

Leonardo Bastos Moraes

**Antenas impressas compactas para
sistemas WIMAX**

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São
Paulo para obtenção do título de
Mestre em Engenharia.

São Paulo

2012

Leonardo Bastos Moraes

**Antenas impressas compactas para
sistemas WIMAX**

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São
Paulo para obtenção do título de
Mestre em Engenharia.

Área de concentração:
Sistemas Eletrônicos

Orientador:
Prof. Dr. Silvio Ernesto Barbin

São Paulo

2012

Dedico este trabalho ao meu pai, à minha mãe, ao meu irmão e à minha noiva. Aos meus pais, porque tudo o que sou foi graças aos seus esforços e sacrifícios. Foram aqueles que sempre acreditaram em mim desde o início da minha vida. São aqueles que me acompanharam nos meus erros e acertos. Meu irmão é aquele que cresceu ao meu lado e sempre cultivarei a amizade que temos um pelo outro. Sempre estaremos unidos e cada vez mais fortes. E a minha noiva pela grande companheira que tem sido e por ser a pessoa que escolhi para passar o resto da minha vida. Vocês são o que tenho de mais importante.

AGRADECIMENTOS

À Deus que me ajudou em todos os momentos de dificuldade que tive nesta jornada.

Ao meu orientador, Prof. Silvio Ernesto Barbin, que ao longo deste período contribuiu de forma decisiva para a minha formação me acompanhando e orientando durante todo o curso. Foi um privilégio ter sido orientado por um professor de tamanha experiência e conhecimento técnico.

À minha família que nunca deixou de me apoiar e demonstrar todo o amor que sente por mim.

À minha noiva Jussara que esteve ao meu lado durante todo este período.

À Marinha de Guerra do Brasil por sempre ter investido na minha formação e por possibilitar a realização deste trabalho de Mestrado.

À Escola Politécnica da Universidade de São Paulo onde tive a oportunidade de adquirir conhecimentos de grande importância para minhas atribuições profissionais.

Ao Centro de Coordenação de Estudos da Marinha em São Paulo (CCEMSP), com o CMG Angelats, CMG Marcelo, CC Botto e CC Hélio pela orientação e incentivo incondicionais.

Também agradeço ao CF Andrade da Diretoria de Comunicações e Tecnologia da Informação da Marinha pelo seu apoio e disponibilidade em todos os momentos importantes deste curso.

Ao Prof. Cássio Guimarães Lopes pela amizade e conversas agradáveis durante o período que estive em São Paulo.

Aos grandes amigos que fiz na Engenharia Elétrica, no campus da USP em São Paulo: Amanda, Fernando, Wilder, Murilo, Lucas, Daniel, Renata, Gabriel e Thiago. Obrigado a todos pela amizade de vocês e por tudo que fizeram para me ajudar ao longo do curso.

RESUMO

Alcançar altas taxas de dados em comunicações sem fio é difícil. Altas taxas de dados para redes locais sem fio tornou-se comercialmente um sucesso por volta do ano de 2000. Redes de longa distância sem fio ainda são projetados e utilizados principalmente para serviços de voz em baixas taxas. Apesar de muitas tecnologias promissoras, a realidade de uma rede de área ampla que atenda muitos usuários com altas taxas de dados e largura de banda e consumo de energia razoáveis, além de uma boa cobertura e qualidade no serviço ainda é um desafio.

O objetivo do IEEE 802.16 é projetar um sistema de comunicação sem fio para obter uma internet de banda larga para usuários móveis em uma área metropolitana. É importante perceber que o sistema WIMAX tem que enfrentar desafios semelhantes aos existentes sistemas celulares e seu desempenho eventual será delimitado pelas mesmas leis da física e da teoria da informação.

Em muitas áreas da engenharia elétrica, tem-se direcionado atenção à miniaturização de componentes e equipamentos. Em particular, antenas não são exceções. Desde que Wheeler iniciou estudos sobre os limites fundamentais de miniaturização de antenas, o assunto tem sido discutido por muitos estudiosos e várias contribuições nesse sentido foram feitas desde então.

Os avanços das últimas décadas na área de microeletrônica permitiram a miniaturização dos demais componentes empregados no desenvolvimento de equipamentos eletrônicos e disponibilizaram o uso de aparelhos compactos, leves e com diversas funcionalidades e aplicações comerciais. No entanto, ainda que a integração de circuitos seja uma realidade, a integração completa de um sistema de comunicação sem fio, incluindo a antena, é ainda um dos grandes desafios tecnológicos.

No caso de antenas impressas procura-se continuamente desenvolver antenas que, além de compactas, apresentem maior largura de banda, ou operação em múltiplas bandas dada sua inerente característica de banda estreita em projetos convencionais.

Neste trabalho, o foco está na miniaturização de antenas impressas através da aplicação de fractais. São apresentadas comparações entre antenas fractais quadradas de Minkowski e fractais triangulares de Koch. Inicialmente, antenas

impressas com geometrias convencionais quadradas e triangulares foram projetadas para ter a mesma frequência de ressonância. Depois disso, as estruturas fractais de Minkowski Island e Koch Loop foram implementadas nas antenas quadrada e triangular, respectivamente, até a terceira iteração. As frequências escolhidas foram as de 2,4 GHz, 3,5 GHz, 5,0 GHz e 5,8 GHz.

Diversos protótipos foram construídos em dois substratos de permissividade diferentes, o FR-4 e o DUROID 5870. Para validar os resultados foram construídas antenas na frequência de 3,5 GHz para as geometrias quadrada e triangular e suas iterações fractais.

A contribuição deste trabalho está na análise sobre as vantagens e desvantagens de cada uma das estruturas propostas. Dependendo dos requisitos de um projeto, a opção pode ser por antenas miniaturizadas com maior largura de banda, como normalmente acontece em alguns projetos comerciais. Entretanto, o interesse por bandas estreitas muitas vezes pode ser um requisito, principalmente para emprego militar, onde por vezes a máxima discricção na transmissão é uma exigência. Além disso, também foi feita uma análise sobre as geometrias que atingiram maior miniaturização.

Palavras-chave: antenas miniaturizadas; antenas fractais; fractais de Minkowski; fractais de Koch.

ABSTRACT

Achieving high data rates in wireless communication is difficult. High data rates for wireless local area networks became commercially successful only around 2000. Wide area wireless networks are still designed and used primarily for low rate voice services. Despite many promising technologies, the reality of a wide area network that services many users at high data rates with reasonable bandwidth and power consumption, while maintaining high coverage and quality of service has not been achieved.

The goal of the IEEE 802.16 was to design a wireless communication system processing to achieve a broadband internet for mobile users over a wide or metropolitan area. It is important to realize that WIMAX system have to confront similar challenges as existing cellular systems and their eventual performance will be bounded by the same laws of physics and information theory.

In many areas of electrical engineering, miniaturization has been an important issue. Antennas are not an exception. After Wheeler initiated studies on the fundamental limits for miniaturization of antennas, this subject has been extensively discussed by several scholars and many contributions have been made.

The advances of recent decades in the field of microelectronics enabled the miniaturization of components and provided the use of compact, lightweight, equipments with many features in commercial applications. Although circuit integration is a reality, the integration of a complete system, including its antenna, is still one of the major technological challenges.

In the case of patch antennas, the search is for compact structures with increased bandwidth, due to the inherent narrowband characteristic of this type of antenna.

In this work the focus is on a comparison between the Minkowski and the Koch Fractal Patch Antennas. Initially, patch antennas with conventional square and triangular geometries were simulated to present the same resonance frequency. After that, fractal Minkowski and Koch Island Loop antennas were implemented in the square and triangular geometries, respectively, to the third iteration.

A comparison was made for two substrates of different permittivities FR-4 and DUROID 5870 at the frequencies of 2,4 GHz; 3,5 GHz; 5,0 GHz and 5,8 GHz.

Prototype antennas were built using FR-4 and DUROID 5870 to resonate at a frequency of 3,5 GHz to validate simulation results.

The contribution of this work is the analysis of the advantages and disadvantages of each proposed fractal structure. According to the project requirements, the best option can be use a miniaturized antenna with a wider band, as in commercial projects. Particularly in military applications, a narrow band antenna can be a requirement, as sometimes maximum discretion in transmission is a paramount. An additional analysis was performed to verify which of the geometries fulfilled the miniaturization criteria of Hansen.

Key-words: Antennas miniaturization; fractal antennas; Minkowski fractals; Koch Fractals.

SUMÁRIO

1	Introdução.....	18
2	Antenas eletricamente pequenas.....	22
2.1	Limites Fundamentais de antenas eletricamente pequenas.....	24
2.2	Antenas Fractais.....	25
2.2.1	Principais técnicas de fractais.....	26
2.2.2	Curva de Koch.....	33
2.2.3	Ilha de Minkowski.....	34
3	Aplicação do FR-4 como substrato na fabricação de antenas de microlinha.....	37
3.1	Técnicas de medição da permissividade dielétrica.....	38
3.2	Cálculo dos parâmetros dielétricos.....	39
4	Projeto das antenas medidas e simuladas.....	41
4.1	Considerações sobre antenas impressas.....	41
4.1.1	Definição de antena impressa.....	41
4.1.2	Vantagens e desvantagens das antenas impressas.....	42
4.1.3	Técnicas de excitação.....	44
4.1.4	Seleção do substrato.....	47
4.1.5	Largura de Banda.....	49
4.2	Estruturas analisadas.....	51
4.2.1	Antenas impressas convencionais.....	51
4.2.2	Antenas fractais impressas.....	54
4.3	Determinação da permissividade do substrato FR-4.....	55
4.4	Simulação das antenas com substrato FR-4.....	58
4.5	Simulação das antenas com substrato DUROID 5870.....	68
4.6	Medições das antenas construídas.....	78
5	Conclusão.....	91

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 Geometrias básicas das antenas fractais (a) linha, (b) curva triangular, (c) curva quadrada, (d) quadrado, (e) triângulo.....	19
Figura 2.1 Antena bicônica no interior de uma esfera.....	22
Figura 2.2 Circuito equivalente de uma antena.....	23
Figura 2.3 Circuito equivalente para N modos esféricos.....	24
Figura 2.4 Amostras de antenas Fractais.....	26
Figura 2.5 Fractais usados para representar plantas na natureza.....	28
Figura 2.6 Antena monopolo fractal tipo árvore.....	29
Figura 2.7 Antena helicoidal esférica.....	30
Figura 2.8 Antena filamentar esférica.....	31
Figura 2.9 Triângulo de Pascal e Gaxetas de Sierpinski (Modo-2, 3, 5).....	32
Figura 2.10 Dipolo de Koch.....	33
Figura 2.11 Frequência de ressonância para as cinco primeiras iterações para dipolos fractais de Koch, dipolo-árvore e dipolo-árvore tridimensional.....	34
Figura 2.12 Ilha de Minkowski.....	35
Figura 2.13 Antenas fractais (a) triangular de Koch e (b) quadrada de Minkowski até a terceira iteração.....	35
Figura 2.14 Geometrias fractais empregadas na pesquisa.....	36
Figura 3.1 Partes real (ϵ') e imaginária (ϵ'') da permissividade complexa e tangente de perdas do FR-4... ..	40
Figura 4.1 (a) Antena impressa (b) Protótipo da antena.....	42
Figura 4.2 Métodos de alimentação para antenas impressas.....	44
Figura 4.3 Medição da largura de banda da antena de 2.4 GHz.....	51
Figura 4.4 Antenas impressas convencionais simuladas.....	52
Figura 4.5 Posicionamento do conector.....	52
Figura 4.6 Antenas construídas para cálculo da permissividade.....	55
Figura 4.7 Simulação para encontrar a permissividade esperada para a frequência de ressonância de 2,4 GHz (FR-4).....	56
Figura 4.8 Simulação para encontrar a permissividade esperada para a frequência de ressonância de 3,5 GHz (FR-4).....	57

Figura 4.9 Simulação para encontrar a permissividade esperada para a frequência de ressonância de 5,0 GHz (FR-4).....	57
Figura 4.10 Simulação para encontrar a permissividade esperada para a frequência de ressonância de 5,8 GHz (FR-4).....	57
Figura 4.11 Coeficientes de reflexão das antenas com as geometrias convencionais ressoando na mesma frequência com o substrato FR-4 (2,4; 3,5; 5,0 e 5,8 GHz)	58
Figura 4.12 Perdas de retorno das antenas fractais com FR-4 de primeira, segunda e terceira iterações das antenas quadrada e triangular de 2,4 GHz.....	59
Figura 4.13 Perdas de retorno das antenas fractais com FR-4 de primeira, segunda e terceira iterações das antenas quadrada e triangular de 3,5 GHz.....	60
Figura 4.14 Perdas de retorno das antenas fractais com FR-4 de primeira, segunda e terceira iterações das antenas quadrada e triangular de 5,0 GHz.....	61
Figura 4.15 Perdas de retorno das antenas fractais com FR-4 de primeira, segunda e terceira iterações das antenas quadrada e triangular de 5,8 GHz.....	62
Figura 4.16 Diagrama de radiação da antena triangular de Kock de primeira iteração com o FR-4.....	63
Figura 4.17 Diagrama de radiação da antena triangular de Kock de segunda iteração com o FR-4.....	63
Figura 4.18 Diagrama de radiação da antena triangular de Kock na terceira iteração com o FR-4.....	64
Figura 4.19 Carta de Smith para a primeira, segunda e terceira iterações das antenas com FR-4.....	64
Figura 4.20 Diagramas de radiação das antenas quadrada de Minkowski primeira, segunda e terceira iterações com o FR-4 para a frequência de ressonância de 2,4 GHz.....	64
Figura 4.21 Diagramas de radiação das antenas quadrada de Minkowski primeira, segunda e terceira iterações com o FR-4 para a frequência de ressonância de 3,5 GHz.....	65
Figura 4.22 Diagramas de radiação das antenas quadrada de Minkowski primeira, segunda e terceira iterações com o FR-4 para a frequência de ressonância de 5,0 GHz.....	65

Figura 4.23 Diagramas de radiação das antenas quadrada de Minkowski primeira, segunda e terceira iterações com o FR-4 para a frequência de ressonância de 5,8 GHz.....	65
Figura 4.24 Diagramas de radiação das antenas triangular de Koch primeira, segunda e terceira iterações com o FR-4 para a frequência de ressonância de 2,4 GHz.....	66
Figura 4.25 Diagramas de radiação das antenas triangular de Koch primeira, segunda e terceira iterações com o FR-4 para a frequência de ressonância de 3,5 GHz.....	66
Figura 4.26 Diagramas de radiação das antenas triangular de Koch primeira, segunda e terceira iterações com o FR-4 para a frequência de ressonância de 5,0 GHz.....	66
Figura 4.27 Diagramas de radiação das antenas triangular de Koch primeira, segunda e terceira iterações com o FR-4 para a frequência de ressonância de 5,8 GHz.....	67
Figura 4.28 Antenas com as geometrias convencionais ressoando na mesma frequência com o substrato DUROID 5870 (2.4, 3.5, 5.0 e 5.8 GHz).....	68
Figura 4.29 Perdas de retorno das antenas fractais com DUROID 5870 de primeira, segunda e terceira iterações das antenas quadrada e triangular de 2,4 GHz.....	69
Figura 4.30 Perdas de retorno das antenas fractais com DUROID 5870 de primeira, segunda e terceira iterações das antenas quadrada e triangular de 3,5 GHz.....	70
Figura 4.31 Perdas de retorno das antenas fractais com DUROID5870 de primeira, segunda e terceira iterações das antenas quadrada e triangular de 5,0 GHz.....	71
Figura 4.32 Perdas de retorno das antenas fractais em DUROID 5870 de primeira, segunda e terceira iterações das antenas quadrada e triangular de 5,8 GHz....	72
Figura 4.33 Diagrama de radiação da antena triangular de Kock na primeira iteração com o DUROID 5870.....	73
Figura 4.34 Diagrama de radiação da antena triangular de Kock na segunda iteração com o DUROID 5870.....	73
Figura 4.35 Diagrama de radiação da antena triangular de Kock na terceira iteração com o DUROID 5870.....	74
Figura 4.36 Carta de Smith para a primeira, segunda e terceira iterações das antenas com DUROID 5870.....	74

Figura 4.37 Diagramas de radiação das antenas quadrada de Minkowski primeira, segunda e terceira iterações com o DUROID 5870 para a frequência de ressonância de 2,4 GHz.....	74
Figura 4.38 Diagramas de radiação das antenas quadrada de Minkowski primeira, segunda e terceira iterações com o DUROID 5870 para a frequência de ressonância de 3,5 GHz.....	75
Figura 4.39 Diagramas de radiação das antenas quadrada de Minkowski primeira, segunda e terceira iterações com o DUROID 5870 para a frequência de ressonância de 5,0 GHz.....	75
Figura 4.40 Diagramas de radiação das antenas quadrada de Minkowski primeira, segunda e terceira iterações com o DUROID 5870 para a frequência de ressonância de 5,8 GHz.....	75
Figura 4.41 Diagramas de radiação das antenas triangular de Koch primeira, segunda e terceira iterações com o DUROID 5870 para a frequência de ressonância de 2,4 GHz.....	76
Figura 4.42 Diagramas de radiação das antenas triangular de Koch primeira, segunda e terceira iterações com o DUROID 5870 para a frequência de ressonância de 3,5 GHz.....	76
Figura 4.43 Diagramas de radiação das antenas triangular de Koch primeira, segunda e terceira iterações com o DUROID 5870 para a frequência de ressonância de 5,0 GHz.....	76
Figura 4.44 Diagramas de radiação das antenas triangular de Koch primeira, segunda e terceira iterações com o DUROID 5870 para a frequência de ressonância de 5,8 GHz.....	77
Figura 4.45 Antenas construídas com substrato FR-4.....	78
Figura 4.46 Frequências de ressonância das antenas simuladas e construídas com FR-4 na faixa de frequência de 3,5 GHz.....	79
Figura 4.47 Antenas construídas com DUROID 5870.....	80
Figura 4.48 Frequência de ressonância das antenas simuladas e construídas com DUROID 5870 na faixa de frequência de 3,5 GHz.....	81
Figura 4.49 Construção das antenas com o substrato DUROID 5870.....	82
Figura 4.50 Medição de uma das antenas construídas com DUROID 5870.....	82
Figura 4.51 Perda de retorno das antenas de 2,4 e 3,5 GHz com o substrato	

FR-4.....	83
Figura 4.52 Largura de banda das antenas de 2,4 e 3,5 GHz com o substrato FR-4.....	83
Figura 4.53 Perda de retorno das antenas de 5,0 e 5,8 GHz com o substrato FR-4.....	84
Figura 4.54 Largura de banda das antenas de 5,0 e 5,8 GHz com o substrato FR-4.....	84
Figura 4.55 Perda de retorno das antenas de 2,4 e 3,5 GHz com o substrato DUROID 5870.....	85
Figura 4.56 Largura de banda das antenas de 2,4 e 3,5 GHz com o substrato DUROID 5870.....	85
Figura 4.57 Perda de retorno das antenas de 5,0 e 5,8 GHz com o substrato DUROID 5870.....	86
Figura 4.58 Largura de banda das antenas de 5,0 e 5,8 GHz com o substrato DUROID 5870.....	86
Figura 4.59 Miniaturização das antenas quadradas e triangulares de 2,4 e 3,5 GHz com o substrato FR-4.....	87
Figura 4.60 Miniaturização das antenas quadradas e triangulares de 5,0 e 5,8 GHz com o substrato FR-4.....	88
Figura 4.61 Miniaturização das antenas quadradas e triangulares de 2,4 e 3,5 GHz com o substrato DUROID 5870.....	88
Figura 4.62 Miniaturização das antenas quadradas e triangulares de 5,0 e 5,8 GHz com o substrato DUROID 5870.....	89

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 Resumo das antenas simuladas.....	20
Tabela 2.1 Tamanho e desempenho de antenas de Hilbert, Peano e de Linhas Sinuosas.....	27
Tabela 2.2 Valores da antena helicoidal esférica de Best.....	30
Tabela 4.1 Vantagens e desvantagens dos diferentes tipos de alimentação.....	46
Tabela 4.2 Propriedades elétricas de alguns materiais.....	49
Tabela 4.3 Posição de alimentação das antenas de FR-4, h' (mm).....	53
Tabela 4. Posição de alimentação das antenas de DUROID 5870, h' (mm).....	53
Tabela 4.5 Dimensões do lado das geometrias convencionais para as antenas de FR-4, L(mm).....	53
Tabela 4.6 Dimensões do lado das geometrias convencionais para as antenas de DUROID 5870, L (mm).....	54
Tabela 4.7 Geometrias das antenas fractais.....	54
Tabela 4.8 Dimensões das antenas simuladas e construídas para cálculo da permissividade.....	56
Tabela 4.9 Permissividades obtidas para o substrato FR-4.....	58
Tabela 4.10 Largura de banda e perda de retorno para as antenas quadrada e triangular de FR-4 para 2,4 GHz.....	59
Tabela 4.11 Largura de banda e perda de retorno para as antenas quadrada e triangular de FR-4 para 3,5 GHz.....	60
Tabela 4.12 Largura de banda e perda de retorno para as antenas quadrada e triangular de FR-4 para 5,0 GHz.....	61
Tabela 4.13 Largura de banda e perda de retorno para as antenas quadrada e triangular de FR-4 para 5,8 GHz.....	62
Tabela 4.14 Largura de banda e perda de retorno para as antenas quadrada e triangular de DUROID 5870 para 2,4 GHz.....	69
Tabela 4.15 Largura de banda e perda de retorno para as antenas quadrada e triangular de DUROID 5870 para 3,5 GHz.....	70
Tabela 4.16 Largura de banda e perda de retorno para as antenas quadrada e triangular de DUROID 5870 para 5,0 GHz.....	71
Tabela 4.17 Largura de banda e perda de retorno para as antenas quadrada e	

triangular de DUROID 5870 para 5,8 GHz.....	72
Tabela 4.18 Redução das geometrias fractais.....	89

LISTA DE SIGLAS E SÍMBOLOS

r	raio da menor esfera que circunscribe uma antena eletricamente pequena
e_r	eficiência de radiação da antena
Q	fator de qualidade da antena
λ	comprimento de onda
k	número de onda
t	espessura do elemento radiante
h	espessura do substrato
BW	largura de banda
VSWR	coeficiente de onda estacionária
G	ganho da antena
Z_0	impedância característica da linha de transmissão
Z_{in}	impedância de entrada da antena
Γ	coeficiente de reflexão
h'	distância do ponto de excitação a um dos lados do quadrado ou à base do triângulo
L	lado do elemento radiante das antenas de geometrias convencionais

1 INTRODUÇÃO

O padrão WIMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) é uma tecnologia de redes metropolitanas sem fio que promove a conectividade em banda larga para usuários fixos, portáteis e móveis. Ela permite que os usuários obtenham conexão em banda larga sem a necessidade de uma linha de visada com a estação-base (NLOS- *Non Line of Sight*), e oferece, teoricamente, uma área de cobertura de 50 km de raio, com taxas de transferência de dados de até 75 Mbps. No entanto, os valores obtidos em situações práticas até a presente data são de aproximadamente 12 bps com alcance de 20 km.

O *WIMAX Forum* é composto por operadoras de telecomunicações e fornecedores, apresentando dentre os membros empresas como Intel, Fujitsu Microelectronics, Alcatel-Lucent, Motorola, Nokia, Siemens Mobile e France Telecom.

A proposta do WIMAX é prover o acesso à banda larga sem fio para novas localizações abrangendo alcances maiores, sem a necessidade de investimento em uma infra-estrutura de alto custo e sem limitações de distância. Ele representa uma forma alternativa de conexão para a última milha (último trecho de conexão das centrais aos terminais de usuário) frente às tecnologias existentes, além de oferecer uma possibilidade de transporte de alta capacidade (*backhaul*) para redes WI-FI.

Em equipamentos de alto desempenho, restrições relacionadas ao tamanho, peso, custo, facilidade de instalação e perfil aerodinâmico são muitas vezes requisitos de projeto não facilmente atingíveis. Para atender a estas exigências, antenas impressas podem ser empregadas [3]. Esta vantagem das antenas impressas tem atraído a atenção de pesquisadores nos últimos anos, uma vez que antenas convencionais tridimensionais podem não ser a melhor opção, quando o espaço disponível para a sua instalação num determinado equipamento for muito limitado [4]. Mais ainda, mesmo antenas impressas de geometrias convencionais podem não ser suficientemente compactas para uso em equipamentos eletrônicos que já apresentem um alto índice de miniaturização devido aos recentes avanços da microeletrônica.

Vários métodos têm sido propostos para reduzir o tamanho das antenas e, mais recentemente, a introdução de fractais provou ser uma das formas mais

eficientes para se alcançar a miniaturização [3]-[4]. Antenas fractais apresentam boas características de compacticidade e operação em múltiplas bandas.

Aplicações de antenas fractais incluem sistemas de comunicação pessoal, pequenos terminais de comunicação via satélite, veículos aéreos não tripulados, além de outras [3]. As geometrias fractais descrevem um conjunto de geometrias auto-similares [5]. A auto-similaridade é uma propriedade de uma geometria obtida pela duplicação da estrutura base em várias escalas, o que faz com que ela opere de modo semelhante para vários comprimentos de onda [6].

As estruturas que foram escolhidas para as antenas fractais neste trabalho são mostradas na Figura 1.1 (d) e (e). Nestas estruturas, conforme a ordem da iteração aumenta, a menor frequência de ressonância diminui, e frequências de ressonância adicionais aparecem [7].

A Tabela 1.1 apresenta de forma sucinta as propriedades das estruturas de antenas que foram simuladas.

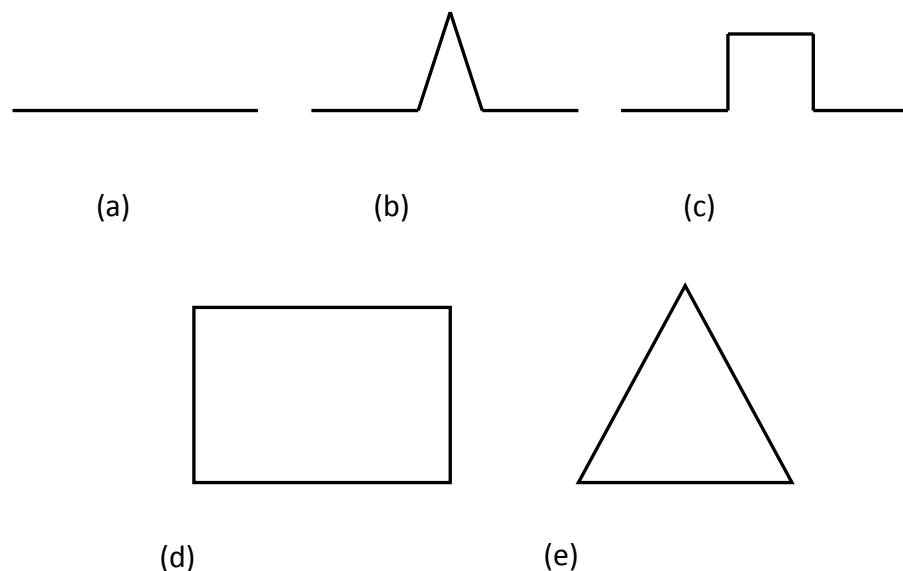


Figura 1.1 Geometrias básicas empregadas em antenas fractais (a) linha, (b) curva triangular, (c) curva quadrada, (d) quadrado, (e) triângulo.

Neste trabalho quatro projetos de antenas são apresentados levando em conta a geometria e o substrato empregado. As antenas de geometrias convencionais quadrada e o triangular foram projetadas para ressoar na mesma frequência de ressonância. A partir delas foram geradas as respectivas geometrias fractais até a terceira iteração. O objetivo é determinar o comportamento das frequências de ressonância e da largura de banda das antenas fractais quadrada de Minkowski e triangular de Koch, quanto à miniaturização. As frequências de ressonância escolhidas foram de 2,4 GHz; 3,5 GHz; 5,0 GHz e 5,8 GHz. Os substratos utilizados foram o DUROID 5870 e o FR-4. O software escolhido para as simulações foi o CST Microwave Studio. Para a determinação da permissividade do FR-4 foram construídas antenas de teste e subsequentemente foram construídas antenas para validação dos resultados de simulação. Foram utilizados fotolitos e técnicas de fresagem empregando-se uma fresa LPKF para prototipagem.

Tabela 1.1 Resumo das antenas simuladas

	QUADRADA	QUADRADA (fractal)	QUADRADA (fractal)	QUADRADA (fractal)
FR-4	2,4/3,5/5,0/5,8 GHz	Primeira iteração das antenas de 2,4/3,5/5,0/5,8 GHz	Segunda iteração das antenas de 2,4/3,5/5,0/5,8 GHz	Terceira iteração das antenas de 2,4/3,5/5,0/5,8 GHz
DUROID 5870	2,4/3,5/5,0/5,8 GHz	Primeira iteração das antenas de 2,4/3,5/5,0/5,8 GHz	Segunda iteração das antenas de 2,4/3,5/5,0/5,8 GHz	Terceira iteração das antenas de 2,4/3,5/5,0/5,8 GHz
	TRIANGULAR	TRIANGULAR (fractal)	TRIANGULAR (fractal)	TRIANGULAR (fractal)
FR-4	2,4/3,5/5,0/5,8 GHz	Primeira iteração das antenas de 2,4/3,5/5,0/5,8 GHz	Segunda iteração das antenas de 2,4/3,5/5,0/5,8 GHz	Terceira iteração das antenas de 2,4/3,5/5,0/5,8 GHz
DUROID 5870	2,4/3,5/5,0/5,8 GHz	Primeira iteração das antenas de 2,4/3,5/5,0/5,8 GHz	Segunda iteração das antenas de 2,4/3,5/5,0/5,8 GHz	Terceira iteração das antenas de 2,4/3,5/5,0/5,8 GHz

Este trabalho está organizado conforme descrito a seguir.

Após a breve introdução apresentada neste capítulo, no capítulo 2 são discutidos os principais aspectos sobre limites fundamentais de antenas eletricamente pequenas. Além disso, é feita uma introdução sobre antenas fractais, e serão abordados alguns dos principais estudos e geometrias utilizadas na obtenção deste tipo de antenas.

O capítulo 3 aborda a aplicação do FR-4 como substrato em antenas impressas. Serão apresentadas algumas das principais técnicas para medição da permissividade deste material.

O capítulo 4 apresenta o projeto das antenas simuladas e medidas. Inicialmente, são feitas considerações sobre antenas impressas além de apresentadas algumas de suas vantagens e desvantagens. São também discutidas técnicas de excitação, seleção de substrato, e largura de banda. Em seguida, são fornecidos os parâmetros utilizados para as antenas com suas geometrias propostas. No final deste capítulo, é apresentado o método utilizado para se encontrar a permissividade do FR-4 adquirido e as simulações com os substratos FR-4 e DUROID 5870. Também são apresentadas as medições das antenas construídas.

O capítulo 5 apresenta as considerações finais e propostas para trabalhos futuros.

2 ANTENAS ELETRICAMENTE PEQUENAS

Nos últimos anos, uma grande ênfase tem sido dada a antenas eletricamente pequenas, incluindo estruturas impressas. Entretanto, há limites fundamentais em relação a quão pequenas as antenas podem ser. As limitações básicas são impostas principalmente pelo comprimento de onda no espaço livre.

Os limites aplicáveis a antenas eletricamente pequenas são determinados supondo-se que toda a estrutura da antena está inscrita em uma esfera de raio r , como indicado na Figura 2.1. Esta abordagem, que será descrita a seguir foi apresentada por Chu [8] e foi detalhada por Harrington [9].

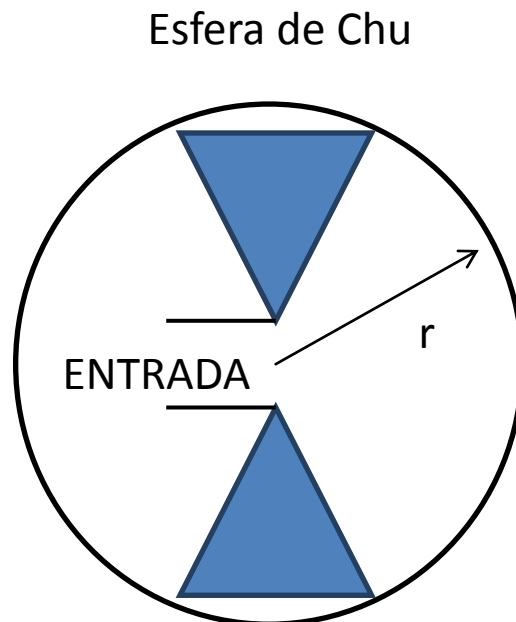


Figura 2.1 Antena bicônica no interior da esfera de Chu [8]

Devido à arbitrariedade da distribuição de corrente na antena, ou seja, da fonte dos campos gerados por ela, o campo radiado tem também uma distribuição arbitrária e pode ser representado por um conjunto completo de ondas representadas por modos vetoriais esféricos ortogonais. No caso de antenas omnidirecionais polarizadas verticalmente, somente modos TM_{n0} circularmente simétricos isto é, sem variação azimutal, são necessários. Cada modo corresponde a uma onda esférica que se propaga na direção radial no sentido de r .

Como os modos no exterior da esfera são ortogonais, a energia total (elétrica e magnética) fora da esfera e a potência complexa transmitida através da superfície limítrofe da esfera são iguais, respectivamente à soma das energias e potências complexas associadas aos correspondentes modos esféricos. Portanto, não há acoplamento, em termos de energia ou potência, entre quaisquer dois modos fora da esfera. Como resultado, o espaço fora da esfera pode ser substituído por uma série de circuitos equivalentes independentes, como indicado na Figura 2.2 [3].

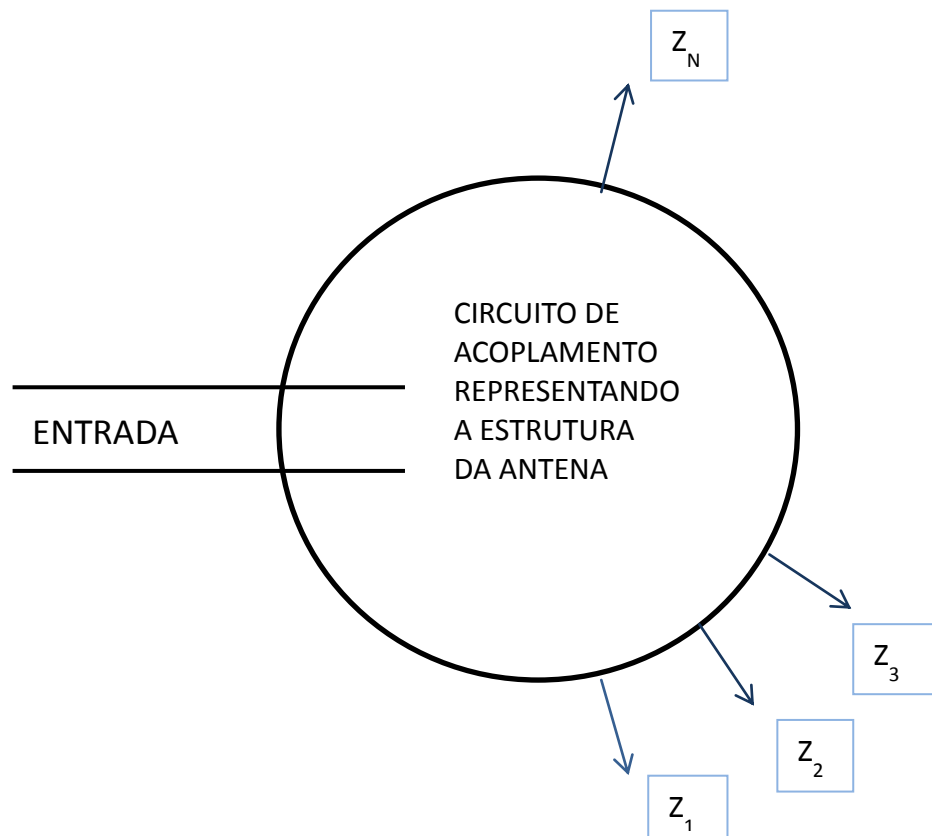


Figura 2.2 Circuito equivalente de uma antena [3]

O número de circuitos equivalentes é igual ao número de modos ou ondas esféricas no exterior da esfera. Os terminais de cada circuito equivalente são conectados a uma “caixa” que representa o interior da esfera. Dessa “caixa” sai um par de terminais que representa os terminais de entrada. Dessa forma, o problema espacial da antena fica reduzido a um problema de circuitos equivalentes.

A potência radiada pela antena é calculada considerando-se modos propagantes, sendo que todos eles contribuem para a potência reativa. Quando a esfera que envolve a antena é muito pequena, não há modos propagantes. O fator

de qualidade Q do sistema torna-se muito alto e todos os modos passam a ser evanescentes, contribuindo muito pouco para a potência radiada. Ao contrário de guias de onda fechados, cada modo evanescente tem uma parte real, embora pequena em comparação com a parte reativa.

No caso de antenas sem perdas, isto é, com eficiência de radiação igual a 100%, o circuito equivalente de cada modo esférico é um circuito simples com capacitâncias em série e indutâncias em paralelo. O circuito total pode ser representado por um circuito do tipo escada, com seções L-C, uma para cada modo, terminado por uma carga resistiva, como mostrado na Figura 2.3.

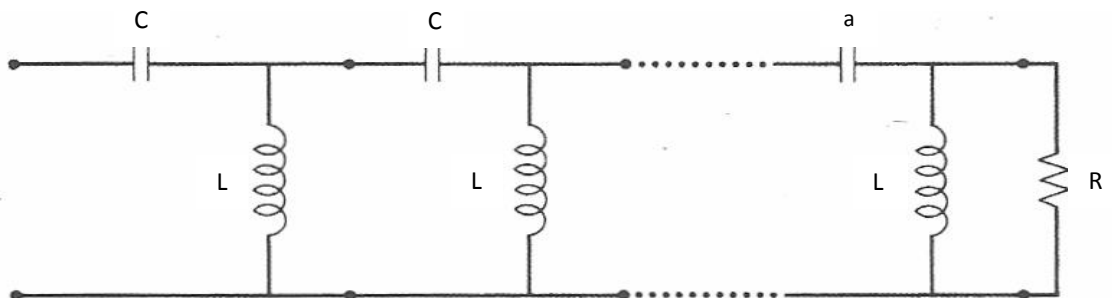


Figura 2.3 Circuito equivalente para N modos esféricos [3]

2.1 Limites Fundamentais de antenas eletricamente pequenas

O primeiro trabalho amplamente publicado sobre limites fundamentais das antenas miniaturizadas foi escrito por H. A. Wheeler [1]. Em seu trabalho, Wheeler comparou a antena miniaturizada a capacitâncias ou indutâncias carregadas pela resistência de radiação. Além disso, propôs que uma antena seria classificada como eletricamente pequena quando sua máxima dimensão fosse menor que $\lambda/2\pi$. Isso equivale à condição $k \cdot r < 0,5$, onde k é o número de onda, ou seja, o inverso de $\lambda/2\pi$ e r é o raio da menor esfera que circunscribe a antena. Esta esfera é chamada de Esfera de Chu como representada na Figura 2.1.

Outra definição também muito aceita para uma antena ser considerada eletricamente pequena é a de Hansen, na qual $k \cdot r < 1$ [2]. Hansen em seu trabalho notou que para antenas deste tamanho, modos esféricos de ordem superior

desapareciam. Esta condição será utilizada mais adiante para classificarmos algumas das antenas fractais deste trabalho como antenas eletricamente pequenas.

2.2 Antenas Fractais

Um dos principais objetivos de sistemas de comunicação sem fio é o projeto de antenas pequenas, de banda larga, ou de múltiplas bandas. Aplicações desses tipos de antenas são em sistemas de comunicação pessoal, terminais de comunicação de pequenos satélites, veículos aéreos não tripulados, dentre outras. Para atender a exigência de tamanho pequeno, severas limitações são impostas ao projeto da antena, que deve atender aos limites fundamentais de antenas eletricamente pequenas.

Uma antena que pode atender a essa exigência de forma eficaz é uma antena fractal. Antenas dessa natureza são baseadas no conceito de fractal, que é uma forma geométrica gerada recursivamente e de dimensões fracionárias das originais, como indicado no trabalho pioneiro de Benoit B. Mandelbrot [10]. Mandelbrot criou o termo fractal e investigou a relação entre fractais e a natureza, usando descobertas de Gaston Julia, Pierre Fatou e Felix Hausdorff [11]-[16]. Ele mostrou que existem diversos fractais na natureza, e que eles podem ser usados para certos fenômenos com precisão. Além disso, Mandelbrot introduziu novos fractais para modelar estruturas mais complexas, incluindo árvores e montanhas, que possuem uma auto-similaridade inerente e auto-afinidade em suas formas geométricas. As formas fractais começaram a ser consideradas em eletromagnetismo na década de 1990 [17] e, mais recentemente, em antenas [18-20].

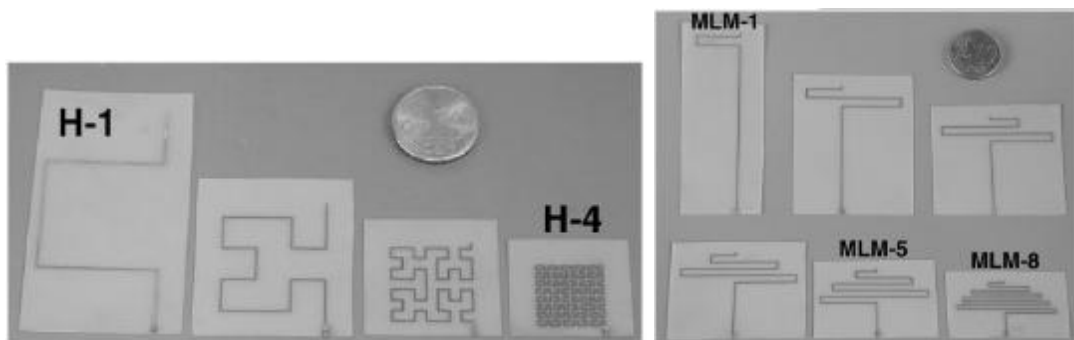
Em projeto de antenas há numerosos estudos e implementações empregando diferentes elementos fractais de antenas e conjuntos [21]-[32], e muitos outros. Geometrias fractais podem ser adequadamente descritas e geradas usando-se processos iterativos que levem a estruturas auto-similares e auto-afins, conforme explicado em [30] e [31].

Os fractais podem ser classificados em duas categorias: determinísticos e randômicos. Fractais determinísticos, como o floco de neve de Von Koch e a gaxeta de Sierpinski, são gerados através de cópias reduzidas e giradas deles próprios [33].

Fractais randômicos contêm, adicionalmente, elementos de aleatoriedade que permitem a simulação de fenômenos naturais.

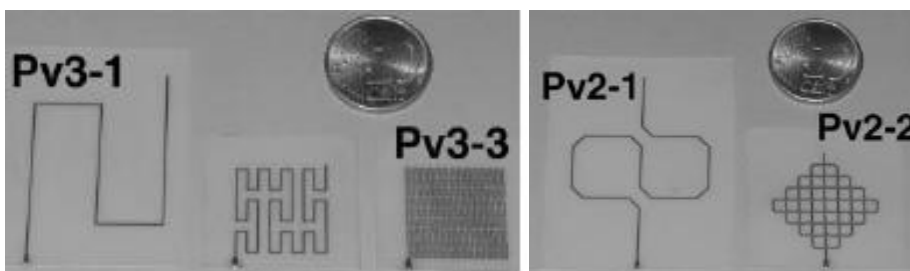
2.2.1 Principais técnicas fractais

Na miniaturização de antenas, há uma relação direta entre o tamanho e o desempenho da antena. Gonzalez-Arbesu et al [34] consideraram várias formas fractais de diversos tamanhos para análise. Estas formas, representadas na Figura 2.4, incluem as curvas de Hilbert, variantes das curvas de Peano e linhas sinuosas.



(a) Curva de Hilbert

(b) Linhas sinuosas



(c) Curva de Peano

Figura 2.4 Amostras de antenas Fractais [34]

A título de exemplo, a tabela 2.1 relaciona parâmetros geométricos e de desempenho como fator de qualidade, impedância de entrada e ressonância para algumas antenas fractais [34]. Para fins de comparação, a frequência de ressonância das antenas foi mantida em torno de 800MHz que é uma das frequências utilizadas em telefonia celular.

Tabela 2.1 Tamanho e desempenho de antenas de Hilbert, Peano e de Linhas Sinuosas [34]

ANTENA	ALTURA (MM)	COMPRIMENTO DO FIO (m)	kr	FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA (MHz)	FATOR DE QUALIDADE
$\lambda/4$ Monopole	90,60	1,506	0,091	793,1	7,8
Hilbert-1	53,50	0,8838	0,105	788,2	21,2
Hilbert-2	32,77	0,5503	0,125	786,4	54,6
Hilbert-3	23,30	0,4037	0,172	784,9	112,8
Hilbert-4	18,50	0,3277	0,266	788,6	197,2
Peano-1	65,60	1,0647	0,193	774,4	11,2
Peano-2	69,00	1,0711	0,605	740,7	7,4
Peano v2-1	44,00	0,7274	0,117	788,8	36,9
Peano v2-2	27,50	0,4555	0,209	790,3	105,3
Peano v3-1	37,70	0,6262	0,109	789,6	54,6
Peano v3-2	21,14	0,3714	0,174	791,8	209,7
MLM-1	66,80	1,1149	0,097	796,4	9,7
MLM-2	44,00	0,7325	0,105	794,3	17,5
MLM-3	32,80	0,5439	0,119	791,2	31,3
MLM-4	28,60	0,4754	0,146	793,1	45,0
MLM-5	20,20	0,3337	0,139	788,2	89,3
MLM-8	12,50	0,2033	0,141	775,9	160,5

Pode ser observado na tabela 2.1 que a antena em forma de meandros, denominada MLM-8 e ilustrada na Figura 2.4 (b) é a menor de todas. Seu comprimento igual a 14% de um monopolo de $\lambda/4$ resulta em $kr = 0,2$, sendo então considerada eletricamente pequena. Por outro lado, o Q do MLM-8 é muito alto. Isto também acontece para as antenas Hilbert-4 e Peano 3-2. Observa-se também que algumas geometrias fractais não têm necessariamente vantagem sobre outras. Um estudo mais detalhado sobre o desempenho de geometrias fractais foi dado por Best [35]-[37].

Geometrias fractais também são usadas para representar estruturas presentes na natureza como árvores, plantas, perfis montanhosos, nuvens, ondas dentre outras. Geometrias fractais de plantas geradas matematicamente são mostradas na Figura 2.5. A teoria e o projeto de conjuntos de antenas fractais são descritos em [27].

Para melhorar o desempenho das antenas planares, versões volumétricas de fractais também foram consideradas. Várias antenas fractais volumétricas foram

estudadas (Koch, antenas curva de Hilbert fabricados a partir de fios e fitas) [38]-[40].

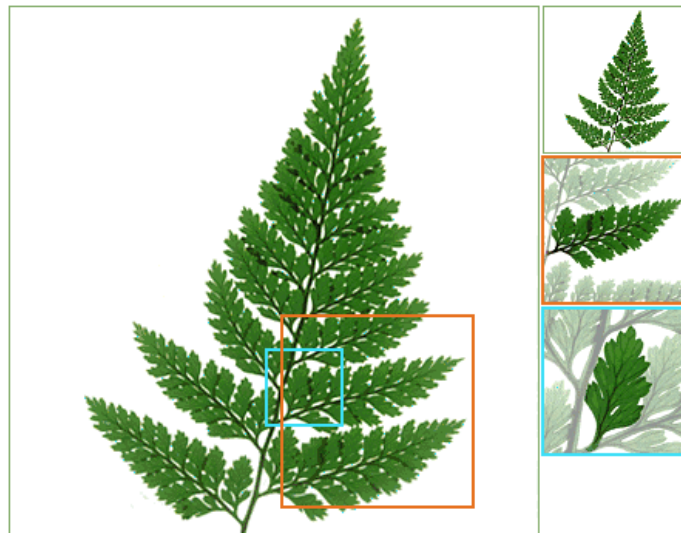
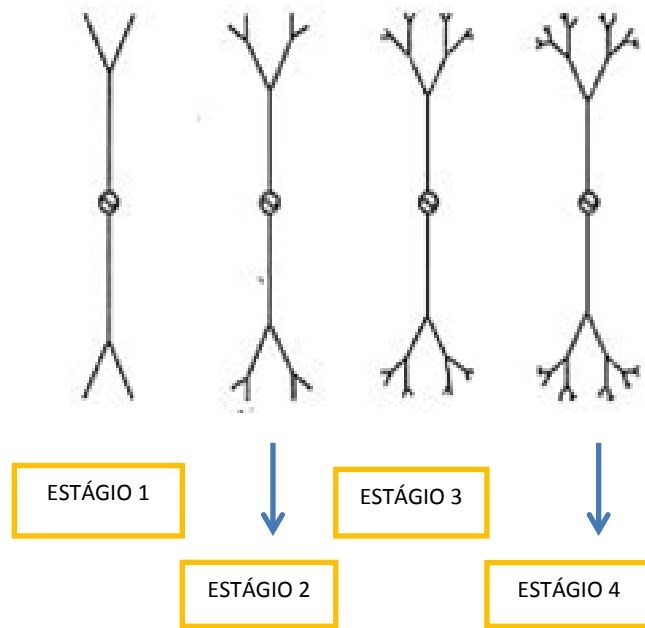
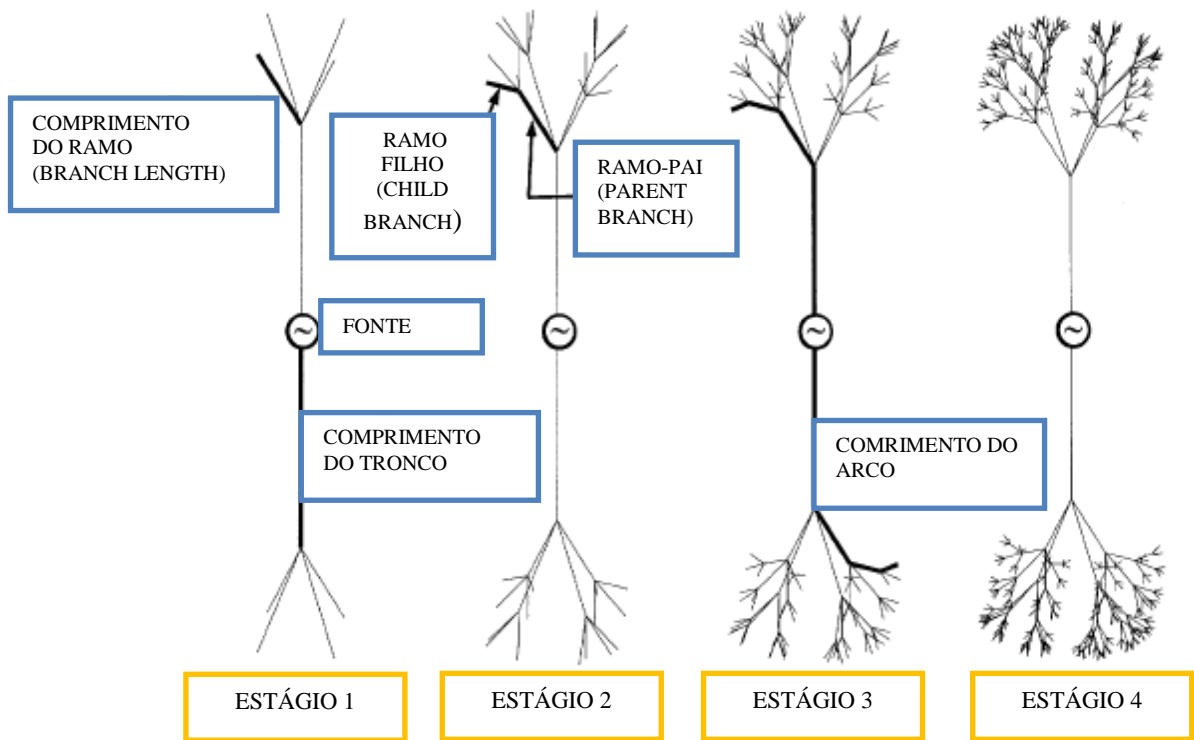


Figura 2.5 Fractais usados para representar plantas na natureza

Como exemplo, as antenas fractais do tipo-árvore apresentam um comportamento multibanda conforme apresentado na Figura 2.6. Para essas formas fractais do tipo-árvore, os ramos servem como chaves para reconfigurações. De forma semelhante, mas com mais aleatoriedade, antenas fractais 3D foram consideradas por Rmili et al. [41] apresentam desempenho de multiplas bandas de 1 GHz a 20 GHz.



(a) Antena monopolo fractal tipo árvore 2D



(b) Antena monopolo fractal tipo árvore 3D

Figura 2.6 Antena monopolo fractal tipo árvore [41]

Best [42] considerou uma antena esférica helicoidal com o objetivo de atingir o limite de Q ideal. A antena é constituída de quatro ramos de uma espiral esférica

com o objetivo de utilizar da forma mais eficiente o volume esférico de Chu. Na Figura 2.7 está representada essa antena helicoidal esférica e na tabela 2.2 os seus parâmetros de acordo com o número de voltas.

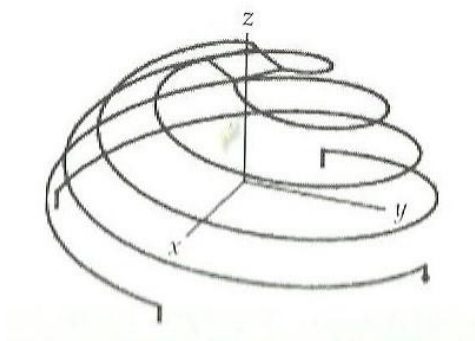


Figura 2.7 Antena helicoidal esférica [42]

Tabela 2.2 Valores da antena helicoidal esférica de Best

Nº. DE ESPIRAS	COMPRIMENTO DO RAMO (cm)	S1,1 (MHz)	R_A	EFICIÊNCIA	Q
0.5	17	515.8	87.6	99.6	5.6
1	30.9	300.3	43.1	98.6	32
1.5	45.07	210	23.6	97.6	88

Como mostrado na tabela 2.2, um $Q = 32$ foi conseguido com uma resistência de entrada de 43Ω . A altura da antena, sem considerar o plano-terra foi de apenas $0,0578$ ($kr = 0,36$), isto é, $1,5$ vezes o limite Chu. A tabela mostra que quanto menor o número de voltas, maior o Q . No entanto, a resistência de entrada também se altera. O exemplo com apenas uma volta torna-se atraente, uma vez que sua resistência de entrada é de $43,1\Omega$ (cerca de 50Ω).

Uma estrutura volumétrica, representada na Figura 2.8, foi recentemente considerada por Mehdipour et al. [43]. Esta antena é composta de quatro ramos, dispostos em geometria perpendicular. Foi demonstrado que uma ressonância a $372,45$ MHz com $k.r = 0,62$ e $Q = 12,14$, isto é, $2,09$ vezes maior do que o limite

Wheeler-Chu ($Q_{chu} = 5,81$). A sua resistência de entrada é de aproximadamente 50Ω e eficiência de 98,5%, que é comparável a da hélice esférica da Figura. 2.7.

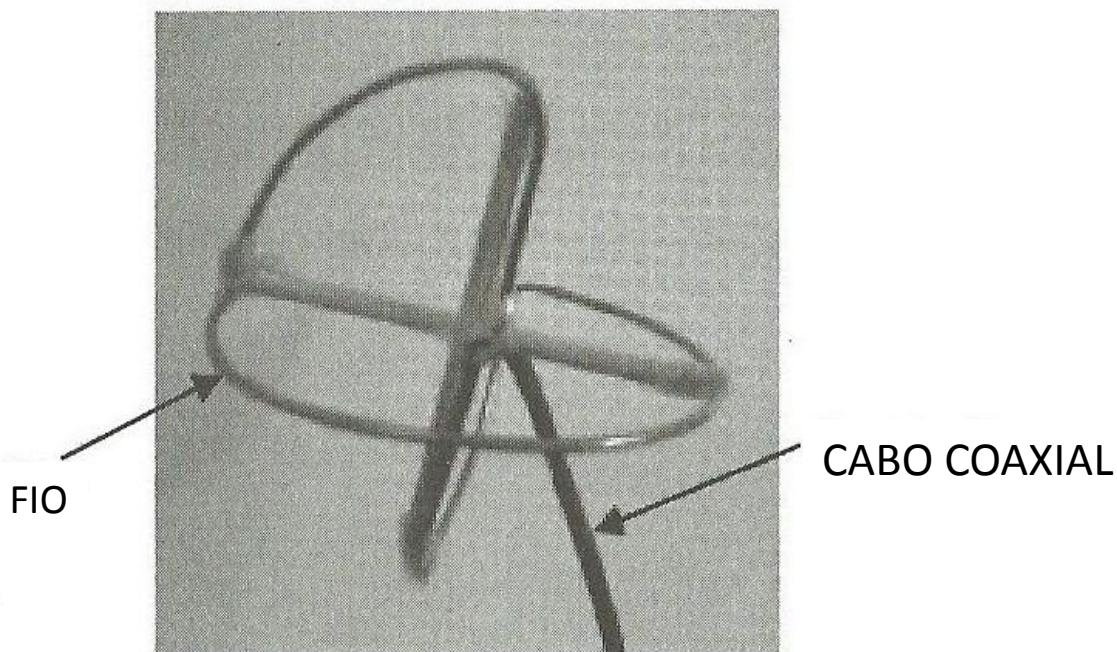
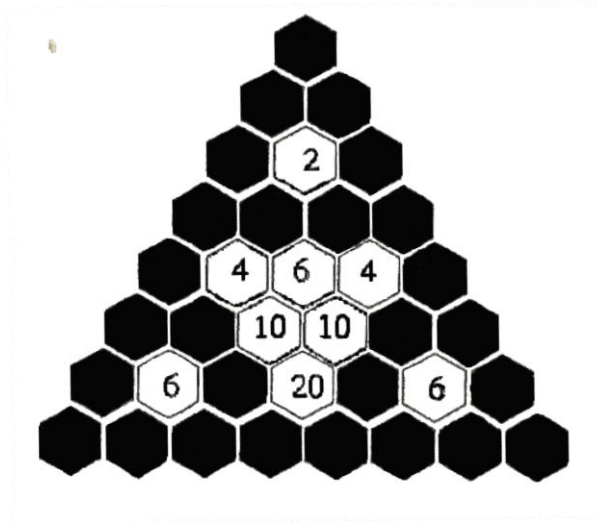


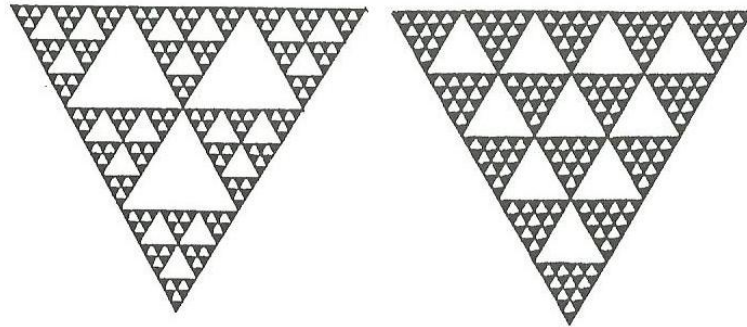
Figura 2.8 Antena filamentar esférica [43]

Outro tipo clássico de fractal é a gaxeta de Sierpinski [24], [25]. Considerando uma malha de nós triangulares equiláteros, como mostrado na Figura 2.9, cada linha é identificada por ($n=1, 2, \dots$), começando do topo para a base, e cada linha contém n nós. Um número é designado a cada nó para efeito de identificação.

Se todos os nós cujos números sejam divisíveis por um número primo p ($p= 2, 3, 5, \dots$) forem retirados o resultado é um fractal auto-similar conhecido como Gaxeta de Sierpinski de modo p . Gaxetas de Sierpinski podem ser usadas como elementos em dipolos cujas geometrias tem periferias semelhantes à seção reta de dipolos bicônicos. As gaxetas de Sierpinski exibem características favoráveis de radiação em termos de ressonância, impedância, diretividade e diagrama.



(a) Triângulo de Pascal e Gaxeta de Sierpinski modo-2



(b) Modo-3

(c) Modo-5

Figura 2.9 Triângulo de Pascal e Gaxetas de Sierpinski (Modo-2, 3, 5) [24]

No caso de um dipolo filamental ideal, a primeira ressonância ocorre quando seu comprimento total é $\lambda/2$, o que faz com que para algumas frequências, o dipolo fique fisicamente grande. O comprimento de onda pode ser minimizado usando-se dipolos fractais, como o dipolo de Koch e geometrias semelhantes. Várias formas fractais (curva de Koch, a curva de Hilbert e Peano) têm sido consideradas na literatura [44]-[48].

2.2.2 Curva de Koch

De acordo com a Figura 2.10, observa-se que a sua construção geométrica segue alguns níveis, apresentados abaixo:

- 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 comprimento igual;
- Nível 2: repete-se o nível 1 para cada um dos segmentos obtidos;
- Nível n: repete-se o processo n-1 até o infinito.

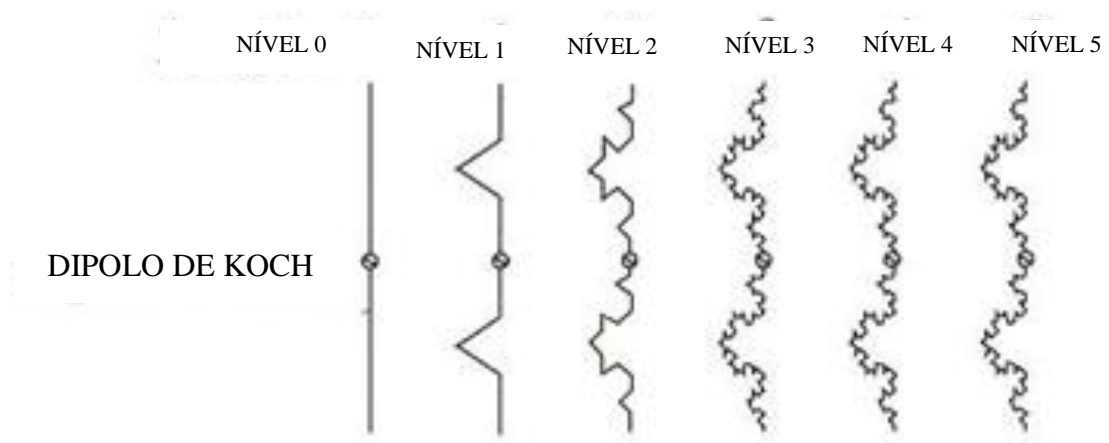


Figura 2.10 Dipolo de Koch [44]

Conforme representado na Figura 2.10, Baliarda et al. [44] mediu seis monopulos Koch até 5 iterações. O monopolo de quinta iteração tem uma altura total $h = 6$ cm, mas seu comprimento total é de 25.3 cm.

Na Figura 2.11, é mostrada a frequência de ressonância para as primeiras cinco iterações de cada dipolo fractal das Figuras 2.6 (a), (b), e Figura 2.10. As geometrias correspondentes às iterações superiores exibem frequências de ressonância mais baixas como se o comprimento total do dipolo fosse maior que o da antena original. As curvas de frequência de ressonância, que correspondem a uma diminuição do comprimento do dipolo, foram calculadas quando a reatância era

nula e a impedância de entrada era de aproximadamente 50Ω em frequências iguais. Deve ser ressaltado que a maior queda da frequência de ressonância se dá para o dipolo fractal tridimensional, correspondendo uma redução de cerca de 40%, após cinco iterações, sendo que, neste caso, pouca alteração nas características do dipolo e um pequeno aumento na complexidade ocorrem com iterações adicionais.

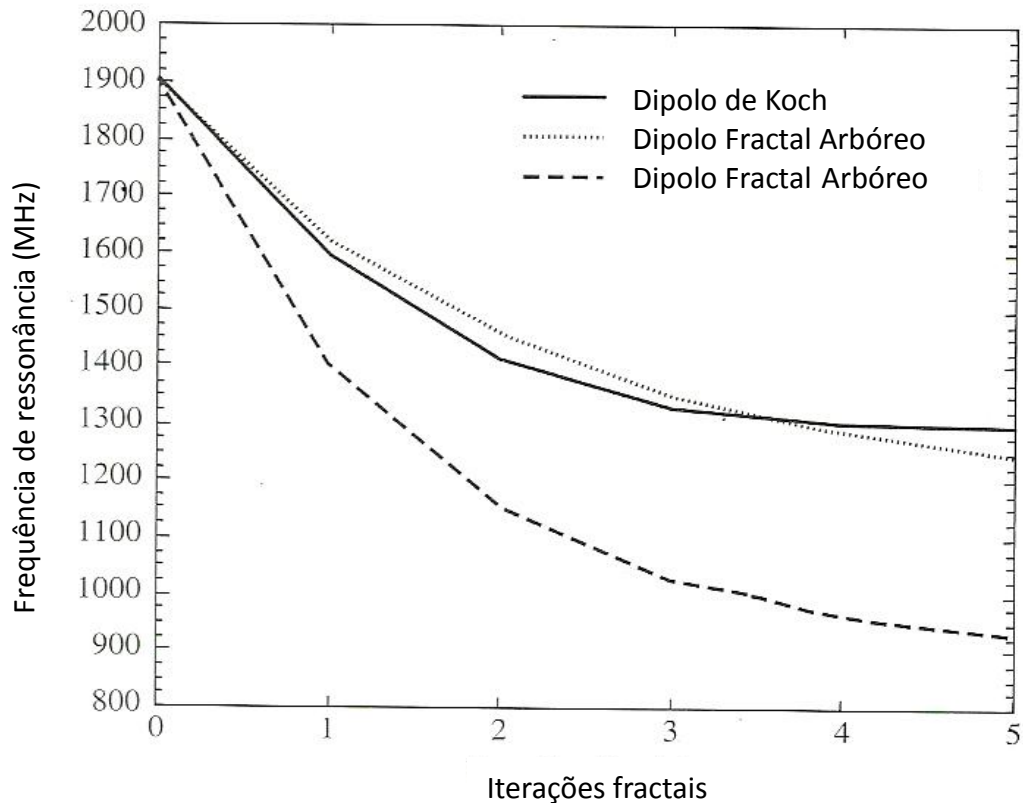


Figura 2.11 Frequência de ressonância para as cinco primeiras iterações para dipolos fractais de Koch, dipolo-árvore e dipolo-árvore tridimensional [44].

2.2.3 Ilha de Minkowski

De acordo com a Figura 2.12, observa-se que a geometria de partida do fractal, chamada de iniciador, deve ser um quadrado. Cada um dos quatro segmentos retos da estrutura de partida é substituído com o gerador, que é mostrado na parte inferior da figura. Este procedimento iterativo pode levar a geração contínua de um número infinito de vezes.

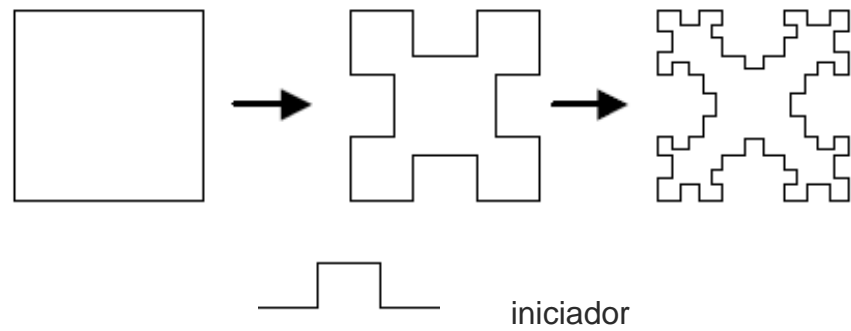
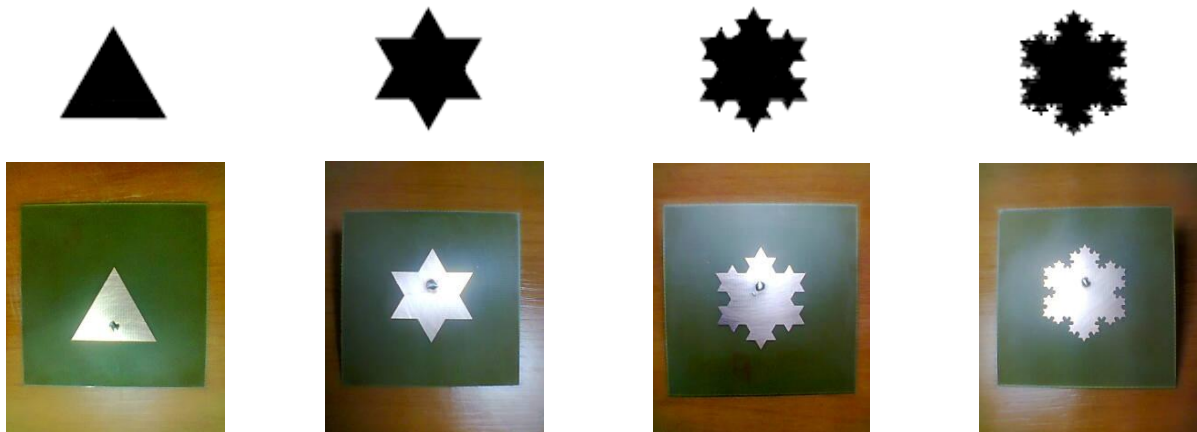


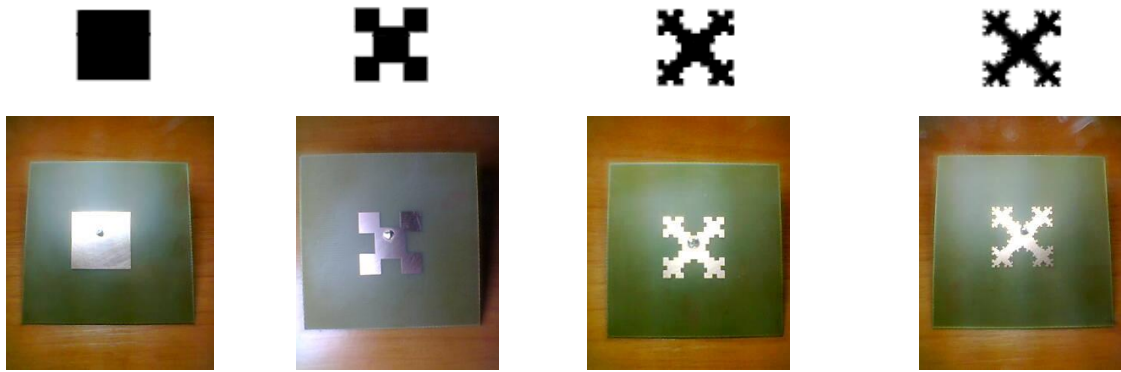
Figura 2.12 Ilha de Minkowski

A seguir, as Figuras 2.13 (a) e (b) ilustram as antenas fractais Quadrada de Minkowski (a) e Triangular de Koch impressas (b) até a terceira iteração. O processo de geração da geometria destes fractais começa com uma geometria básica, referida como iniciador, que na Figura 2.13 (a) é um quadrado e na Figura 2.13 (b) é um triângulo equilátero. Essas foram as geometrias escolhidas para a análise deste trabalho.



(a) triângulo de Koch

Figura 2.13 Antenas fractais (a) triangular de Koch e (b) quadrada de Minkowski até a terceira iteração



(b) quadrado de Minkowski

Figura 2.13 Antenas fractais (a) triangular de Koch e (b) quadrada de Minkowski até a terceira iteração

Estas geometrias apesar de simples ilustram perfeitamente a miniaturização de antenas impressas empregando fractais. Antenas mais complexas podem ser avaliadas, seguindo-se a metodologia empregada neste trabalho.

A figura 2.14 ilustra as geometrias fractais utilizadas neste trabalho para as antenas de primeira iteração. Para as demais iterações o processo deverá ser repetido.

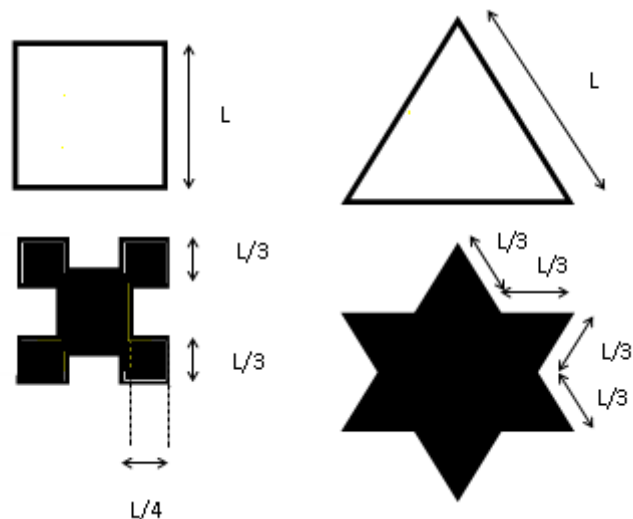


Figura 2.14 Geometrias fractais empregadas na pesquisa

3 APLICAÇÃO DO FR-4 COMO SUBSTRATO EM ANTENAS DE MICROLINHA

O substrato FR-4 é um dos dielétricos mais amplamente utilizados na fabricação de circuitos impressos. Ele é utilizado inclusive em placas de múltiplas camadas. Este material é de baixo custo e é composto de fibra de vidro imersa em resina de epóxi. Para os modernos circuitos digitais, ele é empregado num espectro de sinal largo e ao longo de toda a região de microondas (da ordem de vários GHz). Apesar deste material apresentar perdas substanciais, a sua tangente de perdas é praticamente constante ao longo de uma banda larga de frequência. Neste capítulo serão apresentados alguns resultados de medições da permissividade complexa deste material disponíveis na literatura técnica para frequências na região de microondas.

Para uma modelagem bem sucedida, é importante saber, as variações em frequência dos parâmetros dielétricos. Este trabalho não fornece uma caracterização completa das propriedades do material. Assim, não foram consideradas a influência da fibra de vidro, temperatura, umidade, pressão, além de desconsiderar propriedades anisotrópicas do FR-4.

A permissividade relativa complexa de um dielétrico no domínio da frequência (ϵ_r) pode ser separada nas partes real (ϵ') e imaginária (ϵ'') como se segue:

$$\epsilon_r = \epsilon' - j\epsilon'' = \epsilon'(1 - j\tan\delta) \quad (1)$$

Os fabricantes costumam informar a permissividade complexa para baixas frequências (como 50 Hz ou 60 Hz ou 1 MHz, por exemplo). Os valores para a parte real encontram-se normalmente entre $\epsilon'=4,2$ e $5,5$. Este material tem perdas significativas e a tangente de perda ($\tan\delta$) é da ordem de $0,02$. Isto corresponde a uma parte imaginária para a permissividade complexa da ordem de $\epsilon''=0,1$.

3.1 Técnicas de medição da permissividade dielétrica

Uma variedade de técnicas têm sido propostas para a medição da permissividade dielétrica complexa de substratos [49] e [50].

O foco deste capítulo é em substratos FR-4 e similares, cuja espessura é de 0,2-3 mm, permissividade relativa em torno de 4 e tangente de perda de cerca da ordem de 0,02. Em seguida são citados alguns dos métodos para medição da permissividade relativa, sem tentar fazer uma lista exaustiva.

- Um substrato com metalização em ambas as faces pode ser considerado como um capacitor de duas placas paralelas e sua admitância pode ser medida usando-se pontes de impedância, medidores de impedância, ou outros dispositivos [51]. Assim, a capacitância complexa e a permissividade complexa podem ser calculadas. Este método não destrutivo é usado numa gama de frequências entre 10 Hz e 100 MHz.
- O substrato com metalização nas duas faces e outra adicionada em forma de aro numa cavidade ressonante [52]. Um analisador de rede pode ser acoplado à cavidade em duas regiões. As frequências de ressonância e o fator de qualidade desse ressoador podem ser medidos e, assim, a permissividade complexa pode ser calculada. Esta técnica é praticamente não destrutiva e pode ser usada para frequências da ordem de 0,1 GHz a 10 GHz, dependendo do tamanho da placa e da permissividade.
- Pode-se também construir um ressoador impresso num substrato como por exemplo uma linha de microfita de meio comprimento de onda ou um anel ressoador com uma linha de transmissão acoplada a ele [53]. A permissividade complexa pode ser extraída a partir dos dados medidos para os parâmetros de espalhamento da linha de transmissão, i.e., a partir da função de transferência. Esta técnica pode ser utilizada para frequências da ordem de 0,1 GHz a 10 GHz. Um modelo numérico, para a linha de transmissão de microfita confiável é necessário, além de se ter que considerar o efeito de extremidade aberta para o ressoador de meio comprimento de onda.
- Uma amostra dielétrica (sem metalização) pode ser inserida em uma linha coaxial

de ar ou um guia de onda [54]-[59] e a partir da medida dos parâmetros de espalhamento, a permissividade complexa pode ser determinada analiticamente ou iterativamente. Existem várias abordagens, com base na medição da transmissão, reflexão, ou ambos. A reflexão pode ser medida por um curto-circuito ou por guias de onda. Estas técnicas são adequadas para a faixa de frequências da ordem de 0,1 GHz a 30 GHz. Nos métodos que envolvem uma metalização sobre o substrato, normalmente é um problema distinguir entre as perdas nos condutores e as do substrato. O problema é principalmente devido à rugosidade da superfície dos condutores, uma vez que aumenta substancialmente as suas perdas de condutores. No caso de FR-4, as perdas dielétricas são dominantes geralmente em frequências de microondas, de modo que uma caracterização precisa das perdas de condutores não é crucial.

3.2 Cálculo dos parâmetros dielétricos

Existem vários mecanismos de polarização de dielétricos [61], quando são submetidos a um campo elétrico. Dependendo do tipo de partículas carregadas que são envolvidas, há a polarização elétrica, a polarização dipolo, a polarização de íon e a polarização macrodipolo. A polarização pode ainda ser classificada como elástica (por exemplo, a polarização elétrica), de relaxamento (onde o movimento térmico das partículas tem um papel importante) e a polarização espaço-carga (para dielétricos não homogêneos). Outra classificação distingue a polarização intrínseca, a polarização devido a impurezas e a polarização dos dielétricos não homogêneos. Cada mecanismo de polarização tem associado a ele perdas dielétricas descritas por ε'' e variações da parte real da permissividade relativa ε' . Nos modelos mais simples normalmente encontrados na literatura, para cada mecanismo, as variações de ε' e ε'' encontram-se localizadas em uma faixa de frequência relativamente estreita. Por exemplo, a permissividade complexa relativa associada à polarização de relaxamento é descrita matematicamente como:

$$\varepsilon_r(\omega) = \varepsilon'_{\infty} + \frac{\Delta\varepsilon'}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} \quad (2)$$

A Figura 3.1 [60] mostra a permissividade relativa do FR-4 numa faixa de frequência entre 10 kHz a 12 GHz, como uma compilação dos resultados obtidos para placas paralelas e os método linha de transmissão. O erro absoluto estimado para toda a banda de frequências é de 0,2 para ϵ' e 0,02 para ϵ'' . A parte real ϵ' decai com o aumento da frequência. Em particular, entre as faixas de 10 kHz e 10 GHz, o declínio do decaimento é quase uniforme de ordem de 0,14. A parte imaginária (ϵ'') e a tangente de perda têm variações relativamente pequenas para essa banda de frequência. Para frequências muito baixas, a parte imaginária aumenta devido à condutividade finita do material, o que confirma os resultados obtidos para placas paralelas.

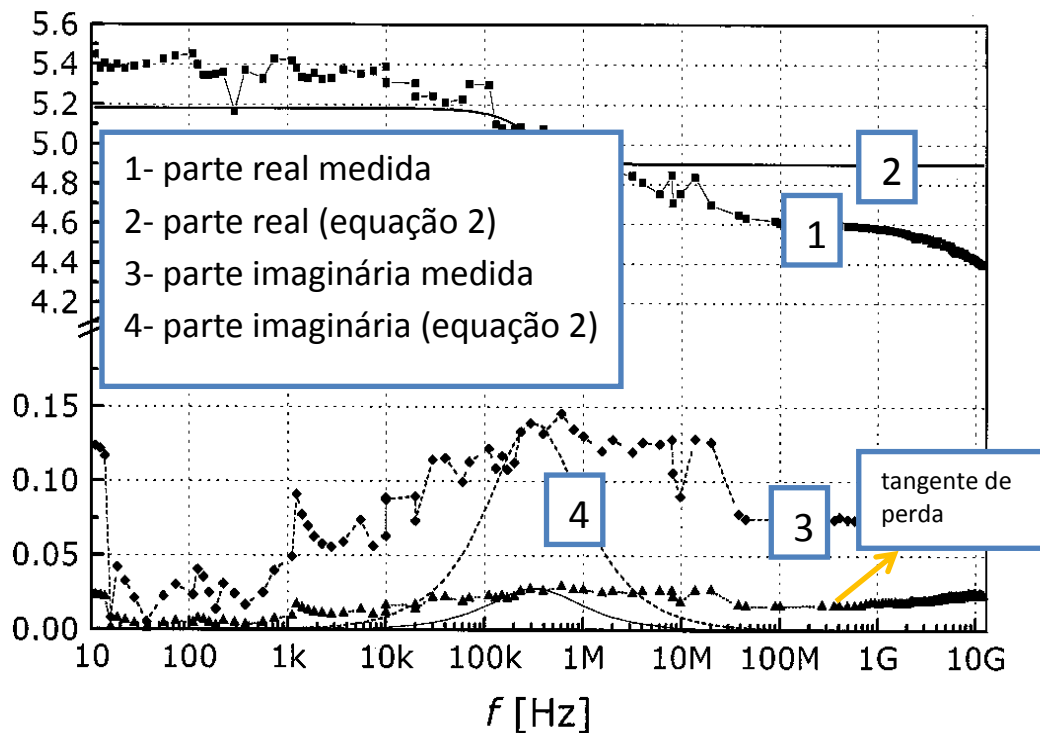


Figura 3.1 Partes real (ϵ') e imaginária (ϵ'') da permissividade complexa e tangente de perdas do FR-4.

O capítulo 3 foi empregado como estudo inicial sobre a permissividade do substrato FR-4. Neste capítulo, foi mostrado como essa permissividade varia com a frequência, por uma série de fatores. No capítulo 4, será apresentada a determinação da permissividade da placa adquirida para aplicação no presente trabalho.

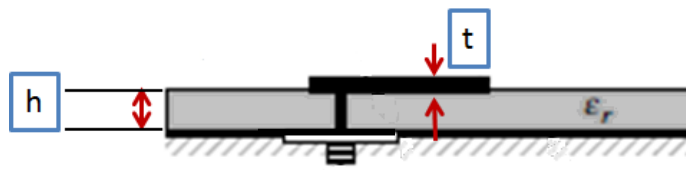
4 PROJETO DAS ANTENAS MEDIDAS E SIMULADAS

4.1 Considerações sobre antenas impressas

A idéia de se usar elementos radiantes impressos em frequências de microondas surgiu no começo dos anos 50. Em 1953, Deschamps [62] apresentou a primeira pesquisa na área. Poucos anos depois, Gutton e Baissinot [63] patentearam a primeira antena impressa. Após estes trabalhos, por mais de uma década, nenhum outro, relativo a este tipo de antena, foi publicado. Foi só a partir do início dos anos 70, que novamente apareceram publicações nessa linha de pesquisa [64]. Nesta época, a comunidade científica passou a se interessar por antenas voltadas a aplicações espaciais e militares que fossem leves, pequenas, de baixo custo e conformes, isto é, dada a sua configuração planar, pudessem adaptar-se facilmente a diferentes superfícies para montagem. Essas foram as principais razões do crescente número de trabalhos sobre o tema de antenas impressas.

4.1.1 Definição de antena impressa

Uma antena impressa, na descrição mais simples, constitui-se de um elemento metálico plano, de espessura fina t ($t \ll \lambda_o$, onde λ_o = comprimento de onda no espaço livre), separado de um plano-terra por um substrato dielétrico de espessura h ($h \ll \lambda_o$) e com permissividade elétrica ϵ_r [65], conforme mostrado na Figura 4.1 (a). Em geral, o elemento metálico pode ter qualquer forma e ser construído, por exemplo, em cobre ou outro material bom condutor. Geralmente, com o objetivo de simplificar a análise das características da antena, geometrias simples como retângulos, círculos e quadrados são as mais usadas. Os dielétricos comercialmente disponíveis para a fabricação de antenas impressas têm em geral permissividades relativas ϵ_r com valores entre 2,2 e 12.



(a) Antena impressa [3]



(b) Protótipo da antena

Figura 4.1 (a) antena impressa (b) protótipo da antena

4.1.2 Vantagens e desvantagens das antenas impressas

Antenas impressas possuem certas vantagens sobre antenas tridimensionais como o dipolo ou a antena Yagi. Dentre essas vantagens, pode-se destacar [65]:

- Volume reduzido e estruturas mais leves;
- Facilidade de adaptar-se a diferentes superfícies para a montagem, se o substrato for flexível;
- Possibilidade de fabricação por processo padrão de fotolitografia;
- Baixos custos de fabricação, como resultado de produção em série;

- Não perturbam a aerodinâmica em aplicações em veículos aeroespaciais;
- Possibilidade de projetos com frequências múltiplas, dado que as dimensões do elemento são facilmente modificáveis para a obtenção de uma segunda frequência de operação;
- Possibilidade de integração conjunta com elementos de circuito, em função das características planares do elemento radiador e do uso de um substrato comum;
- Implementação de linhas de alimentação e redes de acoplamento simultaneamente na estrutura.

Embora as antenas impressas apresentem vantagens, assim como qualquer tecnologia, elas também possuem desvantagens quando comparadas a antenas convencionais tridimensionais. As principais desvantagens a serem apontadas são:

- Largura de banda geralmente estreita;
- Perdas no condutor e no dielétrico;
- Baixa isolação entre o elemento radiante e a alimentação;
- Possibilidade de excitação de ondas de superfície, diminuindo a eficiência;
- Baixa capacidade de potência;
- Radiações indesejadas produzidas pelo alimentador, quando a alimentação encontra-se no mesmo plano que o elemento radiante;

Existem muitas aplicações onde antenas impressas são utilizáveis. Algumas delas são:

- Comunicações via satélite;
- Radares Doppler e outros tipos de radares;
- Sensoriamento remoto;
- Comunicação sem fio;
- Telemetria de mísseis;
- Comando e controle;
- Radiadores biomédicos;

Do ponto de vista de circuitos, uma antena é simplesmente um dispositivo de uma porta, que no modo de transmissão, recebe uma onda guiada por uma linha de transmissão e a transforma em uma onda radiada no espaço [66]. Na recepção ocorre o fenômeno inverso. Algumas características das antenas são largura de banda (BW), relação de onda estacionária (VSWR), ganho (G), diagrama de radiação, nível de lóbulos principais e secundários dentre outras. Nos próximos itens será apresentada uma breve explicação de alguns dos principais parâmetros das antenas.

4.1.3 Técnicas de excitação

O tipo de excitação influencia a impedância de entrada e as características de radiação da antena. Existem diferentes métodos de excitar uma antena impressa, dentre os quais os mais usados são:

- alimentação por microlinha;
- alimentação por linha coaxial;
- acoplamento por proximidade;
- acoplamento por abertura;

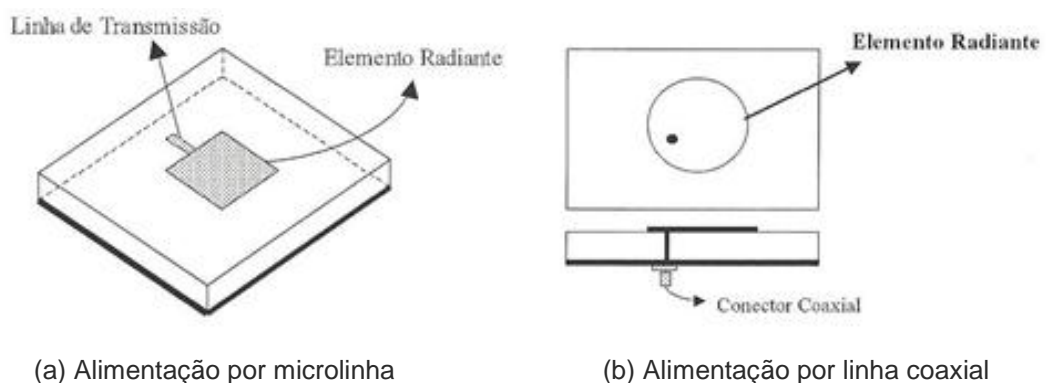


Figura 4.2 Métodos de alimentação para antenas impressas [74]

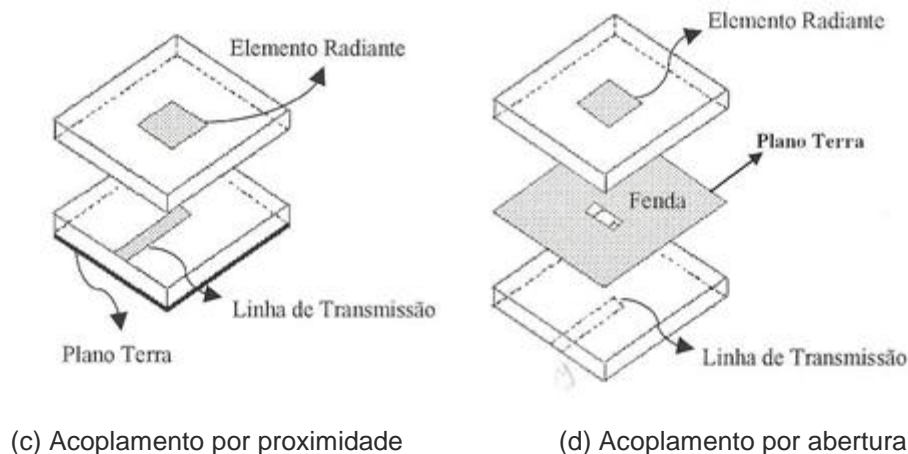


Figura 4.2 Métodos de alimentação para antenas impressas [74]

Os dois primeiros métodos são os mais utilizados devido à simplicidade de implementação e à facilidade para casar a impedância de entrada da antena. No entanto, eles apresentam diversas desvantagens.

O método mostrado na Figura 4.2 (a) utiliza uma microlinha no mesmo plano que o elemento radiante. A desvantagem deste método reside no fato que, a medida em que o substrato é mais espesso, a presença de ondas de superfície aumenta. Com isso, a radiação de espúrios aumenta e a eficiência da antena diminui.

A alimentação da antena através de linha coaxial, mostrada na Figura 4.2 (b), tem o condutor central da linha soldado ao elemento radiante e não gera tantos espúrios quanto o método anterior. Entretanto as larguras de banda obtidas são estreitas. Além disso, este método não é prático quando se têm redes de antenas, devido à dificuldade de conexão entre os elementos. De outro lado, esta técnica facilita o casamento de impedâncias dado que a impedância da antena varia de acordo com a localização do ponto de alimentação. Isto sugere que posicionando-se o ponto de alimentação adequadamente na superfície do elemento radiado, pode-se encontrar o melhor casamento de impedâncias.

Os dois métodos descritos até agora possuem uma assimetria inerente que gera modos de ordem superior, causando polarização cruzada [3], [67]. Outros métodos de excitação reduzem esse efeito, como o de acoplamento por proximidade e o acoplamento por abertura, mostrados na Figura 4.2 (c) e (d).

O primeiro usa dois substratos diferentes; o substrato superior contém o elemento radiante e o substrato inferior a microlinha que atua como elemento

alimentador. Desta forma, os substratos podem ser escolhidos separadamente para melhorar o desempenho da antena. O substrato superior pode ser grosso e com permissividade baixa para aumentar a largura de banda. O substrato inferior pode ser fino e com permissividade alta para evitar radiações indesejadas do alimentador. A desvantagem deste método é a dificuldade de alinhamento dos substratos, para se obter o acoplamento adequado.

O acoplamento por abertura utiliza também dois substratos, só que, diferentemente do acoplamento por proximidade, os substratos são separados por um plano-terra que contém uma pequena fenda para realizar o acoplamento entre a microlinha de alimentação, implementada no substrato inferior, e o elemento radiante do substrato superior.

Neste trabalho, para as antenas projetadas, o método de alimentação por linha coaxial foi adotado, devido à facilidade com que o ponto de alimentação pode ser posicionado, para um bom casamento de impedância.

A Tabela 4.1 apresenta, em resumo, as vantagens e desvantagens dos diferentes métodos de alimentação de antenas de impressão.

Tabela 4.1 Vantagens e desvantagens dos diferentes tipos de alimentação

MÉTODO DE ALIMENTAÇÃO	VANTAGEM	DESVANTAGEM
ALIMENTAÇÃO POR MICROLINHA	<ul style="list-style-type: none"> - facilidade de construção; - fácil implementação em redes de antenas; - fácil acoplamento; 	<ul style="list-style-type: none"> - aumento de ondas de superfície quando o substrato é espesso com aumento de radiação de espúrios; - geração de modos superiores de propagação; - largura de banda (BW) estreita (9% a 12%);
ALIMENTAÇÃO POR LINHA COAXIAL	<ul style="list-style-type: none"> - casamento de impedância fácil, selecionando-se a posição do ponto de alimentação; - fácil construção; - baixa radiação de espúrios; 	<ul style="list-style-type: none"> - difícil construção para grandes redes de antenas; - largura de banda estreita (2% a 5%); - polarização cruzada;

<p>ACOPLAMENTO POR PROXIMIDADE</p>	<p>- dos métodos explicados até o momento, este é o que oferece a maior largura de banda (até 13%);</p>	<p>- difícil alinhamento entre o elemento radiante e a linha de transmissão; - radiação de espúrios pela linha de alimentação;</p>
<p>ACOPLAMENTO POR ABERTURA</p>	<p>- minimiza interferências entre o elemento radiante e o elemento alimentador; - maior largura de banda;</p>	<p>- difícil construção; - exige alinhamento;</p>

4.1.4- Seleção do substrato

Uma das primeiras considerações ao se realizar um projeto de antenas impressas é a escolha de um substrato adequado, pois as propriedades do material afetam o desempenho geral da antena. As características elétricas do substrato a serem analisadas são a constante dielétrica e a tangente de perdas do substrato.

As características de impedância e o comprimento de onda guiada dependem da constante dielétrica e da espessura do substrato. Uma alta constante dielétrica resulta em elementos de menor tamanho, o que geralmente reduz a largura de banda e a eficiência [68]. Além disso, devido ao fato de os elementos serem de menor tamanho, as tolerâncias de fabricação tornam-se mais rigorosas.

Por outro lado, substratos com altas tangentes de perdas diminuem a eficiência da antena e aumentam as perdas na alimentação. Dessa forma, é recomendado usar substratos com a menor constante dielétrica possível sem deixar de satisfazer os requisitos de área disponível para a antena [3], no projeto.

Adicionalmente, para se aumentar a largura de banda, é aconselhável o uso de substratos espessos, mas deve-se tomar cuidado com substratos muito espessos para que ondas de superfície não degradem as características de radiação.

Como limite para a espessura do material, é recomendado que dada a máxima frequência de operação f_{max} , a espessura h do substrato satisfaça a seguinte condição [69]:

$$h \leq \frac{0,3c}{2\pi f_{max}\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3)$$

onde, c é a velocidade da luz, e ϵ_r é a constante dielétrica relativa do material.

Outro parâmetro importante que deve ser considerado é a variação da constante dielétrica do substrato com a frequência. Variações de ϵ_r podem modificar a frequência de operação. Dessa forma, deve-se garantir que dentro da banda de operação, o valor da constante dielétrica seja mantido, para se evitar degradação de desempenho da antena. Além dos parâmetros já mencionados, fatores tais como coeficiente de expansão térmica, faixa de temperatura de operação e flexibilidade mecânica, dentre outros, deverão ser analisados de acordo com as necessidades específicas do projeto.

Finalmente, muitas vezes o fator mais importante, é o compromisso entre custo e desempenho. Geralmente, circuitos impressos de RF e microondas de alto desempenho utilizam materiais como alumina ou teflon (PTFE-PolyTetraFluoroEthylene). Entretanto apesar das excelentes características desses materiais, seus custos são elevados e limitam seu uso em várias aplicações comerciais. O substrato de epóxi em fibra de vidro, conhecido como FR-4, é um material muito comum e barato. No entanto, ele apresenta altas perdas dielétricas e uma constante dielétrica relativa variável com a frequência. O FR-4 é normalmente usado para circuitos de baixa frequência, o que não exige processos de fabricação excessivamente rigorosos e dispendiosos. Para aplicações de RF ou em frequências baixas de microondas ou mesmo em sistemas cujas especificações não sejam tão exigentes, o FR-4 pode ser uma excelente opção, e que permite a integração da antena com outros circuitos.

Atualmente, os fabricantes de materiais dielétricos têm introduzido outros materiais com boas características de RF e menor custo que os materiais tradicionais. A Tabela 4.2 apresenta as características de alguns dos materiais disponíveis atualmente e que podem ser utilizados na fabricação de antenas impressas.

Tabela 4.2 Propriedades elétricas de alguns materiais

NOME DO MATERIAL	CONSTANTE DIELÉTRICA	TANGENTE DE PERDAS	FABRICANTES
RT-DUROID 5870/5880	2,33+/- 0,02 2,20+/- 0,02	0,0012/0,0009	Rogers Corporation [70]
TLC-32	3,2	0,003	Taconic [71]
N7000-1 (Polyamide)	3,8	0,016	Park Electrochemical [72]
FR-4	4,4*	0,018	
BT/CCL-HL870	3,4*	0,003	MGC[73]
NY9000 (PTFE reforçado com fibra de vidro)	2,08-2,33	0,0006-0,0011	Park Electrochemical [72]

*Para frequência de 1 GHz

De acordo com requisitos de projeto, a informação contida na Tabela 4.2 pode servir de ponto de partida na seleção de um substrato adequado para um bom desempenho.

4.1.5- Largura de Banda

A largura de banda é a faixa de frequências na qual as características da antena atendem a especificações pré-estabelecidas. Em outras palavras, é a faixa de frequências na qual a antena opera satisfatoriamente. A largura de banda é uma função do fator de qualidade (Q) e do grau de descasamento tolerado. De qualquer forma, a largura de banda é um critério que o projetista estabelece de acordo com os requisitos e tolerâncias de seu projeto específico.

Um critério bastante usado para se definir a largura de banda é dado pela tolerância na variação da impedância de entrada. Essa tolerância pode ser

representada através do coeficiente de reflexão ou do coeficiente de onda. A largura de banda é muitas vezes definida como a faixa de frequências na qual o coeficiente de onda estacionária é menor que 2.

Dado que a antena é um dispositivo de uma única porta, ela pode ser descrita por um único parâmetro de espalhamento, S_{11} , o qual representa o coeficiente de reflexão nessa porta, e quantifica o casamento de impedâncias entre a fonte e a antena. O coeficiente de reflexão é definido como:

$$\Gamma(\omega) = \frac{Z_0 - Z_{in}(\omega)}{Z_0 + Z_{in}(\omega)} \quad (4)$$

onde Z_0 é a impedância característica da linha de transmissão e Z_{in} é a impedância de entrada da antena. Esta relação calculada numa determinada faixa de frequências é função da impedância da fonte e da impedância de entrada da antena [70]. Na prática é muito comum usar perda de retorno para expressar o simétrico do módulo do coeficiente de reflexão em dB. Assim, uma perda de retorno de 20 dB significa um coeficiente de reflexão de -20 dB, por exemplo.

O coeficiente de reflexão pode ser convertido no coeficiente de onda estacionária (VSWR), pela seguinte expressão:

$$\text{VSWR} = \frac{1 + |\Gamma(\omega)|}{1 - |\Gamma(\omega)|} \quad (5)$$

O casamento é perfeito quando $\text{VSWR}=1$. No caso de antenas, um $\text{VSWR}=2$ é considerado aceitável. Isto significa que aproximadamente 90% da energia da onda é absorvida efetivamente pela antena. Neste caso, diz-se que há uma largura de banda para $\text{VSWR}=2$. Da expressão (5) isto corresponde a um coeficiente de reflexão no módulo de 1/3 ou aproximadamente -10 dB. A Figura 4.3 mostra como é definida a largura de banda a partir da curva do coeficiente de reflexão em função de frequência.

Neste exemplo, simulou-se uma antena impressa de elemento radiante quadrado de 2,4 GHz com substrato FR-4. Para o coeficiente de reflexão de -10 dB a largura de banda obtida é de 27,7 MHz.

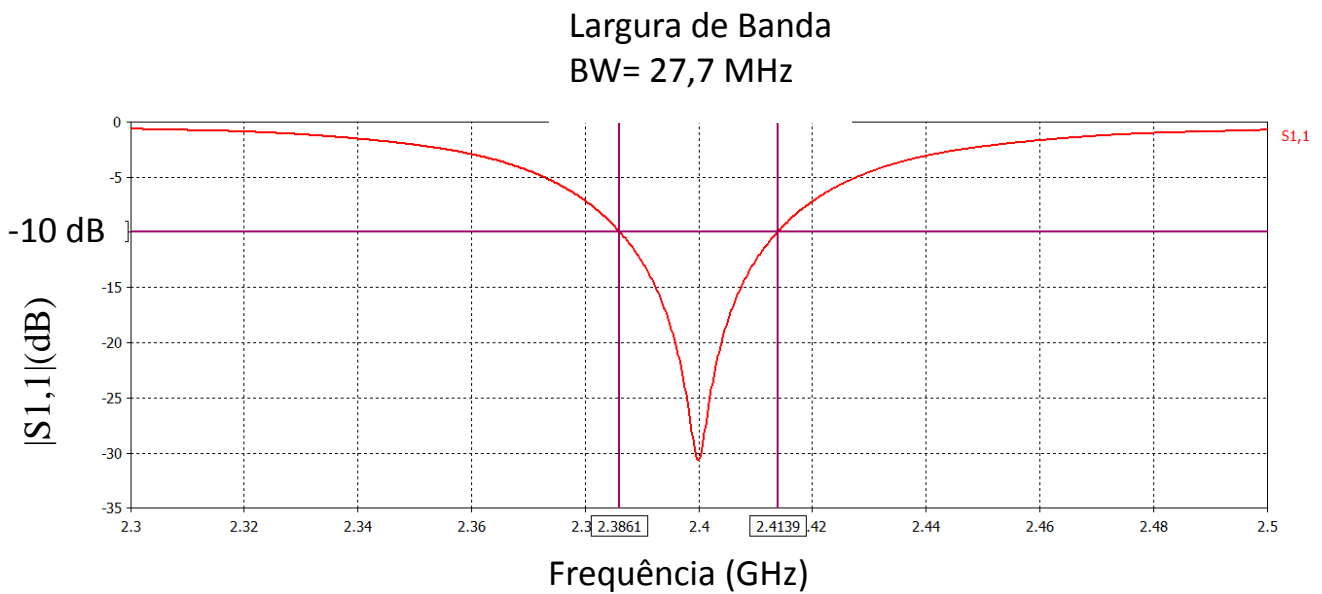


Figura 4.3 Medição da largura de banda de uma antena operando em 2.4 GHz

Em alguns caso admite-se $VSWR=3$, o que corresponde a um coeficiente de reflexão de aproximadamente -7 dB.

4.2 Estruturas analisadas

4.2.1- Antenas impressas convencionais

Visando miniaturização, neste trabalho, foram estudadas diversas formas fractais partindo-se de duas geometrias convencionais simples: o quadrado e o triângulo equilátero. Inicialmente, foram simuladas 16 antenas impressas convencionais, sendo 8 antenas com elemento radiante quadrado e 8 antenas com o elemento radiante triangular, conforme mostrado na Figura 4.4. Estas antenas foram dimensionadas para ressoar nas frequências de 2,4 GHz; 3,5 GHz; 5,0 GHz e 5,8 GHz. Foram escolhidos dois materiais diferentes para serem empregados como substrato: o DUROID 5870 que tem permissividade de 2,33 e o FR-4 com permissividade igual a 4,3.









	2,4 GHz	3,5 GHz	5,0 GHz	5,8 GHz
FR-4				
DUROID 5870				

Figura 4.4 Antenas impressas convencionais simuladas

Em todas as 16 antenas o plano-terra tem dimensão de 60x60 mm e espessura do substrato de 0,8 mm. A alimentação foi por linha coaxial e as posições de alimentação na estrutura foram otimizadas variando-se h' da Figura 4.3 até se obter o melhor coeficiente de reflexão.

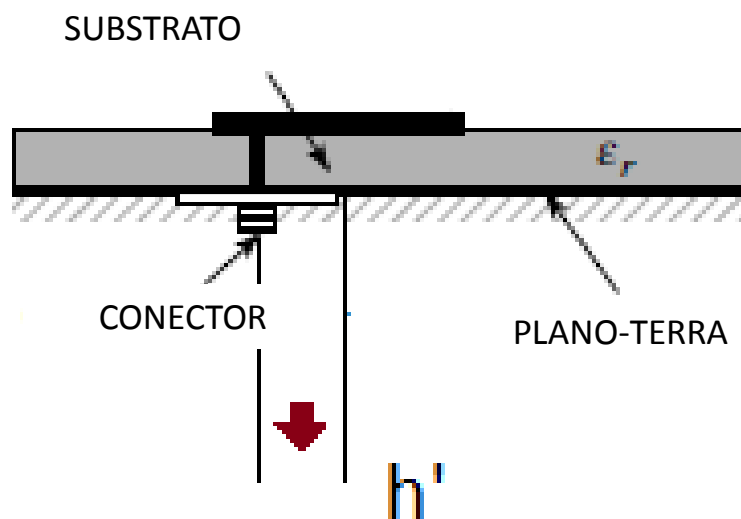


Figura 4.5 Posicionamento do conector; figura adaptada de [75]

Na Tabela 4.3 são apresentados os valores de h' e a frequência de ressonância da antena. Para cada geometria convencional em substrato FR-4, h' é a distância do ponto de excitação a um dos lados do quadrado ou à base do triângulo, respectivamente. As distâncias são dadas em milímetros.

Tabela 4.3 Posição de alimentação das antenas de FR-4, h'(mm)

FR-4	2,4 GHz	3,5 GHz	5,0 GHz	5,8 GHz
QUADRADO	10	7	5	4.3
TRIÂNGULO	6.4	4.5	3.1	2.5

Na Tabela 4.4, encontram-se os valores de h' para as antenas de DUROID 5870

Tabela 4.4 Posição de alimentação das antenas de DUROID 5870, h'(mm)

DUROID 5870	2,4 GHz	3,5 GHz	5,0 GHz	5,8 GHz
QUADRADO	15.3	10.2	6.8	6
TRIÂNGULO	11	7.3	5.2	4.2

Ambas as geometrias do elemento radiante foram simuladas com o comprimento de lado L, apresentado na Tabela 4.5, usando-se o software CST Microwave Studio 2011.

Tabela 4.5 Dimensões do lado das geometrias convencionais para as antenas de FR-4, L(mm)

FR-4	2,4 GHz	3,5 GHz	5,0 GHz	5,8 GHz
QUADRADO	30.60	20.70	14.52	12.53
TRIÂNGULO	39.92	29.97	19.28	16.4

























Tabela 4.6 Dimensões do lado das geometrias convencionais para as antenas de DUROID 5870, L(mm)

DUROID 5870	2,4 GHz	3,5 GHz	5,0 GHz	5,8 GHz
QUADRADO	39.50	26.91	18.63	15.95
TRIÂNGULO	52.40	35.60	24.40	20.90

4.2.2 Antenas fractais impressas

Depois de simuladas as antenas impressas convencionais, foram implementadas antenas impressas fractais de primeira, segunda e terceira iterações, conforme mostrado na tabela 4.7. As geometrias fractais foram obtidas a partir das antenas de geometria convencionais, descritas anteriormente.

Tabela 4.7 Geometrias das antenas impressas fractais

	2,4 GHz	3,5 GHz	5,0 GHz	5,8 GHz
FR-4 e DUROID 5870	     	     	     	     

O processo de fractação foi implementado com base no quadrado de Minkowski e no triângulo de Koch. Nas seções 4.4 e 4.5 são apresentados os resultados obtidos para o coeficiente de reflexão de cada antena.

4.3- Determinação da permissividade do substrato FR-4.

Para se determinar a permissividade do substrato de FR-4 utilizado, foram fabricadas antenas de teste quadradas para ressoar nas frequências de 2,4 GHz; 3,5 GHz; 5,0 GHz e 5,8 GHz, mostradas na Figura 4.6. Para todas as antenas as medidas do plano-terra foram de 60x60 mm por ter sido verificado que não havia alteração significativa na operação da antena.



Figura 4.6 Antenas construídas para cálculo da permissividade

Em seguida, foram feitas medições das frequências de ressonância para cada antena. Os resultados obtidos encontram-se na tabela 4.8

Tabela 4.8 Dimensões das antenas simuladas e construídas para cálculo da permissividade

FREQUÊNCIA SIMULADA	2,4 GHz	3,5 GHz	5,0 GHz	5,8 GHz
DIMENSÕES DAS ANTENAS SIMULADAS	28.9mm	19.76mm	13.64mm	11.72mm
FREQUÊNCIA MEDIDA	2,5843 GHz	3,7774 GHz	5,2802 GHz	5,9051 GHz
DIMENSÕES DAS ANTENAS MEDIDAS	28 mm	19.2mm	13.6mm	12 mm

Com os valores medidos das frequências de ressonância foram feitas novas simulações para se encontrar a permissividade prevista para cada faixa de frequência. As curvas de perda de retorno simuladas para as frequências medidas são apresentadas nas Figuras 4.7, 4.8, 4.9 e 4.10

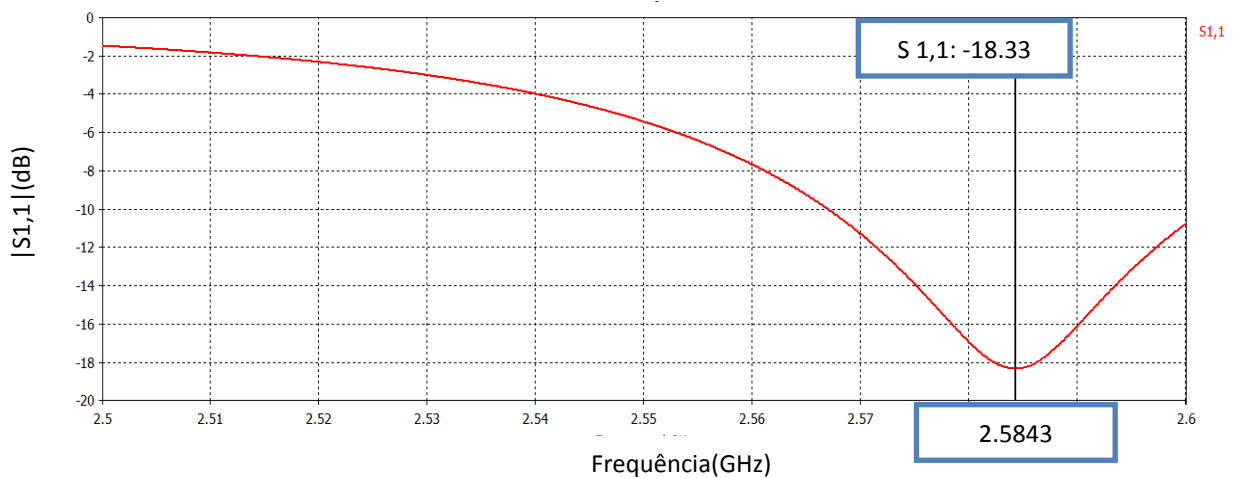


Figura 4.7 Simulação para se encontrar a permissividade esperada para a frequência de ressonância de 2,4 GHz (FR-4)

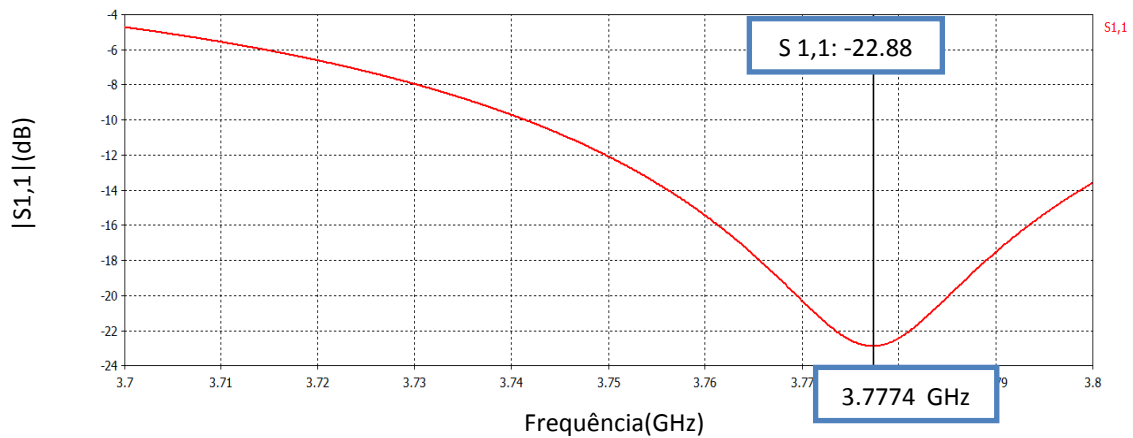


Figura 4.8 Simulação para se encontrar a permissividade esperada para a frequência de ressonância de 3,5 GHz (FR-4) $|S_{1,1}|$ (dB)

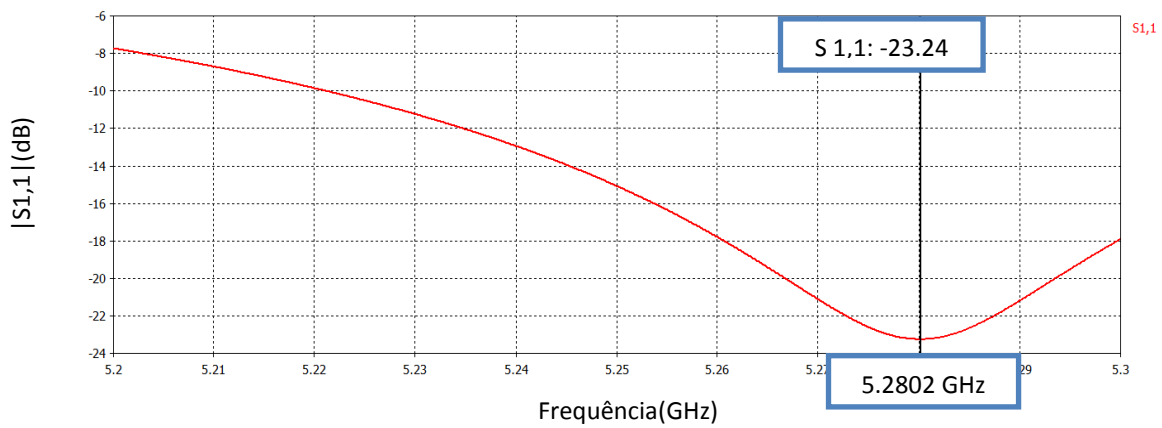


Figura 4.9 Simulação para se encontrar a permissividade esperada para a frequência de ressonância de 5,0 GHz (FR-4)

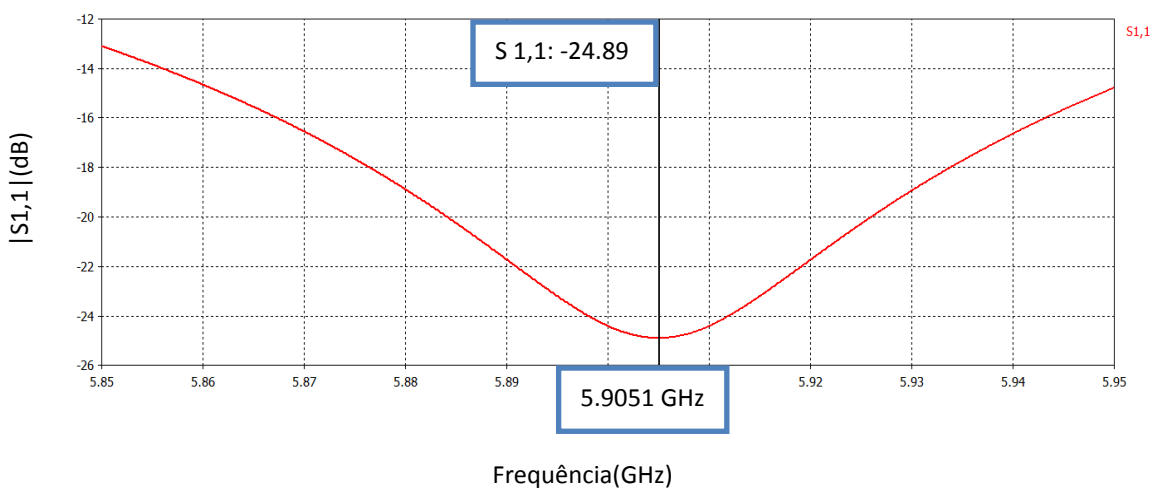


Figura 4.10 Simulação para se encontrar a permissividade esperada para a frequência de ressonância de 5,8 GHz (FR-4)

Como resumo para a determinação da permissividade do substrato FR-4 foi determinada para cada frequência a permissividade esperada conforme tabela 4.9

Tabela 4.9 Permissividades obtidas para o substrato FR-4

FREQUÊNCIAS	2,4 GHz	3,5 GHz	5,0 GHz	5,8 GHz
PERMISSIVIDADES ENCONTRADAS	3.9199	3.9041	3.8255	3.7952

4.4 Simulação das antenas com substrato FR-4

Para os resultados encontrados neste trabalho, foram inicialmente feitas simulações e encontradas as geometrias esperadas para as antenas nas faixas de frequência de 2,4 GHz; 3,5 GHz; 5,0 GHz e 5,8 GHz. As geometrias das antenas convencionais deveriam ser de tal proporção que ressoassem na mesma frequência. Na Figura 4.13 são apresentadas as curvas da perda de retorno para o FR-4.

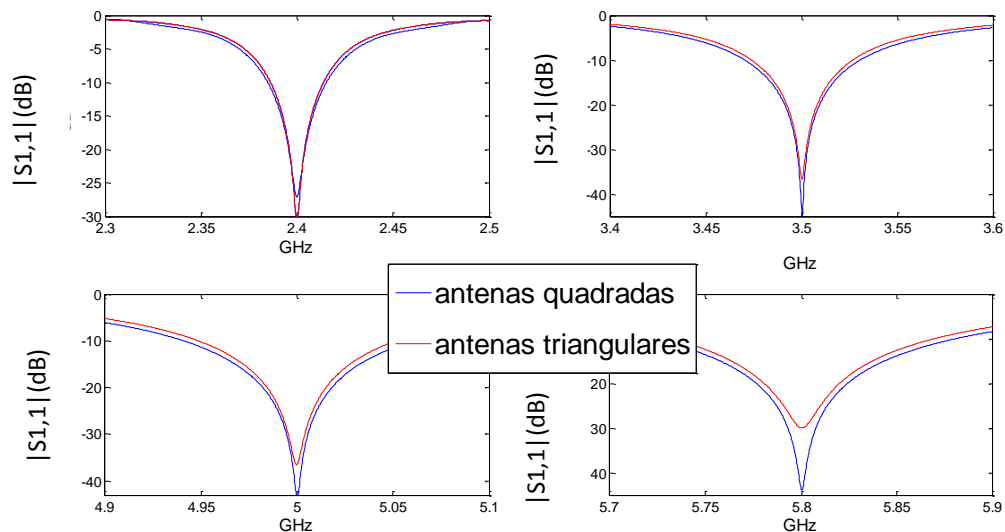


Figura 4.11 Coeficientes de reflexão das antenas com as geometrias convencionais ressoando na mesma frequência com o substrato FR-4 (2,4; 3,5; 5,0 e 5,8 GHz)

Em seguida, foram implementadas as geometrias fractais para a primeira, segunda e terceira iterações. Abaixo seguem os resultados encontrados por faixa de

frequência sendo listadas as perdas de retorno e a largura de banda para as geometrias convencionais além das curvas para a primeira, segunda e terceira iteração.

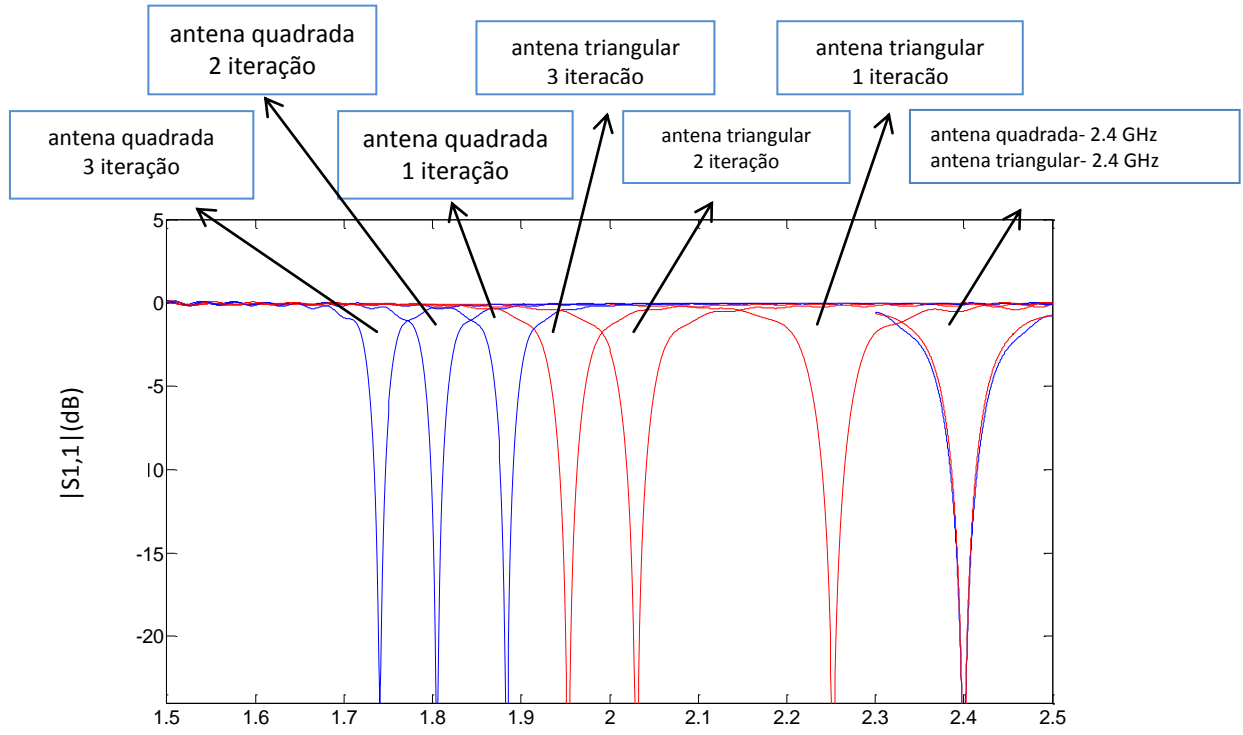


Figura 4.12 Perdas de retorno das antenas fractais em FR-4 de primeira, segunda e terceira iterações das antenas quadrada e triangular de 2,4 GHz

Tabela 4.10 Largura de banda e perda de retorno para as antenas quadrada e triangular de FR-4 para 2,4 GHz

FR-4	QUADRADA 2,4	QUADRADA 2,4 1 ITERAÇÃO	QUADRADA 2,4 2 ITERAÇÃO	QUADRADA 2,4 3 ITERAÇÃO
$ S_{1,1} $	2.400 GHz/-27 dB	1.884 GHz /-29 dB	1.805 GHz/-31 dB	1.740 GHz/-24 dB
-7dB / -10 dB	45,4 / 30,0MHz	21,7 / 14,8 MHz	19,6 / 13,5 MHz	18,8 / 12,8 MHz
	TRIANGULAR 2,4	TRIANGULAR 2,4 1 ITERAÇÃO	TRIANGULAR 2,4 2 ITERAÇÃO	TRIANGULAR 2,4 3 ITERAÇÃO
$ S_{1,1} $	2.400 GHz /-30 dB	2.250 GHz/-26 dB	2.030 GHz /-34 dB	1.953 GHz /-30 dB
-7 dB / -10 dB	41,1 / 27,5 MHz	38,4 / 26,0 MHz	31,5 / 21,4 MHz	28,9 /19,7 MHz

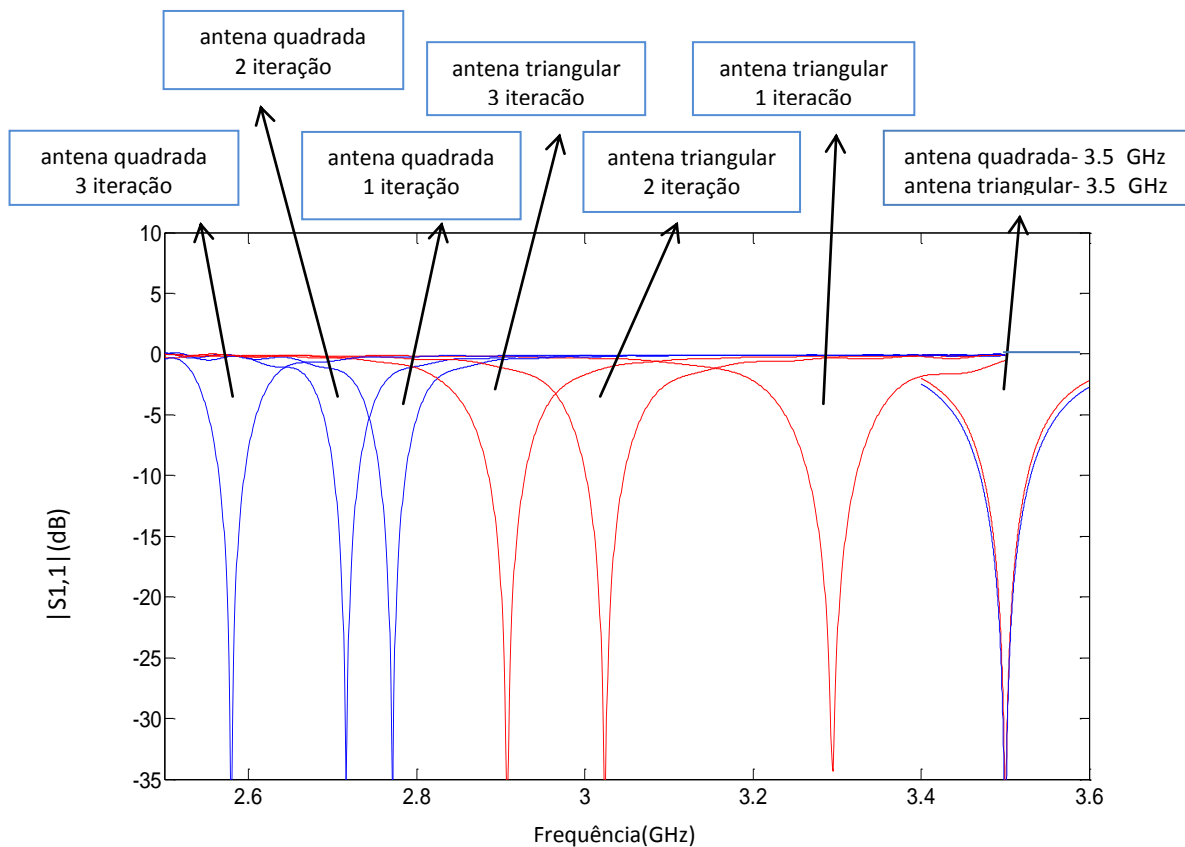


Figura 4.13 Perdas de retorno das antenas fractais em FR-4 de primeira, segunda e terceira iterações das antenas quadrada e triangular de 3,5 GHz

Tabela 4.11 Largura de banda e perda de retorno para as antenas quadrada e triangular de FR-4 Para 3,5 GHz

FR-4	QUADRADA 3,5	QUADRADA 3,5 1 ITERAÇÃO	QUADRADA 3,5 2 ITERAÇÃO	QUADRADA 3,5 3 ITERAÇÃO
 S1,1 	3.500 GHz/-45 dB	2.770 GHz/-37 dB	2.710 GHz/-36 dB	2.580 GHz/-36 dB
-7 dB / -10 dB	89,5 / 60,2 MHz	44,7 / 30,4 MHz	43,2 / 29,3 MHz	44,5 / 30,4 MHz
	TRIANGULAR 3,5	TRIANGULAR 3,5 1 ITERAÇÃO	TRIANGULAR 3,5 2 ITERAÇÃO	TRIANGULAR 3,5 3 ITERAÇÃO
 S1,1 	3.500 GHz/-36 dB	3.290 GHz/- 34 dB	3.020 GHz/- 42 dB	2.90 GHz/- 39 dB
-7 dB / -10 dB	79,7 / 52,9 MHz	83,8 / 57 MHz	67 / 45,5 MHz	66,5 / 43,4 MHz

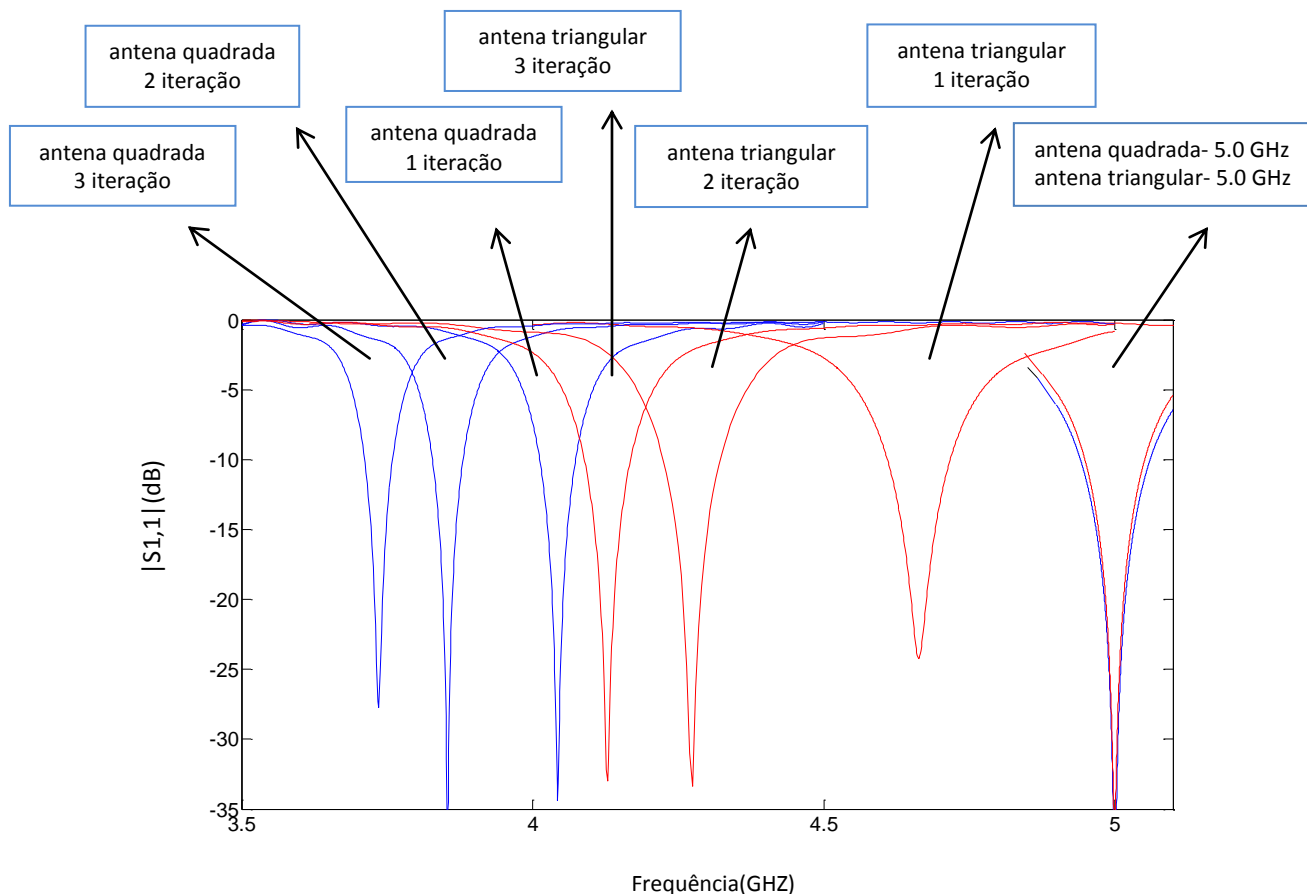


Figura 4.14 Perdas de retorno das antenas fractais com FR-4 de primeira, segunda e terceira iterações das antenas quadrada e triangular de 5,0 GHz.

Tabela 4.12 Largura de banda e perda de retorno para as antenas quadrada e triangular de FR-4 para 5,0 GHz.

FR-4	QUADRADA 5,0	QUADRADA 5,0 1 ITERAÇÃO	QUADRADA 5,0 2 ITERAÇÃO	QUADRADA 5,0 3 ITERAÇÃO
 S1,1 	5.000 GHz/- 43 dB	4.040 GHz/- 34 dB	3.850 GHz/- 35 dB	3.730 GHz/- 27 dB
-7 dB / -10 dB	178,8 / 124,6 MHz	92,4 / 61,8 MHz	78,2 / 52,5 MHz	71,1 / 48 MHz
	TRIANGULAR 5,0	TRIANGULAR 5,0 1 ITERAÇÃO	TRIANGULAR 5,0 2 ITERAÇÃO	TRIANGULAR 5,0 3 ITERAÇÃO
 S1,1 	5.000 GHz/- 36 dB	4.670 GHz/- 30 dB	4.270 GHz/- 33 dB	4.120 GHz/- 32 dB
-7 dB / -10 dB	154,3 / 102,5 MHz	161,5 / 107,9 MHz	144,9 / 98,1 MHz	120,84 / 79,3 MHz

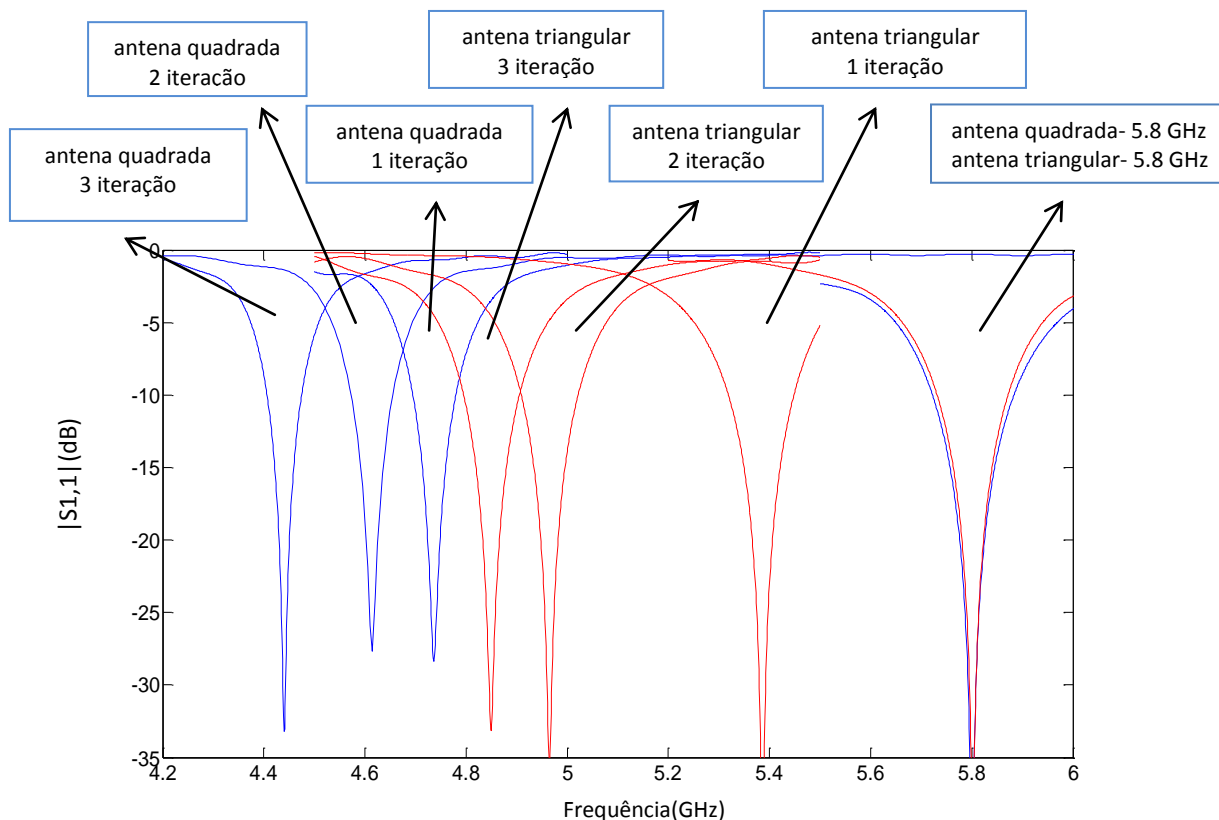


Figura 4.15 Perdas de retorno das antenas fractais com FR-4 de primeira, segunda e terceira iterações das antenas quadrada e triangular de 5,8 GHz.

Tabela 4.13 Largura de banda e perda de retorno para as antenas quadrada e triangular de FR-4 para 5,8 GHz.

FR-4	QUADRADA 5,8	QUADRADA 5,8 1 ITERAÇÃO	QUADRADA 5,8 2 ITERAÇÃO	QUADRADA 5,8 3 ITERAÇÃO
 S1,1 	5.800 GHz/- 50 dB	4.730 GHz/- 28 dB	4.610 GHz/- 27 dB	4.440 GHz/- 33 dB
-7 dB / -10 dB	241,9 / 161,2 MHz	124,62 / 85,1 MHz	120,81 / 82,5 MHz	100,9 / 68,7 MHz
	TRIANGULAR 5,8	TRIANGULAR 5,8 1 ITERAÇÃO	TRIANGULAR 5,8 2 ITERAÇÃO	TRIANGULAR 5,8 3 ITERAÇÃO
 S1,1 	5.800 GHz/- 37 dB	5.380 GHz/- 52 dB	4.960 GHz/- 35 dB	4.850 GHz/- 33 dB
-7 dB / -10 dB	208,12 / 140 MHz	193,4 / 129,6 MHz	167,1 / 112,4 MHz	164,4 / 110,1 MHz

Nas figuras 4.16, 4.17 e 4.18 são apresentados os diagramas de radiação simulados das antenas fractais triangulares de Kock para a primeira, segunda e terceira iterações com o FR-4.

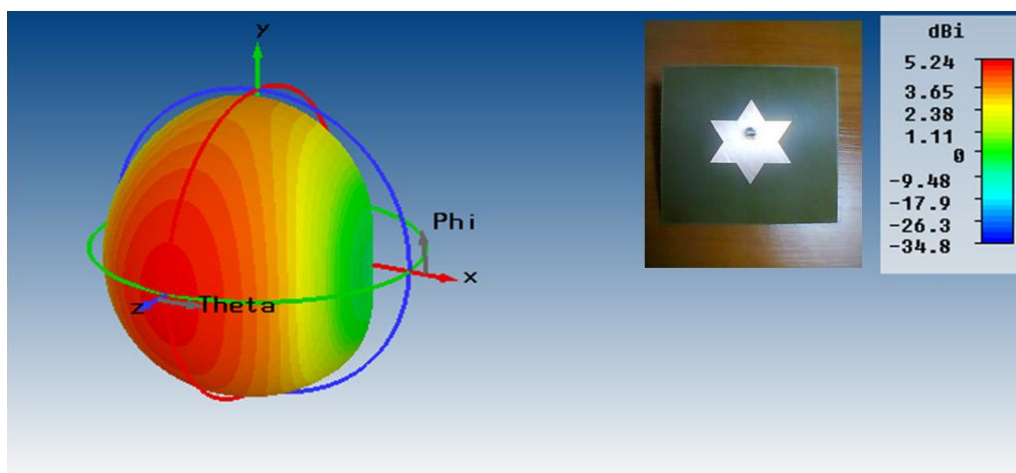


Figura 4.16 Diagrama de radiação da antena triangular de Kock de primeira iteração com o FR-4

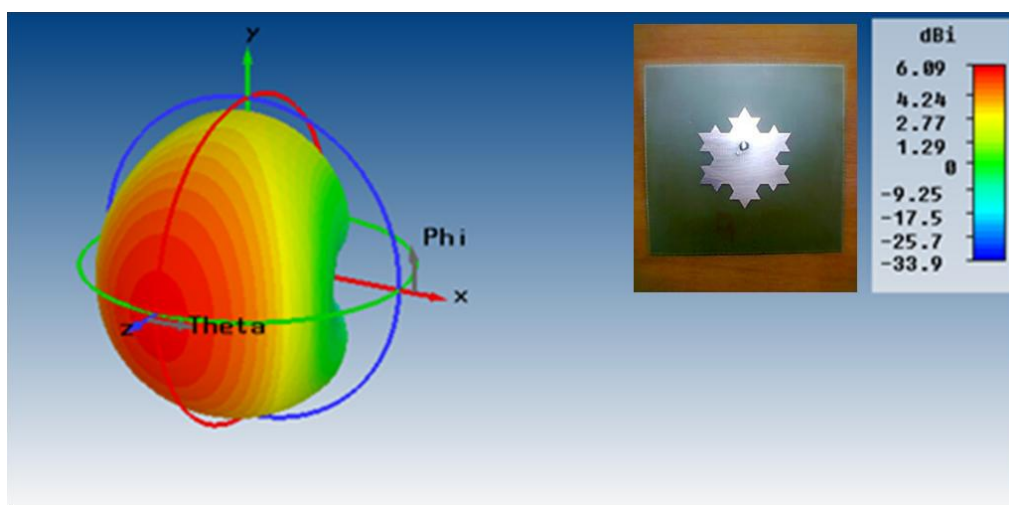


Figura 4.17 Diagrama de radiação da antena triangular de Kock de segunda iteração com o FR-4

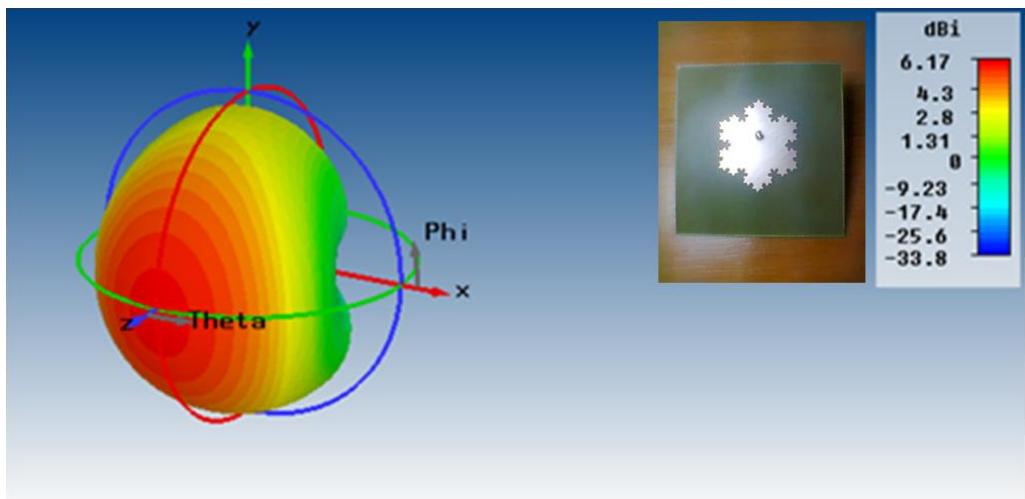


Figura 4.18 Diagrama de radiação da antena triangular de Kock na terceira iteração com o FR-4.

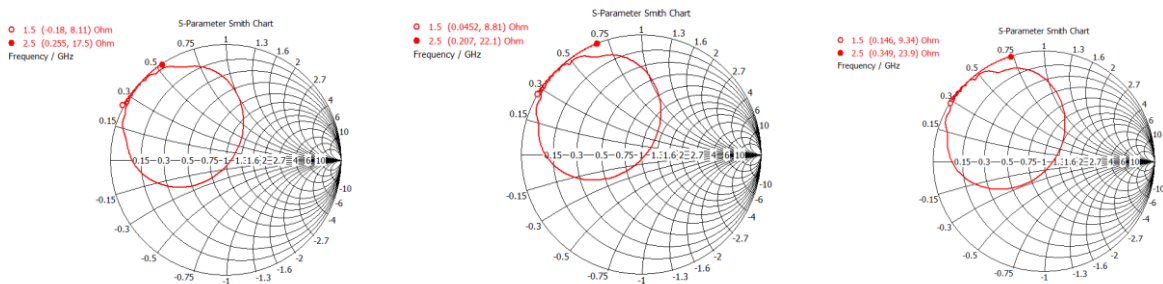


Figura 4.19 Carta de Smith para a primeira, segunda e terceira iterações das antenas com FR-4

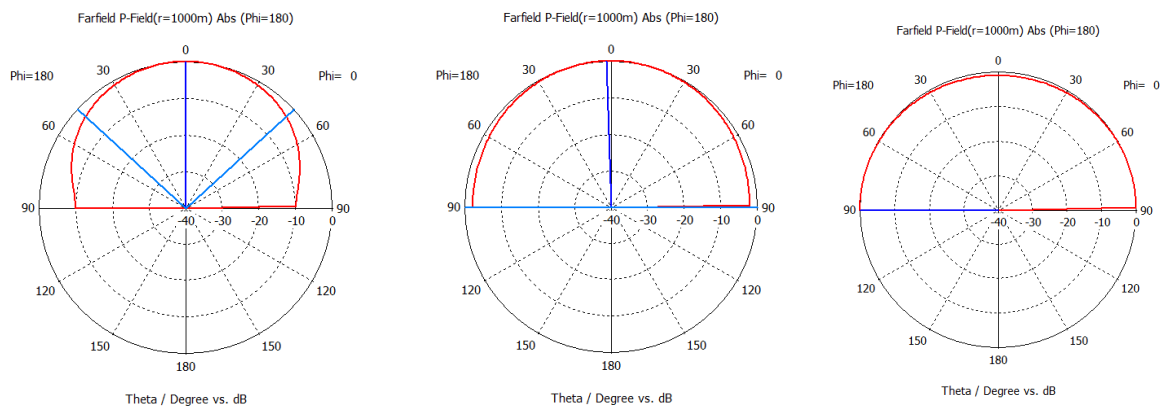


Figura 4.20 Diagramas de radiação das antenas quadrada de Minkowski primeira, segunda e terceira iterações com o FR-4 para a frequência de ressonância de 2,4 GHz

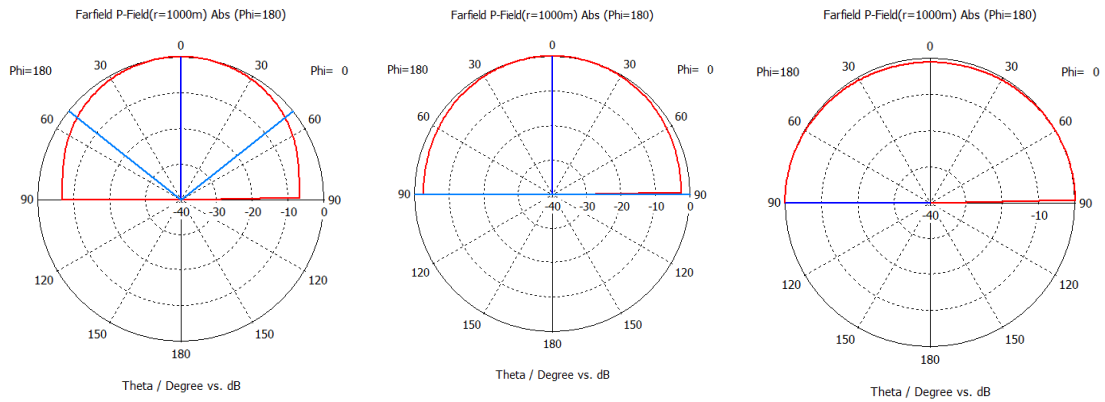


Figura 4.21 Diagramas de radiação das antenas quadrada de Minkowski primeira, segunda e terceira iterações com o FR-4 para a frequência de ressonância de 3,5 GHz

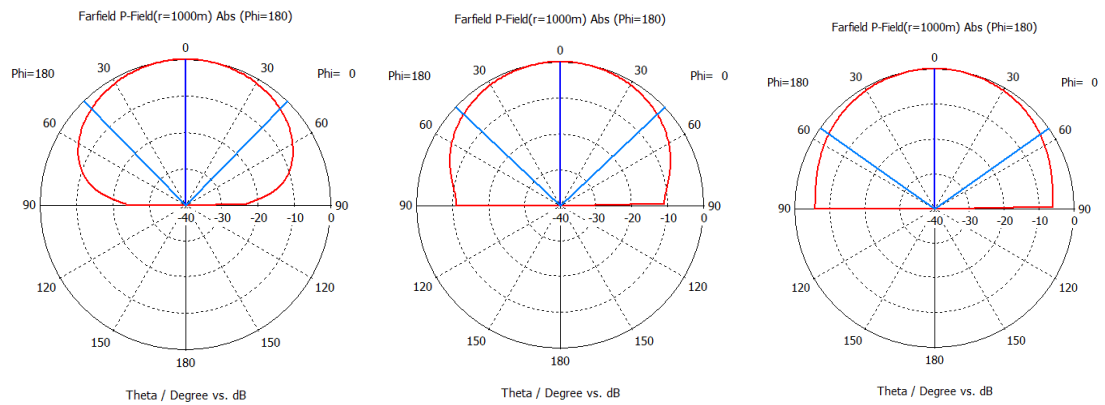


Figura 4.22 Diagramas de radiação das antenas quadrada de Minkowski primeira, segunda e terceira iterações com o FR-4 para a frequência de ressonância de 5,0 GHz

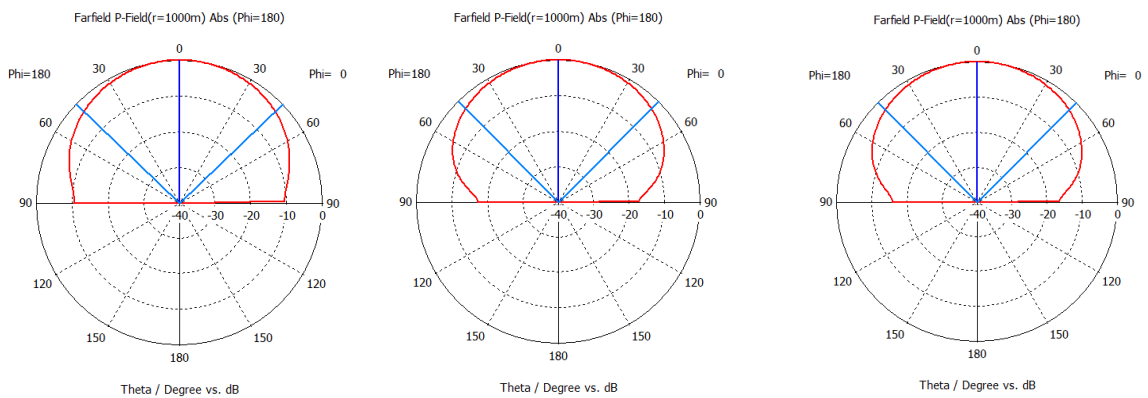


Figura 4.23 Diagramas de radiação das antenas quadrada de Minkowski primeira, segunda e terceira iterações com o FR-4 para a frequência de ressonância de 5,8 GHz

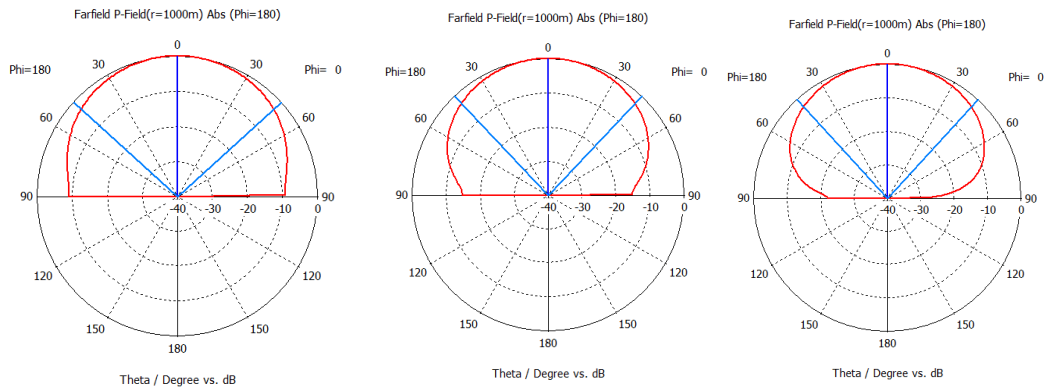


Figura 4.24 Diagramas de radiação das antenas triangular de Koch primeira, segunda e terceira iterações com o FR-4 para a frequência de ressonância de 2,4 GHz

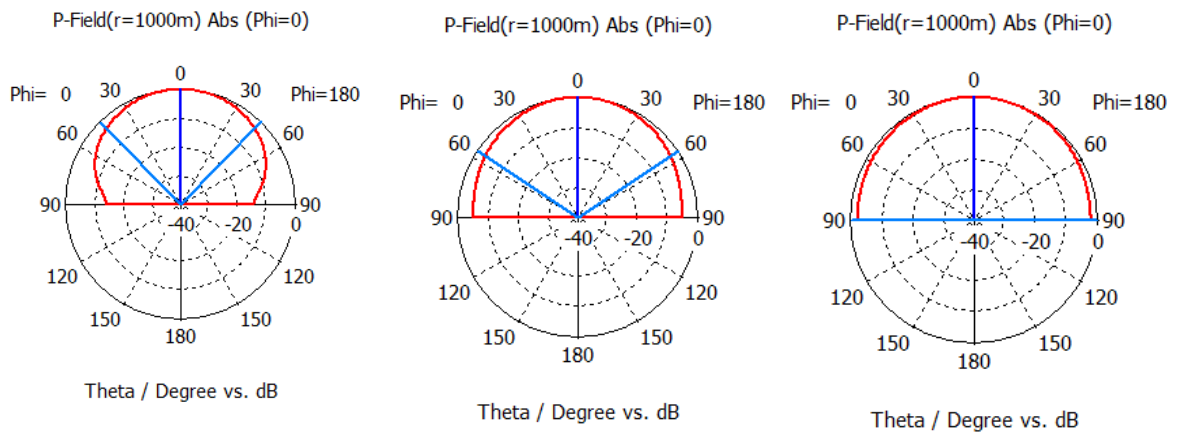


Figura 4.25 Diagramas de radiação das antenas triangular de Koch primeira, segunda e terceira iterações com o FR-4 para a frequência de ressonância de 3,5 GHz

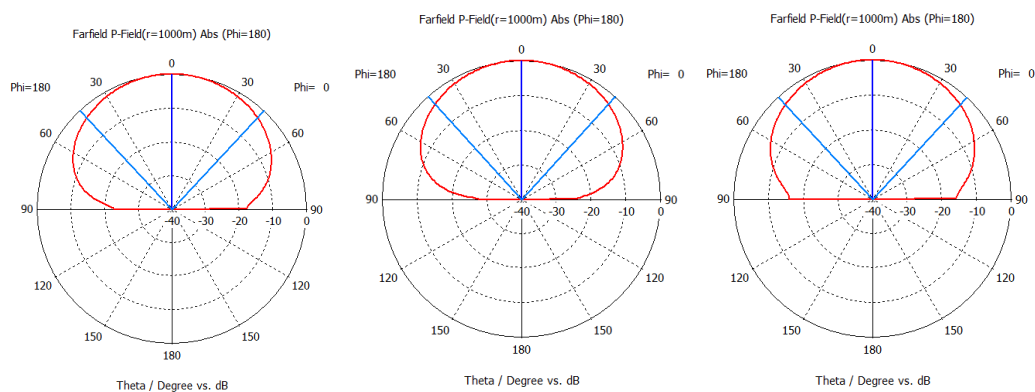


Figura 4.26 Diagramas de radiação das antenas triangular de Koch primeira, segunda e terceira iterações com o FR-4 para a frequência de ressonância de 5,0 GHz

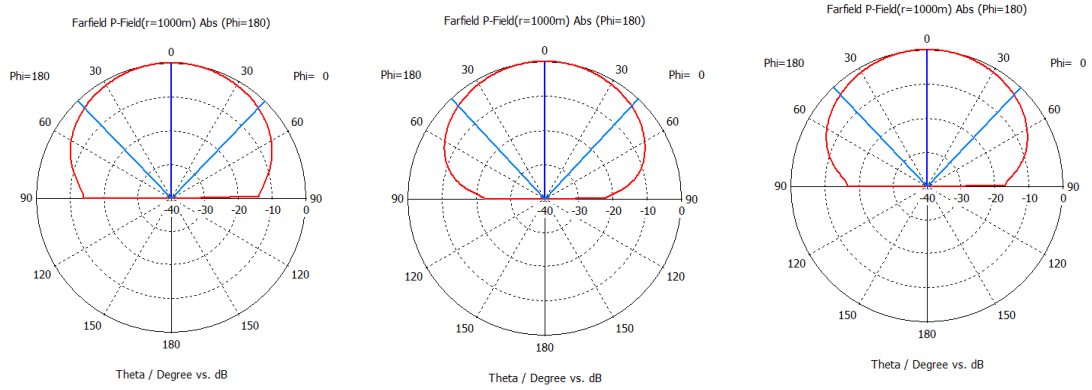


Figura 4.27 Diagramas de radiação das antenas triangular de Kochi primeira, segunda e terceira iterações com o FR-4 para a frequência de ressonância de 5,8 GHz

4.5 Simulação das antenas com substrato DUROID 5870

Após a simulação das antenas com substrato FR-4, procurou-se um substrato com outra permissividade para verificar se o comportamento para as geometrias escolhidas seria mantido. O substrato escolhido para a comparação foi o DUROID 5870. Na Figura 4.18 são apresentadas as curvas da perda de retorno das antenas com geometrias convencionais para o DUROID 5870.

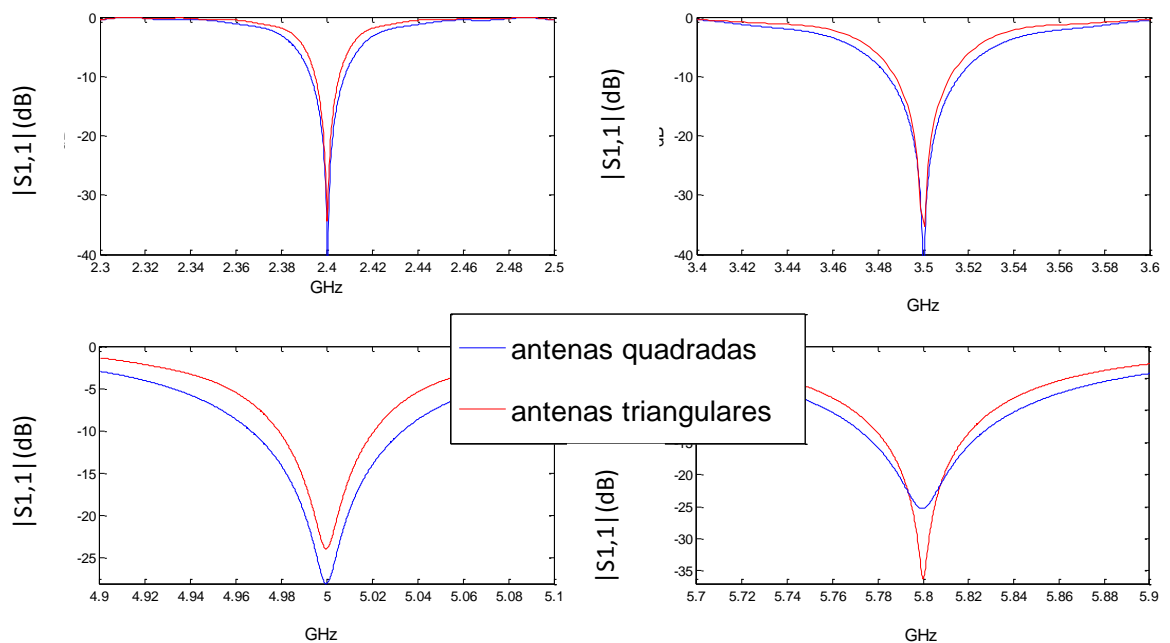


Figura 4.28 Antenas com as geometrias convencionais ressoando na mesma frequência com o substrato DUROID 5870 (2,4; 3,5; 5,0 e 5,8 GHz)

Em seguida, foram implementadas as geometrias fractais para a primeira, segunda e terceira iterações. A seguir são apresentados os resultados encontrados por faixa de frequência sendo indicadas as perdas de retorno para as geometrias convencionais além das curvas para a primeira, segunda e terceira iteração.

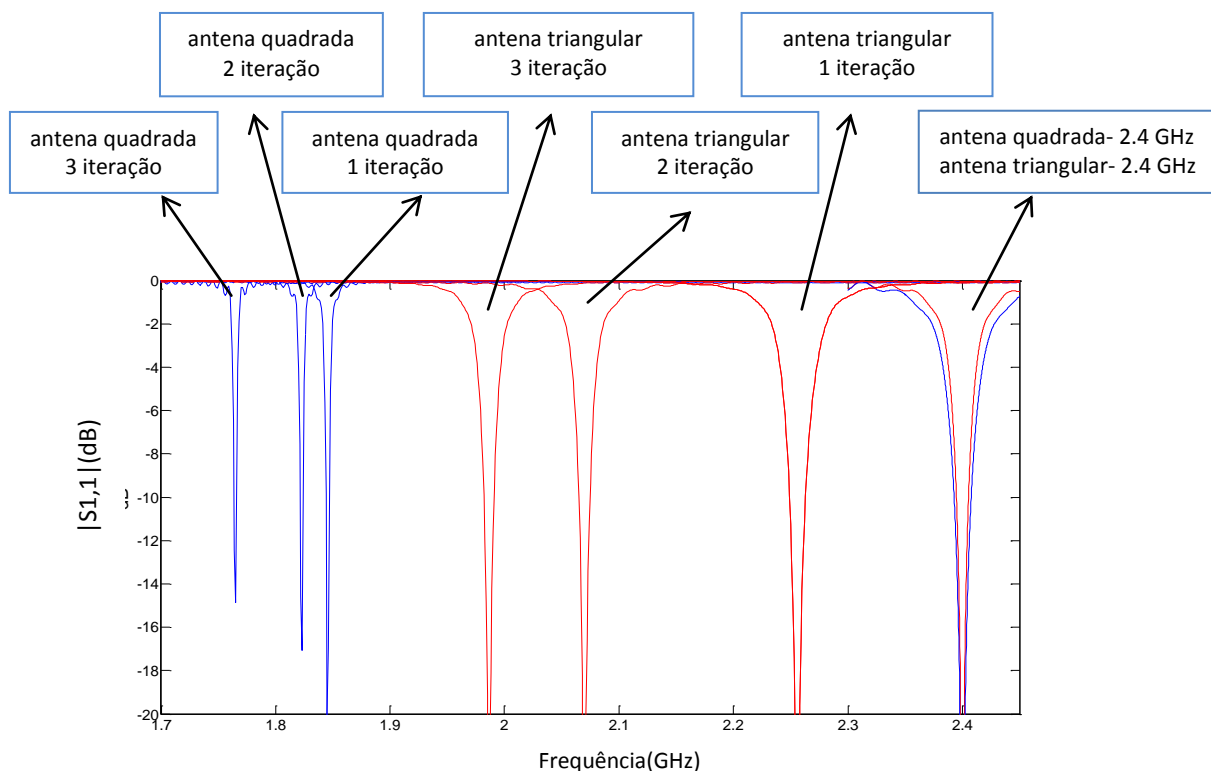


Figura 4.29 Perdas de retorno das antenas fractais com DUROID 5870 de primeira, segunda e terceira iterações das antenas quadrada e triangular de 2,4 GHz

Tabela 4.14 Largura de banda e perda de retorno para as antenas quadrada e triangular de DUROID 5870 para 2,4 GHz

DUROID 5870	QUADRADA 2,4	QUADRADA 2,4 1 ITERAÇÃO	QUADRADA 2,4 2 ITERAÇÃO	QUADRADA 2,4 3 ITERAÇÃO
 S1,1 	2.400 GHz/-37 dB	1.840 GHz /-19 dB	1.823 GHz/-16 dB	1.765 GHz/-14 dB
-7 dB / -10 dB	22,1 / 15 MHz	4,0 / 2,8 MHz	3,6 / 2,5 MHz	3,1 / 2,1 MHz
	TRIANGULAR 2,4	TRIANGULAR 2,4 1 ITERAÇÃO	TRIANGULAR 2,4 2 ITERAÇÃO	TRIANGULAR 2,4 3 ITERAÇÃO
 S1,1 	2.400 GHz /-33 dB	2.250 GHz/-33 dB	2.070 GHz /-37 dB	1.953 GHz /-30 dB
-7 dB / -10 dB	15,9 / 10,6 MHz	20,5 / 13,8 MHz	14,1 / 9,6 MHz	12,9 / 8,6 MHz

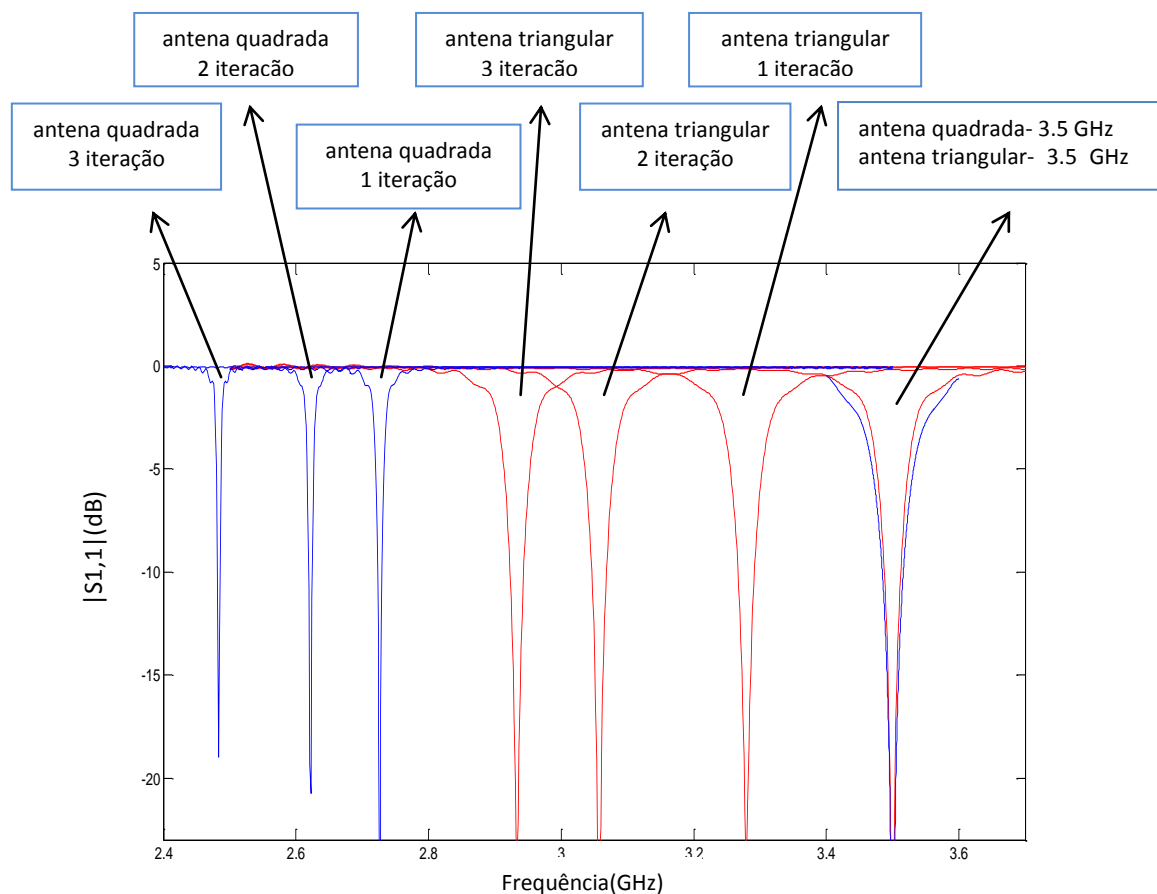


Figura 4.30 Perdas de retorno das antenas fractais com DUROID 5870 de primeira, segunda e terceira iterações das antenas quadrada e triangular de 3.5 GHz

Tabela 4.15 Larguras de banda e perda de retorno para as antenas quadrada e triangular de DUROID 5870 para 3.5 GHz

DUROID 5870	QUADRADA 3,5	QUADRADA 3,5 1 ITERAÇÃO	QUADRADA 3,5 2 ITERAÇÃO	QUADRADA 3,5 3 ITERAÇÃO
 S1,1 	3.500 GHz/-43 dB	2.720 GHz/-27 dB	2.620 GHz/-20 dB	2.480 GHz/-18 dB
-7 dB / -10 dB	46,8 / 31,8 MHz	10,4 / 6,8 MHz	7,5 / 5,2 MHz	5,5 / 3,8 MHz
	TRIANGULAR 3,5	TRIANGULAR 3,5 1 ITERAÇÃO	TRIANGULAR 3,5 2 ITERAÇÃO	TRIANGULAR 3,5 3 ITERAÇÃO
 S1,1 	3.500 GHz/-34 dB	3.280 GHz/- 23 dB	3.050 GHz/- 28 dB	2.930 GHz/- 25 dB
-7 dB / -10 dB	35,9 / 24,6 MHz	36,4 / 24,7 MHz	32,7 / 22,2 MHz	29,7 / 20,2 MHz

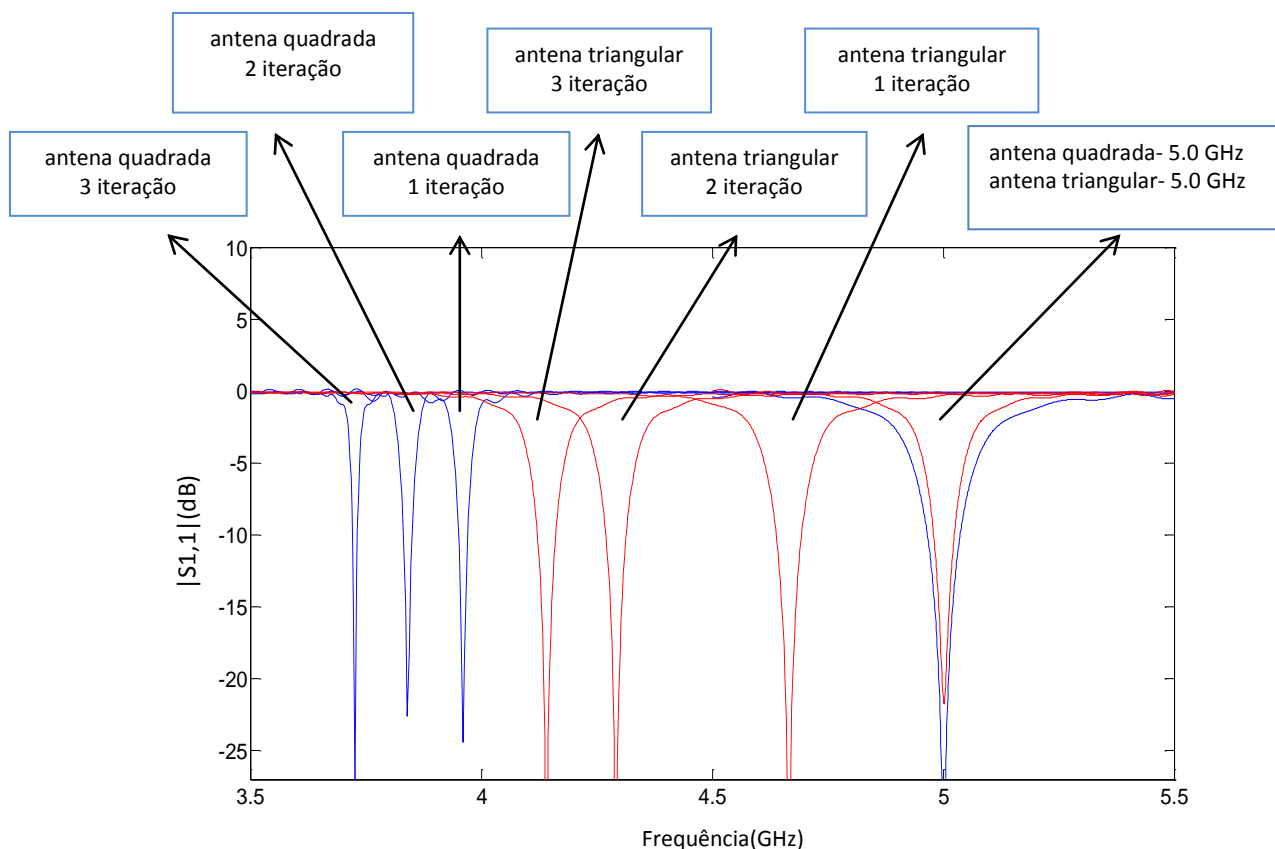


Figura 4.31 Perdas de retorno das antenas fractais com DUROID5870 de primeira, segunda e terceira iterações das antenas quadrada e triangular de 5,0 GHz

Tabela 4.16 Largura de banda e perda de retorno para as antenas quadrada e triangular de DUROID 5870 para 5,0 GHz

DUROID 5870	QUADRADA 5,0	QUADRADA 5,0 1 ITERAÇÃO	QUADRADA 5,0 2 ITERAÇÃO	QUADRADA 5,0 3 ITERAÇÃO
 S1,1 	5.000 GHz/- 28 dB	3.960 GHz/- 24 dB	3.840 GHz/- 22 dB	3.720 GHz/- 27 dB
-7 dB / -10 dB	100,3 / 71 MHz	28,4 / 19,6 MHz	26,8 / 18,5 MHz	15,2 / 10,5 MHz
	TRIANGULAR 5,0	TRIANGULAR 5,0 1 ITERAÇÃO	TRIANGULAR 5,0 2 ITERAÇÃO	TRIANGULAR 5,0 3 ITERAÇÃO
 S1,1 	5.000 GHz/- 23 dB	4.660 GHz/- 33 dB	4.290 GHz/- 36 dB	4.140 GHz/- 33 dB
Banda -7 dB	63,7 / 44,6 MHz	80 / 54,7 MHz	64,5 / 43,9 MHz	57,5 / 39,2 MHz

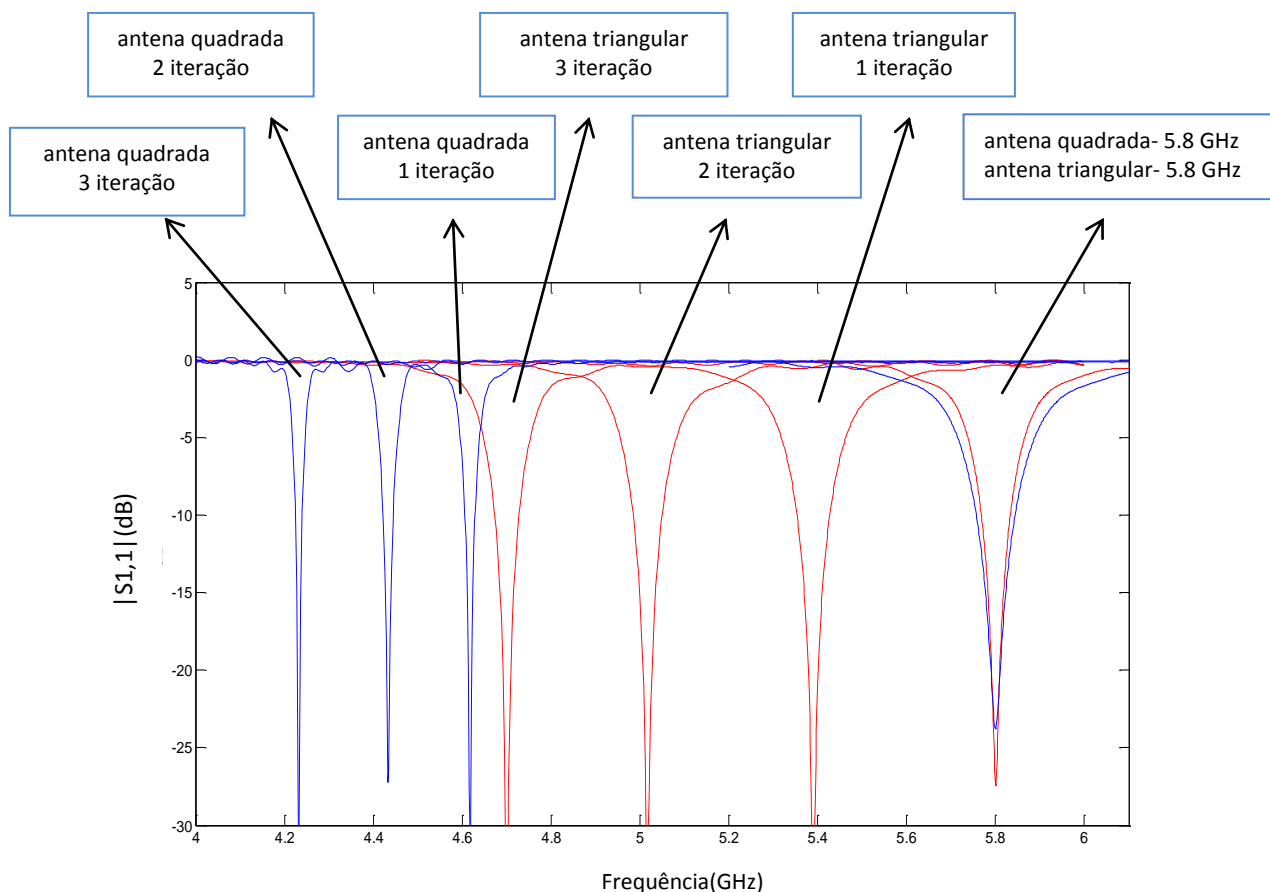


Figura 4.32 Perdas de retorno das antenas fractais em DUROID 5870 de primeira, segunda e terceira iterações das antenas quadrada e triangular de 5,8 GHz

Tabela 4.17 Largura de banda e perda de retorno para as antenas quadrada e triangular de DUROID 5870 para 5,8 GHz

DUROID 5870	QUADRADA 5,8	QUADRADA 5,8 1 ITERAÇÃO	QUADRADA 5,8 2 ITERAÇÃO	QUADRADA 5,8 3 ITERAÇÃO
 S_{1,1} 	5.800 GHz/- 25 dB	4.610 GHz/- 32 dB	4.430 GHz/- 26 dB	4.230 GHz/- 34 dB
-7 dB / -10 dB	126,1 / 87,3 MHz	33,0 / 22,5 MHz	32,8 / 22,8MHz	22,0 / 15,1 MHz
	TRIANGULAR 5,8	TRIANGULAR 5,8 1 ITERAÇÃO	TRIANGULAR 5,8 2 ITERAÇÃO	TRIANGULAR 5,8 3 ITERAÇÃO
 S_{1,1} 	5.800 GHz/- 36 dB	5.390 GHz/- 37 dB	5.010 GHz/- 25 dB	4.690 GHz/- 41 dB
-7 dB / -10 dB	93,2 / 65 MHz	109,2 / 73,6 MHz	96,4 / 68 MHz	80,7 / 54,9 MHz

Nas figuras 4.33, 4.34 e 4.35 são apresentados os diagramas de radiação simulados das antenas fractais triangulares de Kock na primeira, segunda e terceira iterações com o DUROID 5870.

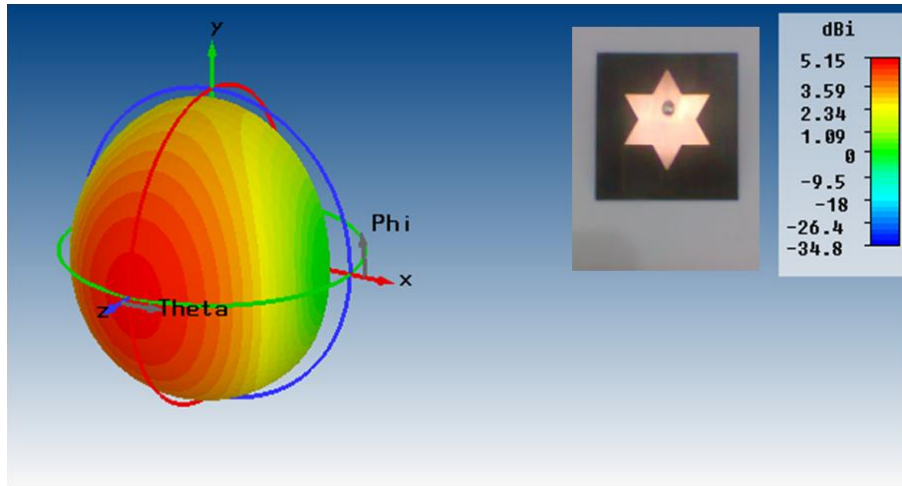


Figura 4.33 Diagrama de radiação da antena triangular de Kock na primeira iteração com o DUROID 5870.

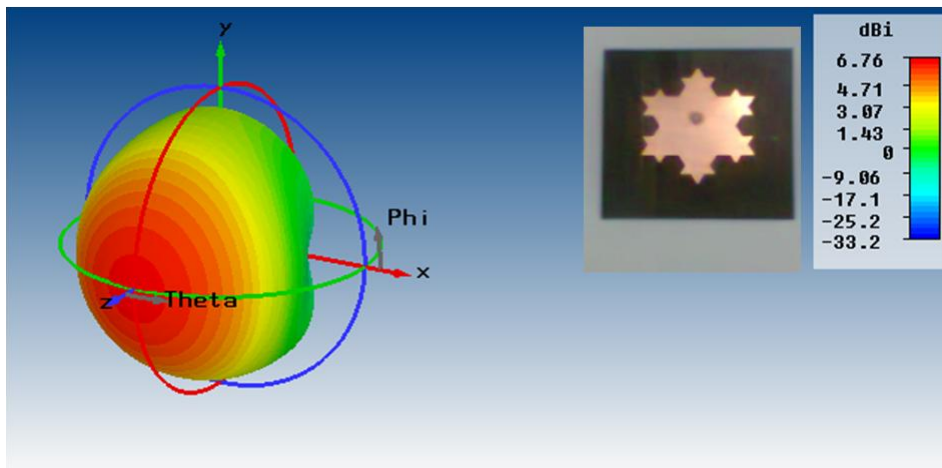


Figura 4.34 Diagrama de radiação da antena triangular de Kock na segunda iteração com o DUROID 5870.

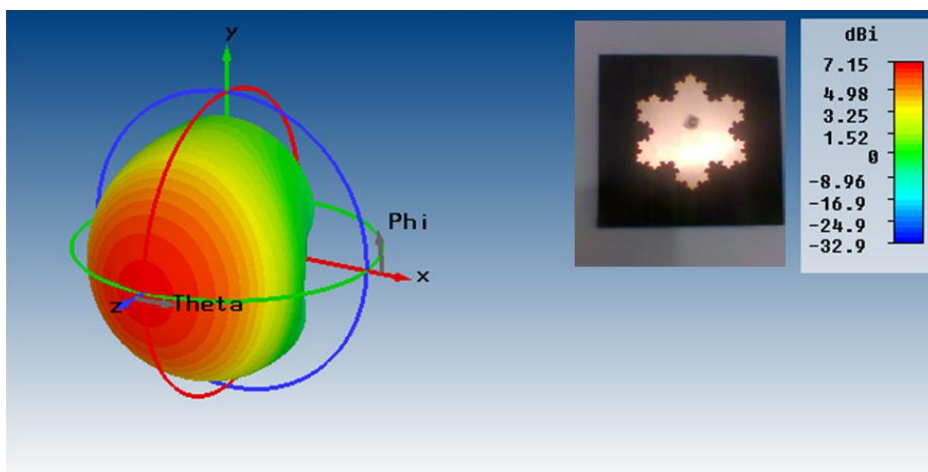


Figura 4.35 Diagrama de radiação da antena triangular de Kock na terceira iteração com o DUROID 5870.

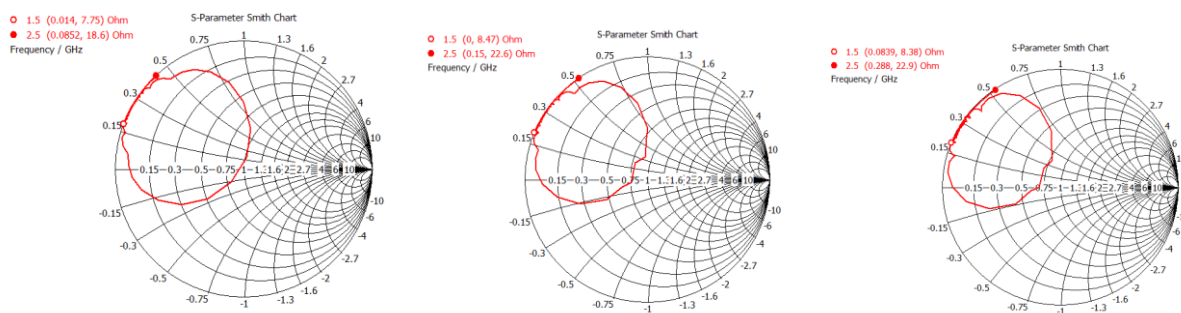


Figura 4.36 Carta de Smith para a primeira, segunda e terceira iterações das antenas com DUROID 5870

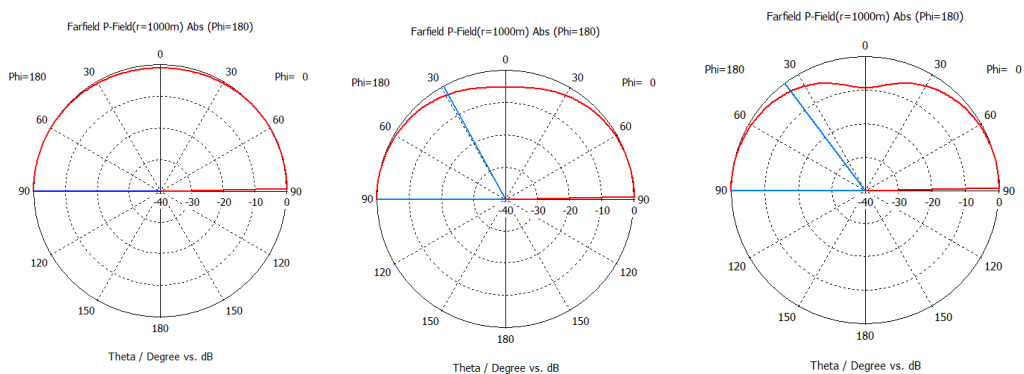


Figura 4.37 Diagramas de radiação das antenas quadrada de Minkowski primeira, segunda e terceira iterações com o DUROID 5870 para a frequência de ressonância de 2,4 GHz

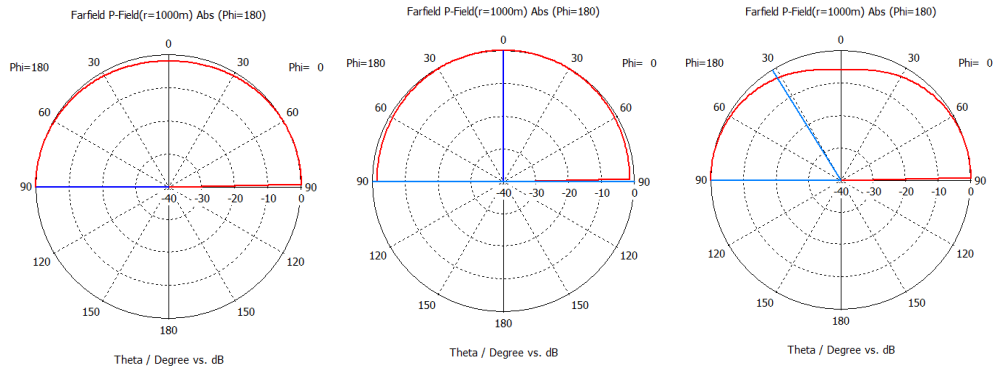


Figura 4.38 Diagramas de radiação das antenas quadrada de Minkowski primeira, segunda e terceira iterações com o DUROID 5870 para a frequência de ressonância de 3,5 GHz

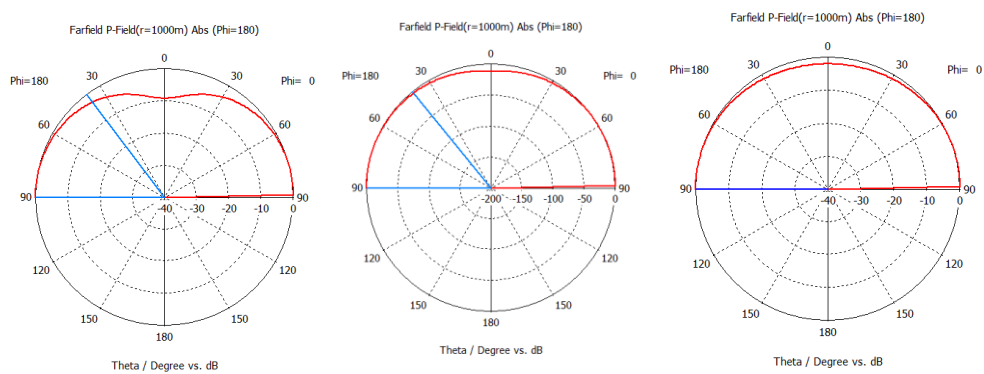


Figura 4.39 Diagramas de radiação das antenas quadrada de Minkowski primeira, segunda e terceira iterações com o DUROID 5870 para a frequência de ressonância de 5,0 GHz

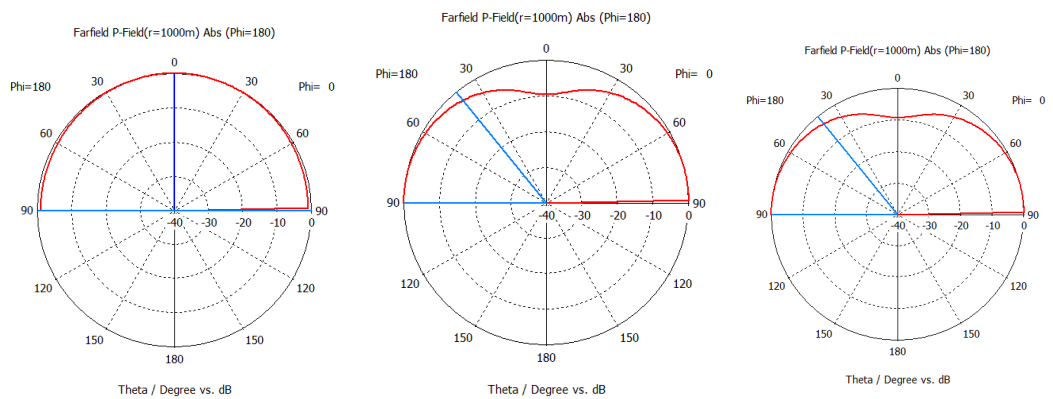


Figura 4.40 Diagramas de radiação das antenas quadrada de Minkowski primeira, segunda e terceira iterações com o DUROID 5870 para a frequência de ressonância de 5,8 GHz

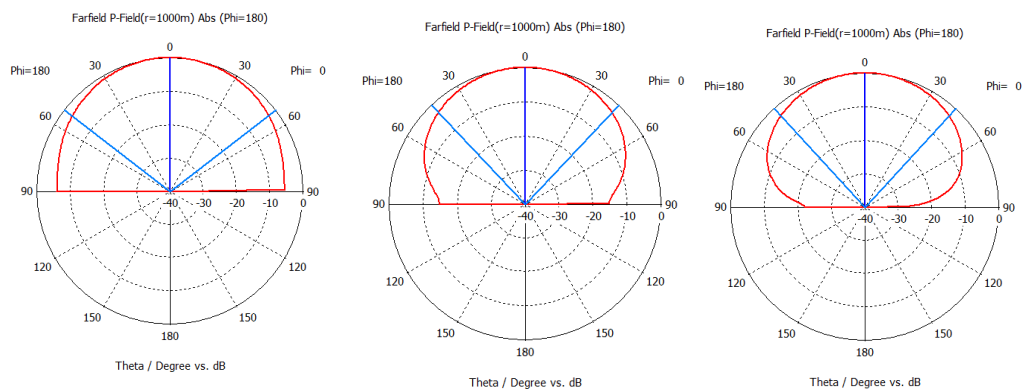


Figura 4.41 Diagramas de radiação das antenas triangular de Koch primeira, segunda e terceira iterações com o DUROID 5870 para a frequência de ressonância de 2,4 GHz

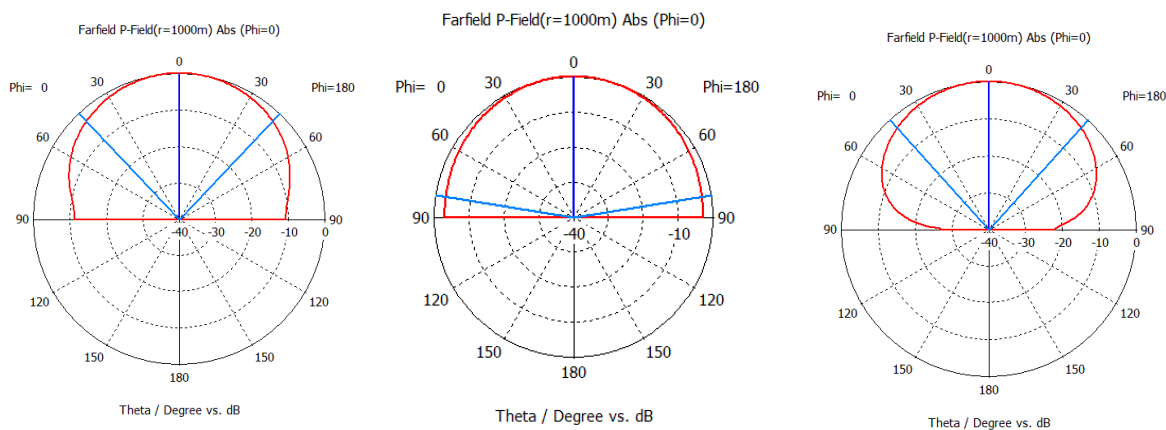


Figura 4.42 Diagramas de radiação das antenas triangular de Koch primeira, segunda e terceira iterações com o DUROID 5870 para a frequência de ressonância de 3,5 GHz

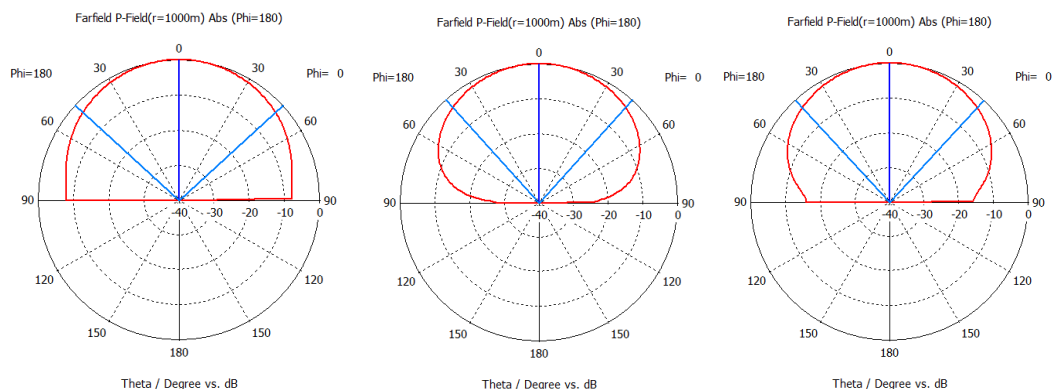


Figura 4.43 Diagramas de radiação das antenas triangular de Koch primeira, segunda e terceira iterações com o DUROID 5870 para a frequência de ressonância de 5,0 GHz

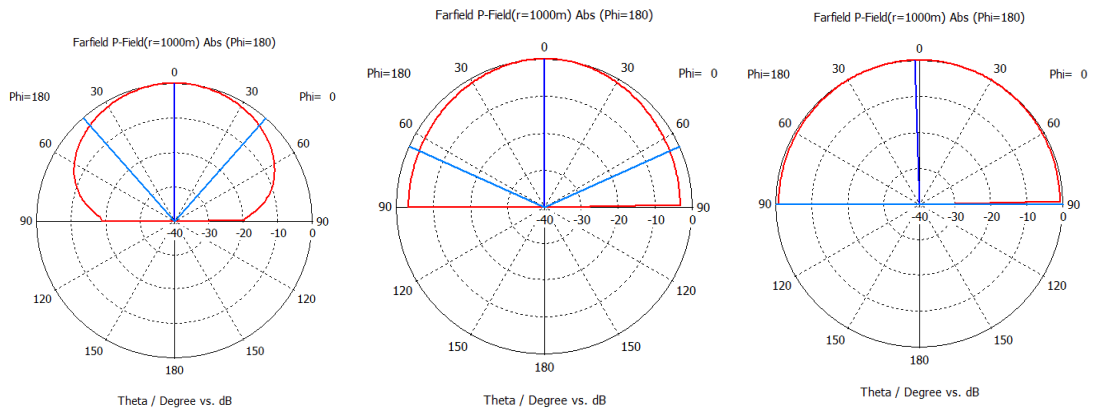


Figura 4.44 Diagramas de radiação das antenas triangular de Koch primeira, segunda e terceira iterações com o DUROID 5870 para a frequência de ressonância de 5,8 GHz

4.6 Medições das antenas construídas

Neste trabalho foram simuladas 32 antenas de FR-4 para encontrar os resultados propostos. Das 8 antenas construídas com FR-4 para a validação destes resultados, duas são com geometrias convencionais na frequência de ressonância de 3,5 GHz. As demais são as suas respectivas antenas fractais de primeira, segunda e terceira iterações. A Figura 4.45 apresenta as antenas construídas com FR-4.



Figura 4.45 Antenas construídas com substrato FR-4

A Figura 4.46 apresenta a diferença entre as frequências de ressonância das antenas construídas e simuladas na faixa de 3.5 GHz com o substrato FR-4. Para as antenas triangular convencional, de primeira iteração, segunda iteração e terceira iteração, a diferença entre as antenas construídas e simuladas foram de 0,57%, 0,61%, 0,33% e 1,73% respectivamente.

Para as antenas quadradas convencional, de primeira iteração, segunda iteração e de terceira iteração a variação entre as antenas construídas e simuladas foram de 1,43%, 1,8%, 1,84% e 0,77% respectivamente.

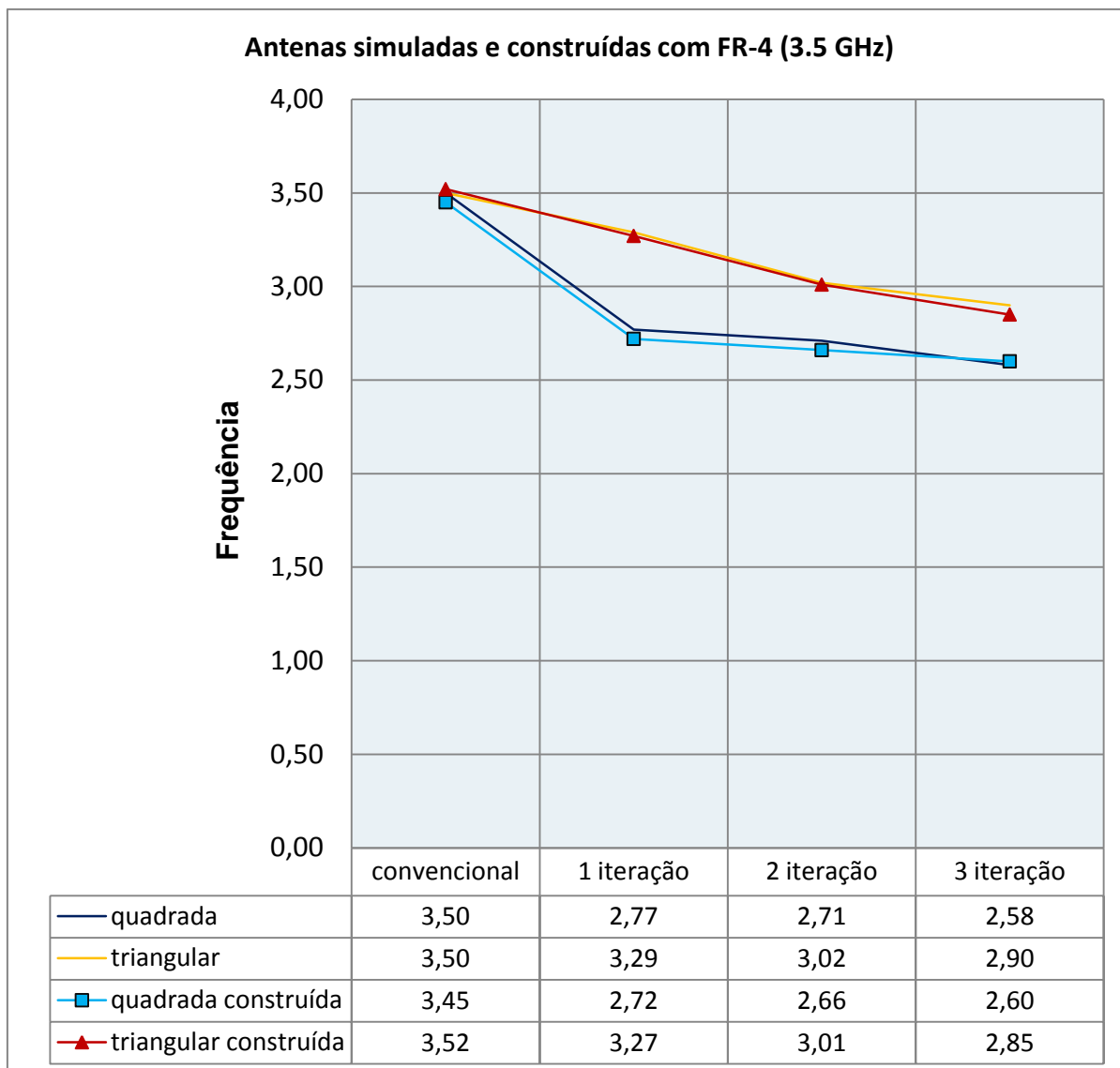


Figura 4.46 Frequências de ressonância das antenas simuladas e construídas com FR-4 na faixa de frequência de 3.5 GHz

Além das antenas de FR-4, também foram simuladas mais 32 antenas de DUROID 5870. Das 8 antenas construídas com DUROID 5870 para a validação destes resultados, duas são com geometrias convencionais na frequência de ressonância de 3,5 GHz. As demais são as suas respectivas antenas fractais de primeira, segunda e terceira iterações. A Figura 4.47 apresenta as antenas construídas com DUROID 5870



Figura 4.47 Antenas construídas com DUROID 5870

A Figura 4.48 apresenta a variação nas frequências entre as antenas construídas e simuladas na frequência de ressonância de 3,5 GHz com o substrato DUROID 5870. Para as antenas triangulares convencional, de primeira iteração, segunda iteração e de terceira iteração a variação entre as antenas construídas e simuladas foram de 2%, 1,5%, 1,96% e 2% respectivamente.

Para as antenas quadradas convencional, de primeira iteração, segunda iteração e de terceira iteração a variação entre as antenas construídas e simuladas foram de 0,85%, sem variação relevante, 0,76% e 0,8% respectivamente.

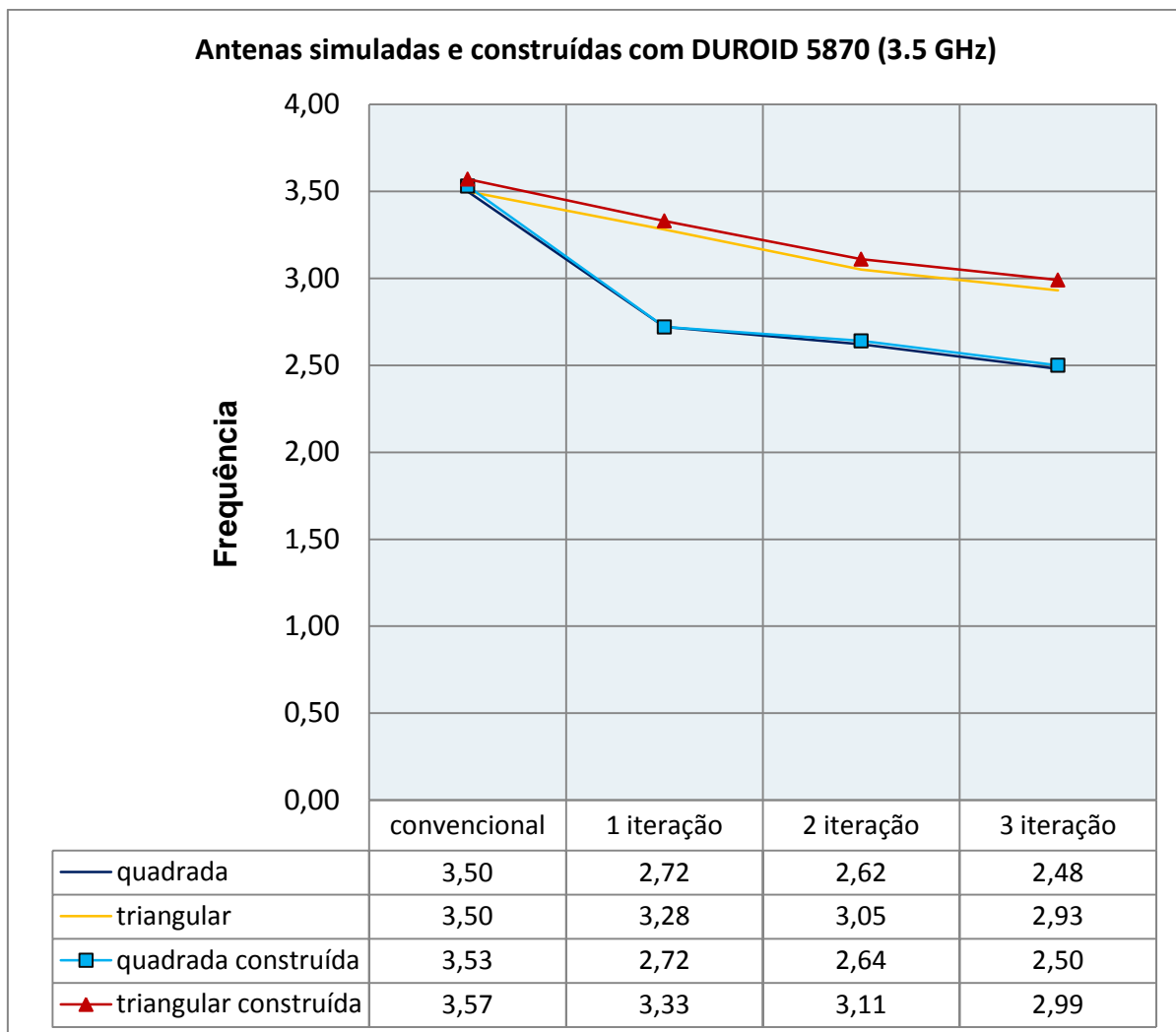


Figura 4.48 Frequência de ressonância das antenas simuladas e construídas com DUROID 5870 na faixa de frequência de 3.5 GHz

A Figura 4.49 mostra o momento da construção das antenas com o substrato DUROID 5870. Neste caso foi empregada uma fresa LPKF de prototipagem. Em seguida, a Figura 4.50 apresenta a medição de uma das antenas construídas.

As Figuras 4.51, 4.52, 4.53, 4.54, 4.55, 4.56, 4.57 e 4.58 apresentam a variação na frequência de ressonância e da largura de banda das antenas simuladas.

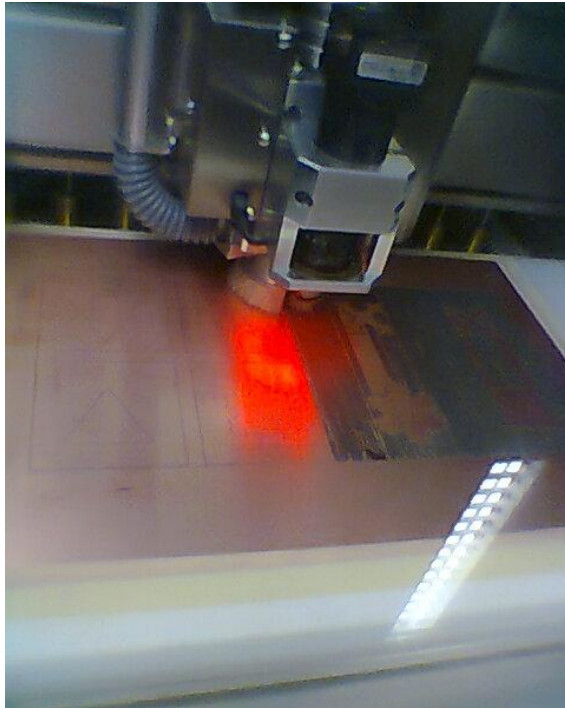


Figura 4.49 Construção das antenas com o substrato DUROID 5870

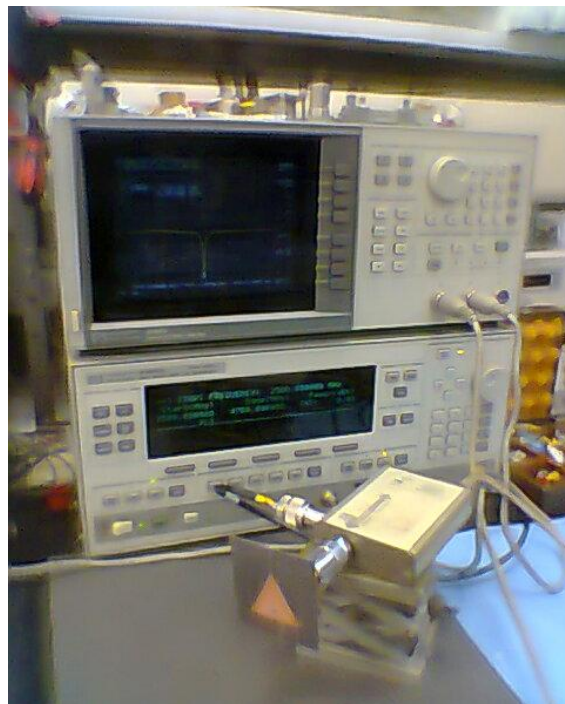


Figura 4.50 Medição de uma das antenas construídas com DUROID 5870

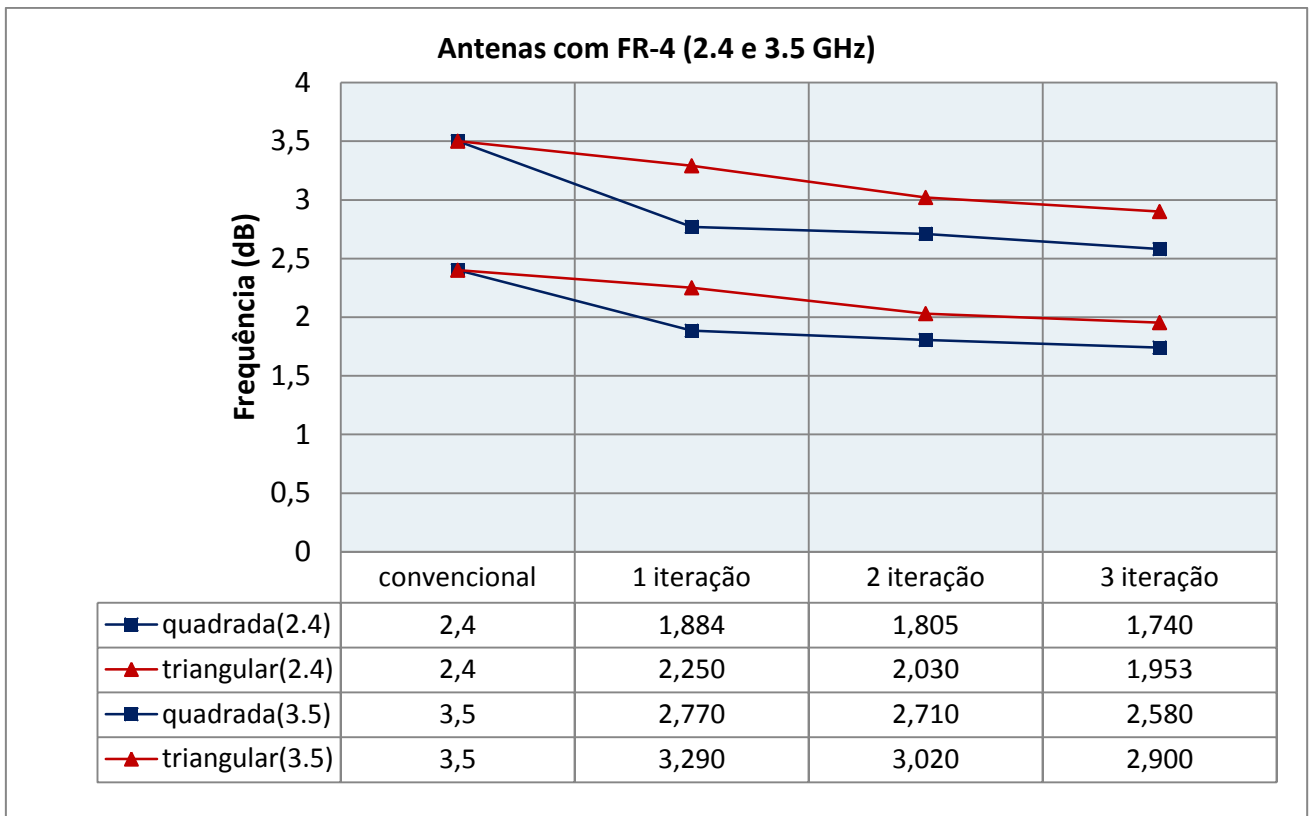


Figura 4.51 Perda de retorno das antenas de 2,4 e 3,5 GHz com o substrato FR-4

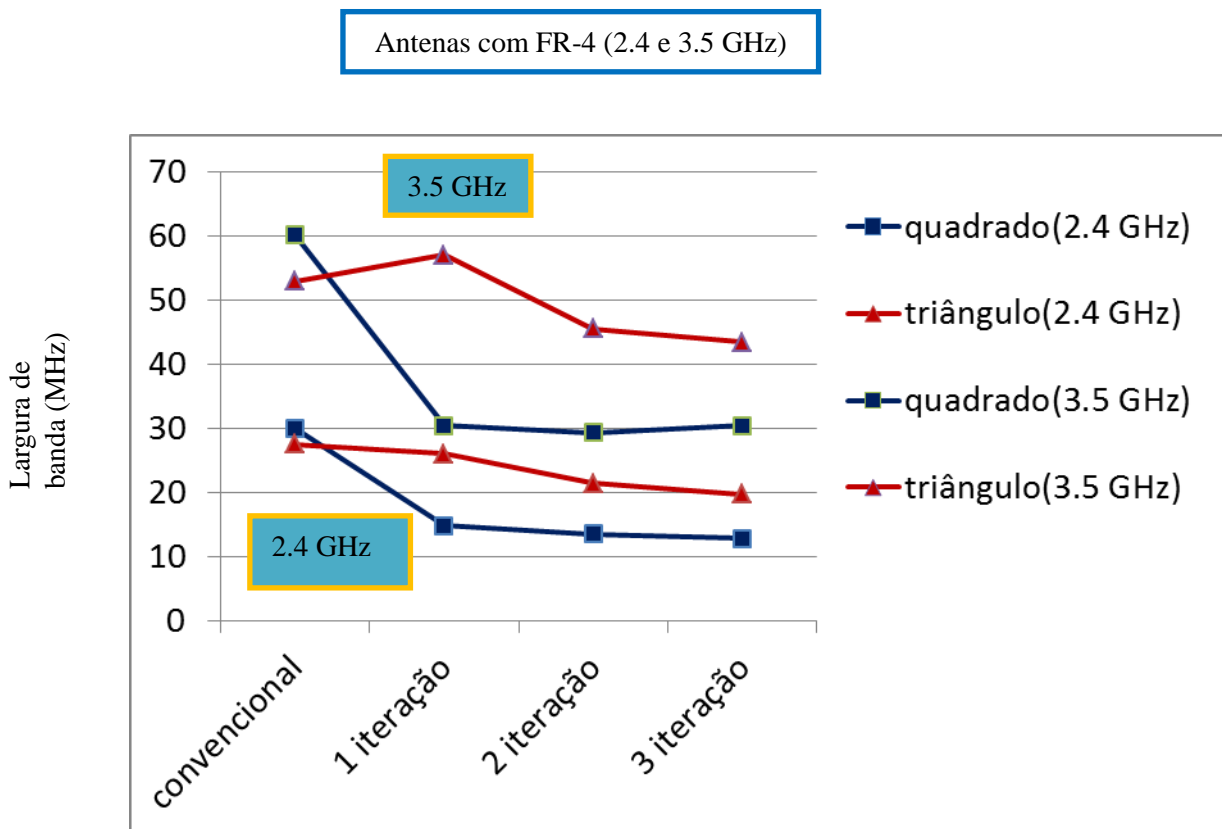


Figura 4.52 Largura de banda das antenas de 2,4 e 3,5 GHz com o substrato FR-4

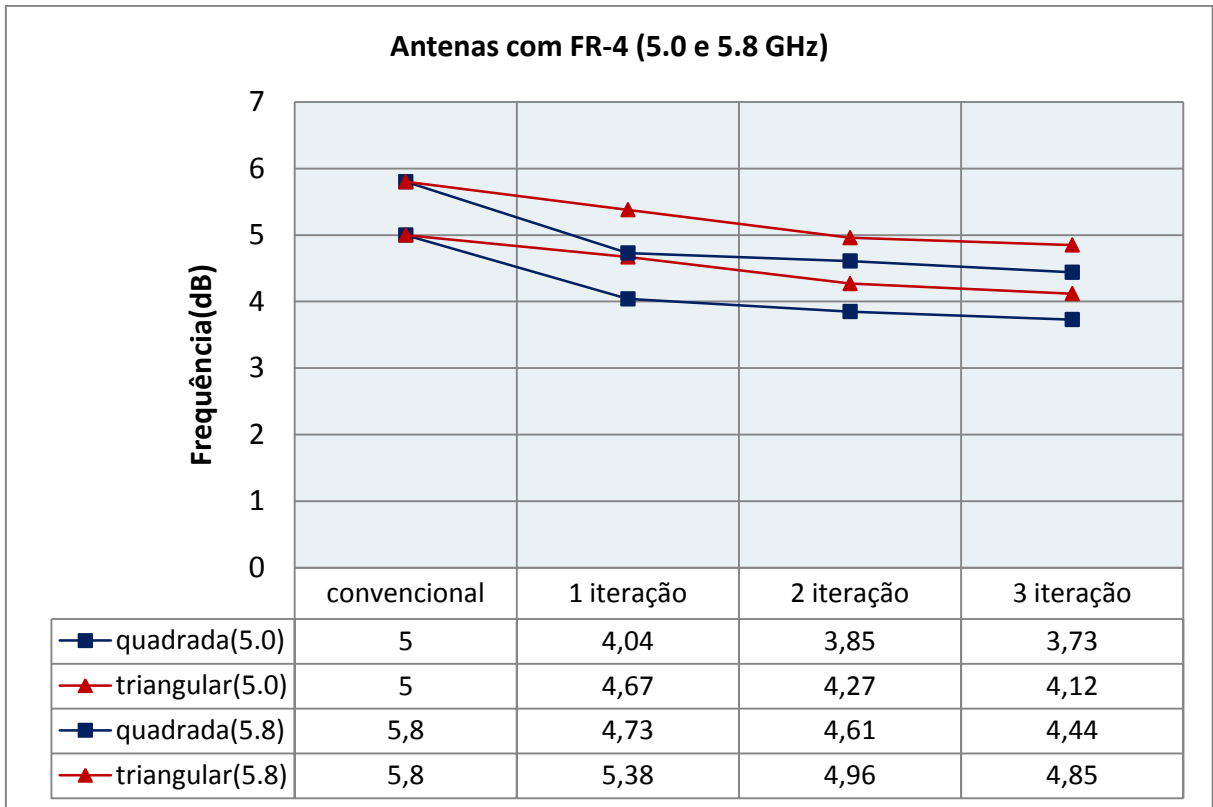


Figura 4.53 Perda de retorno das antenas de 5,0 e 5,8 GHz com o substrato FR-4

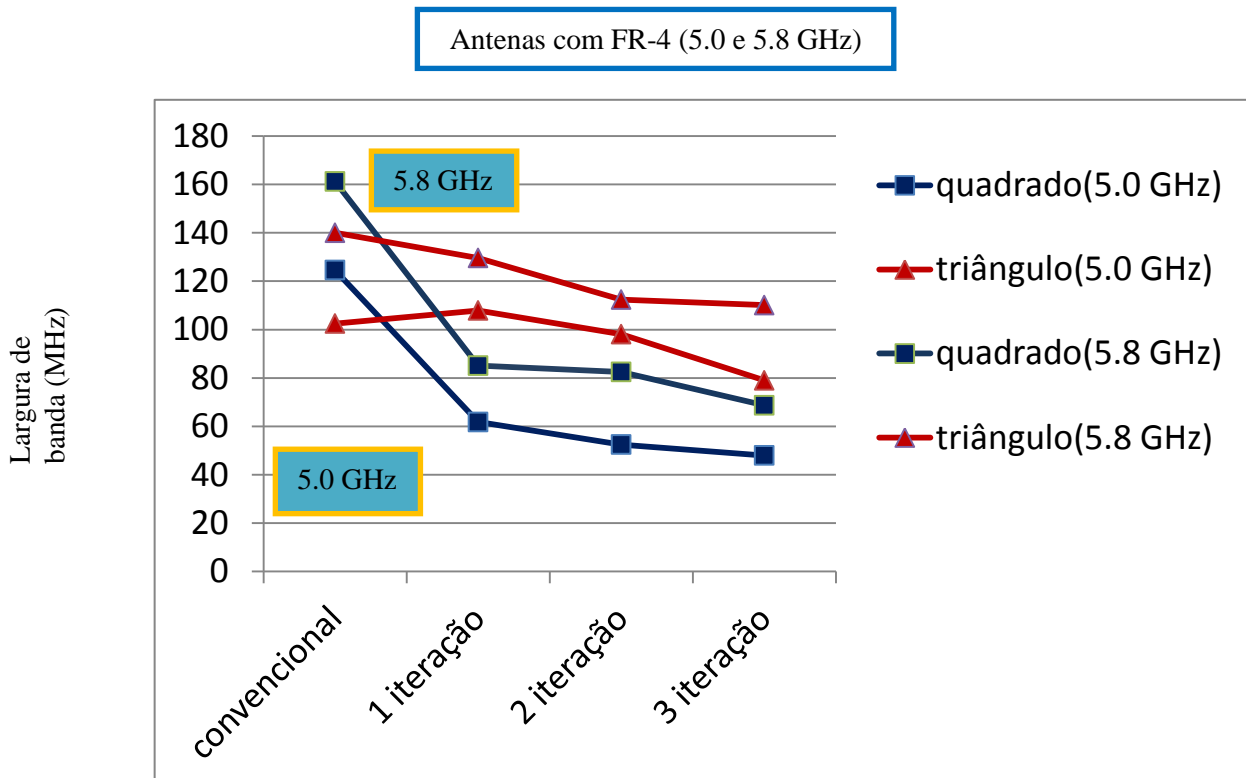


Figura 4.54 Largura de banda das antenas de 5,0 e 5,8 GHz com o substrato FR-4

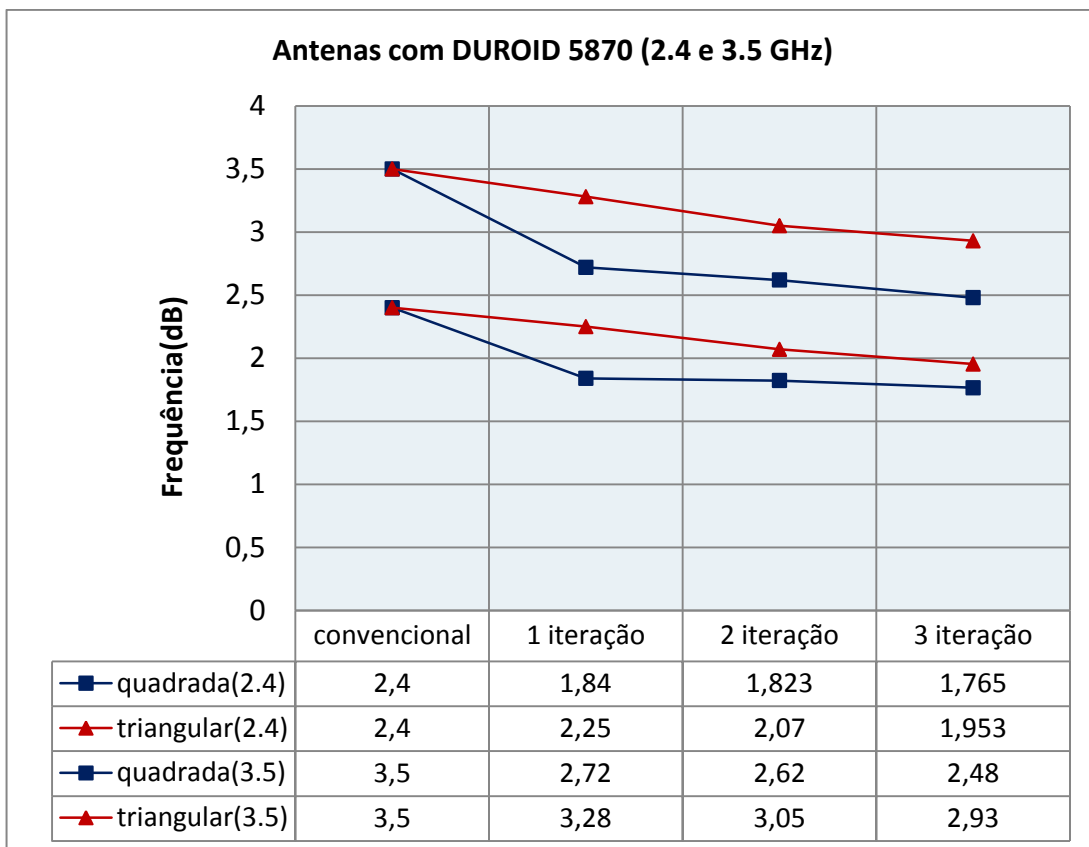


Figura 4.55 Perda de retorno das antenas de 2,4 e 3,5 GHz com o substrato DUROID 5870

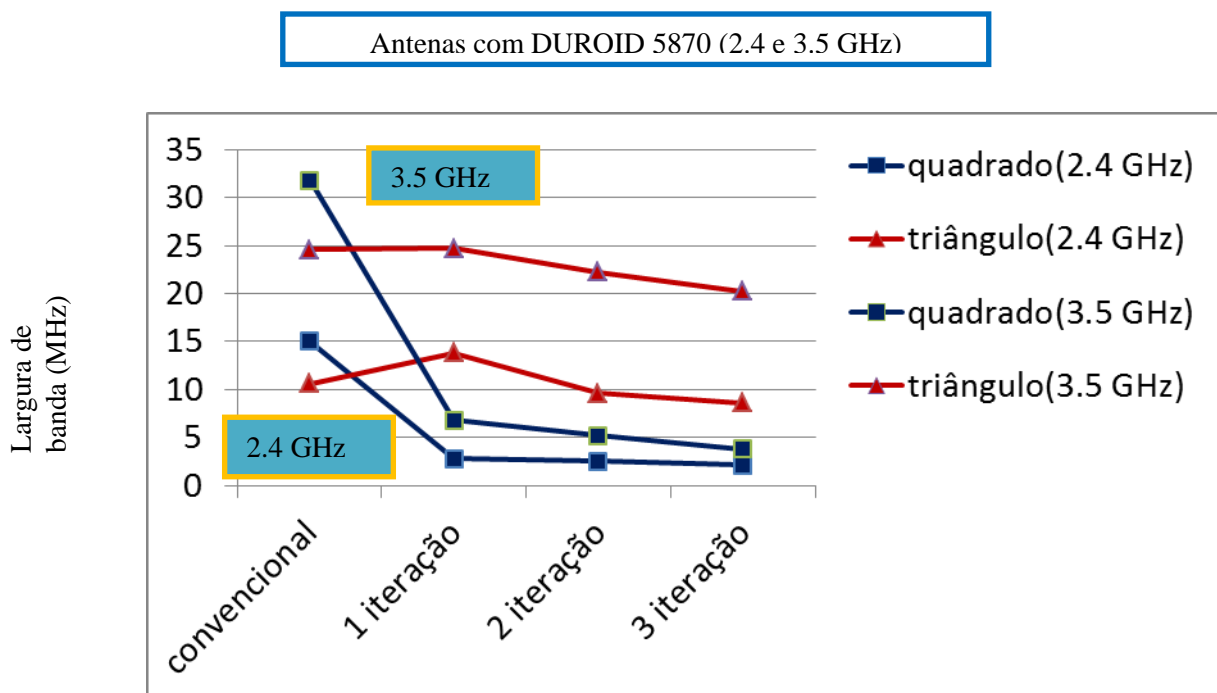


Figura 4.56 Largura de banda das antenas de 2,4 e 3,5 GHz com o substrato DUROID 5870

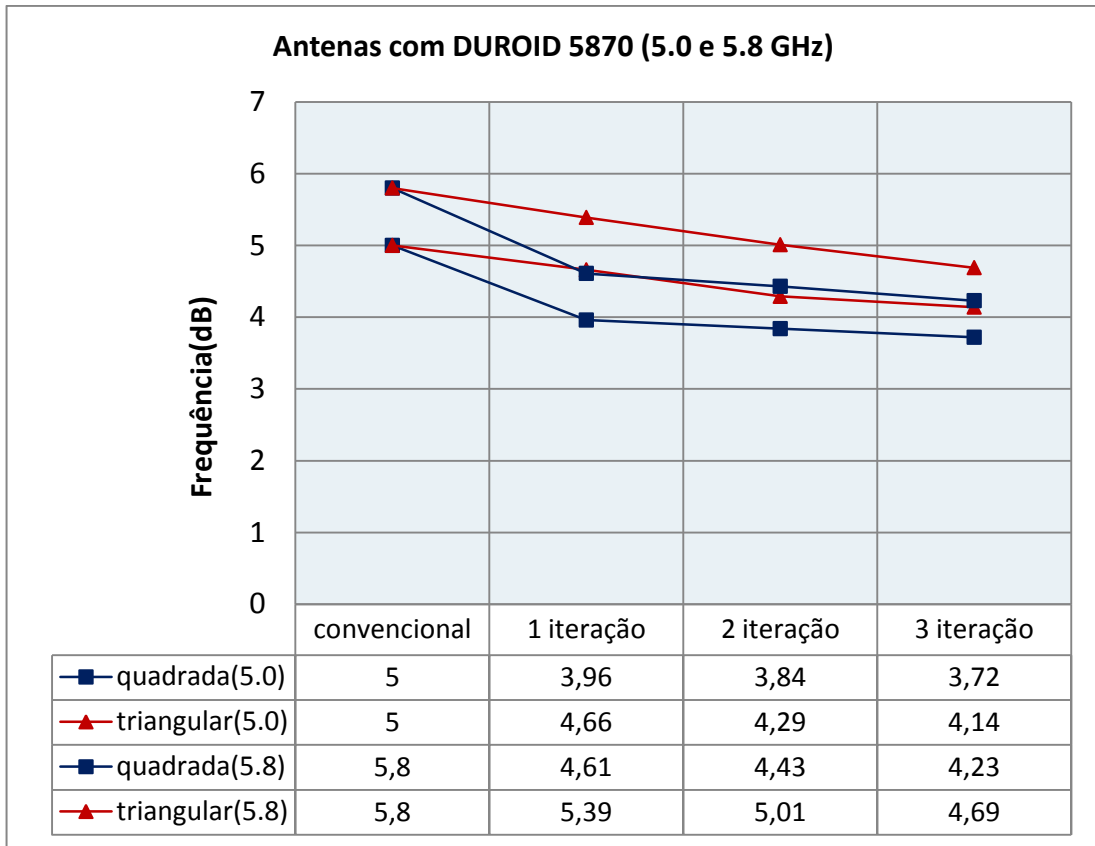


Figura 4.57 Perda de retorno das antenas de 5,0 e 5,8 GHz com o substrato DUROID 5870

Antenas com DUROID 5870 (5.0 e 5.8 GHz)

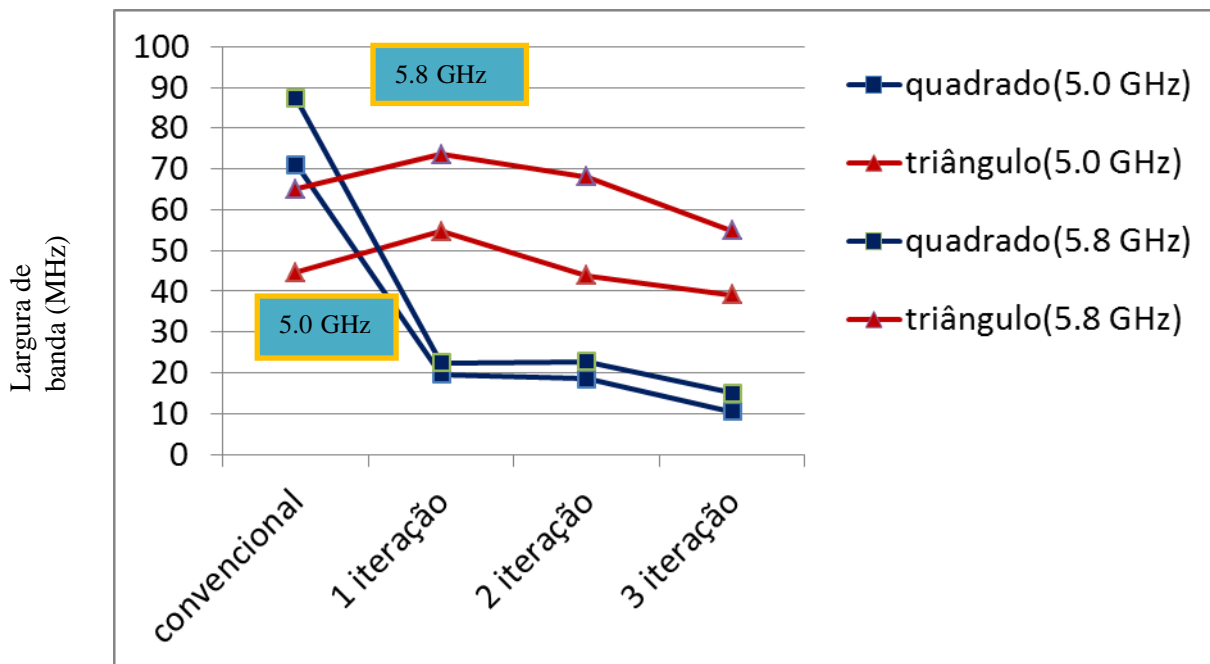


Figura 4.58 Largura de banda das antenas de 5,0 e 5,8 GHz com o substrato DUROID 5870

Conforme o item 2.1 deste trabalho e de acordo com os estudos de Hansen sobre as antenas eletricamente pequenas onde Hansen descreveu como condição para uma antena ser considerada eletricamente pequena deveria atender $k.r < 1$ [2], sendo k a relação entre $\lambda / 2\pi$ e r o raio da circunferência que circunscribe a antena, segue a análise feita para as antenas de FR-4.

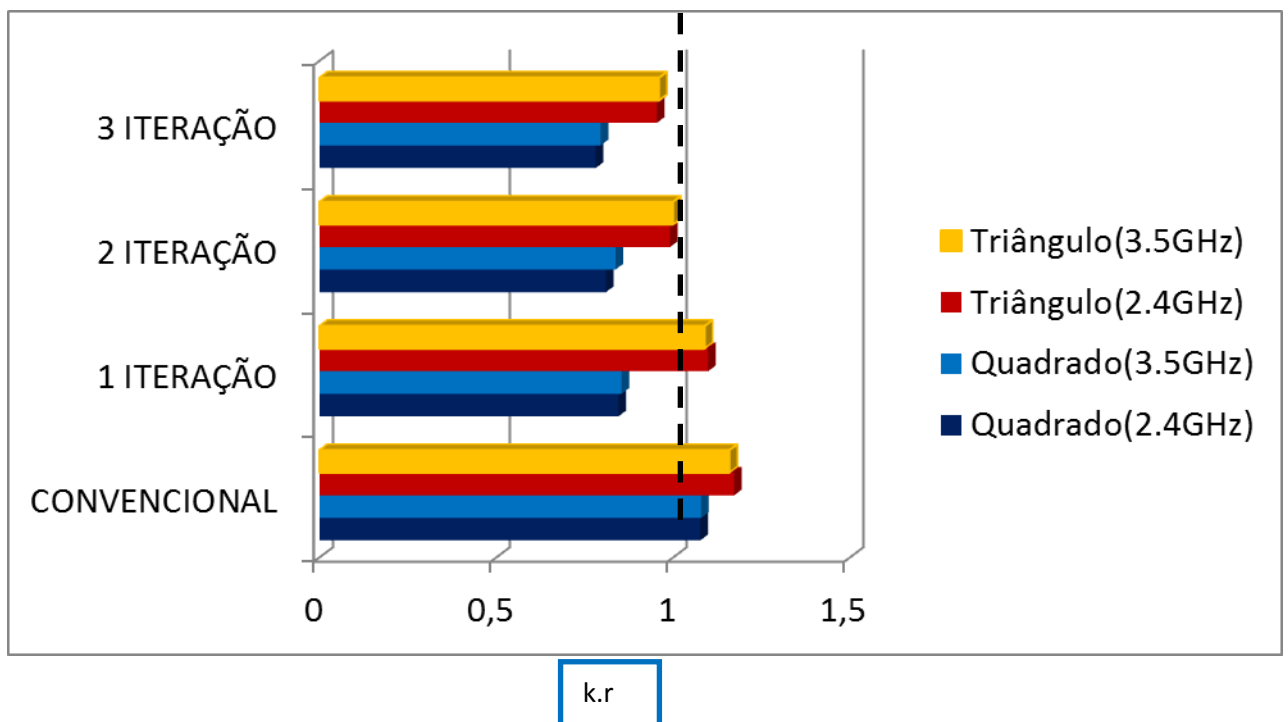


Figura 4.59 Miniaturização das antenas quadradas e triangulares de 2,4 e 3,5 GHz com o substrato FR-4

Como pode ser observado para nenhuma das duas geometrias convencionais a condição de antena eletricamente pequena foi satisfeita, o que era de se esperar já que não foi aplicada nenhuma técnica de miniaturização até então. Para a primeira iteração, a antena quadrada já satisfaz a condição $k.r < 1$. Com a geometria triangular isto ainda não acontece. A partir da segunda iteração as duas geometrias satisfazem a condição de antena eletricamente pequena nas frequências de 2,4 e 3,5 GHz com o substrato FR-4.

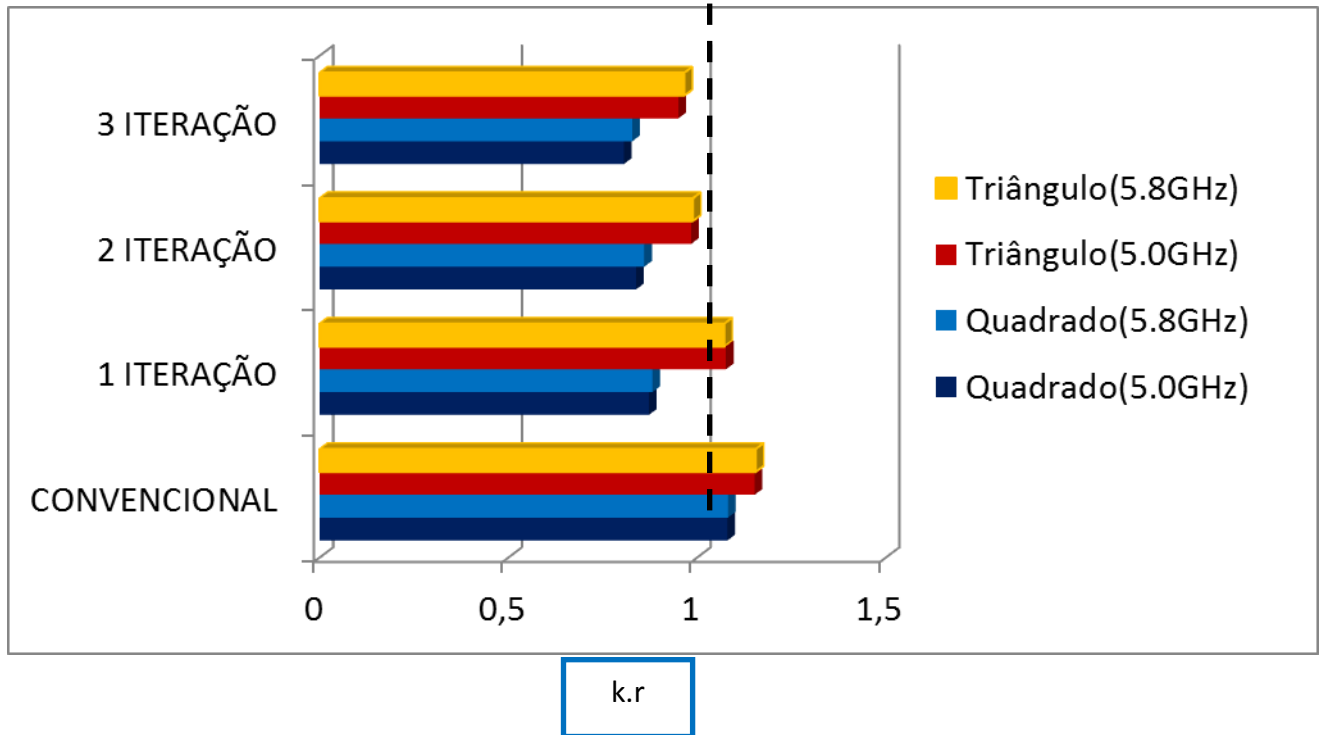


Figura 4.60 Miniaturização das antenas quadradas e triangulares de 5,0 e 5,8 GHz com o substrato FR-4

Para as antenas na faixa de frequência de 5,0 e 5,8 GHz pode ser observado o mesmo comportamento descrito anteriormente.

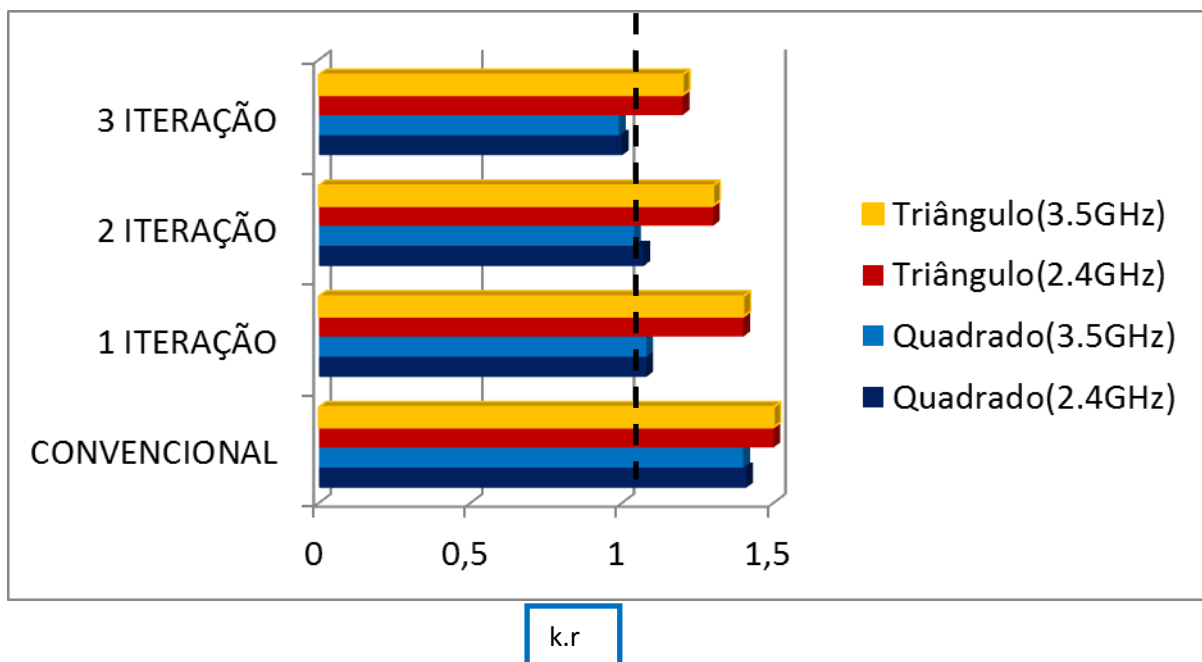


Figura 4.61 Miniaturização das antenas quadradas e triangulares de 2,4 e 3,5 GHz com o substrato DUROID 5870

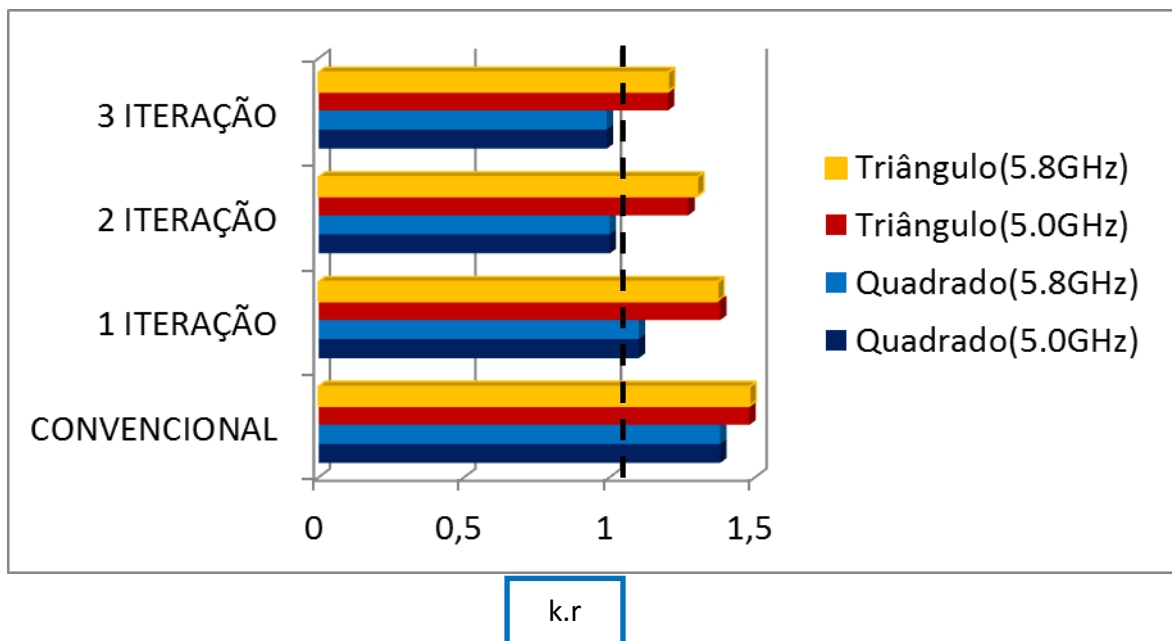


Figura 4.62 Miniaturização das antenas quadradas e triangulares de 5,0 e 5,8 GHz com o substrato DUROID 5870

Como pode ser observado apenas na segunda e terceira iterações das antenas quadradas, em todas as frequências de ressonância estudadas, a condição de antena eletricamente pequena foi satisfeita com o substrato DUROID 5870

Para verificação da redução na geometria das antenas fractais foram feitas também simulações para encontrar a frequência de ressonância inicial das antenas de geometrias convencionais conforme tabela 4.18.

Tabela 4.18 Redução das geometrias fractais

FR-4		1 ITERAÇÃO	2 ITERAÇÃO	3 ITERAÇÃO
QUADRADO	2,4 GHZ	21 %	24.2 %	27.4 %
	3,5 GHZ	19.7 %	25.1 %	26.5 %
	5,0 GHZ	19.4 %	24.2 %	27.1 %
	5,8 GHZ	20.2 %	24.7 %	26.9 %
TRIANGULO		1 ITERAÇÃO	2 ITERAÇÃO	3 ITERAÇÃO
	2,4 GHZ	6.5 %	10.3 %	12.2 %
	3,5 GHZ	6.9 %	10.6 %	12 %
	5,0 GHZ	7.1 %	11.7 %	12.8 %
	5,8 GHZ	7.3 %	13.5 %	14.6 %

Tabela 4.18 Redução das geometrias fractais

DUROID 5870		1 ITERAÇÃO	2 ITERAÇÃO	3 ITERAÇÃO
QUADRADO	2,4 GHZ	22.1 %	23.6 %	28.6 %
	3,5 GHZ	21.8 %	25.5 %	28.8 %
	5,0 GHZ	21 %	23 %	26.3 %
	5,8 GHZ	20.2 %	24.5 %	27.2 %
TRIANGULO		1 ITERAÇÃO	2 ITERAÇÃO	3 ITERAÇÃO
	2,4 GHZ	7.2 %	11 %	12.9 %
	3,5 GHZ	6.3 %	12.5 %	12.2 %
	5,0 GHZ	7.5 %	11.7 %	13 %
	5,8 GHZ	7.9 %	12.9 %	13.9 %

5 CONCLUSÃO

Levando-se em consideração a relevância atual para se conseguir sistemas de alto desempenho em espaços cada vez menores, a integração completa de um sistema, incluindo a antena, é ainda um dos grandes desafios tecnológicos.

Neste trabalho, o foco foi na miniaturização de antenas impressas através da aplicação de fractais em geometrias quadrada e triangular. Diversas antenas foram projetadas através de simulação, fabricadas e seus resultados analisados. O propósito foi identificar qual característica, largura de banda ou miniaturização, prevalece em cada uma das geometrias escolhidas (quadrado de Minkowski e triângulo de Koch) nas faixas de frequência de 2,4 GHz; 3,5 GHz; 5,0 GHz e 5,8 GHz até a terceira iteração. Protótipos foram construídos empregando-se o FR-4 o DUROID 5870.

Foi verificado que, partindo-se da mesma frequência de ressonância para as geometrias convencionais, as antenas quadradas de Minkowski apresentaram frequências de ressonância menores do que as triangulares de Koch para a mesma iteração. Com relação à largura de banda, ocorreu o inverso, ou seja, as antenas triangulares de Koch apresentaram larguras de banda maiores que as quadradas de Minkowski.

Desse modo, dependendo dos requisitos do projeto a ser realizado, deve ser feita a opção por antenas quadradas de Minkowski, caso a maior importância resida em maior miniaturização ou por antenas triangulares de Koch caso o foco seja em maior largura de banda.

Como proposta para futuras pesquisas, outras geometrias poderiam ser analisadas e a espessura ótima do substrato ser determinada para cada iteração quanto a miniaturização ou largura de banda.

Ainda o comportamento das antenas fractais deveria ser investigado para diferentes formas de alimentação. Por fim poderiam ser analisados os comportamentos das antenas fractais em sistemas reais.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Wheeler, H. A. Fundamental limitations of small antennas. *Proceedings of the IRE*, v. 35, December 1947, p.1479-1484.
- [2] Hansen, R. C. Fundamental limitations in antennas. *Proceedings of the IEEE*, v.69, n. 2, p.170-182, February 1981.
- [3] Balanis, A. Antenna theory: analysis and design. 3rd ed. Local: Wiley-Interscience, April 2005.
- [4] Kim, I. W., T. H. Yoo, J. G. Yook, and H. K. Park. The Koch island fractal microstrip patch antenna. In *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2001. IEEE, v. 2, p.736-739, 2001.
- [5] S. Suganthi, S. Raghavan, C. Malarvizhi, and G. Uma. Design and simulation of planar fractal antennas for wifi applications. In: *Innovations in Emerging Technology (NCOIET)*, 2011 National Conference on, feb., p. 71-76, 2011.
- [6] Z. Adelpour, F. Mohajeri, and M. Sadegui. Dual-frequency microstrip patch antenna with modified Koch fractal geometry based on genetic algorithm. In: *Antennas and Propagation Conference (LAPC)*, 2010 Loughborough, nov., p.401-404, 2010.
- [7] H. Oraizi and S. Hedayati. Combined fractal geometries for the design of wide band microstrip antennas with circular polarization. In: *Microwave Symposium (MMS), 2010 Mediterranean*, Aug., p.122-125, 2010.
- [8] L. J. Chu. Physical limitations of omni-directional antennas. *Journal of Applied Physics*, v. 19, p. 1163-1175, December 1948.
- [9] R. F. Harrington. Effect of antennas size on gain, bandwidth, and efficiency. *Journal of Research of the National Bureau of Standards*, v. 64D, p. 1-12, January-February 1960.
- [10] B. B. Mandelbrot, *The Fractal Geometry of Nature*, Freeman, 1983.
- [11] X. Yang, J. Chiochetti, D. Papadopoulos, and L. Susman. Fractal antenna elements and arrays. *Appl. Microwave Wireless*, v. 11, n. 5, p.34-46, May 1999.
- [12] K. Falconer. *Fractal geometry: mathematical foundations and applications*, New York: John Wiley e Sons, 1990.

- [13] H. Lauwerier. *Fractals: endlessly repeated geometrical figures*. Local: Princeton University Press, Princeton, NJ, 1991.
- [14] J. F. Gouyet. *Physics and fractal structures*. New York, Springer, 1996.
- [15] H. O. Peitgen and P. H. Richter. *The beauty of fractals; images of complex dynamical systems*. Berlin/New York, Springer-Verlag, 1986.
- [16] E. O. Peitgen and D. Saupe (eds.), *The science of fractal images*. Springer-Verlag, Berlin/New York, 1988.
- [17] D. L. Jaggard. On fractal electrodynamics. In: H. N. Kritikos and D. L. Jaggard, eds. *Recent Advances in Electromagnetics Theory*, Springer-Verlag, New York, 1990, p.183-224.
- [18] D. H. Wener and R. Mittra. *Frontiers in electromagnetics*. New Jersey, IEEE Press, Piscataway, 2000.
- [19] D. H. Werner and S. Gangul. *An overview of fractal antenna engineering research*. IEEE Antennas and Propagation Magazine, v.45, p.38-57, February 2003.
- [20] J. P. Gianvittorio and Y. Rahmat-Samii. Fractal antennas: a novel antenna miniaturization technique and applications. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, v.44, February 2002, p. 20-36.
- [21] Y. Kim and D. L. Jaggard. The fractal random array *Proc. IEEE*, v.74, n.9, p.1278-1280, 1986.
- [22] N. Cohen. Fractal antennas part 1: introduction and the fractal quad. *Communications Quarterly*, p. 7-22, Summer 1995.
- [23] N. Cohen. Fractal antennas part 2: a discussion of relevant, but disparate qualities. *Communications Quarterly*, Summer 1996.
- [24] C. Puente, J. Romeu, and A. Cardama. Fractal antennas. In: D. H. Werner and R. Mittra (eds.), *Frontiers in electromagnetics*, IEEE Press, Piscataway, NJ, p.48-93, 2000.
- [25] C. Puente, J. Romeu, R. Pous, and A. Cardama. On the behavior of the sierpinski multiband antenna. *IEEE Trans. Antennas Propagat*, v.46, n. 4, p.517-524, April 1998.
- [26] C. Puente, J. Romeu, R. Pous, J. Ramis, and A. Hijazo. Small but Long Koch Fractal Monopole. *Electronics Letters*, v.34, n.1, p.9-10, 1998.

- [27] D. H. Werner, R. L. Haupt, and P. L. Werner. Fractal antenna engineering: the theory and design of fractal antennas arrays. *IEEE Antennas Propagation Magazine*, v.41, n. 5, p.37-59, October 1999.
- [28] C. Puente Baliarda, J. Romeu, and A. Cardama. The Koch monopole: a small fractal antenna. *IEEE Trans. Antennas Propagat.* v.48, n.11, p.1773-1781, November 2000.
- [29] J. Romeu and J. Soler. Generalized sierpinski fractal multiband antenna" *IEEE Trans. Antennas Propagat.* v.49, n.8, p.1237-1239, August 2001.
- [30] J. P. Gianvittorio and Y. Rahmat-Samii, "Fractal Antennas: A Novel Antenna Miniaturization Technique, and Applications" *IEEE Antennas propagations Magazine*, vol.44, No.1, pp.20-36, February 2002.
- [31] J. P. Gianvittorio and Y. Rahmat-Samii. Fractal element antennas: a compilation of configurations with novel characteristics. In: *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, v.3, Salt Lake City, Utah, p. 1688-1691, July 16-21, 2000.
- [32] C. Borja and J. Romeu. Multiband Sierpinski fractal patch antenna. In: *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, v.3, Salt Lake City, Utah, 2000, p.1708-1711, July 16-21, 2000.
- [33] E. O. Peitgen and D. Saupe (eds.). *The science of fractal images*. Berlin/New York, Springer-verlag, 1988.
- [34] J. M. Gonzalez-Arbesu, S. Blanch, and J. Romeu. Are space-filling curves efficient small antennas? *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v.2, 2003, p. 147-150.
- [35] S. R. Best. Comments on Hilbert curve fractal antenna: a small resonant antenna for VHF/UHF applications. *Microwave and Optical Technology Letters*, v.35, p.420-421, December 2002.
- [36] S. R. Best and J. D. Morrow. The effectiveness of space-filling fractal geometry in lowering resonant frequency. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v.1, p. 112-115, 2002.
- [37] S. R. Best. A comparison of the performance properties of the Hilbert curve fractal and meander line monopole antennas. *Microwave and Optical Technology Letters*, v.35, p. 258-262, 2002.

- [38] H. Elkamchouchi and M. A. Nasr. 3D-fractal rectangular Koch dipole and Hilbert dipole antennas. In: *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, v. 18-21, p.1-4, 2007.
- [39] J. Romeu and S. Blanchm. A three dimensional Hilbert Antenna. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, p. 550-553, 2002.
- [40] H. Elkamchouchi and M. A. Nasr. 3D-fractal Hilbert antennas made of conducting plates. *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, v. 18-21, p.1-4, 2007.
- [41] H. Rmili, O. Mrabet, J. M. Floch, and J. L. Miane. Study of an electrochemically-deposited 3-D random fractal tree-monopole antenna. *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, v.55, p. 1045-1050, April 2007.
- [42] S. R. Best. The radiation properties of electrically small folded spherical helix antennas. *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, v.52, p. 953-960, April 2004.
- [43] A. Mehdipour, H. Aliakbarian, and J. Rashed-Mohassel. A novel electrically small spherical wire antenna with almost isotropic radiation pattern. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v.7, p. 396-399, 2008.
- [44] C. P. Baliarda, J. Romeu and A. Cardama. The Koch monopole: a small fractal antenna. *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, v.48, p. 1773-1781, November 2000.
- [45] J. Zhu, A. Hoorfar, and N. Engheta. Bandwidth, cross-polarization, and feed-point characteristics of matched Hilbert antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v.2, p. 2-5, , 2003.
- [46] X. Chen S. S. Naeini and Y. Liu. A down-sized printed Hilbert antenna for UHF band. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, p. 581-584, 2003.
- [47] J. Zhu, A Hoorfar and N. Engheta. Peano antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v.3, p. 71-74, 2004.
- [48] S. R. Best. A comparison of the resonant properties of small space-filling fractal antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v.2, p.197-200, 2003.
- [49] Electromagnetic Properties of Material Program. NIST web site. <http://www.nist.gov>.
- [50] Hewllet Packard. Basics of measuring the Dielectric Properties of Materials. Application note 1217-1.

- [51] Hewlett Packard. Permittivity Measurements of PC Board and Substrate Materials Using HP 4291A and HP 16453A. Application note 1255-3.
- [52] L. S. Napoli and J. J. Hughes. A simple technique for the accurate determination of the microwave dielectric constant for microwave integrated circuits. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech* , v. MTT-19, p. 664-665, July 1971.
- [53] J. G. Richings. An accurate experimental method for determining the important properties of Microstrip transmission lines. *Marconi Rev.* v. Fourth Quarter, p. 209-215, 1974.
- [54] S. H. Chao. An uncertainty analysis for the measurement of microwave conductivity and dielectric constant by the short-circuited line method. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, v. IM-35, p. 36-41, Mar.1986.
- [55] L. P. Ligthart. A fast computational technique for accurate permittivity determination using transmission-line method. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, v. MTT-31, p.249-254, Mar.1983.
- [56] H. A. N. Hejase. On the use of Davidenko's method in complex root search. *IEEE Trans. Microwave theory Tech* , v.41, p. 141-143, Jan 1993.
- [57] A. M. Nicolson and G. F. Ross. Measurement of the intrinsic properties of materials by the time domain techniques. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, v. IM-19, p.377-382, Nov. 1970.
- [58] Hewlett Packard. Measuring dielectric constant with the HP 8510 network analyzer. Product Note 8510-3
- [59] A. H. Boughriet, Ch. Legrand, and A. Chapoton. Noniterative stable transmission/reflection method for low loss material complex permittivity determination. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, v.45, p.52-57, Jan. 1997.
- [60] Antonije R. Djordjevic, Radivoje M. Biljić, Vladana D. Likar-Smiljanic, and Tapan K. Sarkar. Wideband Frequency-Domain Characterization of FR-4 and Time-Domain Causality. *IEEE Trans. on Electromagnetic Compability*, v. 43, n. 4, November 2001.
- [61] A. R. Von Hippel, *Dielectrics and Waves*. New York: Wiley, 1954.
- [62] Deschamps, G. A.. Microstrip Microwaves Antennas. 3rd Symp. Antennas, University of Illinois, Urbana, 1953.
- [63] Gutton. H. and G. Baissinot. Flat aerial for ultra high frequencies. Patente Francesa No. 703111, 1955.

- [64] Howell, J. Q. Microstrip Antennas. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1972, v. 10, p. 177-180, Dec. 1972.
- [65] J. J. Bahl and P. Bhartia. Microstrip Antennas. Dedham, Artech House, 1980.
- [66] Navarro, J. A., and Chang K.. Integrated Active Antennas and Spatial Power Combining. New York, John Wiley e Sons, Inc., 1996.
- [67] M. Pozar. Microstrip Antennas. *Proc. IEEE*, v. 80, p.79-91, Jan. 1992.
- [68] Robert A. Sainati. CAD of microstrip antennas for wireless applications. Norwood, Artech House, Inc., 1996.
- [69] H. Pues and A. Van de Capelle. Accurate Transmission-Line Model for the Rectangular Microstrip Antenna. *Proc. IEEE*, Part H, v. 131, p. 334-340, Dec. 1984.
- [70] RT/Duroid 5870/5880 High frequency laminates. Disponível em: <<http://www.rogerscorporation.com/mwu/pdf/5000data.pdf>>. Acesso em 2012
- [71] Taconic RF and Microwave Substrate for Antennas. Disponível em: <<http://www.taconic-add.com/en--products--categories--antenna.php>>. Acesso em 2012.
- [72] Nelco: Materials Selection Guide. Disponível em: <<http://www.parknelco.com/parknelco/images/overview.pdf>> Acesso em 2012
- [73] Materials for Printed Wiring Board (PWB). Disponível em: http://www.mgc.co.jp/business/denshi/eng/pwb_e_gairyaku.html Acesso em 2012
- [74] B. E. González and Silvio E. Barbin. Antenas impressas compactas para sistemas de comunicação na Banda ISM e, 2,4 GHz. 2005, 103, Mestrado, Universidade de São Paulo.
- [75] L. B. Moraes and Silvio E. Barbin. A comparison between Minkowski and Koch fractal patch antennas *IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference*, 2011, Brazil.