{\ln N}{\ln\left(\frac{\delta}{l}\right)} \quad (3.8)$$

Tem-se, então, uma expressão para a dimensão fractal D , como visto na Eq. 3.8, definida pelo método da Contagem de Caixas, a qual pode ser utilizada tanto em figuras com auto-similaridade estrita quanto em figuras com auto-similaridade estatística.

Como exemplo deste método de cálculo de dimensão fractal, considera-se novamente o conjunto de Cantor. Em um dado nível n de sua construção, pode-se cobri-lo com $N=2^n$ quadrículos (número de intervalos) de lado $l=1/3^n$ (comprimento de um intervalo na etapa n). Por iniciarmos a construção com um segmento de reta de comprimento unitário, tem-se que $\delta=l$. Como N e l estão em função de n , faz-se necessário a mudança da variável do limite, de l para n . Quando $l \rightarrow 0$, $n \rightarrow \infty$, temos então que:

$$D = \lim_{l \rightarrow 0} \frac{\ln 2^n}{\ln \left(\frac{1}{3^n} \right)} = \lim_{l \rightarrow \infty} \frac{\ln 2^n}{\ln 3^n} = \lim_{l \rightarrow \infty} \frac{\ln 2}{\ln 3} = \frac{\ln 2}{\ln 3} \approx 0,63$$

3.3 Tipos de Fractais

De acordo com os tipos de fractais existentes, estes podem ser subdivididos basicamente em duas categorias [28]:

- Fractais geométricos: derivam da geometria tradicional, sendo gerados por meio de iterações a partir de uma figura inicial, tais como: curva de Koch, floco de neve de Koch, curva de Peano, triângulo de Sierpinski, etc;
- Fractais aleatórios: são gerados por computador, sendo o resultado de iterações operadas num sistema não-linear, de forma recursiva, tais como: conjunto de Júlia, conjunto de Mandelbrot, etc.

3.3.1 Curva de Koch

O matemático Niels Fabian Helge Von Koch, nascido em Estocolmo, na Suécia, ficou famoso através de um artigo publicado em 1904, sobre uma curva sem tangentes, que atualmente é conhecida como curva de Koch [29].

A curva de Koch é considerada um dos fractais mais simples. De acordo com a Fig. 3.10, observa-se que a sua construção segue alguns níveis, apresentados abaixo [33]:

- Nível 0: constrói-se um segmento de reta;
- Nível 1: o segmento de reta é dividido em três partes iguais, sendo que o segmento médio formará um triângulo equilátero sem a base, de modo a gerar uma linha poligonal com quatro segmentos de comprimentos iguais;
- Nível 2: repete-se o nível 1 para cada um dos segmentos obtidos;
- Nível n : repete-se o processo $n-1$ até o infinito.

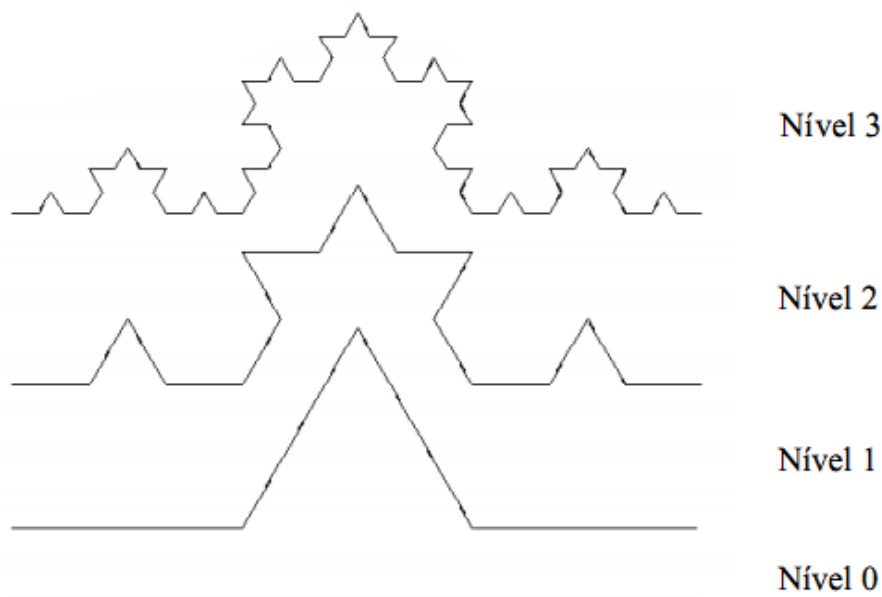


Fig. 3.10. Construção geométrica da curva de Koch.

Na Tab. 3.1 pode-se observar que à medida que se aumenta o nível da curva de Koch, é obtida uma progressão geométrica de termo geral dado na tabela, onde n é o nível do fractal. O comprimento total da curva é o produto entre o número de segmentos e o comprimento de cada segmento (considerado com valor unitário), em cada nível.

Tab. 3.1. Comprimento da curva de Koch.

Nível	0	1	2	3	...	N
Número de segmentos	1	4	16	64	...	4^n
Comprimento de cada segmento	1	$1/3$	$1/9$	$1/27$...	$1/3^n$

Comprimento total da curva	1	4/3	16/9	64/27	...	$(4/3)^n$
----------------------------	---	-----	------	-------	-----	-----------

A dimensão deste fractal supõe que o segmento inicial tem comprimento 1. Em cada nível, um segmento desta curva dará origem a quatro segmentos ($N=4$), e o coeficiente de redução, denominado de R , é igual a $1/3$, sendo um valor padrão do fractal. Assim, observa-se como dimensão da curva [33]:

$$\dim = -\frac{\ln N}{\ln R} = -\frac{\ln 4}{\ln \frac{1}{3}} = \frac{\ln 4}{\ln 3} \approx 1,2618$$

Este fractal apresenta como principais características [29]:

- Auto-similaridade: é possível encontrar em cada nível da curva de Koch quatro cópias da figura no nível anterior, em tamanho reduzido, ocorrendo o mesmo para cada uma destas quatro partes;
- Estrutura fina: não importa o quanto é ampliada a curva de Koch, a quantidade de detalhes que é observada continua sendo grande;
- Fácil construção: como foi visto na construção geométrica acima, o processo de obtenção da curva é simples, repete-se o nível anterior a partir do nível $n-1$.

3.3.2 Floco de Neve de Koch

O floco de neve de Koch foi originado a partir da curva de Koch, e recebe este nome devido à semelhança com um floco de neve. Parte do mesmo processo construtivo da curva de Koch, porém, origina-se de um triângulo equilátero, e não de um segmento de reta, onde cada lado do triângulo é substituído por uma curva de Koch, como mostrado na Fig. 3.11, formando o floco de neve de Koch [29].

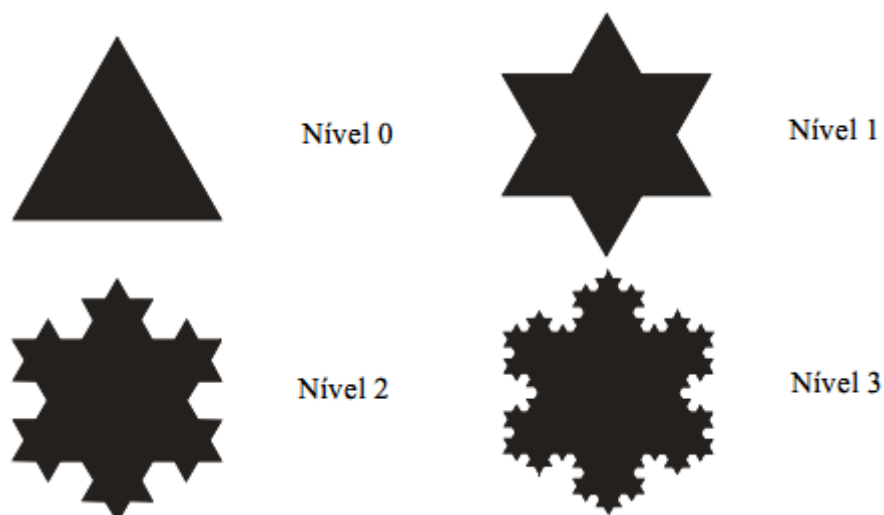


Fig. 3.11. Construção geométrica do floco de neve de Koch.

O processo de construção do floco de neve de Koch ocorre da seguinte forma [33]:

- Nível 0: constrói-se um triângulo equilátero;
- Nível 1: divide-se em três partes iguais cada um dos lados do triângulo, construindo-se sobre cada um dos segmentos médios um novo triângulo equilátero. Assim, é obtida a “estrela de Davi”, com 12 lados;
- Nível 2: repete-se o processo de construção do nível 1 sobre cada um dos lados da figura obtida anteriormente;
- Nível n : repete-se o nível $n-1$ até o infinito.

Uma vez que a construção do floco de neve de Koch parte de um triângulo equilátero, e cada lado representa uma curva de Koch, o perímetro do triângulo é três vezes o valor do comprimento total da curva, conforme pode ser observado na Tab. 3.2 a seguir.

Tab. 3.2. Comprimento do floco de neve de Koch.

Nível	0	1	2	3	...	N
Número de segmentos	3	12	48	192	...	3×4^n
Comprimento de cada segmento	1	$1/3$	$1/9$	$1/27$...	$1/3^n$

Comprimento total do floco de neve	3	4	16/3	64/9	...	$3 \times (4/3)^n$
------------------------------------	---	---	------	------	-----	--------------------

A dimensão desse fractal seguirá da mesma maneira que a curva de Koch. Em cada nível, um segmento dará origem a quatro segmentos ($N=4$), sendo reduzidos em $R=1/3$. Assim, tem-se como dimensão do floco de neve [33]:

$$\dim = -\frac{\ln N}{\ln R} = -\frac{\ln 4}{\ln \frac{1}{3}} = \frac{\ln 4}{\ln 3} \approx 1,2618$$

3.3.3 Triângulo de Sierpinski

Nascido em Varsóvia, o matemático Waclaw Sierpinski, criou o fractal triângulo de Sierpinski, em 1916. Foi professor, publicando 724 artigos e 50 livros [29]. A construção desse fractal baseia-se em [33]:

- Nível 0: constrói-se um triângulo equilátero (sólido);
- Nível 1: determinam-se os pontos médios de cada um dos lados do triângulo, unindo através de segmentos esses pontos médios (2 a 2), e considerando os quatro triângulos resultantes. Retira-se o triângulo central, obtendo-se assim, três triângulos sólidos;
- Nível 2: aplica-se o procedimento descrito no nível anterior a cada um dos três triângulos resultantes, obtendo-se nove triângulos sólidos;
- Nível n : aplica-se o procedimento descrito no nível 1 a cada um dos triângulos sólidos obtidos no nível $n-1$, até o infinito.

A Fig. 3.12 mostra o processo de construção deste fractal.



Fig. 3.12. Construção do triângulo de Sierpinski.

Na Tab. 3.3 é possível obter o perímetro do triângulo de Sierpinski em cada nível de construção do fractal, a partir do número de triângulos e do perímetro de cada triângulo.

Tab. 3.3. Perímetro do triângulo de Sierpinski.

Nível	0	1	2	3	...	N
Número de triângulos	1	3	9	27	...	3^n
Perímetro de cada triângulo	3	$3/2$	$3/4$	$3/8$...	$3/2^n$
Perímetro do triângulo de Sierpinski	3	$9/2$	$27/4$	$81/8$...	$3 \times (3/2)^n$

A dimensão do triângulo de Sierpinski pode ser calculada a partir das variáveis N e R , onde N representa a quantidade de segmentos do fractal, que será 3, e R representa o coeficiente de redução, que será $1/2$. Desse modo, tem-se [33]:

$$\dim = -\frac{\ln N}{\ln R} = -\frac{\ln 3}{\ln \frac{1}{2}} = \frac{\ln 3}{\ln 2} \approx 1,59$$

3.4 Métodos para a Geração de Fractais

Os fractais podem ser obtidos por vários métodos. Um destes métodos é o IFS (*Iterated Function System* – Sistema Iterativo de Funções) que foi desenvolvido em 1986, pelo matemático inglês Michael Barnsley, um dos pioneiros da ciência dos fractais. O método consiste na técnica de se construir figuras fractais através da repetição em escala de uma mesma figura. Outro método é o sistema L, que foi desenvolvido pelo biólogo alemão Aristid Lindenmeyer, que introduziu o conceito de autómatos celulares para descrever matematicamente os processos de crescimento de organismos constituídos por células.

3.4.1 O Método IFS

O método IFS é um processo de geração de fractais baseado em uma série de transformações afins. A geração de fractais, devido à auto-similaridade e independente

da escala em que esteja, começa com uma forma geradora, que é a entrada de uma função de mapeamento, e sua saída torna-se a entrada da próxima iteração. Essa característica aliada às respectivas transformações afins caracterizam o método IFS para a geração de fractais. O método IFS é baseado em transformações matemáticas, tais como: contração, reflexão, rotação e translação. Desta forma, os fractais são definidos como o limite do processo iterativo de um conjunto finito de transformações afins, $q(u)$, que são inicialmente aplicadas em uma figura arbitrária [25], [34].

Considere que $q:R^n \rightarrow R^n$, da forma $q(u)=T(u)+v$, em que T é uma transformação linear não-singular, e u e v são vetores do R^n . Dessa forma, q é chamada de transformação afim. Pode-se constatar que uma transformação afim é a soma de uma transformação linear com uma translação, sendo, portanto, não-linear. Considere o caso de uma transformação afim $q:R^2 \rightarrow R^2$, a qual pode ser escrita na forma matricial, como mostra a Eq. 3.9.

$$q(x, y) = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e \\ f \end{pmatrix}, \quad (3.9)$$

em que a, b, c e d são escalares, e e e f são parâmetros relacionados à rotação e translação, respectivamente. As seções seguintes exemplificarão alguns fractais gerados por esse método.

Considere $A \subset R^2$ um conjunto inicial e N contrações $q(i):R^2 \rightarrow R^2$, com fator de contração $0 < \alpha_i < 1$ ($i=1, \dots, N$). Definimos $q:R^2 \rightarrow R^2$ como sendo:

$$q(A) = \bigcup_{i=1}^N q_i(A), \quad (3.10)$$

em que $q_i(A) = q_i(x)/x \in A$ é a imagem da transformação q_i , quando aplicada aos vetores de A .

3.4.1.1 Curva de Koch gerada pelo Método IFS

A curva de Koch, conforme vista na Fig. 3.10, é gerada a partir de quatro transformações afins $q_i:R^2 \rightarrow R^2$, da forma:

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

em que θ_i , e_i e f_i assumem os valores da Tab. 3.4.

As quatro transformações fazem a contração de $1/3$; q_2 faz uma rotação de $\pi/3$ radianos e uma translação de uma unidade para a direita; q_3 faz uma rotação de $-\pi/3$ radianos, uma translação de $3/2$ unidades para a direita e $\sqrt{3}/2$ para cima; por fim, q_4 executa uma translação de 2 unidades para a direita.

Tab.3.4. Valores das transformações afins do método IFS para obtenção da curva de Koch.

i	θ_i	e_i	f_i
1	0	0	0
2	$\pi/3$	1	0
3	$-\pi/3$	$3/2$	$\sqrt{3}/2$
4	0	2	0

Dado $A \subset \mathbb{R}^2$, então tem-se que:

$$q(A) = \bigcup_{i=1}^4 q_i(A)$$

Dessa forma, a curva de Koch é dada por:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} q_n(A)$$

3.4.1.2 Triângulo de Sierpinski gerado pelo Método IFS

O triângulo de Sierpinski, conforme visto na Fig. 3.12, é obtido diretamente de um triângulo equilátero mediante três transformações $q_i: \mathbb{R}^2 \rightarrow \mathbb{R}^2$, da forma:

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

em que θ_i , e_i e f_i assumem os valores da Tab. 3.5.

Tab.3.5. Valores das transformações afins do método IFS para obtenção do triângulo de Sierpinski.

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

As três transformações fazem a contração de 1/2; q_2 faz uma translação de 1/2 unidades para a direita; q_3 faz uma translação de 1/4 unidades para a direita e 1/2 unidades para cima.

Dado $A \subset \mathbb{R}^2$, então tem-se que:

$$q(A) = \bigcup_{i=1}^3 q_i(A)$$

Dessa forma, o triângulo de Sierpinski é dado por:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} q_n(A)$$

3.4.2 O Sistema L

Inicialmente apresentado em 1968 pelo então biólogo alemão Aristid Lindenmeyer, o sistema L é conhecido como um sistema gerador de fractais por cadeia de caracteres. Consistia, inicialmente, como uma teoria capaz de atuar no desenvolvimento de plantas, bem como prover uma descrição do desenvolvimento de organismos multicelulares e ilustrar a reação de vida entre células. Em se tratando de fractais, o sistema L é utilizado em conjunto com elementos gráficos representados por letras do alfabeto. As respectivas regras formativas podem ser representadas por cadeias de caracteres, em que essas cadeias irão armazenar toda a informação gráfica necessária para a construção do fractal [25]-[27], [35], [36].

Como se sabe, os processos de construção de fractais são infinitos e normalmente se faz sua construção até um certo limite, para fins práticos e científicos [37]. Uma vez que toda a informação para construir o fractal se encontra armazenada em uma cadeia de caracteres, o passo seguinte é fazer a leitura desta cadeia, transformando os caracteres em comandos gráficos que desenham o fractal na tela do computador. A representação dos comandos gráficos nas cadeias de caracteres ocorre da seguinte forma:

- Segmentos serão denotados por letras maiúsculas do alfabeto;
- O sinal positivo (+) significa um incremento positivo do ângulo, ou seja, mudança de direção no sentido horário;
- O sinal negativo (-) significa um incremento negativo do ângulo, ou seja, mudança de direção no sentido anti-horário.

3.4.2.1 Curva de Koch gerada pelo Sistema L

Utiliza-se como primeiro exemplo a curva de Koch. Para se construir esse fractal utilizando o sistema L, deve-se definir, inicialmente, a célula matriz. Em seguida, define-se a regra de formação que irá determinar como a cadeia de caracteres irá se proliferar. Também se deve estabelecer um limite n para esta proliferação, pré-estabelecendo, dessa forma, até que etapa se quer construir o fractal.

O passo inicial da construção da curva de Koch é desenhar um segmento de reta, de comprimento unitário, que representará a célula matriz, denotada por uma letra. Neste caso, adotou-se “K”.

O passo 2 é dividir esse segmento de reta em três partes iguais, substituindo o segmento central por um triângulo equilátero, sem a base, dando origem a um poligonal.

Na Fig.3.13 pode-se observar os detalhes de como a regra de formação é definida para o sistema L, visando à obtenção do poligonal do passo 2.

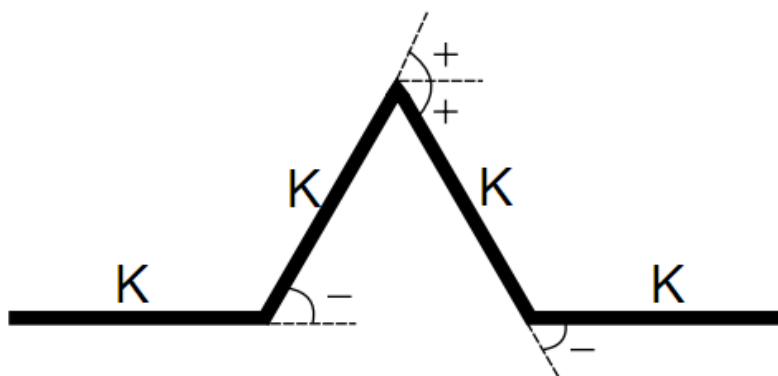


Fig. 3.13. Regra de formação para obtenção da curva de Koch.

Primeiramente, iniciando da esquerda para a direita, temos um segmento o qual representaremos por (K), em seguida fazemos um incremento no ângulo no sentido anti-horário (-), depois temos um segmento (K) seguido de dois incrementos de ângulo no sentido horário (++). Novamente temos um segmento (K) seguido de um incremento no ângulo no sentido anti-horário (-) e finalmente um segmento (K). Então a regra para obtermos a poligonal fica “K-K++K-K”.

Como o passo 3 da construção da curva de Koch é repetir o passo 2 com todos os segmentos da etapa anterior, podemos então concluir a regra de formação como: a cada etapa substitua cada letra (célula) K da etapa anterior por “K-K++K-K” (conjunto de células novas), conservando os demais caracteres (- e +). E então teremos a seguinte proliferação ou evolução da cadeia de caracteres:

- Etapa 1: K;
- Etapa 2: K-K++K-K;
- Etapa 3: K-K++K-K - K-K++K-K ++ K-K++K-K - K-K++K-K;
-
- Etapa n: K-K++K-K - ... - K-K++K-K. (tantas cadeias K-K++K-K quanto o número de letras “K”, da etapa anterior).

3.4.2.2 Floco de Neve de Koch gerado pelo Sistema L

Basicamente, o que diferencia o fractal floco de neve da curva de Koch é a figura geradora inicial, que deixa de ser um segmento de reta, para a curva de Koch, e passa a ser um triângulo equilátero, para o caso do fractal floco de neve. Sendo assim, para construir esse fractal basta substituir a matriz inicial no algoritmo do sistema L por

um triângulo equilátero. Dessa forma, tem-se a matriz: $K++K++K$. As Figs. 3.14 e 3.15 mostram, respectivamente, a curva de Koch para $n=3$ e o floco de neve construído com o sistema L, também para $n=3$.

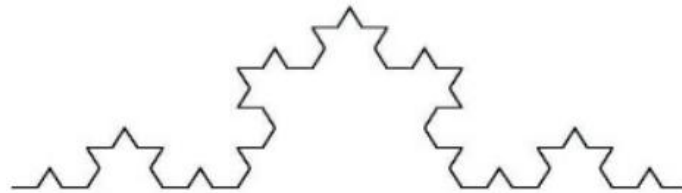


Fig. 3.14. Curva de Koch para $n=3$.

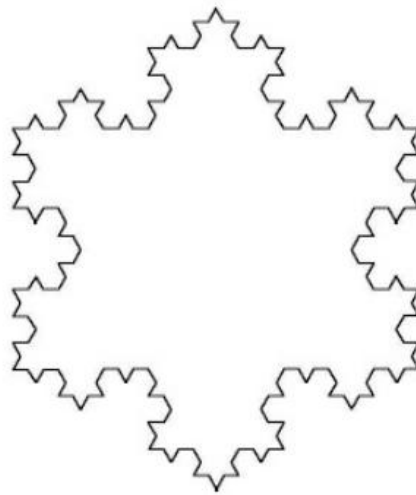


Fig. 3.15. Floco de neve para $n=3$.

Neste capítulo foram apresentados os principais conceitos relacionados aos fractais, tais como: principais características, tipos de fractais mais utilizados, e os métodos de geração das estruturas fractais (Método IFS e Sistema L). Dentre as principais características, destacaram-se: estrutura fina, auto-similaridade, simplicidade na lei de formação e dimensão fractal. Com relação aos tipos de fractais, foram apresentados: a curva de Koch, o floco de neve de Koch, a curva de Peano e o triângulo de Sierpinski.

Capítulo 4

Arranjos de Antenas

4.1 Introdução

Normalmente, uma antena com um elemento radiante simples apresenta um diagrama de radiação relativamente largo e, portanto, possui um valor baixo de diretividade. Em muitas aplicações é necessário projetar antenas com valores maiores de diretividade, por exemplo, em sistemas de comunicação a longa distância. Isto só pode ser realizado aumentando o tamanho elétrico da antena.

O aumento das dimensões de antenas com elementos simples, conseqüentemente, conduz a características de diretividade maiores. Outra maneira de aumentar as dimensões da antena, sem necessariamente aumentar as dimensões dos elementos individuais, é formando uma associação de elementos radiantes em uma configuração elétrica e geométrica [2]. A antena formada com vários elementos é denominada arranjo. Na maioria dos casos, os elementos de um arranjo são idênticos. Isto não é necessário, mas é geralmente conveniente, mais simples e mais prático. Os elementos de um arranjo podem apresentar qualquer forma (fio, abertura, etc.). O propósito de um arranjo é aumentar a diretividade de um sistema de antenas e concentrar a potência radiada dentro de uma área geograficamente menor [2].

O campo total de um arranjo é determinado pela soma dos vetores dos campos radiados pelos elementos individuais do arranjo. Isto assume que a corrente em cada elemento é a mesma que a de um elemento isolado. Para produzir diagramas de radiação mais diretos é necessário que os campos dos elementos do arranjo interfiram construtivamente nas direções desejadas e interfiram destrutivamente no espaço restante. Idealmente isto pode ser executado, mas na prática pode apenas ser aproximado (devido ao acoplamento mútuo entre os elementos do arranjo).

Neste capítulo, serão apresentados os fundamentos teóricos básicos a respeito da técnica de arranjos de antenas, bem como suas configurações mais usuais (linear e

planar). Será abordada também uma das aplicações mais utilizadas da técnica de arranjo de antenas, que é o arranjo log-periódico. Dar-se-á uma maior atenção a esse tipo de arranjo, pois as antenas desenvolvidas neste estudo utilizam essa técnica.

Um dos arranjos mais simples e prático é formado através da colocação dos elementos ao longo de uma linha. Para simplificar a apresentação e dar uma melhor interpretação da técnica, será considerado, primeiramente, um arranjo com dois elementos. A análise do arranjo com N elementos será feita em seguida. Após o estudo feito para os arranjos lineares, será realizada a análise do arranjo planar.

4.2 Arranjo linear com 2 elementos

Inicialmente, assume-se que a antena sob análise seja um arranjo de dois dipolos horizontais infinitesimais posicionados ao longo do eixo- z , como ilustra a Fig. 4.1. O campo total radiado pelos dois elementos, supondo a ausência de acoplamento mútuo entre eles, é igual à soma dos dois e, no plano y - z , é dado por [2]:

$$E_t = E_1 + E_2 = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-j[kr_1 - (\beta/2)]}}{r_1} \cos \theta_1 + \frac{e^{-j[kr_2 - (\beta/2)]}}{r_2} \cos \theta_2 \right\}, \quad (4.1)$$

em que β é a diferença na excitação de fase entre os elementos. A magnitude da excitação dos elementos radiantes é idêntica. Assume-se que foram feitas as seguintes observações a respeito do campo distante:

$$\theta_1 \cong \theta_2 \cong \theta \quad (4.2a)$$

$$r_1 \cong r - \frac{d}{2} \cos \theta \quad (4.2b)$$

$$r_2 \cong r + \frac{d}{2} \cos \theta$$

$$r_1 \cong r_2 \cong r \quad (4.2c)$$

A Fig. 4.2 ilustra as observações feitas. Após estas considerações, a Eq. 4.1 é escrita da seguinte forma:

$$E_t = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos \theta \left[e^{+j(kd \cos \theta + \beta)/2} + e^{-j(kd \cos \theta + \beta)/2} \right] \quad (4.3)$$

$$E_t = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos \theta \cdot 2 \cos \left[\frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right]$$

Pode-se observar na Eq. 4.3 que o campo total do arranjo é igual ao campo de um elemento simples, posicionado na origem, multiplicado por um fator, que é amplamente referido como fator de arranjo [2], [39], [40]. Assim, para um arranjo de dois elementos de amplitude constante, o fator de arranjo é dado por:

$$AF = 2 \cos \left[\frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right] \quad (4.4)$$

O fator de arranjo é uma função da geometria e da excitação de fase do arranjo. Variando-se a separação d e/ou a fase β entre os elementos, as características do fator de arranjo e do campo total do arranjo podem ser controladas.

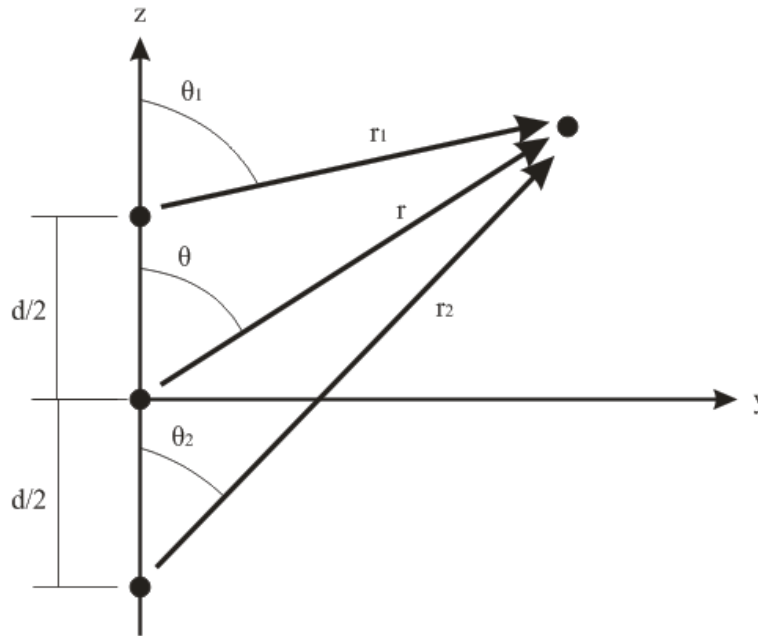


Fig. 4.1. Geometria de um arranjo de 2 elementos, posicionados ao longo do eixo-z.

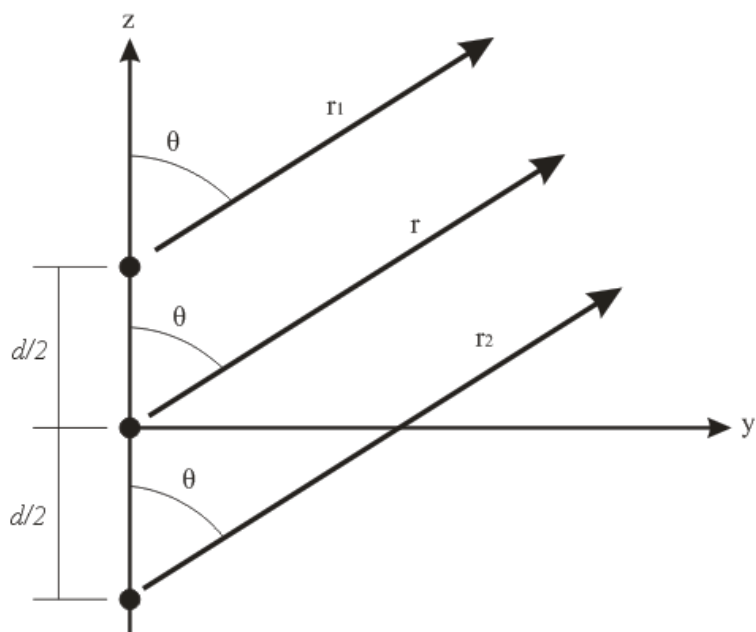


Fig. 4.2. Observações do campo distante para o arranjo com 2 elementos, posicionados ao longo do eixo-z.

Foi ilustrado, na Fig. 4.2, que o campo distante de um arranjo de dois elementos uniformes, com elementos idênticos, é igual ao produto entre o campo de um elemento simples, em um determinado ponto de referência (normalmente na origem), e o fator de arranjo do arranjo em questão [39], [40]. Isto é,

$$E(\text{total}) = [E(\text{elemento})] \times [AF] \quad (4.5)$$

Embora só tenha sido visto o caso de um arranjo de dois elementos, com magnitudes idênticas, as observações feitas também são válidas para arranjos com qualquer número de elementos, idênticos, mas que não tenham necessariamente magnitude, fase e/ou espaçamento idênticos entre eles [2], [40].

Cada arranjo possui seu fator de arranjo. O fator de arranjo, geralmente, é uma função do número de elementos, da forma geométrica, das magnitudes relativas, das fases relativas e dos espaçamentos relativos aos elementos. O fator de arranjo terá uma forma mais simples se os elementos tiverem amplitudes, fases e espaçamentos idênticos.

Para produzir o diagrama de radiação de um arranjo, exige-se que o projetista não apenas leve em conta os elementos radiantes, propriamente ditos, mas a geometria e a excitação deles também.

4.3 Arranjo linear com N elementos

Agora que a teoria sobre arranjos com 2 elementos foi introduzida e ilustrada, faz-se a generalização para o caso de um arranjo com N elementos. Recorrendo-se à geometria da Fig. 4.3, vamos assumir que todos os elementos têm amplitudes idênticas, mas cada elemento sucessivo tem um aumento da fase β , o que conduz a uma diferente excitação de corrente, relativa ao elemento precedente (β representa a fase pela qual a corrente em cada elemento conduz a corrente do elemento precedente) [2], [39], [40].

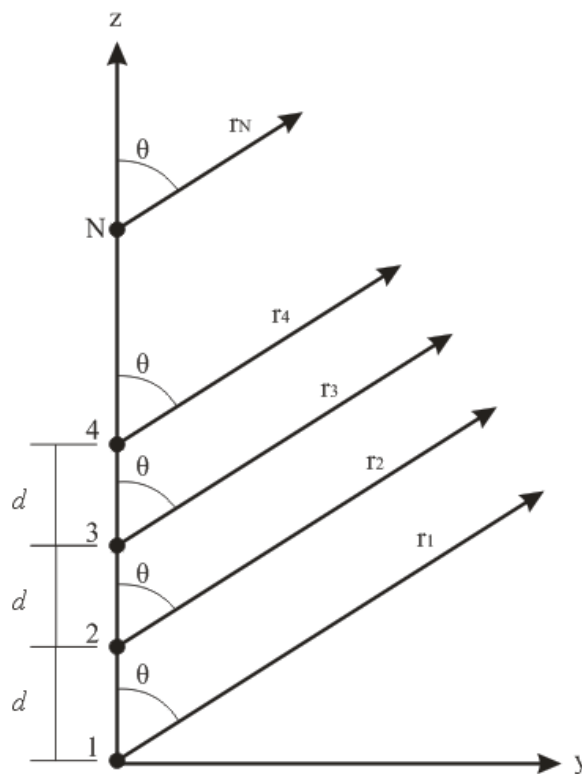


Fig. 4.3. Observações do campo distante para um arranjo de N elementos posicionados ao longo do eixo- z .

Um arranjo de elementos idênticos com todas as amplitudes idênticas e cada elemento sucessivo com um aumento de fase em relação ao seu precedente é chamado de arranjo uniforme. O fator de arranjo pode ser obtido considerando que os elementos sejam fontes pontuais. Se os elementos não forem fontes isotrópicas, o campo total pode ser formado multiplicando-se o fator de arranjo, das fontes pontuais, pelo campo de um elemento simples. Assim, o fator de arranjo é dado por [2], [39]:

$$\begin{aligned}
 AF &= 1 + e^{+j(kd \cos \theta + \beta)} + e^{+j2(kd \cos \theta + \beta)} + \dots + e^{+j(N-1)(kd \cos \theta + \beta)} \\
 AF &= \sum_{n=1}^N e^{+j(n-1)(kd \cos \theta + \beta)}
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

A Eq. 4.6 pode ser escrita como:

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{+j(n-1)\psi}, \tag{4.7}$$

onde

$$\psi = kd \cos \theta + \beta \tag{4.7a}$$

Como o fator de arranjo total para um arranjo uniforme é uma soma de exponenciais, ele pode ser representado pelo vetor soma de N fasores, cada um com amplitude unitária e aumento de fase ψ com relação ao anterior.

O fator de arranjo da Eq. 4.7 também pode ser expresso de uma forma alternativa, mais compacta, com funções e distribuições mais conhecidas. Isto será feito a seguir.

Multiplicando-se ambos os lados da Eq. 4.7 por $e^{j\psi}$, esta pode ser escrita como:

$$(AF)e^{j\psi} = e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi} + e^{jN\psi} \tag{4.8}$$

Subtraindo a Eq. 4.7 da Eq. 4.8, tem-se

$$AF(e^{j\psi} - 1) = (-1 + e^{jN\psi}), \tag{4.9}$$

que pode ser escrita como:

$$\begin{aligned}
 AF &= \left[\frac{e^{jN\psi} - 1}{e^{j\psi} - 1} \right] = e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[\frac{e^{j(N/2)\psi} - e^{-j(N/2)\psi}}{e^{j(1/2)\psi} - e^{-j(1/2)\psi}} \right] \\
 AF &= e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\text{sen}\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right]
 \end{aligned} \tag{4.10}$$

Se o ponto de referência for o centro físico do arranjo, o fator de arranjo da Eq. 4.10 se reduz a

$$AF = \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\text{sen}\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \tag{4.10a}$$

Para pequenos valores de ψ , a equação acima pode ser aproximada por

$$AF \cong \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{\psi}{2}} \right] \tag{4.10b}$$

O valor máximo para as Eqs. 4.10a e 4.10b é N . Para normalizar o fator de arranjo de modo que o máximo valor seja igual à unidade, as Eqs. 4.10a e 4.10b podem ser escritas na forma normalizada como

$$(AF)_n = \frac{1}{N} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\text{sen}\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \tag{4.10c}$$

$$(AF)_n \cong \frac{1}{N} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{N}{2}\psi} \right] \tag{4.10d}$$

4.3.1 Arranjo *Broadside*

Em muitas aplicações é desejável que a radiação máxima de um arranjo seja direcionada ao eixo normal ao arranjo (*broadside*; $\theta=90^\circ$). Para aperfeiçoar o projeto, os máximos dos elementos individuais e do fator de arranjo devem ser dirigidos ambos para $\theta=90^\circ$. A Fig. 4.4 ilustra o exemplo de um arranjo linear uniforme com radiação *broadside*. Os requisitos para se conseguir esse aperfeiçoamento, no caso dos elementos do arranjo, podem ser realizados através da escolha criteriosa dos elementos, e para o caso do fator de arranjo, pela separação e excitação dos elementos individuais. Nesta seção, serão desenvolvidos os requisitos que permitem que o fator de arranjo seja direcionado eficientemente na forma *broadside*.

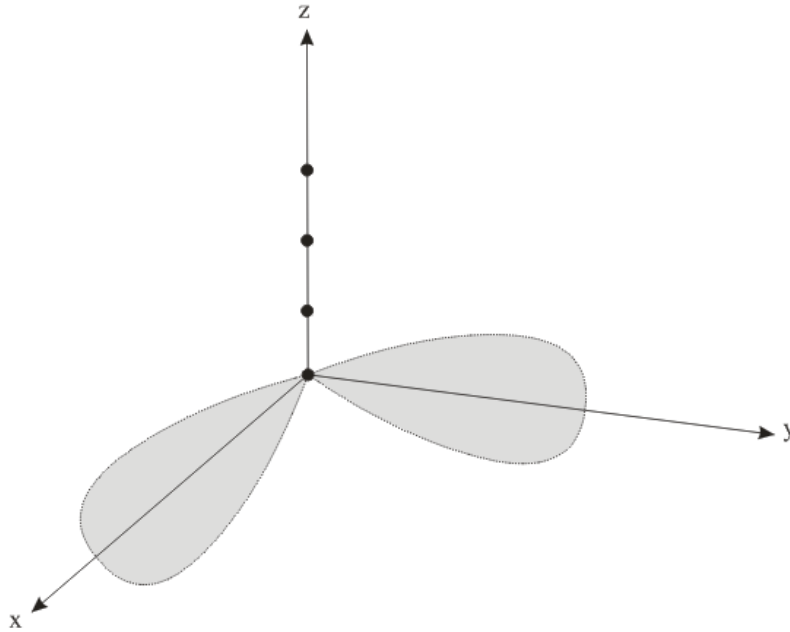


Fig. 4.4. Exemplo de um arranjo linear uniforme com radiação tipo *broadside*.

Recorrendo às Eqs. 4.10c ou 4.10d, o máximo do fator de arranjo acontece quando

$$\psi = kd \cos \theta + \beta = 0 \quad (4.11)$$

Uma vez que se deseja ter o máximo direcionado para $\theta=90^\circ$, então

$$\psi = kd \cos \theta + \beta \Big|_{\theta=90^\circ} = 0 \quad (4.11a)$$

Assim, para ter o máximo do fator de arranjo de um arranjo uniforme linear, dirigido de forma *broadside* (perpendicular) ao eixo do arranjo, é necessário que todos os elementos tenham a mesma excitação de fase (além de terem a mesma excitação de amplitude). A separação entre os elementos pode ser de qualquer valor. Para garantir que não existam valores máximos em outras direções, que são referidos como lóbulos de grade, o espaçamento entre os elementos não deve ser múltiplo de um comprimento de onda ($d \neq n\lambda$, $n = 1, 2, 3, \dots, N$), quando $\beta = 0$. Se $d = n\lambda$, $n = 1, 2, 3, \dots, N$ e $\beta = 0$, então

$$\psi = kd \cos \theta + \beta \Big|_{\substack{d=n\lambda \\ \beta=0 \\ n=1,2,3,\dots}} = 2\pi n \cos \theta \Big|_{\theta=0^\circ, 180^\circ} = \pm 2n\pi \quad (4.12)$$

Este valor de ψ , quando substituído na Eq. 4.10c, faz com que o fator de arranjo atinja seu valor de máximo. Portanto, para um arranjo uniforme, com $\beta = 0$ e $d = n\lambda$, além de ter os valores máximos do fator de arranjo dirigido de forma *broadside* ($\theta=90^\circ$) ao eixo do arranjo, como visto na Fig. 4.4, há máximos adicionais dirigidos ao longo do eixo do arranjo (*end-fire*; $\theta=0^\circ, 180^\circ$).

Um dos objetivos, em muitos projetos, é o de se evitar a ocorrência de múltiplos máximos, além do máximo principal, que são referidos como lóbulos de grade. Muitas vezes pode ser necessário selecionar um maior espaçamento entre os elementos, mas sem lóbulos de grade. Para evitar qualquer lóbulo de grade, o maior espaçamento entre os elementos precisa ser inferior a um comprimento de onda ($d_{max} < \lambda$).

4.3.2 Arranjo *End-fire*

Em vez de ter a radiação máxima do tipo *broadside* ao eixo do arranjo, pode ser desejável dirigir a radiação ao longo do eixo do arranjo (*end-fire*). Além disso, pode ser necessário que se radie apenas para uma única direção ($\theta=0^\circ$ ou 180°). A Fig. 4.5 mostra um arranjo com radiação do tipo *end-fire*.

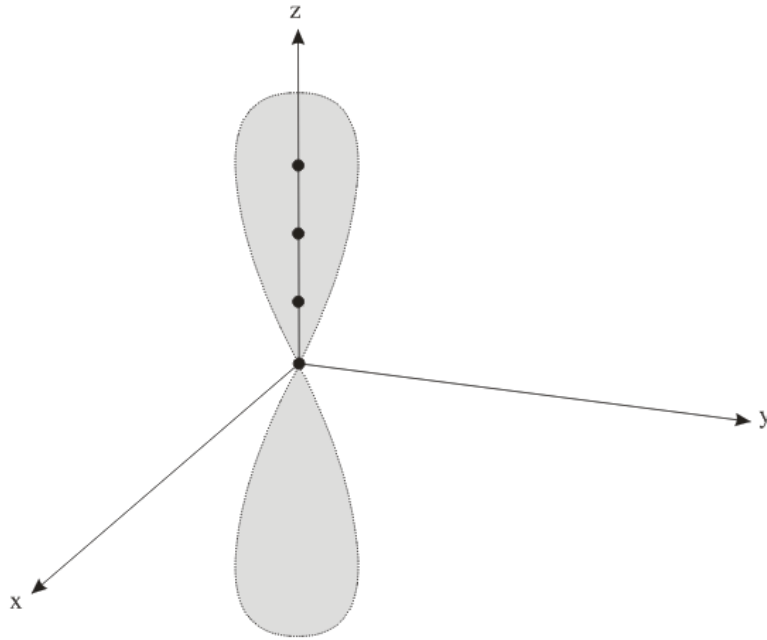


Fig. 4.5. Exemplo de um arranjo linear uniforme com radiação tipo *end-fire*.

Para direcionar o máximo para $\theta=0^\circ$,

$$\psi = kd \cos \theta + \beta \Big|_{\theta=0^\circ} = kd + \beta = 0 \rightarrow \beta = -kd \quad (4.13a)$$

Se o máximo for direcionado para $\theta=180^\circ$, então

$$\psi = kd \cos \theta + \beta \Big|_{\theta=180^\circ} = -kd + \beta = 0 \rightarrow \beta = kd \quad (4.13b)$$

Portanto, a radiação *end-fire* é realizada quando $\beta = -kd$ (para $\theta=0^\circ$) ou $\beta = kd$ (para $\theta=180^\circ$). Se o espaçamento entre os elementos for $d = \lambda/2$, existe radiação *end-fire* em ambas as direções ($\theta=0^\circ$ e 180°). Se o espaçamento entre os elementos for múltiplo de um comprimento de onda ($d = n\lambda$, $n = 1, 2, 3, \dots, N$), então além de se ter radiação *end-fire* em ambas as direções, haverá também máximos na direção *broadside*. Assim, para $d = n\lambda$, $n = 1, 2, 3, \dots, N$ existem quatro máximos: dois na direção *broadside* e dois ao longo do eixo do arranjo. Para se obter máximos apenas na direção *end-fire* e evitar lóbulos de grade, o espaçamento máximo entre os elementos deve ser inferior a $d_{max} < \lambda/2$.

4.4 Arranjo Planar

Além de colocar elementos ao longo de uma linha, os elementos radiantes podem ser posicionados ao longo de uma grade retangular, para formar um arranjo retangular ou planar. Arranjos planares fornecem variáveis adicionais que podem ser usadas para controlar e moldar o padrão de radiação do arranjo [2]. Os arranjos planares são mais versáteis e podem proporcionar padrões de radiação mais simétricos, com poucos lóbulos laterais. Além disso, eles podem ser usados para fazer a varredura do feixe da antena em direção a qualquer ponto no espaço. As aplicações dos arranjos planares incluem radares de controle, radares de busca, sensoriamento remoto, comunicações, e muitos outros [2]. Para se obter o fator de arranjo de um arranjo planar, será utilizada inicialmente a configuração ilustrada na Fig. 4.6.

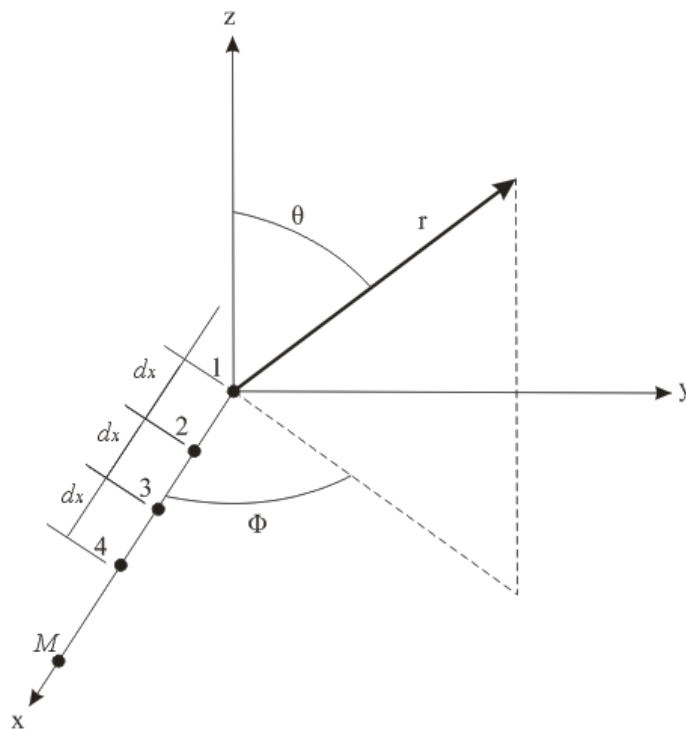


Fig. 4.6. Geometria de um arranjo linear.

Se houver M elementos inicialmente colocados ao longo do eixo-x, como mostrado na Fig. 4.6, o fator de arranjo matriz pode ser escrito como

$$AF = \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \text{sen}\theta \cos\phi + \beta_x)}, \quad (4.14)$$

onde I_{m1} é o coeficiente de excitação para cada elemento. O espaçamento e mudança de fase progressiva entre os elementos ao longo do eixo-x são representados, respectivamente, por d_x e β_x .

Se N arranjos são colocados um ao lado do outro, na direção do eixo y , serão adicionados uma distância d_y juntamente com uma fase progressiva β_y , formando, assim, um arranjo retangular, como mostrado na Fig. 4.7.

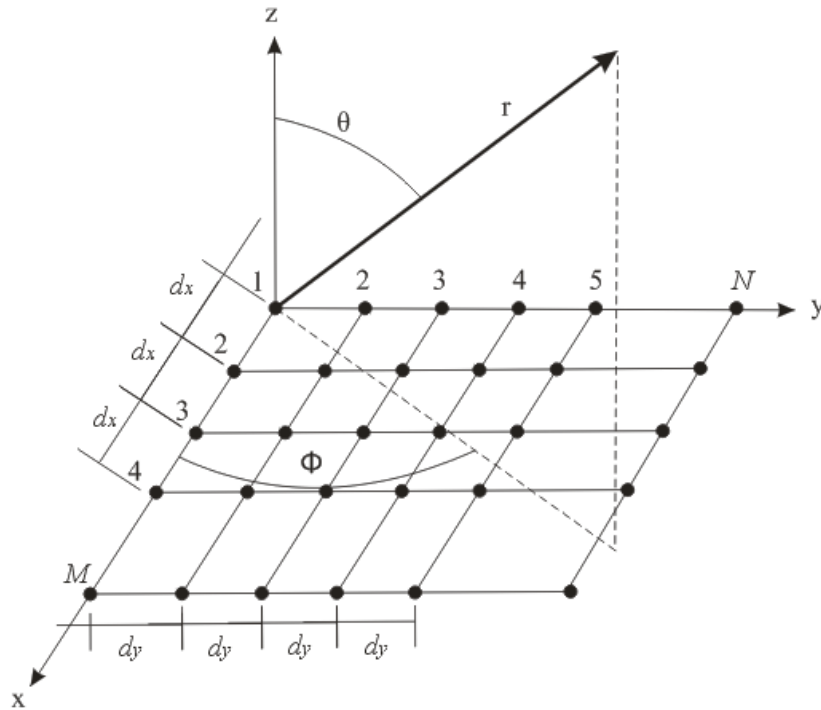


Fig. 4.7. Geometria de um arranjo planar.

O fator de arranjo para o arranjo planar completo pode ser escrito como

$$AF = \sum_{n=1}^N I_{1n} \left[\sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \text{sen}\theta \cos\phi + \beta_x)} \right] e^{j(n-1)(kd_y \text{sen}\theta \cos\phi + \beta_y)} \quad (4.15)$$

A Eq. 4.15 ainda pode ficar da forma

$$AF = S_{xm}S_{yn}, \quad (4.16)$$

em que

$$S_{xm} = \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \text{sen}\theta \cos\phi + \beta_x)} \quad (4.16a)$$

e

$$S_{yn} = \sum_{n=1}^N I_{1n} e^{j(n-1)(kd_y \text{sen}\theta \cos\phi + \beta_y)} \quad (4.16b)$$

A Eq. 4.16 indica que o padrão de radiação de um arranjo retangular é o produto dos fatores de arranjo dos arranjos, nas direções dos eixos x e y . Se os coeficientes de excitação de amplitude dos elementos do arranjo, na direção do eixo- y , são proporcionais aos coeficientes ao longo do eixo x , a amplitude do (m,n) -ésimo elemento pode ser escrita como

$$I_{mn} = I_{m1}I_{1n} \quad (4.17)$$

Além disso, se a excitação de amplitude de todo o arranjo for uniforme ($I_{mn} = I_0$), a Eq. 4.14 pode ser expressa como

$$AF = I_0 \sum_{m=1}^M e^{j(m-1)(kd_x \text{sen}\theta \cos\phi + \beta_x)} \sum_{n=1}^N I_{1n} e^{j(n-1)(kd_y \text{sen}\theta \cos\phi + \beta_y)} \quad (4.18)$$

De acordo com as Eqs. 4.6, 4.10 e 4.10c, a forma normalizada da Eq. 4.18 também pode ser escrita como

$$AF_n(\theta, \phi) = \left\{ \frac{1}{M} \frac{\text{sen}\left(\frac{M}{2}\psi_x\right)}{\text{sen}\left(\frac{\psi_x}{2}\right)} \right\} \left\{ \frac{1}{N} \frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi_y\right)}{\text{sen}\left(\frac{\psi_y}{2}\right)} \right\}, \quad (4.19)$$

em que

$$\psi_x = kd_x \text{sen}\theta \cos\phi + \beta_x \quad (4.19a)$$

$$\psi_y = kd_y \text{sen}\theta \cos\phi + \beta_y \quad (4.19b)$$

Quando o espaçamento entre os elementos é maior ou igual a $\lambda/2$, múltiplos máximos de igual magnitude podem ser formados. O máximo principal é referido como sendo o lóbulo principal e os demais máximos como lóbulos secundários. Para formar ou evitar lóbulos de grade em um arranjo planar, os mesmos princípios utilizados para um arranjo linear deve ser satisfeitos. Para evitar lóbulos de grade nos planos x - z e y - z , o espaçamento entre os elementos nas direções dos eixos x e y , respectivamente, devem ser inferiores a $\lambda/2$ ($d_x < \lambda/2$ e $d_y < \lambda/2$).

O fator de arranjo de um arranjo planar foi obtido assumindo que cada elemento é uma fonte isotrópica. Se o arranjo possuir elementos idênticos, o campo total pode ser obtido pela aplicação da regra da multiplicação de padrões, de forma semelhante ao arranjo linear.

4.5 Arranjo Log-Periódico

DuHamel e Isbell, foram os primeiros, depois de vários experimentos com diversos projetos, a construírem um arranjo log-periódico que realmente se comportasse satisfatoriamente [41], [42]. O principal problema que enfrentaram foi encontrar um projeto em que a variação das propriedades sobre um período fosse pequena. Existe, contudo, um modo de eliminar a variação periódica da impedância, que é através de uma forma auto-complementar, mas esta só pode ser aplicada às antenas impressas [42]. Depois de um certo tempo, Isbell, que desejava desenvolver uma antena de banda larga com construção mais convencional, fez, com sucesso, um arranjo de dipolos log-periódicos e descobriu que o segredo do seu sucesso, depois de muitos fracassos iniciais, era o deslocamento de fase de um dipolo para o próximo [41], [42]. A

característica comum, que está associada à forma auto-complementar e ao arranjo de dipolos cruzados, é representada na Fig. 4.8.

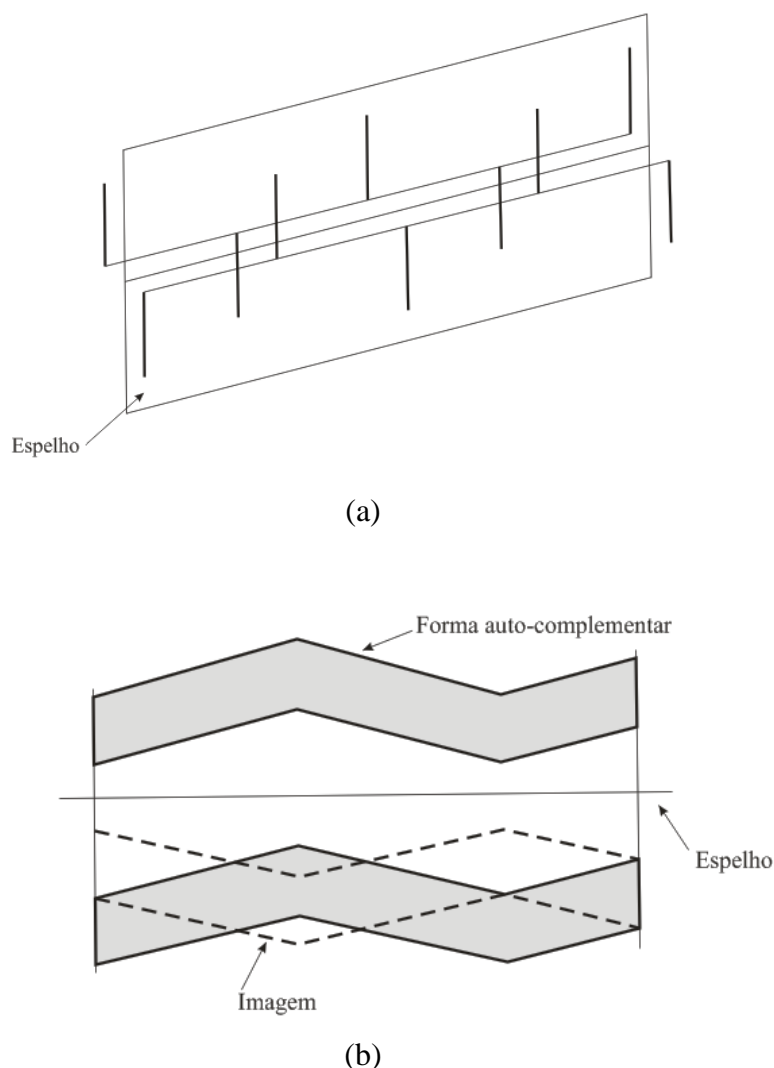


Fig.4.8. Propriedades de simetria: (a) conjunto de dipolos cruzados, (b) forma auto-complementar.

Tomando-se a imagem da metade do arranjo de dipolos, ilustrada na Fig. 4.8a, no plano central (paralelo ao dipolo e suas conexões), observa-se que ela é a mesma da outra metade dos dipolos do arranjo, deslocada de meio período. Isto também é verdade para a forma auto-complementar, como visto na Fig. 4.8b. Como foi dito anteriormente, é necessário que se especifique um comprimento característico, bem como vários ângulos, para se determinar completamente qualquer estrutura log-periódica particular. Contudo, se o desempenho for independente da frequência, isto é, se a variação sobre um período for desprezível, seu comprimento característico realmente não importa [41],

[42]. Conseqüentemente, para a descrição das estruturas é suficiente apenas que se especifiquem os ângulos. O comprimento característico é relevante no que diz respeito à fase do campo radiado, por exemplo, quando os campos de duas antenas precisam ser combinados [41], [42].

Uma vez que a forma completa de um arranjo log-periódico não pode ser descrita por ângulos, é obrigatório considerar a distância característica do arranjo enquanto ele é projetado [41], [42]. Para o arranjo log-periódico em microfita, a distância característica ou a razão geométrica da estrutura, representada por τ , é definida pela razão entre as frequências que estão separadas entre si por um período, isto é

$$\tau = \frac{f_1}{f_2}, f_2 > f_1 \quad (4.20)$$

Como a frequência de operação f_1 é deslocada em relação a frequência f_2 dentro da banda passante da antena, em que $f_2 > f_1$, a relação pode ser expressa pelo fator da relação geométrica da estrutura, τ , da seguinte forma

$$f_2 = \frac{f_1}{\tau} \quad (4.21)$$

Da mesma forma, é possível expressar a relação para todas as frequências dentro da banda passante da antena,

$$\begin{aligned} f_3 &= \frac{f_2}{\tau} \\ f_4 &= \frac{f_3}{\tau} \\ &\cdot \\ &\cdot \\ &\cdot \\ f_n &= \frac{f_{n-1}}{\tau} \end{aligned} \quad (4.22)$$

onde $n = 1, 2, 3, \dots, N$.

De uma forma geral, esta expressão pode ser escrita como

$$f_n = \frac{f_{n-1}}{\tau}, \quad (4.23)$$

onde $f_{n-1} < f_n$.

Aplicando-se o logaritmo em ambos lados da Eq. 4.23, tem-se o resultado

$$\log f_n = \log f_{n-1} + \log \frac{1}{\tau} \quad (4.24)$$

A Eq. 4.24 indica que o desempenho do arranjo log-periódico é periódico em uma escala logarítmica, na qual o comportamento da antena se repete periodicamente, com período τ .

Cada elemento da antena é dimensionado em relação ao elemento adjacente por um fator que permanece constante para toda a estrutura. Os elementos podem ter duas ou três dimensões. Se L_n representa alguma dimensão do n -ésimo elemento e L_{n+1} é a dimensão correspondente ao $(n+1)$ -ésimo elemento, então a relação entre elementos adjacentes pode ser escrita como [2], [41]

$$\tau = \frac{L_{n+1}}{L_n} \quad (4.25)$$

O arranjo log-periódico em microfita foi desenvolvido em [43]. Este tipo de antena se baseia em um arranjo linear de *patches* coplanares, com o tamanho e o espaçamento dos *patches* aumentando de uma maneira log-periódica. Dessa forma, o arranjo log-periódico em microfita, representado na Fig. 4.9, com dimensão de comprimento L_n , largura W_n e espaçamento entre os elementos d_n está relacionado com o fator τ da seguinte forma

$$\tau = \frac{L_{n+1}}{L_n} = \frac{d_{n+1}}{d_n} = \frac{W_{n+1}}{W_n} \quad (4.26)$$

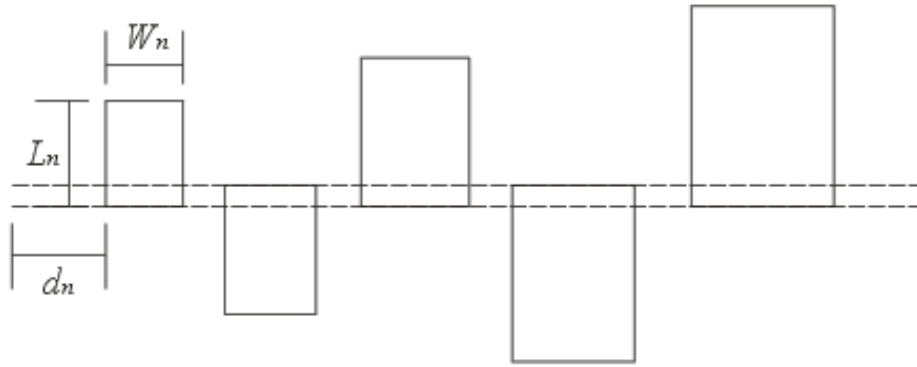


Fig. 4.9. Geometria do arranjo log-periódico em microfita.

Se o modelo geométrico do arranjo log-periódico, como definido pela Eq. 4.26, fosse mantido para se conseguir uma configuração verdadeiramente log-periódica, uma estrutura infinita resultaria. Contudo, na prática, para ser usada como um radiador de banda larga, a estrutura deve ser truncada nas duas pontas. Isto determina o limite das frequências de operação para uma determinada largura de banda [41]. As frequências de corte da estrutura truncada são determinadas pelos comprimentos elétricos dos elementos de maior e menor dimensão da estrutura. A menor frequência da banda, que é a frequência de corte inferior, corresponde ao elemento de maior comprimento, que mede aproximadamente meio comprimento de onda nessa frequência [41]. Por outro lado, o menor elemento, que também mede meio comprimento de onda, para a maior frequência da banda, determina a frequência de corte superior.

A dependência da impedância de entrada de um arranjo log-periódico com relação à variação da frequência será repetitiva [41], [42]. Porém, se for examinada a dependência da impedância com relação ao logaritmo da frequência, o resultado será uma função periódica (não necessariamente senoidal), com cada ciclo sendo exatamente idêntico ao anterior. Outros parâmetros que sofrem variação similar são o diagrama de radiação, a diretividade, a largura do feixe e o nível do lóbulo lateral [41], [42]. A periodicidade da estrutura não garante a operação de banda larga. Contudo, se as variações de impedância, diagrama de radiação, diretividade, etc., dentro de um ciclo, forem feitas suficientemente pequenas, características de banda larga são asseguradas dentro de limites aceitáveis de variação [41], [42].

Neste capítulo, foi apresentada a fundamentação teórica básica a respeito da técnica de arranjos de antenas, bem como suas configurações mais usuais (linear e planar). Foi abordado também umas das aplicações mais utilizadas da técnica de arranjo

de antenas, que é o arranjo log-periódico. Uma maior atenção foi dada a esse tipo de arranjo, pois as antenas confeccionadas para este trabalho utilizam dessa técnica.

Capítulo 5

Resultados Experimentais

5.1 Introdução

Após a apresentação feita nos capítulos anteriores dos conceitos básicos relacionados ao tema desta dissertação, neste capítulo descreve-se a aplicação destes conceitos no projeto, fabricação, simulação e medição de dois tipos de arranjos log-periódicos de microfita, com 18 elementos cada, e com diferentes métodos de alimentação. Um arranjo possui alimentação por linha de microfita enquanto que o outro possui alimentação por acoplamento eletromagnético. Foi aplicado o fractal de Koch, em dois níveis diferentes, em ambos os arranjos, com o intuito de observar a diminuição nas dimensões dos mesmos. Inicialmente foram realizadas uma série de simulações, para os dois tipos de arranjos, utilizando o *software* comercial Ansoft Designer™. As simulações tiveram duração de aproximadamente 10 horas para os arranjos sem aplicação do contorno fractal e de 6 horas para os arranjos com aplicação dos contornos fractais. Para validar os resultados obtidos nas simulações, alguns protótipos foram construídos e medidos. O equipamento utilizado nas medições foi o analisador de rede vetorial modelo N5230A, do fabricante *Agilent Technologies*, que atua na faixa de 300 kHz a 13,5 GHz. Os resultados medidos e simulados obtidos foram comparados na faixa de 1 a 10 GHz. Para os arranjos abordados, são apresentados os resultados da perda de retorno em função da frequência, bem como os diagramas de radiação simulados com o uso do Ansoft Designer™.

5.2 Arranjo Log-Periódico com Alimentação por Linha de Microfita

A geometria deste arranjo baseia-se na estrutura proposta em [44], apresentando algumas modificações. Em [44], foram utilizados 17 elementos quadrados com

espaçamentos diferentes entre eles. Na estrutura apresentada neste trabalho, o arranjo possui 18 elementos retangulares, com um espaçamento de $\lambda_g/2$ entre eles. O projeto do arranjo tem início com um *patch* retangular de comprimento L , largura W , dois *insets* idênticos, de comprimento y_0 , e largura da linha de alimentação do *patch* L_0 [46]. A Fig. 5.1 ilustra estes parâmetros geométricos.

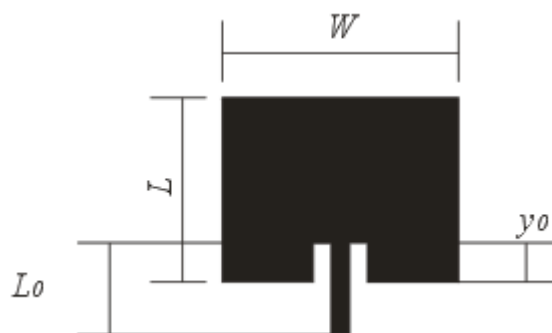


Fig. 5.1. Parâmetros geométricos do *patch* inicial do arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita.

A partir desse primeiro elemento, utiliza-se a Eq. 4.26 para determinar os demais elementos do arranjo. Assim como em [44], a taxa geométrica τ utilizada para este projeto foi de 1,05. As dimensões do primeiro elemento são: $W_n = 37,34$ mm, $L_n = 29,09$ mm, $y_0 = 6,19$ mm e $L_0 = 14,52$ mm. O espaçamento d_n até o primeiro elemento equivale a $\lambda_g/2$ e tem um valor de 29,64 mm. A frequência de operação f deste primeiro elemento é 2,45 GHz. Tanto o espaçamento d_n como a frequência de operação f dos demais elementos também são obtidos a partir da aplicação da Eq. 4.26. A linha de alimentação do arranjo tem uma largura de 2,87 mm. A Fig. 5.2 mostra a configuração do arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita.

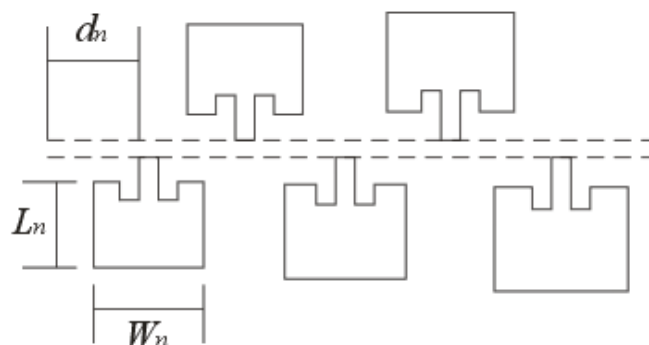


Fig. 5.2. Geometria do arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita.

O substrato dielétrico usado é a fibra de vidro (FR-4), com uma espessura h de 1,5 mm e uma permissividade relativa ϵ_r de 4,4. Para a alimentação da antena, um cabo coaxial de 50Ω é conectado à linha de microfita através de um conector SMA. O arranjo possui 120 mm de largura e 404,97 mm de comprimento, como pode ser visto na Fig. 5.3. O desenho mais claro é apenas uma ilustração, feita no Corel Draw, para mostrar as dimensões do arranjo.

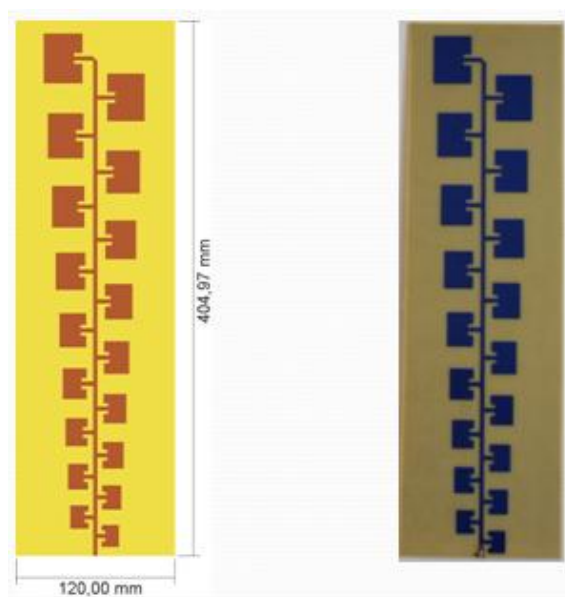


Fig. 5.3. Dimensões do arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita.

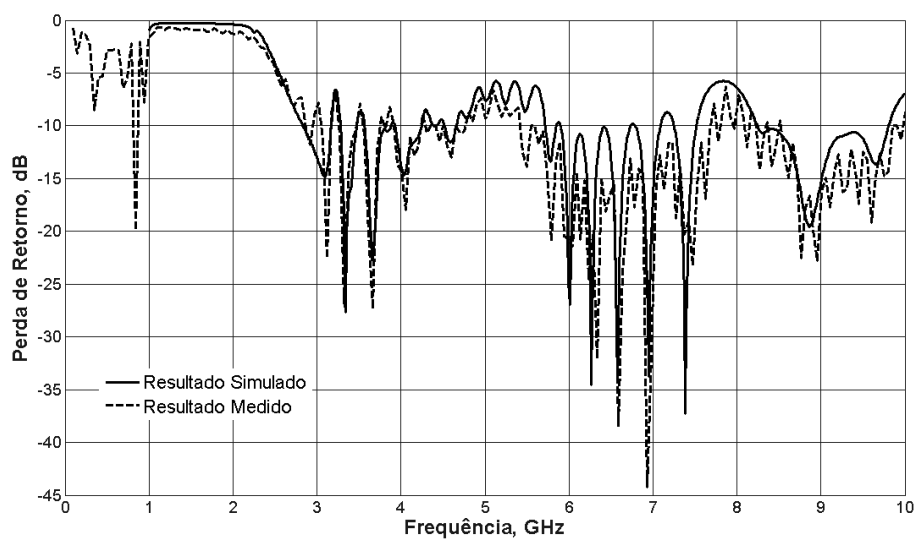


Fig. 5.4. Comparativo entre os resultados medidos e simulados da perda de retorno para o arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita.

A Fig. 5.4 mostra o gráfico comparativo, entre os resultados medidos e simulados, da perda de retorno para o arranjo com alimentação por linha de microfita. Apesar de o projeto ter como frequência inicial 2,45 GHz, essa frequência deixa de existir. Observa-se na Fig. 5.4 uma boa concordância entre os resultados medidos e simulados para este arranjo. Pode-se ver que o arranjo possui múltiplas bandas de operação, dando destaque para a frequência de 5,8 GHz, que é uma das frequência de operação do padrão WiFi 802.11a. Pode ser visto também que o arranjo apresenta uma largura de banda de 2 GHz, na faixa de 5,5 a 7,5 GHz, para o resultado medido. Na Fig. 5.5 pode-se observar o comportamento do arranjo através do diagrama de radiação simulado. O diagrama foi obtido para a frequência de 5,8 GHz.

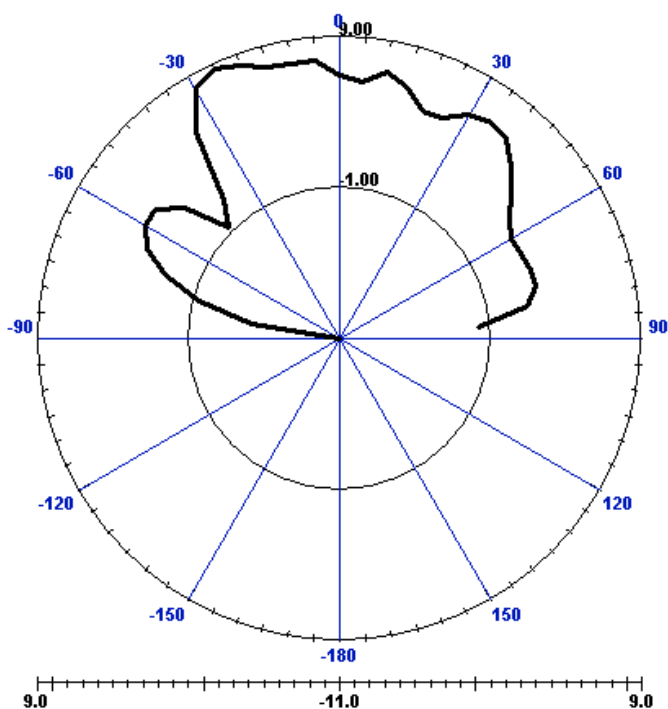


Fig. 5.5. Diagrama de radiação, em dB, 2D para a frequência de 5,8 GHz para o arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita.

Pode-se observar, na Fig. 5.5, que o arranjo possui uma diretividade de aproximadamente 8,5 dB, com um padrão de radiação do tipo *broadside*. Os elementos do arranjo estão posicionados no eixo- x e o diagrama de radiação está no plano- zy . Na Fig. 5.6 a carta de Smith é apresentada para a frequência de 5,8 GHz. Observa-se na carta de Smith um casamento de impedância aceitável para este arranjo.

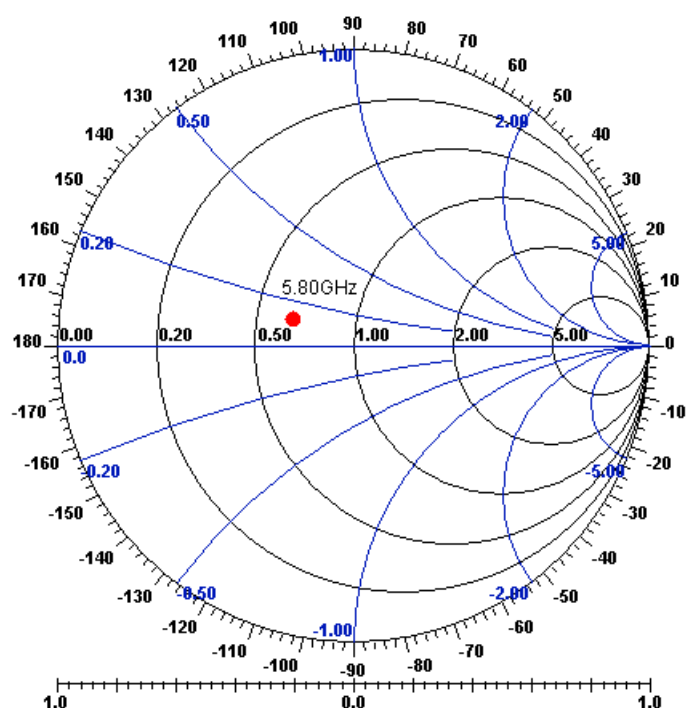


Fig. 5.6. Carta de Smith para o arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita.

Para fins de redução das dimensões do arranjo, foram aplicados contornos fractais em dois níveis diferentes, do tipo Koch quadrado, nos elementos do arranjo. Inicialmente foi aplicado o contorno fractal na antena representada pela Fig. 5.1 e, conseqüentemente, nos outros elementos do arranjo. O contorno fractal foi aplicado em três lados da antena, ficando reservado ao quarto lado a alimentação e a aplicação dos *insets*, cuja finalidade é o casamento de impedâncias. Foram aplicados os seguintes fatores de iteração, na antena da Fig. 5.1, para a geração dos elementos fractais: $1/3$ em L e $1/4$ em W . Com a aplicação do fractal de Koch quadrado nível 1, obteve-se uma redução de 40% na área total do arranjo. A Fig. 5.7 mostra a geometria do arranjo após a aplicação do fractal de Koch nível 1, bem como suas dimensões.

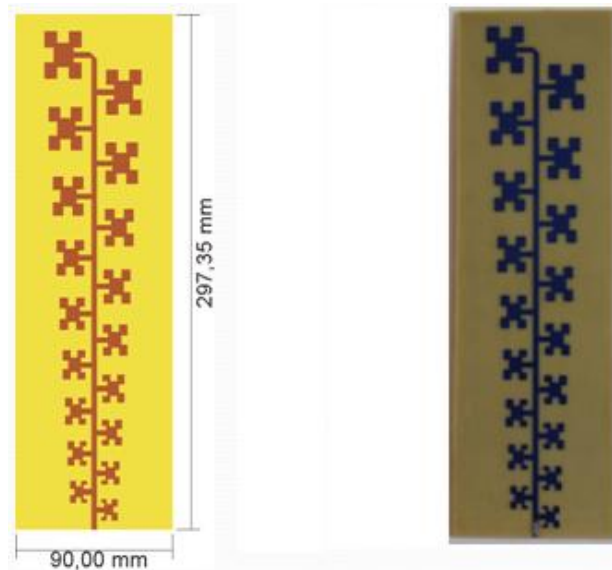


Fig. 5.7. Dimensões do arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita após aplicação do fractal de Koch nível 1.

O gráfico comparativo, entre os resultados medidos e simulados, da perda de retorno é apresentado na Fig. 5.8.

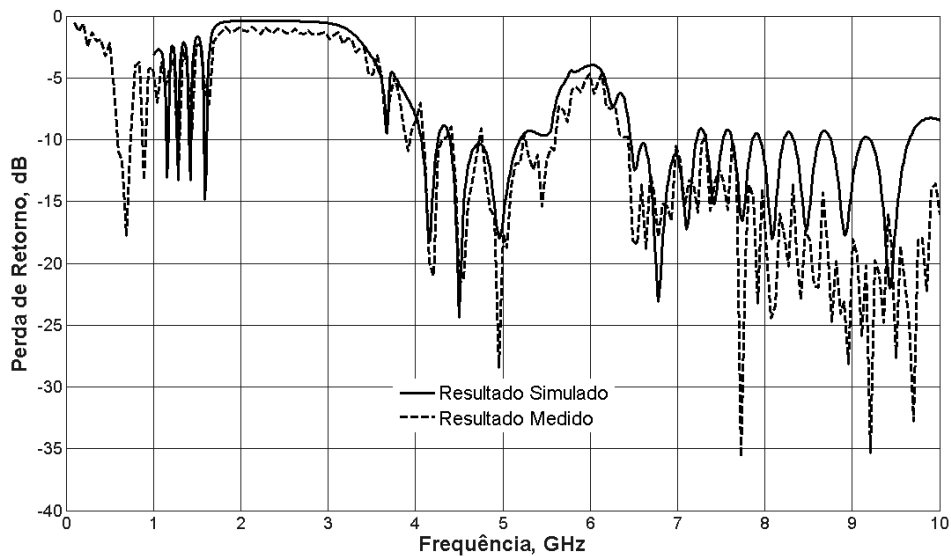


Fig. 5.8. Comparativo entre os resultados medidos e simulados da perda de retorno para o arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita após aplicação do fractal de Koch nível 1.

Os resultados medidos e simulados da perda de retorno após aplicação do fractal de Koch nível 1 apresentam uma boa concordância, como visto na Fig. 5.8. O arranjo

continua possuindo múltiplas bandas de operação. Destaca-se, nesse caso, a frequência de 5 GHz, que é uma das frequência de operação do padrão WiFi 802.11a. Observa-se que o arranjo apresenta uma largura de banda de aproximadamente 2,5 GHz, na faixa de 7,5 a 10 GHz, para o resultado medido. Na Fig. 5.9 pode-se observar o comportamento do arranjo através do diagrama de radiação 2D simulado. O diagrama foi obtido para a frequência de 5 GHz.

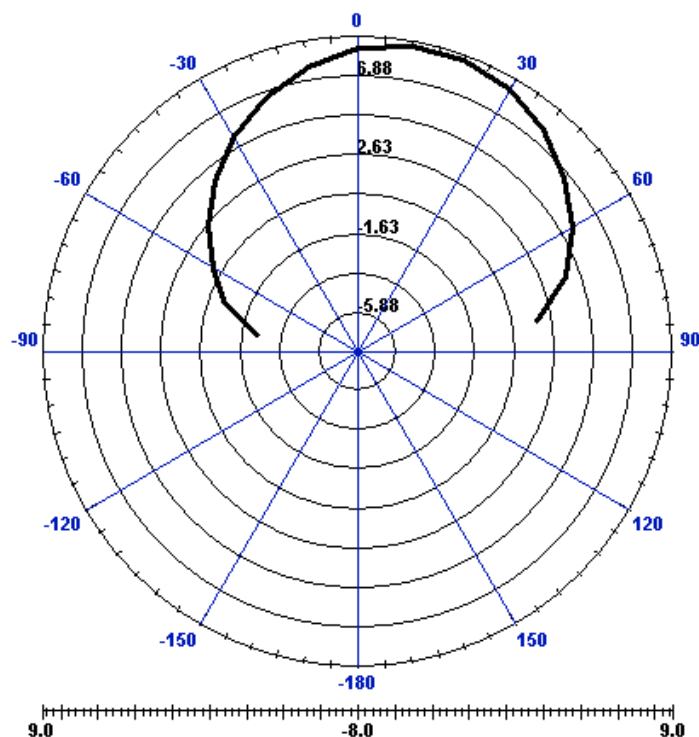


Fig. 5.9. Diagrama de radiação, em dB, 2D para a frequência de 5 GHz para o arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita após aplicação do fractal de Koch quadrado nível 1.

Pode-se observar, na Fig. 5.9, que o arranjo possui uma diretividade com valor em torno de 7 dB. Nota-se que o formato do diagrama de radiação possui um contorno mais suave do que no caso do arranjo sem contorno fractal. Na Fig. 5.10 a carta de Smith para o arranjo com aplicação do fractal de Koch nível 1 é apresentada para a frequência de 5 GHz. Pode-se observar um bom casamento de impedância para este tipo de arranjo.

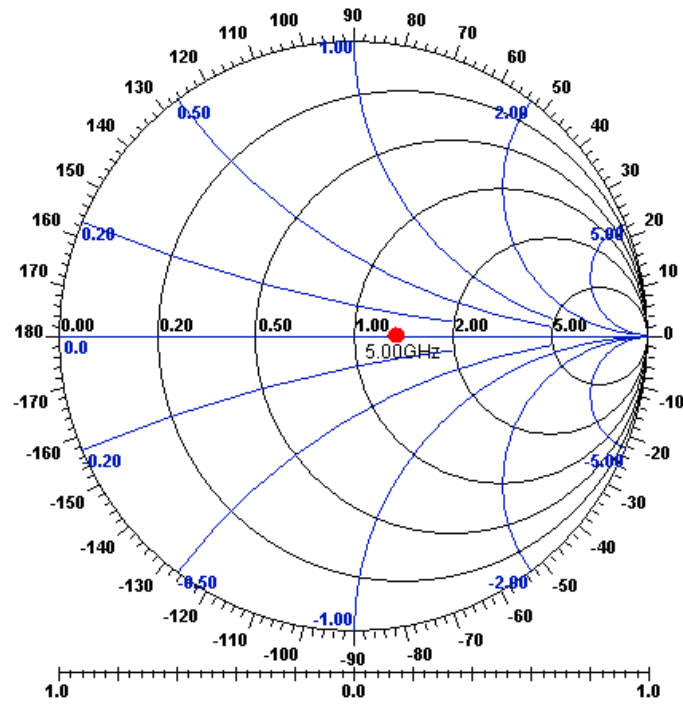


Fig. 5.10. Carta de Smith para o arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita após aplicação do fractal de Koch quadrado nível 1.

Além da aplicação do fractal de Koch quadrado nível 1, também foi aplicado o fractal de Koch quadrado nível 2 no arranjo. A Fig. 5.11 ilustra o arranjo após aplicação do fractal de Koch nível 2, bem como suas dimensões.

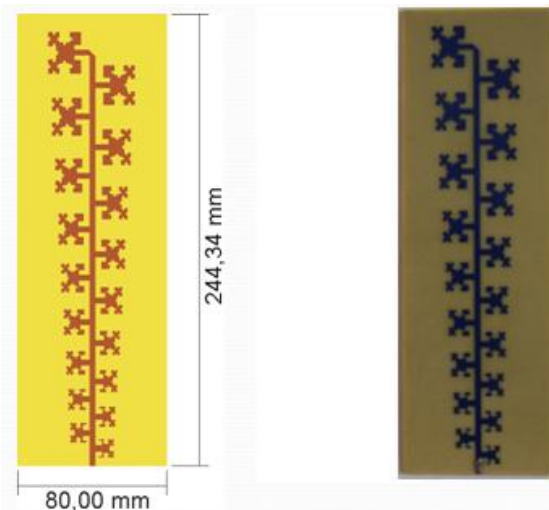


Fig.5.11. Dimensões do arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita após aplicação do fractal de Koch nível 2.

Com o nível 2 do fractal foi observada uma redução na área do arranjo de 60%. As iterações feitas para obtenção do nível 1 do fractal de Koch quadrado são repetidas da mesma maneira para conseguir o nível 2, sendo que, dessa vez, as iterações são realizadas nos elementos do arranjo com o nível 1 do fractal e não nos elementos do arranjo sem os contornos fractais. A Fig. 5.12 mostra o comparativo entre os resultados medidos e simulados da perda de retorno.

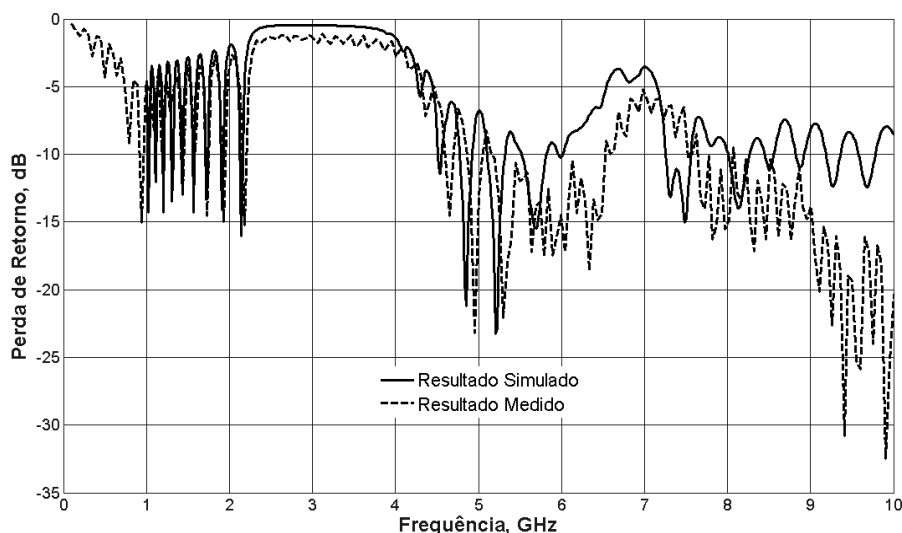


Fig. 5.12. Comparativo entre os resultados medidos e simulados da perda de retorno para o arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita após aplicação do fractal de Koch nível 2.

Assim como visto em todos os gráficos da perda de retorno para este tipo de arranjo, uma boa concordância entre os resultados medidos e simulados foi obtida até a frequência de 7 GHz. Observa-se uma diferença entre os resultados medidos e simulados nas frequências entre 7 e 10 GHz. Isto pode ser explicado pelo fato de que esse tipo de substrato não reage bem em altas frequências. Múltiplas bandas continuam sendo observadas neste tipo de arranjo, com destaque nas frequências de operação do WiFi. Nesse caso, a frequência de 5,8 GHz, que faz parte da faixa de frequências do padrão 802.11a, é destacada. O gráfico do diagrama de radiação 2D foi obtido, também, para a frequência de 5,8 GHz, conforme mostra a Fig. 5.13. Pode ser observado, a partir da Fig. 5.13, que os diagramas de radiação, para este tipo de arranjo, após a aplicação dos contornos fractais, apresentaram pequenas variações nos valores da diretividade. A carta de Smith é apresentada para o arranjo com aplicação do fractal de Koch nível 2, na Fig. 5.14, para a frequência de 5,8 GHz.

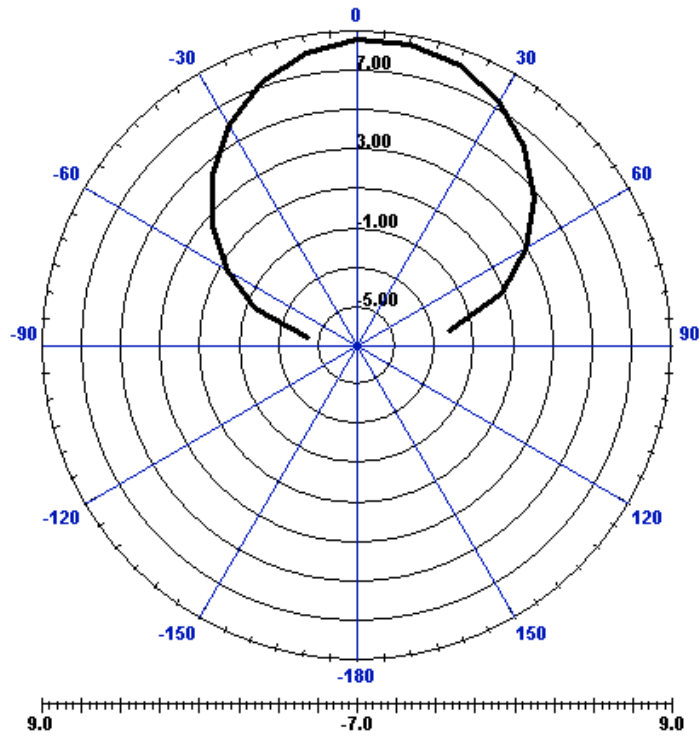


Fig. 5.13. Diagrama de radiação 2D para a frequência de 5,8 GHz para o arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita após aplicação do fractal de Koch quadrado nível 2.

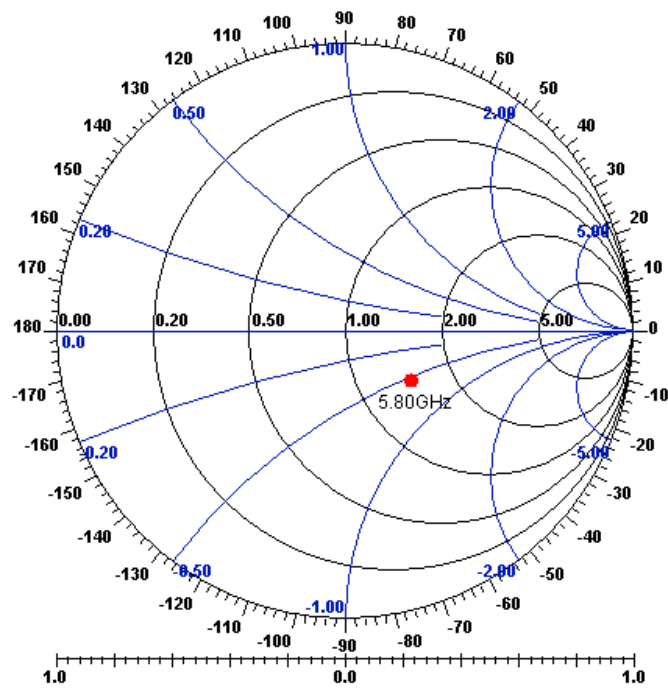


Fig. 5.14. Carta de Smith para o arranjo log-periódico com alimentação por linha de microfita após aplicação do fractal de Koch quadrado nível 2.

5.3 Arranjo Log-Periódico com Alimentação por Acoplamento Eletromagnético

Este arranjo está baseado na estrutura proposta em [45], apresentando algumas modificações no que diz respeito às dimensões dos elementos. Assim como em [45], neste projeto foram utilizados 18 elementos retangulares com um espaçamento de $\lambda_g/2$ entre eles. Diferentemente do arranjo com alimentação por linha de microfita, este arranjo possui uma alimentação por acoplamento eletromagnético, na qual os elementos são induzidos pela corrente que passa pela linha de alimentação, que está localizada em uma camada dielétrica inferior à camada onde estão localizados os *patches*, como pode ser observado na Fig. 5.16. A utilização deste tipo de alimentação tem o propósito de aumentar a largura de banda do arranjo. O projeto do arranjo tem início com um *patch* retangular de comprimento L e largura W [46]. A Fig. 5.15 mostra estes parâmetros geométricos.

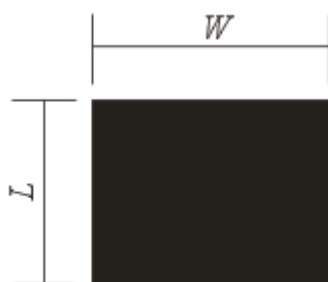


Fig. 5.15. Parâmetros geométricos do *patch* inicial do arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético.

Com as dimensões do primeiro elemento, utiliza-se a Eq. 4.26 para determinar os demais elementos do arranjo. Igualmente como em [45], neste projeto utiliza-se a taxa geométrica τ com o valor de 1,05. As dimensões do primeiro elemento são: $W_n = 37,34$ mm, $L_n = 29,09$ mm. O espaçamento d_n até o primeiro elemento equivale a $\lambda_g/2$ e tem um valor de 29,64 mm. A frequência de operação f deste primeiro elemento é 2,45 GHz. Tanto o espaçamento d_n como a frequência de operação f dos demais elementos também são obtidos a partir da aplicação da Eq. 4.26. A linha de alimentação do arranjo tem uma largura de 2,87 mm. A Fig. 5.16 mostra a configuração do arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético.

O substrato dielétrico usado nas duas camadas é a fibra de vidro (FR-4), com uma espessura h de 1,5 mm e uma permissividade relativa ϵ_r de 4,4, para ambas camadas. Para a alimentação da antena, um cabo coaxial de 50Ω é conectado à linha de microfita através de um conector SMA. O arranjo possui 120 mm de largura e 414,93 mm de comprimento, como pode ser visto na Fig. 5.17.

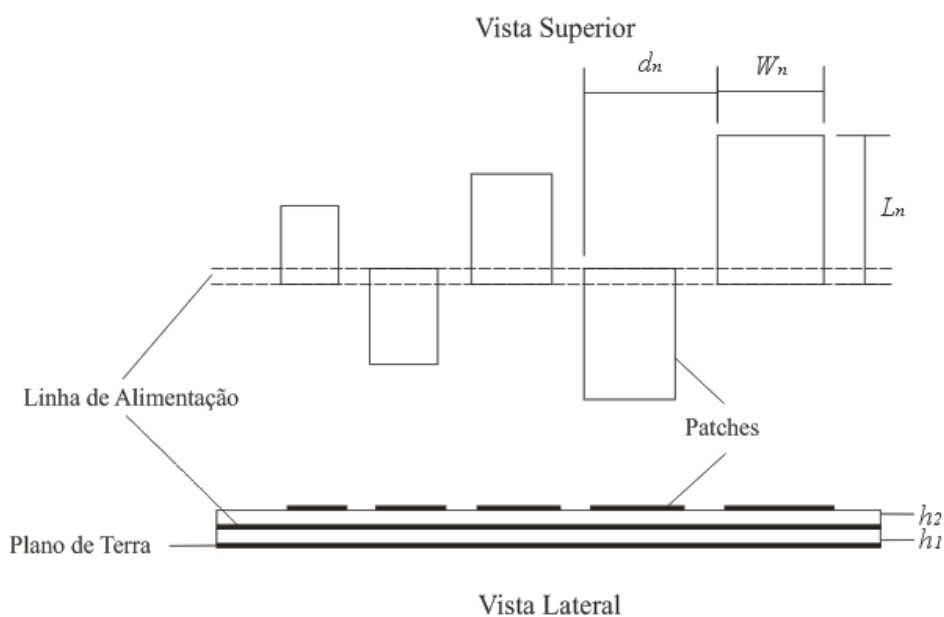


Fig.5.16. Geometria do arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético.

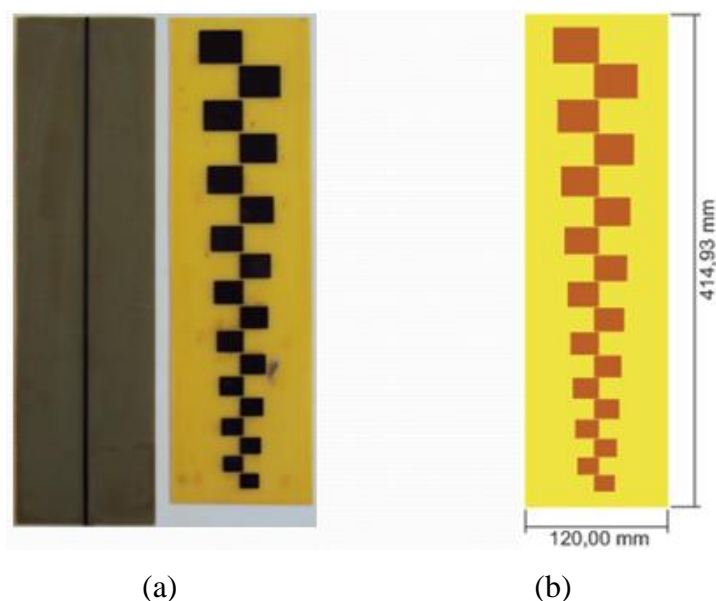


Fig.5.17. Arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético: (a) vistas inferior e superior e (b) dimensões totais.

A Fig. 5.18 mostra o gráfico comparativo entre os resultados simulados e medidos da perda de retorno para o arranjo com alimentação por acoplamento eletromagnético. Uma diferença entre os resultados medidos e simulados pode ser notada na Fig. 5.18. Esta diferença pode ter ocorrido por que o tipo de placa utilizada para este arranjo foi diferente da utilizada para os demais arranjos. Pode-se observar, na Fig. 5.18, que o arranjo possui múltiplas bandas de operação, havendo destaque para as frequências de 2,45 GHz e 5 GHz, que são frequências de operação, respectivamente, dos padrões WiFi 802.11b e 801.11a. Na Fig. 5.19 pode-se observar o comportamento do arranjo através do diagrama de radiação 2D simulado. O diagrama foi obtido para a frequência de 2,45 GHz.

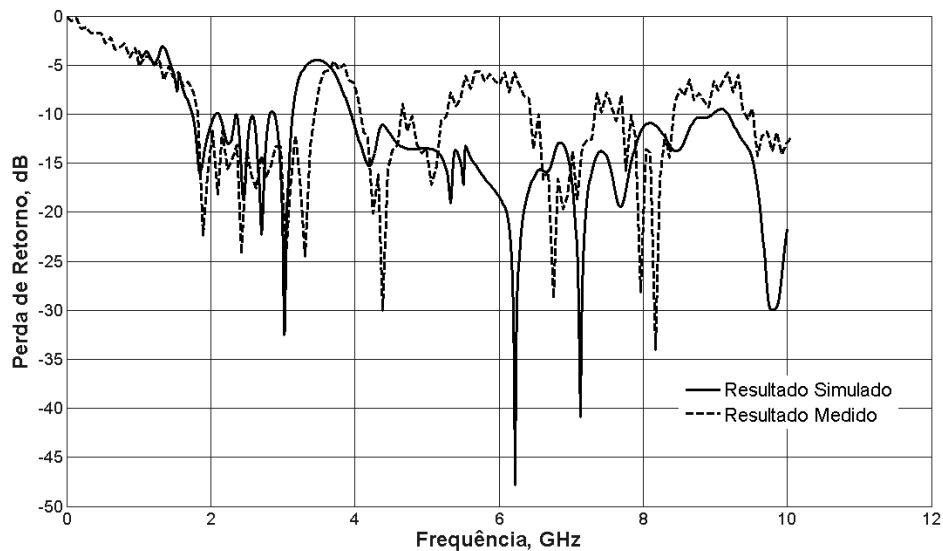


Fig. 5.18. Comparativo entre os resultados medidos e simulados da perda de retorno para o arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético.

Pode-se observar, na Fig. 5.19, que o arranjo possui uma diretividade com valor em torno de 8,5 dB, com um padrão de radiação do tipo *broadside*. Os elementos do arranjo estão posicionados no eixo- x e o diagrama de radiação está no plano- zy . Na Fig. 5.20 a carta de Smith é apresentada para a frequência de 2,45 GHz. Observa-se na carta de Smith um bom casamento de impedância para este arranjo.

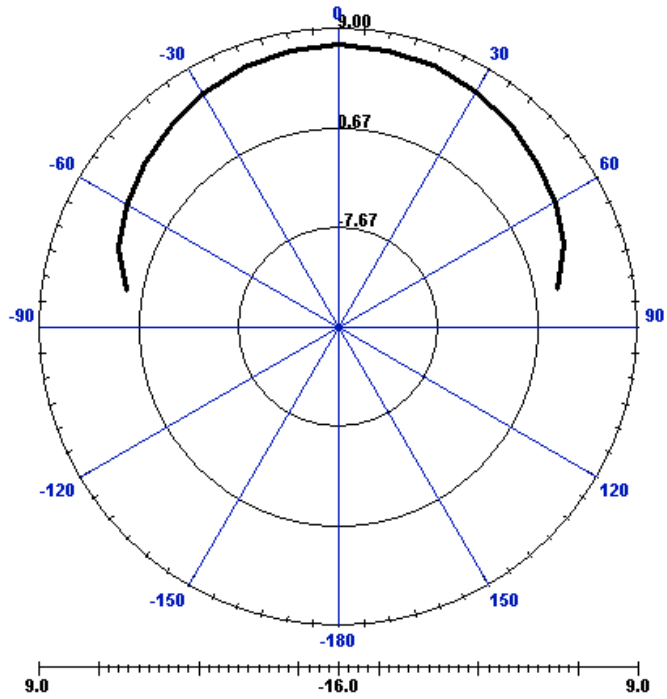


Fig. 5.19. Diagrama de radiação, em dB, 2D para a frequência de 2,45GHz para o arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético.

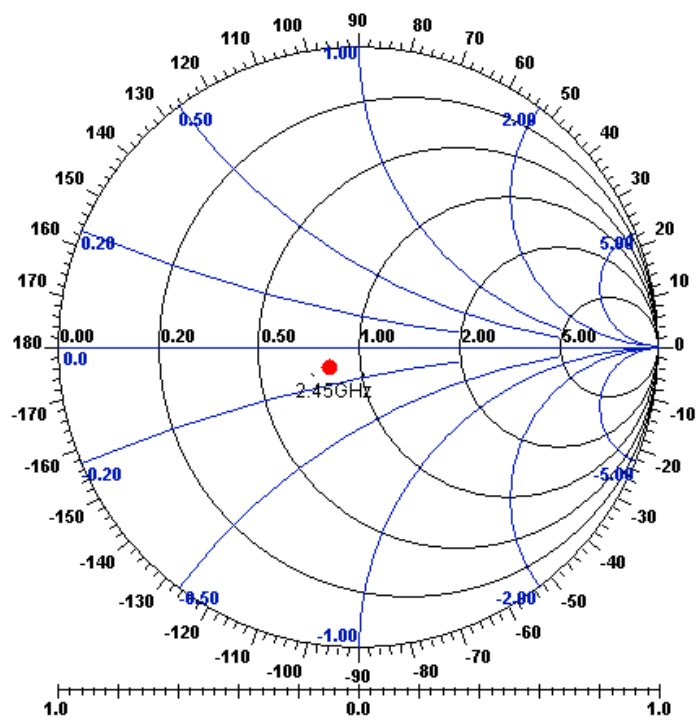


Fig. 5.20. Carta de Smith para o arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético.

Assim como foi feito para o arranjo com alimentação por linha de microfita, para fins de redução das dimensões do arranjo, foram aplicados contornos fractais em dois níveis diferentes, do tipo Koch quadrado, nos elementos do arranjo. Inicialmente foi aplicado o contorno fractal na antena representada pela Fig. 5.15 e, conseqüentemente, nos outros elementos do arranjo. Nesse caso, o contorno fractal foi aplicado aos quatro lados da antena. Foram aplicados os seguintes fatores de iteração, na antena da Fig. 5.15, para a geração dos elementos fractais: $1/3$ em L e $1/4$ em W . Com a aplicação do fractal de Koch quadrado nível 1, obteve-se uma redução de 40% na área total do arranjo. A Fig. 5.21 mostra a geometria do arranjo após a aplicação do fractal de Koch nível 1, bem como suas dimensões.

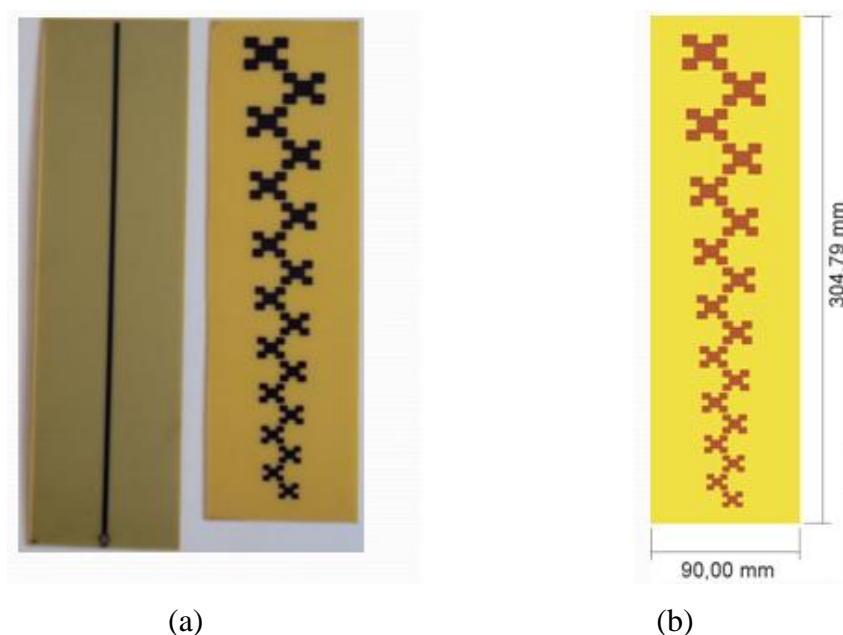


Fig. 5.21. Arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético após aplicação do fractal de Koch nível 1: (a) vistas inferior e superior e (b) dimensões totais.

O gráfico comparativo, entre os resultados medidos e simulados, da perda de retorno é mostrado na Fig. 5.22.

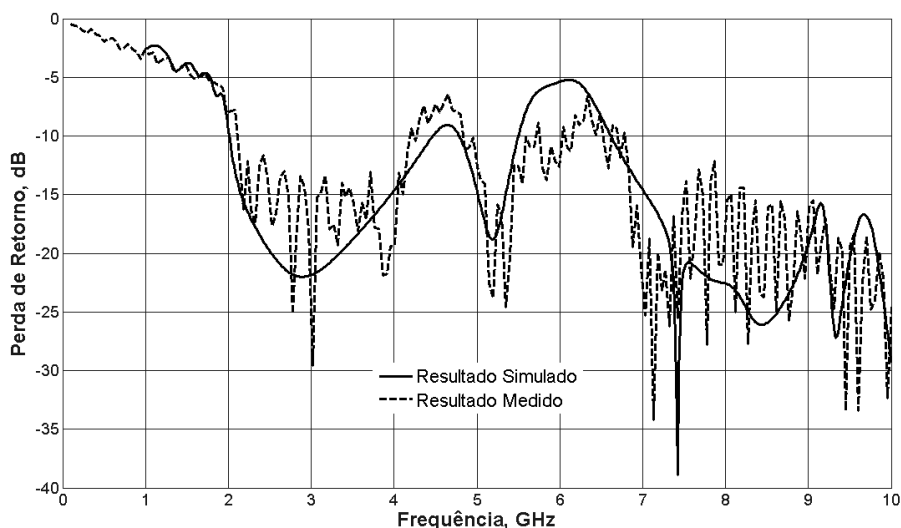


Fig.5.22. Comparativo entre os resultados medidos e simulados da perda de retorno para o arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético após aplicação do fractal de Koch nível 1.

Os resultados medidos e simulados da perda de retorno, após aplicação do fractal de Koch nível 1, seguem com uma certa concordância, como visto na Fig. 5.22. O arranjo continua possuindo múltiplas bandas de operação. Destaca-se, nesse caso, a frequência de 2,45 GHz, que é uma das frequência de operação do padrão WiFi 802.11b e 802.11g. Também se destaca a frequência de 3,5 GHz, que é uma das frequências de operação do Wimax. Observa-se que o arranjo apresenta uma largura de banda de aproximadamente 2 GHz, na faixa de 2 a 4 GHz, e outra de 3 GHz, na faixa de 7 a 10 GHz. Na Fig. 5.23 pode-se observar o comportamento do arranjo através do diagrama de radiação 2D simulado. O diagrama foi obtido para a frequência de 2,45 GHz. Pode-se observar, na Fig. 5.23, que o arranjo apresentou valores de diretividade menores do que o arranjo sem a aplicação dos contornos fractais. Na Fig. 5.24 a carta de Smith para o arranjo com aplicação do fractal de Koch nível 1 é apresentada para a frequência de 2,45 GHz. Pode-se observar um casamento de impedância aceitável para esta frequência.

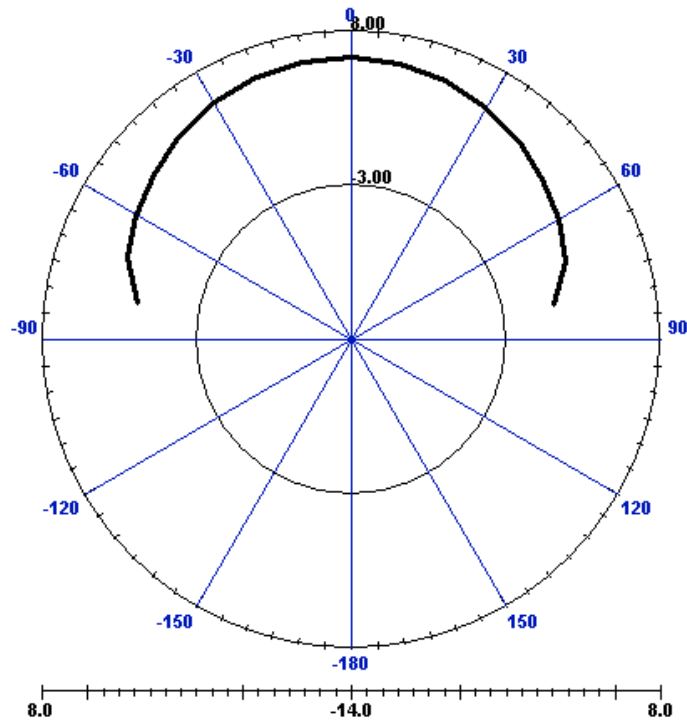


Fig.5.23. Diagrama de radiação, em dB, 2D para a frequência de 2,45 GHz para o arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético após aplicação do fractal de Koch quadrado nível 1.

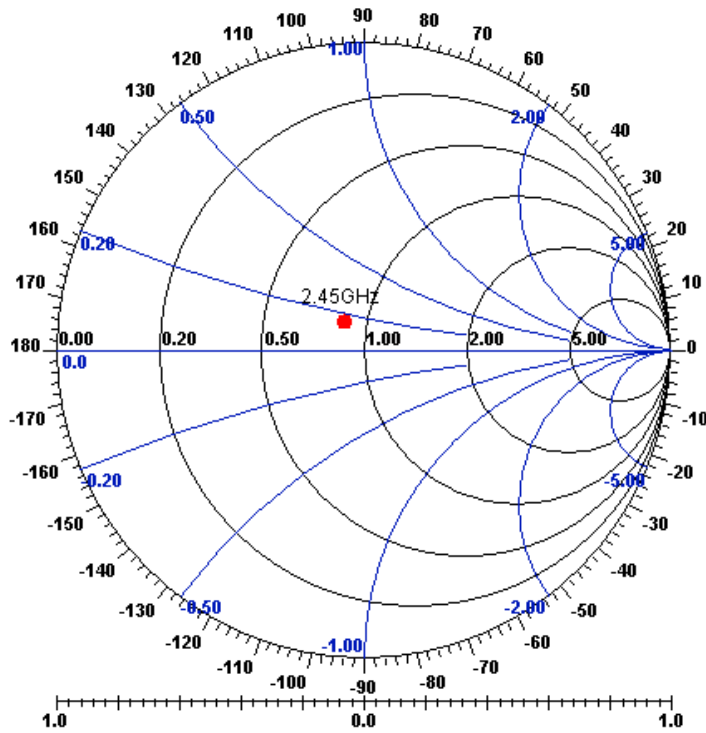


Fig. 5.24. Carta de Smith para o arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético após aplicação do fractal de Koch quadrado nível 1.

Além da aplicação do fractal de Koch quadrado nível 1, também foi aplicado o fractal de Koch quadrado nível 2 no arranjo. A Fig. 5.25 ilustra o arranjo após aplicação do fractal de Koch nível 2, bem como suas dimensões.

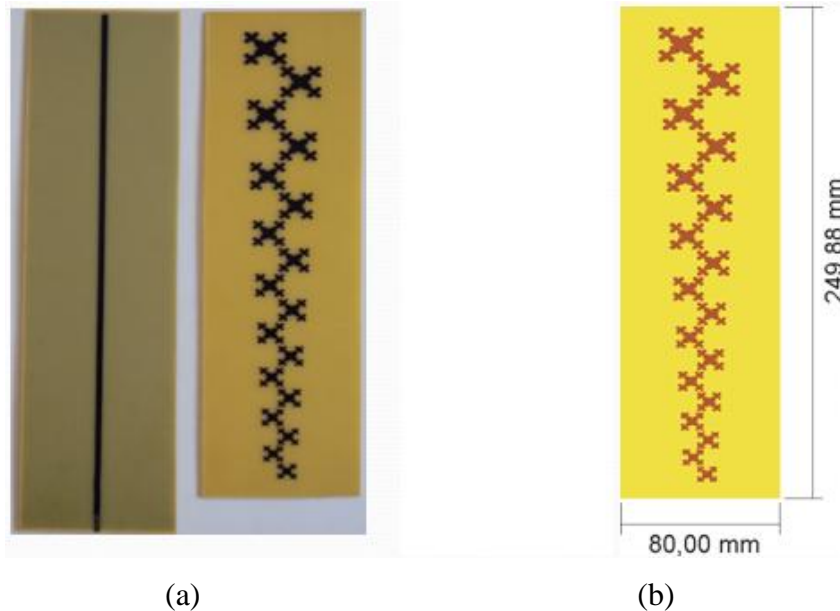


Fig. 5.25. Arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético após aplicação do fractal de Koch nível 2: (a) vistas inferior e superior e (b) dimensões totais.

Com o nível 2 do fractal foi observada uma redução de 60% na área total do arranjo. As iterações feitas para obtenção do nível 1 do fractal de Koch quadrado são repetidas da mesma maneira para conseguir o nível 2, sendo que, dessa vez, as iterações são realizadas nos elementos do arranjo com o nível 1 do fractal e não nos elementos do arranjo sem os contornos fractais. A Fig. 5.26 mostra o comparativo entre os resultados medidos e simulados da perda de retorno.

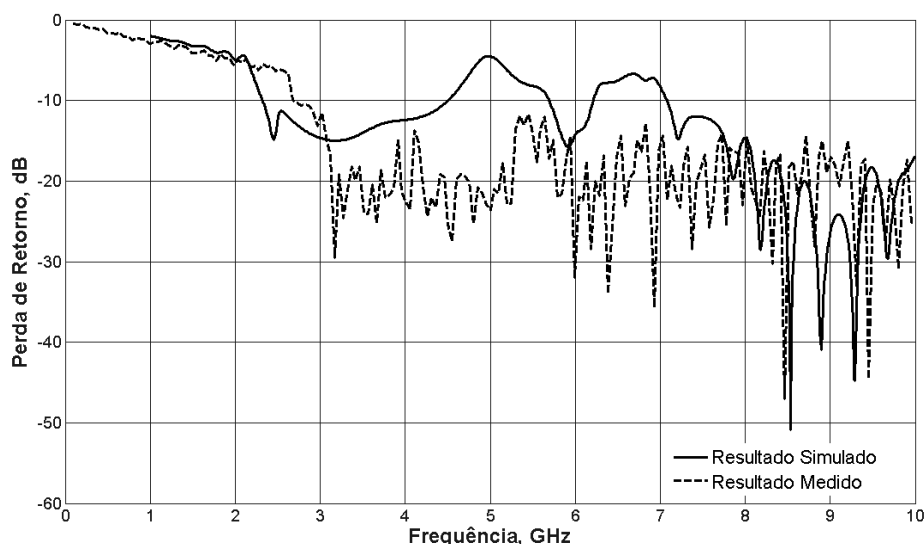


Fig. 5.26. Comparativo entre os resultados medidos e simulados da perda de retorno para o arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético após aplicação do fractal de Koch nível 2.

Nesse caso não foi obtida uma boa concordância entre os resultados medidos e simulados. Essa diferença entre os resultados simulados e medidos pode ser atribuída a um erro de simulação. No resultado medido aparece uma banda de 7 GHz, na faixa de frequências de 3 a 10 GHz. Destacam-se as frequências de operação do WiFi, com 5 GHz, e do Wimax, com 3,5 GHz. O gráfico do diagrama de radiação 2D foi obtido para a frequência de 3,5 GHz, conforme mostra a Fig. 5.27. Pode ser observado, a partir da Fig. 5.27, que os diagramas de radiação, para este tipo de arranjo, após a aplicação dos contornos fractais apresentaram significantes variações nos valores da diretividade. A carta de Smith é apresentada para o arranjo com aplicação do fractal de Koch nível 2, na Fig. 5.28, para a frequência de 3,5 GHz.

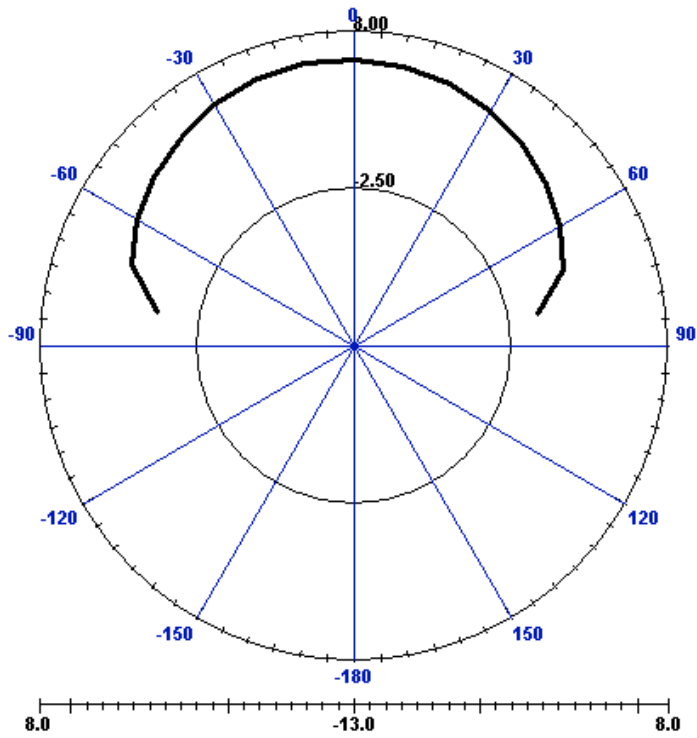


Fig. 5.27. Diagrama de radiação, em dB, 2D para a frequência de 3,5 GHz para o arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético após aplicação do fractal de Koch quadrado nível 2.

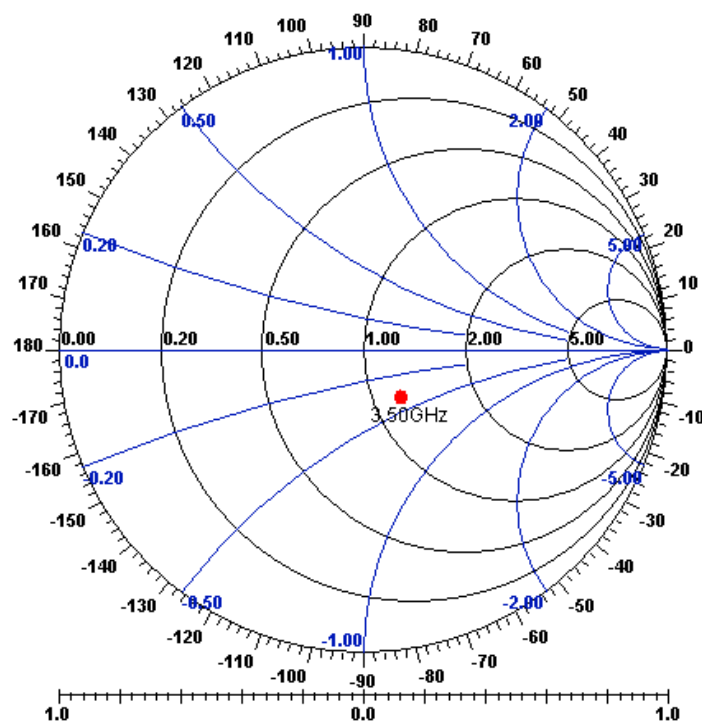


Fig. 5.28. Carta de Smith para o arranjo log-periódico com alimentação por acoplamento eletromagnético após aplicação do fractal de Koch quadrado nível 2.

Neste capítulo foram apresentados o projeto, a fabricação, a simulação e a medição de dois tipos de arranjos log-periódicos de microfita, com 18 elementos cada, com diferentes métodos de alimentação, e com aplicação do contorno fractal de Koch em dois níveis. Um arranjo possuía uma alimentação por linha de microfita, enquanto que o outro possuía alimentação por acoplamento eletromagnético. Foram apresentados resultados medidos e simulados da perda de retorno para os dois tipos de arranjo. Também foram apresentados os diagramas de radiação simulados, bem como as cartas de Smith dos arranjos. As estruturas apresentaram reduções em suas dimensões na mesma escala, para ambos os tipos de arranjo. A estrutura com alimentação por acoplamento eletromagnético apresentou melhores resultados, após aplicação dos contornos fractais, no que diz respeito à largura de banda. A estrutura com alimentação por linha de microfita apresentou valores de diretividade mais constantes, após aplicação dos contornos fractais na estrutura.

Capítulo 6

Conclusões

Esta dissertação apresentou um estudo sobre os arranjos log-periódicos, em microfita, com a aplicação de contornos fractais aos elementos do arranjo. Os arranjos projetados com contornos fractais são interessantes no sentido de se conseguir menores dimensões e características multirressonantes, quando comparados a um *patch* retangular convencional.

Foram propostos dois tipos de arranjos log-periódicos para este trabalho: um arranjo com alimentação por linha de microfita e outro com alimentação por acoplamento eletromagnético. A escolha por este tipo de arranjo (arranjo log-periódico) se deu pelo fato de se obter maior ganho com esse tipo de arranjo. Em ambos os arranjos foram aplicados os contornos fractais de Koch, em dois níveis. Os resultados mostraram uma redução na área total dos arranjos de aproximadamente 40%, após aplicação do fractal de Koch nível 1, e de 60%, após a aplicação do fractal de Koch nível 2. A aplicação de contornos fractais além do nível 2 se torna complicada principalmente na fase de confecção, pois exige um detalhamento preciso do equipamento que produz os arranjos.

Através dos resultados da perda de retorno foi observado que, com a aplicação dos contornos fractais, os arranjos apresentaram diferentes frequências de ressonância. Com relação à largura de banda, o arranjo com alimentação por acoplamento eletromagnético apresentou melhores resultados do que o arranjo com alimentação por linha de microfita. Observou-se, também, que os diagramas de radiação para o arranjo com alimentação por acoplamento eletromagnético apresentaram menores valores de diretividade do que os diagramas do arranjo com alimentação por linha de microfita.

Como propostas para trabalhos futuros, podem ser citadas: utilizar outros contornos fractais e sua aplicação a outros tipos de arranjos; analisar o efeito do acoplamento mútuo entre os elementos do arranjo após aplicação dos contornos fractais.

Referências Bibliográficas

- [1] F. C. Costa, “*Uma Nova Proposta de Antenas Quasi-Yagi Banda Larga para Comunicações sem Fio*”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Novembro 2006.
- [2] C. A. Balanis, “*Antenna Theory: Analysis and Design*”, Third Edition, John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [3] J. L. Volakis, “*Antenna Engineering Handbook*”, Fourth Edition, McGraw-Hill, 2007.
- [4] G. A. Deschamps, “*Microstrip Microwave Antennas*”, Third USAF, 1953.
- [5] H. Gutton, G. Bassinot, “*Flat aerial for ultra high frequency*”, French Patent No. 703113, 1955.
- [6] L. Lewin, “*Radiation from discontinuities in stripline*”, in Proc. Inst. Elec. Eng., vol. 107, 1960.
- [7] E. V. Byron, “*A new flush-mounted antenna element for phased array application*”, in Proc. Phased-array Symp., 1970, pp.187-192.
- [8] G. W. Garvin *et al.*, “*Low profile electrically small missile base mounted microstrip antennas*”, in Dig. Int. Symp. Antennas Propagat. Soc., 1975.
- [9] J. Q. Howell, “*Microstrip antennas*”, IEEE Antennas Propagat., vol. AP-23, no. 1, 1975.

- [10] H. D. Weinschel, “*A cylindrical array of circularly polarized microstrip antennas*”, in Dig. Int. Symp. Antennas Propagat. Soc., 1975.
- [11] J. R. James e G. J. Wilson, “*New design techniques for microstrip antenna arrays*”, in Proc. 5th European Micro. Conf., Hamburg, Sept. 1975, pp. 102-106.
- [12] R. E. Munson, “*Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays*”, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-22, no. 1, pp. 74-77, Jan. 1974.
- [13] A. G. Derneryd, “*Linear microstrip array antennas*”, Chalmer Univ. Technol., Goteborge, Sweden, Tech. Rep. TR 7505, Oct. 1975.
- [14] K. R. Carver, “*The radiation pattern of a microstrip disc antenna*”, Physic. and Sci. Lab., New Mexico State Univ., Las Cruces, Tech. Memo., Nov. 29, 1976.
- [15] Y. T. Lo, D. D. Harrison, D. Solomon, G. A. Deschamps e F. R. Ore, “*Study of microstrip antennas, microstrip phased arrays, and microstrip feed networks*”, Rome Air Development Center , Tech. Rep. TR-77-206, June, 1977.
- [16] G. Kumar e K. P. Ray, “*Broadband Microstrip Antennas*”, Artech House Publishers, 2003.
- [17] K. L. Wong, “*Compact and Broadband Microstrip Antennas*”, Wiley Interscience, 2002.
- [18] J. D. Kraus, “*Antennas*”, Trad. Paulo Antônio Mariotto, Guanabara Koogan, Rio de Janeiro, 1983, Original em Inglês
- [19] C. L. Nóbrega, “*Otimização dos Parâmetros de Monopolos Planares de Microfitas para Aplicações em Sistemas de Banda Ultra Larga*”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Outubro 2008.

- [20] P. L. da Silva, “*Modelagem de Superfícies Seletivas de Frequência e Antenas de Microfita utilizando Redes Neurais Artificiais*”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Junho 2006.
- [21] J. F. Zürcher e F. E. Gardiol, “*Broadband Patch Antennas*”, Artech House Publishers, 1995.
- [22] J. R. James e P. S. Hall, “*Handbook of Microstrip Antennas*”, London, UK, Peter Peregrinus Ltd., 1989.
- [23] C. F. L. de Vasconcelos, “*Antenas de Microfita com Patch em Anel e Múltiplas Camadas Dielétricas Anisotrópicas Uniaxiais*” Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Fevereiro 2006.
- [24] G. M. Feitoza, “*Análise de Antenas de Microfita com Patches Circulares sobre Substratos Anisotrópicos usando o Método dos Potenciais de Hertz*”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Março 2005.
- [25] B. B. Mandelbrot, “*Objectos Fractais: forma, acaso e dimensão*”, Gradiva Publicações, Lisboa, 1991.
- [26] R. M. Barbosa, “*Descobrimo a Geometria Fractal para a sala de aula*”, Autêntica, Belo Horizonte, 2002.
- [27] C. P. Serra e E. W. Karas, “*Fractais Gerados por Sistemas Dinâmicos Complexos*”, Editora Universitária Champagnat, Curitiba, 1997.
- [28] J. I. A. Trindade, “*Projeto de Antenas Planares em Linhas de Microfita utilizando Fractais de Minkowski*”, Trabalho de Conclusão de Curso, Centro Federal de Educação Tecnológica da Paraíba, 2008.
- [29] C. P. Serra, E. W. Karas e R. Biloti, “*Fractais: Propriedades e Construção*”, Departamento de Matemática, Universidade Federal do Paraná, Curitiba, 2005.

- [30] B. B. Mandelbrot, “*The Fractal Geometry of Nature*”, New York, W. H. Freeman and Co., 1982.
- [31] N. Cohen e R. G. Hohfeld, “*Fractal loops and the small loop approximation*”, *Communications Quarterly*, v. 6, p. 77-81, 1996.
- [32] T. C. Silva, “*Projetos de filtros em linhas de microfita com fractais de Sierpinski*”, Trabalho de Conclusão de Curso, Centro Federal de Educação Tecnológica da Paraíba, 2007.
- [33] M. R. Silva, “*Projeto de Antenas de Micro-ondas usando Fractais de Koch e Sierpinski*”, Trabalho de Conclusão de Curso, Centro Federal de Educação Tecnológica da Paraíba, 2007.
- [34] K. Kim, N. Kingsley, M. Morton, J. Papapolymerou, M. M. Tentzeris e J. G. Yook, “*Fractal-Shape 40GHz Microstrip Bandpass Filter on High-Resistivity Si for Suppression of the 2nd Harmonic*”, 35th European Microwave Conference, Paris, 2005.
- [35] K. Falconer, “*Fractal Geometry – Mathematical Foundations and Applications*”, John Wiley, England, 1990.
- [36] T. Luintel, “*Modified Sierpinski Fractal Antenna*”, Thesis, College of Engineering and Computer Science at the University of Central Florida, 2001.
- [37] N. Yousefzadeh, C. Ghobadi e M. Kamyab, “*Consideration of Mutual Coupling in a Microstrip Patch array using Fractal Elements*”, *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 66, 41-49, 2006.
- [38] W. W. Hansen e J. R. Woodyard, “*A New Principle in Directional Antenna Design*”, *Proc. IRE*, Vol. 26, No. 3, Março 1938, pp. 333-345.
- [39] S. A. Schelkunoff, “*A Mathematical Theory of Linear Arrays*”, *Bell System Tech. Journal*, Vol. 22, Janeiro 1943, pp. 80-87.

- [40] M. T. Ma, “*Theory and Application of Antenna Arrays*”, Wiley, 1974, Cap. 3, pp. 191-202.
- [41] V. H. Rumsey, “*Frequency Independent Antennas*”, IRE National Convention Record, pp. 114-118, 1957.
- [42] R. H. DuHamel e D. E. Isbell, “*Broadband Logarithmically Periodic Antenna Structures*”, IRE National Convention Record, pp.119-128, 1957.
- [43] P. S. Hall, “*Multioctave Bandwidth Log-Periodic Microstrip Antenna Array*”, IEEE proc., vol. 133(2), pp. 127-136, 1986.
- [44] M. K. A. Rahim, M. N. A. Karim, T. Masri e A. Asrokin, “*Comparison between Straight and U shape of Ultra Wide Band Microstrip Antenna using Log Periodic Technique*”, IEEE International Conference on Ultra Wideband, 2007.
- [45] V. B. Romodin, V. I. Oznobikhin e V. V. Kopylov, “*Log Periodic Microstrip Array*”, IEEE Russia Conference, Russia, 1999.
- [46] E. E. C. Oliveira, P. H. F. Silva, A. L. P. S. Campos e S. G. Silva, “*Overall size antenna reduction using fractal elements*”, Microwave and Optical Technology Letters, v. 51, p. 671-675, Janeiro 2009.

Livros Grátis

(<http://www.livrosgratis.com.br>)

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)
[Baixar livros de Matemática](#)
[Baixar livros de Medicina](#)
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)
[Baixar livros de Meteorologia](#)
[Baixar Monografias e TCC](#)
[Baixar livros Multidisciplinar](#)
[Baixar livros de Música](#)
[Baixar livros de Psicologia](#)
[Baixar livros de Química](#)
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)
[Baixar livros de Serviço Social](#)
[Baixar livros de Sociologia](#)
[Baixar livros de Teologia](#)
[Baixar livros de Trabalho](#)
[Baixar livros de Turismo](#)