



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM SISTEMAS DE
COMUNICAÇÃO E AUTOMAÇÃO

BRUNO MARCEL DE CARVALHO BRITO

**DESENVOLVIMENTO DE ANTENA DE MICROFITA BASEADA NO FRACTAL
DE CANTOR COM PLANO DE TERRA TRUNCADO**

MOSSORÓ – RN

2018

BRUNO MARCEL DE CARVALHO BRITO

**DESENVOLVIMENTO DE ANTENA DE MICROFITA BASEADA NO FRACTAL
DE CANTOR COM PLANO DE TERRA TRUNCADO**

Dissertação de mestrado acadêmico apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Comunicação e Automação da Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Mestre em Sistemas de Comunicação e Automação.

Orientador: Prof. Dr. Idalmir de Souza Queiroz Júnior – UFERSA

Co-orientador: Prof. Dr. Humberto Dionísio de Andrade – UFERSA

MOSSORÓ – RN

2018

(FICHA CATALOGRÁFICA)

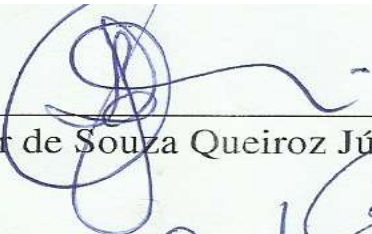
BRUNO MARCEL DE CARVALHO BRITO

**DESENVOLVIMENTO DE ANTENA DE MICROFITA BASEADA NO FRACTAL
DE CANTOR COM PLANO DE TERRA TRUNCADO**

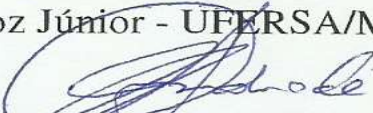
Dissertação de mestrado acadêmico
apresentada ao Programa de Pós-Graduação em
Sistemas de Comunicação e Automação da
Universidade Federal Rural do Semi-Árido
como requisito para obtenção do título de
Mestre em Sistemas de Comunicação e
Automação.

Defendida em: 23/02/2018.

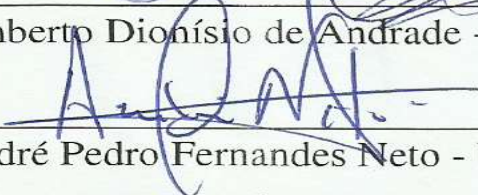
BANCA EXAMINADORA



Prof. Dr. Idalmir de Souza Queiroz Júnior - UFERSA/Mossoró



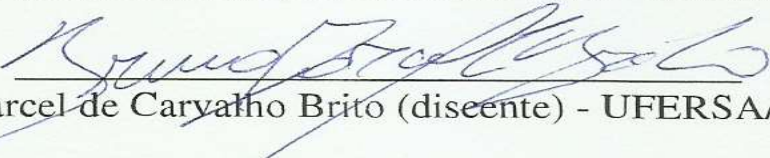
Prof. Dr. Humberto Dionísio de Andrade - UFERSA/Mossoró



Prof. Dr. André Pedro Fernandes Neto - UFERSA/Mossoró



Prof. Dr. Marinaldo Pinheiro de Sousa Neto - IFRN/Mossoró



Bruno Marcel de Carvalho Brito (discente) - UFERSA/Mossoró

À minha amiga e avó por opção, Dona Salete Barra (*in memoriam*) que sempre torceu por essa minha conquista.

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, à Deus, pelo dom da vida. Por me proporcionar essa oportunidade e a capacidade de realizá-la com êxito e honradez.

Aos meus pais, Domingos Alves de Brito e Evani Maria C. Carvalho Brito, pelo amor incondicional, apoio, cuidado, sacrifício, orientação e principalmente, o exemplo de luta, perseverança e amor a família. Vocês são e sempre serão meu espelho, meus ídolos. Muito obrigado.

Aos meus irmãos Ciro Brito e Anna Luisa, por estarem presentes em todos os momentos, pelo companheirismo, incentivo e conselhos. Estaremos sempre unidos, contem comigo sempre. A toda minha família, meus avós, minhas tias e tios e primos.

À minha noiva Anna Rafaelly de Oliveira Andrade, pelo apoio, amor, compreensão e por ser minha companheira durante todo esse período. Muito obrigado, você foi muito importante para realização desse trabalho. E a toda sua família, especialmente aos seus pais Raniere Andrade e Zoraide Oliveira e a sua avó Dona Salete, pelo acolhimento, carinho e confiança.

Aos meus amigos, que contribuíram de forma direta e indireta para a realização desse trabalho. Amigos do bairro, dos tempos de escola e tantos outros amigos que fiz em minha vida. Muito obrigado a todos.

Aos amigos do PPGSCA, Thomas Tadeu, Talles Amony, Alexandre Araújo, Kaick Viana, Magno Monteiro, Isaac Barros, Arimateia Pinto, Alexandre Henrique, Flávia Souza, Samanta Mesquita, pelo companheirismo, auxílio e bom humor, que foi muito importante para enfrentar todas as dificuldades dessa trajetória.

Aos meus amigos, conselheiros e guias, meu orientador Idalmir Queiroz de Souza Júnior e meu co-orientador Humberto Dionísio de Andrade. Muito obrigado pela dedicação, paciência, confiança, disponibilidade e ensinamentos que foram fundamentais para realização desse trabalho.

A todos os professores do PPGSCA, todos os funcionários e estrutura da UFRSA, aos laboratórios de eletrônica da UFRN, UFPB e UFCG. Ao apoio financeiro da CAPES. Obrigado por viabilizar a realização dessa pesquisa.

RESUMO

O desenvolvimento de pesquisas em antenas têm se intensificado nos últimos anos, especialmente relacionadas a antenas de microfita. Características como: volume pequeno, peso reduzido, baixo custo e facilidade de fabricação são observadas em projetos de antenas de microfita, o que explica a popularização dessa linha de pesquisa. No entanto, com a constante evolução da tecnologia em sistemas de comunicação, os equipamentos exigem uma antena com tamanho reduzido e grande capacidade de transferência de dados. Nesse contexto, a aplicação da Geometria Fractal, baseada na Sequência de Cantor, em estruturas de antenas de microfita tem se tornado uma alternativa bastante efetiva em projetos de pesquisas do setor. A característica principal que uma estrutura fractal apresenta é uma efetiva miniaturização em suas dimensões físicas sem reduzir significativamente a largura de banda e a eficiência da antena. Com a necessidade de antenas com maior capacidade de transferência de dados, uma característica bastante desejada em antenas é uma largura de banda com tamanho considerável. Para isso, a técnica de truncamento do plano de terra tem se notabilizado por conseguir alargar a faixa de operação em antenas onde o truncamento é aplicado. Visando realizar um estudo nas modificações das características elétricas em uma antena com aplicação da geometria fractal e truncamento do plano de terra, foi realizado um estudo paramétrico visando encontrar as melhores configurações das antenas projetadas. Foram realizadas sucessivas simulações com o auxílio do HFSS® (*High Frequency Structural Simulator*), para obtenção de diagrama de radiação 2D e 3D, perda de retorno, largura de banda e ganho. De posse dessas informações simuladas, foram escolhidas as antenas que apresentaram as características mais desejadas para fabricação e consequente comparação entre os valores simulados e os valores obtidos com a medição das antenas fabricadas.

Palavras-Chave: Antenas de Microfita, Sequência de Cantor, Truncamento do plano de terra.

ABSTRACT

The development of antenna research has intensified in recent years, especially related to microstrip antennas. Features such as small volume, reduced weight, low cost and ease of manufacturing are observed in microstrip antenna designs, which explains the popularization of this line of research. However, with the constant evolution of technology in communication systems, the equipment requires an antenna with increasingly smaller size and great capacity of data transfer. In this context, the application of Fractal Geometry, based on the Cantor Sequence, on microstrip antenna structures has become a very effective alternative in research projects of the sector. The main feature that a fractal structure presents is an effective miniaturization in its physical dimensions without significantly reducing the bandwidth and efficiency of the antenna. With the need for antennas with greater data transfer capacity, a very desirable feature in antennas is a bandwidth with considerable size. For this, the technique of reduction of the ground plane has been notable for being able to extend the range of operation in antennas where the reduction is applied. Aiming to carry out a study on the modifications of the electric characteristics in an antenna with application of the fractal geometry and reduction of the ground plane, a parametric study was executed to find the best configurations of the projected antennas. Successive simulations were executed with the aid of HFSS® (High Frequency Structural Simulator), to obtain 2D and 3D radiation pattern, return loss, bandwidth and gain. With this simulated information, the antennas were chosen, which presented the most desirable characteristics for manufacturing and consequent comparison between the simulated values and the values obtained with the measurement of the antennas manufactured.

Keywords: Microstrip antennas; Cantor Sequence; Reduction of ground plane.

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 - DIMENSÕES DO PROJETO DA ANTENA DE MICROFITA PADRÃO.....	60
TABELA 2 - RESULTADOS DAS ITERAÇÕES DAS ANTENAS SIMULADAS.	71
TABELA 3 - RESULTADOS DAS ANTENAS TRUNCADAS HORIZONTALMENTE.	76
TABELA 4 - RESULTADOS DAS ANTENAS TRUNCADAS VERTICALMENTE.	79
TABELA 5 - RESULTADOS DAS ANTENA COM TRUNCAMENTO COMPOSTO.	81
TABELA 6 - COMPARATIVO DOS PARÂMETROS APRESENTADOS PELAS ANTENAS FABRICADAS. .	91

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 - REPRODUÇÃO DOS ELEMENTOS DE UMA ANTENA DE MICROFITA.	20
FIGURA 2 – FORMAS GEOMÉTRICAS DO PATCH ENCONTRADOS EM UMA ANTENA DE MICROFITA.	21
FIGURA 3 - ARRANJO DE ANTENA DE MICROFITA	22
FIGURA 4 - DIAGRAMAS DE RADIAÇÃO: (A) ARRANJO BROADSIDE; (B) ARRANJO END-FIRE. ...	22
FIGURA 5 - DIAGRAMA DE RADIAÇÃO NA FORMA POLAR.	24
FIGURA 6 - DIAGRAMA DE RADIAÇÃO TRIDIMENSIONAL DE UMA ANTENA DIRETIVA	25
FIGURA 7 - PROPAGAÇÃO DE UMA ONDA ELETROMAGNÉTICA E SUA POLARIZAÇÃO: (A) ROTAÇÃO DA ONDA; (B) POLARIZAÇÃO ELÍPTICA.	26
FIGURA 8 - GRÁFICO DE DIRETIVIDADE DE UMA ANTENA.	28
FIGURA 9 - MODELO DE QUADRIPOLO.....	32
FIGURA 10 - GRÁFICA DA CARTA DE SMITH DA EQUAÇÃO (22).	35
FIGURA 11 - GRÁFICO DA CARTA DE SMITH DAS EQUAÇÕES (22) E (23)	35
FIGURA 12 - ALIMENTAÇÃO POR LINHA DE ALTA IMPEDÂNCIA.	36
FIGURA 13 - ALIMENTAÇÃO POR CABO COAXIAL EM UMA ANTENA DE MICROFITA.	37
FIGURA 14 - ALIMENTAÇÃO POR ACOPLAMENTO POR ABERTURA EM UMA ANTENA DE MICROFITA.	38
FIGURA 15 - ALIMENTAÇÃO POR ACOPLAMENTO POR PROXIMIDADE EM UMA ANTENA DE MICROFITA.	38
FIGURA 16 - DISTRIBUIÇÃO DAS CARGAS E DENSIDADE DE CORRENTE APÓS ALIMENTAÇÃO DA ANTENA.	40
FIGURA 17 - GEOMETRIA ADOTADA PARA O MODELO DA CAVIDADE.	40
FIGURA 18 - MODOS DE OPERAÇÃO TM^x	42
FIGURA 19 - (A) VISTA ISOMÉTRICA E (B) FRONTAL DE ANTENA DE MICROFITA E SEU EFEITO DE FRANJAMENTO.....	43
FIGURA 20 - (A) COMPRIMENTO EFETIVO DO PATCH E (B) EFEITO DE FRANJAMENTO NO COMPRIMENTO DA ANTENA.	44
FIGURA 21 - INSET FEED APLICADO AO PATCH DE UMA ANTENA.	46
FIGURA 22 - TIPOS DE FRACTAIS (A) FRACTAL GEOMÉTRICO; (B) FRACTAIS DE RECORRÊNCIA. (C) FRACTAL ALEATÓRIO.....	48
FIGURA 23 - AMPLIAÇÃO DE UMA CURVA NO FLOCO DE NEVE DE KOCH	50
FIGURA 24 - COMPLEXIDADE INFINITA DO CARPETE DE SIERPINSKI.	50

FIGURA 25 - REPRESENTAÇÃO DE UM QUADRADO COMPOSTO POR 4 QUADRADOS MENORES.....	52
FIGURA 26 - REPRESENTAÇÃO DO MÉTODO DA CONTAGEM DE CAIXAS PARA DIFERENTES VALORES DE L E δ	53
FIGURA 27 - PROCESSO DE ROTAÇÃO DOS EIXOS DE COORDENADAS ENVOLVIDOS NO SISTEMA DE FUNÇÕES ITERATIVAS.	55
FIGURA 28 - PROCESSO DE DESLOCAMENTO DAS COORDENADAS DE UM PONTO P ENVOLVIDAS NO SISTEMA DE FUNÇÕES ITERATIVAS.....	55
FIGURA 29 - CONSTRUÇÃO DA GEOMETRIA DA CURVA DE PEANO.....	56
FIGURA 30 - DESENVOLVIMENTO DO CONJUNTO DE CANTOR.....	57
FIGURA 31 - DESENVOLVIMENTO DO CONJUNTO DE CANTOR UTILIZANDO O SISTEMA DE FUNÇÕES ITERADAS.	58
FIGURA 32 - DIMENSÕES DA ANTENA DE MICROFITA PADRÃO.	60
FIGURA 33 - FRACTAL DE CANTOR APLICADO AO PATCH DA ANTENA DE MICROFITA.	61
FIGURA 34 - APLICAÇÃO DO TRUNCAMENTO DO PLANO DE TERRA	61
FIGURA 35 - PLACA DE FR4 UTILIZADA PARA CONFEÇÃO DAS ANTENAS FABRICADAS.	62
FIGURA 36 - PROCESSO DE PLOTAGEM EM UMA PLACA DE FR4.	63
FIGURA 37 - SOLUÇÃO DE PERCLORETO DE FERRO UTILIZADO PARA FABRICAÇÃO DAS ANTENAS;	63
FIGURA 38 - REPRESENTAÇÃO DA DENSIDADE DE CORRENTE DA ANTENA PADRÃO.	65
FIGURA 39 - GRÁFICO DA PERDA DE RETORNO DA ANTENA PADRÃO	65
FIGURA 40 - DIAGRAMA DE RADIAÇÃO (A) 2D E (B) 3D DA ANTENA PADRÃO PARA A FREQUÊNCIA DE 2,49 GHz.	66
FIGURA 41 - PERDA DE RETORNO DAS ITERAÇÕES DA ANTENA FRACTAL SIMULADA.	67
FIGURA 42 - DIAGRAMAS DE RADIAÇÃO 2D E 3D DAS ITERAÇÕES DAS ANTENAS FRACTAIS DE CANTOR.	68
FIGURA 43 - DENSIDADE LINEAR DAS ITERAÇÕES DA ANTENA FRACTAL.	70
FIGURA 44 - COMPARATIVO DA RAZÃO AXIAL ENTRE AS ANTENAS PADRÃO E FRACTAL COM 5ª ITERAÇÃO PARA AS REGIÕES DE FREQUÊNCIAS DE RESSONÂNCIA (A) 2,4GHz E (B) 5,6 GHz.	72
FIGURA 45 - VISTA NA PARTE POSTERIOR DA ANTENA FRACTAL COM TRUNCAMENTO HORIZONTAL.	73
FIGURA 46 - GRÁFICO DA PERDA DE RETORNO DA ANTENA FRACTAL COM TRUNCAMENTO HORIZONTAL.	74
FIGURA 47 - DIAGRAMA DE RADIAÇÃO 2D E 3D DA ANTENA FRACTAL COM TRUNCAMENTO HORIZONTAL.	74

FIGURA 48 - VISTA NA PARTE POSTERIOR DA ANTENA FRACTAL COM TRUNCAMENTO DE 50% VERTICAL.	76
FIGURA 49 - GRÁFICO DA PERDA DE RETORNO DA ANTENA FRACTAL COM TRUNCAMENTO VERTICAL.	77
FIGURA 50 - DIAGRAMA DE RADIAÇÃO 2D E 3D DA ANTENA FRACTAL COM TRUNCAMENTO VERTICAL.	77
FIGURA 51 - VISTA NA PARTE POSTERIOR DA ANTENA FRACTAL COM TRUNCAMENTO COMPOSTO.	79
FIGURA 52 - GRÁFICO DA PERDA DE RETORNO DA ANTENA FRACTAL COM TRUNCAMENTO COMPOSTO.	80
FIGURA 53 - DIAGRAMA DE RADIAÇÃO 2D E 3D DA ANTENA FRACTAL COM TRUNCAMENTO COMPOSTO.	80
FIGURA 54 - ANALISADOR DE REDE VETORIAL (VNA) UTILIZADO PARA MEDIÇÃO.	81
FIGURA 55 - PERDA DE RETORNO DOS VALORES SIMULADOS E MEDIDOS DA ANTENA PADRÃO FABRICADA.	82
FIGURA 56 - CARTA DE SMITH DA ANTENA PADRÃO FABRICADA PARA A FREQUÊNCIA DE (A) 2,53 GHz E (B) 5,72 GHz.	82
FIGURA 57 - PERDA DE RETORNO DOS VALORES SIMULADOS E MEDIDOS DA ANTENA FRACTAL FABRICADA.	83
FIGURA 58 - CARTA DE SMITH DA ANTENA FRACTAL FABRICADA PARA (A) 2,48 GHz E (B) 5,86 GHz.	84
FIGURA 59 - PERDA DE RETORNO DOS VALORES MEDIDOS DAS ANTENAS PADRÃO E FRACTAL FABRICADA.	84
FIGURA 60 - PERDA DE RETORNO DOS VALORES SIMULADOS E MEDIDOS DA ANTENA FRACTAL TRUNCADA 25% HORIZONTAL FABRICADA.	85
FIGURA 61 - CARTA DE SMITH DA ANTENA FRACTAL TRUNCADA 25% HORIZONTAL FABRICADA PARA A FREQUÊNCIA DE 4,19 GHz.	86
FIGURA 62 - PERDA DE RETORNO DOS VALORES MEDIDOS DAS ANTENAS FRACTAL E TRUNCADA 25% HORIZONTAL FABRICADAS.	86
FIGURA 63 - PERDA DE RETORNO DOS VALORES SIMULADOS E MEDIDOS DA ANTENA FRACTAL TRUNCADA 50% VERTICAL.	87
FIGURA 64 - CARTA DE SMITH DA ANTENA FRACTAL TRUNCADA 50% VERTICAL PARA AS FREQUÊNCIAS DE RESSONÂNCIA DE (A) 2,56 GHz E (B) 5,85 GHz.	88
FIGURA 65 - PERDA DE RETORNO DOS VALORES MEDIDOS DAS ANTENAS FRACTAL E TRUNCADA 50% VERTICAL FABRICADAS.	88
FIGURA 66 - PERDA DE RETORNO DOS VALORES SIMULADOS E MEDIDOS DA ANTENA FRACTAL COM TRUNCAMENTO COMPOSTO FABRICADA.	89

FIGURA 67 - CARTA DE SMITH DA ANTENA FRACTAL COM TRUNCAMENTO COMPOSTO.	90
FIGURA 68 - PERDA DE RETORNO DOS VALORES MEDIDOS DAS ANTENAS FRACTAL E FRACTAL COM TRUNCAMENTO COMPOSTO.....	90

NOMECLATURA

Letras Latinas

BW – Largura de banda da antena

D – Diretividade

$\vec{E}$ – Campo elétrico;

f_{inf} – Frequência inferior

f_r – Frequência de ressonância ou central

f_{sup} – Frequência superior

G – Ganho da antena

$\vec{H}$ – Intensidade de campo magnético;

h – Espessura do substrato

k_x , k_y e k_z – Número de onda nas direções x, y e z, respectivamente.

L – Comprimento do *patch*

L_0 – Comprimento da linha de microfita

P_{in} – Potência total fornecida

P_{loss} – Potência dissipada (perdas ôhmicas)

P_{rad} – Potência total radiada

RL – Perda de retorno;

S_{11} – Coeficiente de reflexão da tensão no acesso 1 do quadripolo;

S_{12} – Isolação do quadripolo;

S_{21} – Ganho de tensão direta do quadripolo;

S_{22} – Coeficiente de reflexão da tensão no acesso 2 do quadripolo;

$U(\theta, \varphi)$ – Intensidade de radiação numa dada direção

$U_{m\acute{a}x}$ – Intensidade de radiação máxima

U_{med} – Intensidade de radiação média

W – Largura do *patch*

W_m – Largura da linha de microfita

y_0 – Comprimento do *inset feed*

y_m – Largura do *inset feed*

Z – Impedância de carga

Z_0 – Impedância característica da linha de transmissão

Z_{in} – Impedância de entrada da antena

Letras Gregas

Γ – Coeficiente de reflexão

ϵ – Permissividade elétrica complexa

ϵ' – Constante dielétrica

ϵ'' – Fator de Perdas

ϵ_0 – Permissividade elétrica do vácuo

ϵ_r – Permissividade elétrica relativa do material

ϵ_{ref} – Constante dielétrica efetiva

η_{rad} – Eficiência de radiação

η_r – Eficiência de reflexão

η_0 – Eficiência total

λ – Comprimento de onda

ω – Frequência angular

Siglas

ARV – Analisador de Rede Vetorial

FEM – *Finite Element Method* (Métodos dos Elementos Finitos)

ISM – *Industrial Scientific and Medical* (Industrial Científica e Médica)

TEM – Transversal Eletromagnético

TLM – *Transmission Line Method* (Modelo de Linha de Transmissão)

UFERSA – Universidade Federal Rural do Semi-Árido

UWB – *Ultra Wide Band* (Ultra Banda Larga)

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	18
1.1 OBJETIVO GERAL.....	19
1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	19
2 ANTENAS DE MICROFITA	20
2.1 INTRODUÇÃO.....	20
2.2 COMPONENTES.....	20
2.2.1 Patch	21
2.2.2 Plano de terra	22
2.2.3 Substrato	23
2.3 PARÂMETROS DE UMA ANTENA	23
2.3.1 Diagrama de Radiação.....	24
2.3.2 Polarização.....	25
2.3.3 Diretividade	27
2.3.4 Eficiência.....	28
2.3.5 Ganho	30
2.3.6 Largura de Banda	30
2.3.7 Perda de Retorno.....	31
2.3.8 Carta de Smith	33
2.4 MÉTODOS DE ALIMENTAÇÃO	36
2.4.1 Alimentação por linha de alta impedância	36
2.4.2 Alimentação por cabo coaxial (ponta de prova).....	37
2.4.3 Alimentação por acoplamento por abertura	37
2.4.4 Alimentação por acoplamento por proximidade.....	38
2.5 PROJETO DE ANTENAS DE MICROFITA RETANGULAR.....	39
2.5.1 Modelo da Cavidade	39
2.5.2 Modelo da Linha de Transmissão.....	42
2.5.3 Inset Feed	45
3 GEOMETRIA FRACTAL EM UMA ANTENA.....	47
3.1 CARACTERÍSTICAS E PROPRIEDADES DE UMA GEOMETRIA FRACTAL	47
3.1.1 Estrutura fina	49
3.1.2 Complexidade infinita.....	50
3.1.3 Autossimilaridade	51
3.1.4 Dimensão fractal.....	51

3.2	SISTEMA DE FUNÇÕES ITERADAS (MÉTODO IFS)	54
3.3	FRACTAL DE CANTOR	57
4	MATERIAIS E MÉTODOS	59
4.1	INTRODUÇÃO.....	59
4.2	PROJETO E ESTRUTURA DA ANTENA ESTUDADA	59
4.3	APLICAÇÃO DO FRACTAL DE CANTOR NO <i>PATCH</i>	60
4.4	ANTENA COM PLANO DE TERRA TRUNCADO.....	61
4.5	MÉTODO DE FABRICAÇÃO DAS ANTENAS	62
5	RESULTADOS E DISCUSSÕES.....	65
5.1	RESULTADOS DAS ANTENAS SIMULADAS	65
5.2	RESULTADOS DAS ANTENAS CONSTRUÍDAS.....	81
6	CONSIDERAÇÕES.....	92
6.1	RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....	93
7	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	94

1 INTRODUÇÃO

Em virtude de características singulares como: volume pequeno, peso reduzido, baixo custo, facilidade de fabricação, configuração planar e compatibilidade com circuitos integrados observadas em projetos de antenas de microfita e suas diversas aplicações, o desenvolvimento de antenas de microfita tornou-se bastante popular no segmento de comunicação sem fio. Essas antenas foram propostas, primeiramente, por George A. Deschamps, no entanto, as primeiras antenas desenvolvidas na prática foram as de Munson e Howell (KUMAR, 2003).

A evolução dos equipamentos de telecomunicação como celular, notebook e tablet exige dos mesmos uma estrutura compacta com tamanho cada vez mais reduzido. Para o desenvolvimento de equipamentos portáteis é necessário que os componentes que serão embarcados nesses equipamentos sejam menores. No caso das antenas, uma tecnologia encontrada como solução para esse problema é a aplicação da técnica de geometria fractal. Proposta por Mandelbrot (1970), o termo “fractal” significa fragmentos quebrados ou irregulares, utilizado para descrever uma família de formas complexas que possui característica de auto similaridade inerente na sua estrutura geométrica (WERNER, 1999). Além disso, a geometria fractal facilita o casamento de impedância e possui a característica de multibanda, o que permite que a antena opere em diferentes faixas de frequência (COHEN, 2002)

Devido ao crescimento da comunicação sem fio e da diversidade de dispositivos operando em várias faixas de frequências distintas, como a tecnologia WLAN e WiMAX, e o aumento na transferência de dados entre os mesmos, os projetos de antenas são cada vez mais exigidos para que esses dispositivos possuam características de banda larga, perda de retorno e diretividade. O estudo e aplicação da técnica de truncamento do plano de terra vem se tornando um recurso utilizado por projetistas e pesquisadores de antenas. O truncamento do plano de terra consiste na remoção parcial do plano de terra da antena e tem como característica um efetivo aumento na largura de banda (LEE, 2013).

No presente trabalho foi abordada a aplicação da Geometria Fractal de Cantor em uma antena de microfita com o objetivo de observar modificações nos parâmetros elétricos da antena com a aplicação dessa técnica. Em uma segunda etapa do trabalho, também será aplicada a técnica de truncamento do plano de terra.

Ao final da fundamentação teórica foi apresentada a metodologia utilizada para obtenção dos resultados, que serão apresentados posteriormente com as devidas conclusões obtidas.

1.1 OBJETIVO GERAL

Este trabalho tem como objetivo realizar um estudo paramétrico e desenvolver antenas de microfita utilizando a aplicação da geometria do Fractal de Cantor e o truncamento no plano de terra, mostrando os procedimentos e materiais utilizados desde o projeto, fabricação e análise dos resultados obtidos.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Projetar e simular antena de microfita padrão;
- Projetar e simular antena com geometria Fractal de Cantor;
- Comparar os resultados simulados entre antena padrão e fractal;
- Aplicar truncamento no plano de terra da antena fractal e analisar os resultados;
- Fabricar a antena padrão e a antena fractal;
- Fabricar a antena fractal com plano de terra truncado.

2 ANTENAS DE MICROFITA

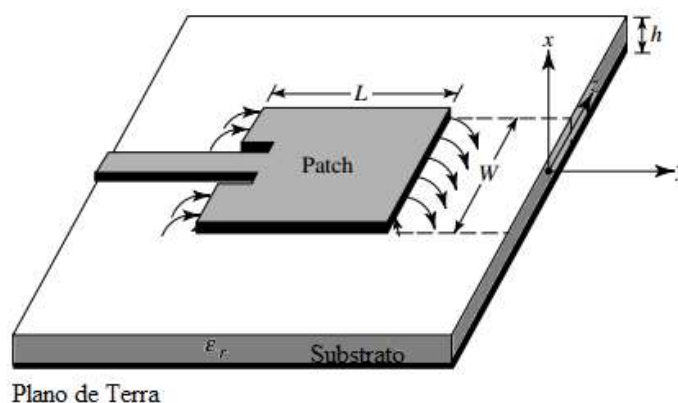
2.1 INTRODUÇÃO

Com o desenvolvimento da comunicação sem fio e a crescente demanda de tecnologias envolvendo miniaturização de dispositivos e os seus circuitos integrados, o estudo envolvendo dispositivos planares tornou-se um atrativo para pesquisadores, que encontram neste dispositivo as características citadas anteriormente. A antena de microfita é um dos tipos mais populares de dispositivos planares devido a sua facilidade de fabricação e miniaturização, podendo ser integrado com dispositivos de micro-ondas passivos e ativos (POZAR, 2012).

2.2 COMPONENTES

As antenas de microfita são compostas por um condutor irradiante ou *patch*, impresso sobre uma camada metálica em uma de suas faces, separado do plano de terra por um material dielétrico. O *patch* possui uma espessura (t) muito menor que o comprimento de onda no espaço livre (λ_0) e o material dielétrico, com dimensão entre 0,003 e 0,005 vezes o comprimento de onda no espaço livre ($0,003\lambda_0 \leq h \leq 0,005\lambda_0$) sobre um plano de terra, essa configuração é representada na figura 1.

Figura 1- Reprodução dos elementos de uma antena de microfita.

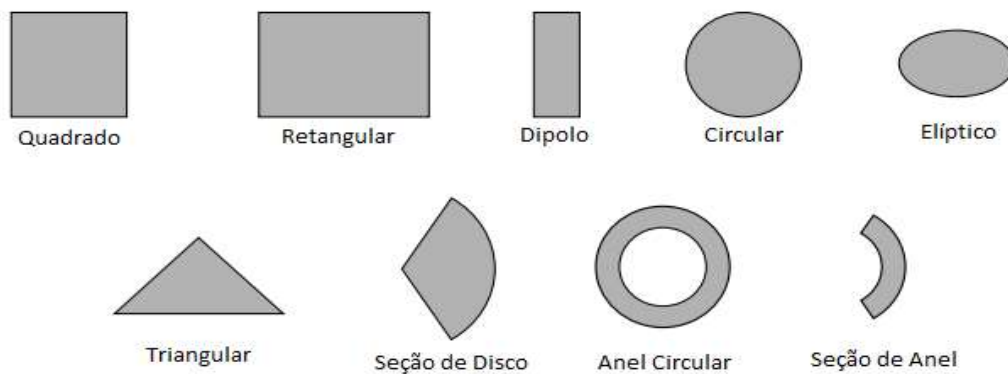


Fonte: BALANIS, 2005.

2.2.1 Patch

O *patch* é formado por uma lâmina metálica normalmente constituída de cobre e tem a função de elemento irradiador das antenas de microfita. O *patch* pode possuir diversas formas e arranjos de diferentes geometrias, podendo ser quadrado, retangular, em forma de fita (dipolo), triangular, circular, seção de disco, elíptica e fractal (Figura 2) que apresentam diferentes resultados de operação de acordo com sua geometria e diferentes modelagens matemáticas são utilizadas para análise dos dados. Os formatos mais comuns, o retangular por exemplo, são utilizados como referência para estudo das características das antenas e as consequências de variações dos parâmetros das mesmas.

Figura 2 – Formas geométricas do *patch* encontrados em uma antena de microfita.

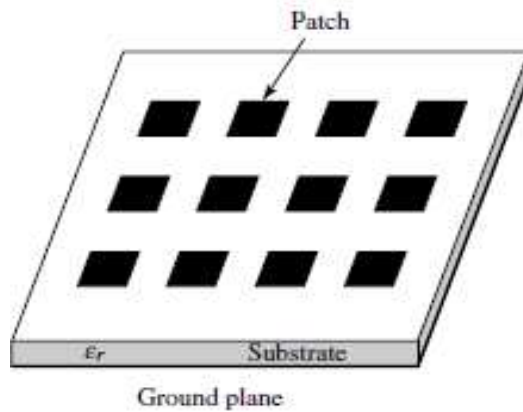


Fonte: BALANIS, 2005.

Quando combinados entre si, formando novas estruturas, o *patch* compõe uma nova geometria, conhecidas como arranjos de microfita (Figura 3). Com essa aplicação, pode-se aumentar a largura de banda da antena (BALANIS, 2012). Outra característica encontrada em um arranjo é a diretividade da propagação, que em *patch* simples não é possível de apresentar. (MUSON, 1974).

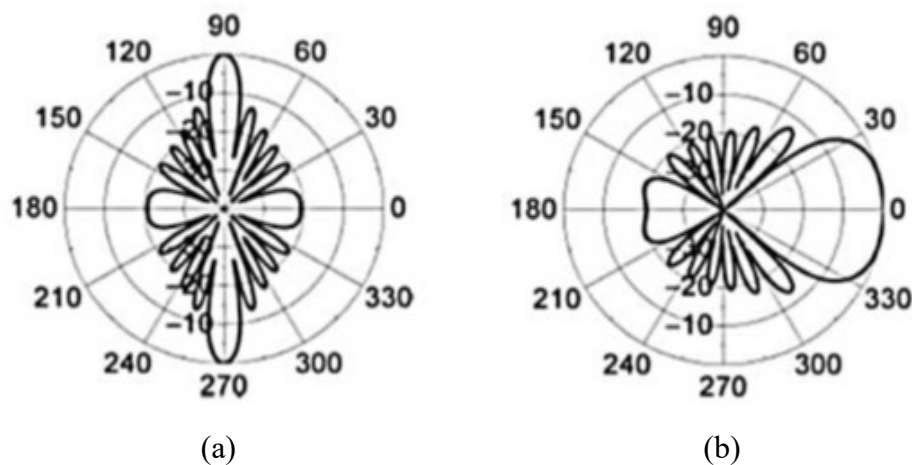
Baseado no espaçamento, quantidade e no modo com que os seus elementos são alocados na antena, cada arranjo é capaz de compor vários diagramas de radiação. Ao ajustar esses parâmetros, é possível obter duas formas de irradiação: *broadside*, onde os elementos são posicionados de forma que a radiação ocorra ortogonalmente ao plano de terra, e, *end-fire*, onde o objetivo é que a irradiação ocorra em uma direção tangencial, como mostrado na Figura 4.

Figura 3 - Arranjo de antena de microfita



Fonte: BALANIS, 2005.

Figura 4 - Diagramas de radiação: (a) Arranjo *Broadside*; (b) Arranjo *End-Fire*.



Fonte: MEDEIROS, 2013.

Nesse sentido, o *patch* normalmente é projetado para reproduzir um comportamento *broadside*, no entanto, devido à baixa eficiência das antenas de microfita, uma grande parcela da potência termina sendo usada na produção de lóbulos secundários (laterais e traseiros) em direções totalmente indesejadas (MEDEIROS, 2013).

2.2.2 Plano de terra

Também composto por uma fita metálica, de forma análoga ao *patch*, o plano de terra fica situado na superfície inferior do substrato da antena, apresentando uma função refletora, evitando que lóbulos inferiores mais intensos se formem, além de atuar como um mecanismo de aterramento. Teoricamente, o plano de terra é admitido como infinito, técnica utilizada para

facilitar os cálculos. Na prática, usa-se um plano de terra um pouco maior do que os limites do substrato para simular essa característica.

O plano de terra truncado é uma técnica capaz de aumentar a banda das antenas (BALANIS, 2009). A modificação na estrutura do plano de terra acarreta em alterações de alguns parâmetros da antena, como a alteração da frequência de ressonância e um padrão de radiação omnidirecional (KOOHESTANI, 2011). O desenvolvimento de estudos a respeito da técnica do truncamento do plano de terra tem mostrado bons resultados.

2.2.3 Substrato

Situado entre o *patch* e o plano de terra, o substrato é fundamental para o funcionamento de uma antena de microfita. O substrato é composto por materiais dielétricos funcionando como um capacitor que armazena energia de acordo com a frequência de operação. A forma geométrica, características mecânicas e as propriedades eletromagnéticas do substrato influenciam de forma significativa no confinamento dos campos, na radiação, no acoplamento, nas perdas e na largura de banda da antena, sendo responsável pelo surgimento de fenômenos eletromagnéticos como: propagação de onda em modo quase TEM (Transversal Eletromagnético), surgimento de ondas de superfície e comportamento anisotrópico (BARROS, 2012).

Para fabricação de um substrato que compõe um projeto de antena de microfita, duas propriedades são exigidas: baixas tangentes de perdas e elevadas taxas de homogeneidade do material. Os substratos mais usados atualmente utilizam constantes dielétricas entre $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$.

Devido à influência do substrato nas características apresentadas por uma antena de microfita, diversos pesquisadores estudam modificações em sua estrutura com o objetivo de encontrar aplicações, como a aplicação de geometria fractal no substrato (XIAO, 2008).

2.3 PARÂMETROS DE UMA ANTENA

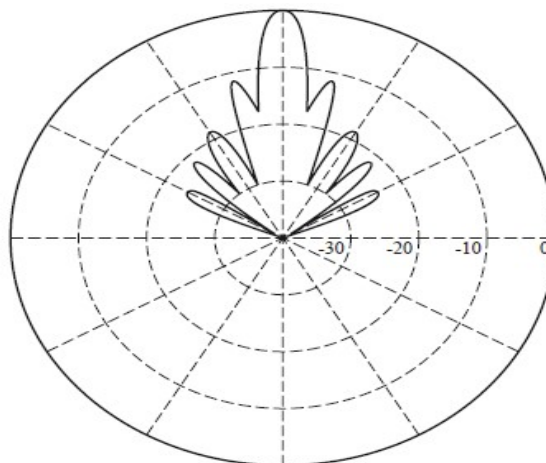
O estudo das principais propriedades de uma antena é importante para a análise de seu desempenho e as aplicações utilizadas. A abordagem dos parâmetros da antena será feita a fim de fornecer um melhor projeto de suas dimensões e configurações.

2.3.1 Diagrama de Radiação

O diagrama de radiação ou padrão de radiação é a representação gráfica das características de propagação das ondas eletromagnéticas de uma antena em função de coordenadas espaciais (BALANIS, 2009). Esse gráfico é obtido através da amplitude da força de campos distantes em relação a posição em torno da antena, admitindo uma distância fixa a partir da mesma (POZAR, 2012). O diagrama de radiação exibe a amplitude do campo magnético, do campo elétrico ou da potência radiada em função dos ângulos ϕ e θ na região de campo distante.

A Figura 5 mostra a representação do diagrama de radiação de uma antena em forma polar em função do ângulo de elevação θ . O gráfico mostra a variação relativa da potência irradiada da antena em dB normalizada para o valor máximo.

Figura 5 - Diagrama de radiação na forma polar.

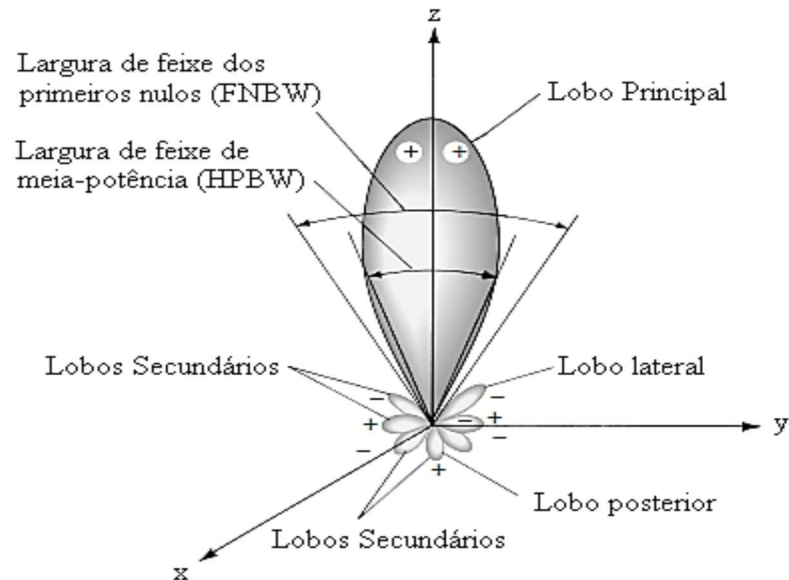


Fonte: POZAR, 2012.

É possível obter importantes parâmetros característicos de uma antena através da análise do diagrama de radiação. A Figura 6 mostra um exemplo de diagrama de radiação tridimensional de uma antena diretiva, onde podemos notar a formação de um lóbulo principal que mostra a direção da máxima radiação da antena e, os lóbulos menores, que, geralmente, mostram a radiação existente em direções indesejadas. A largura de feixe de meia potência *HPBW* (*Half Power Beamwidth*) pode ser definida como o ângulo formado pelas duas direções onde a intensidade de radiação, que será definida posteriormente, é metade do valor máximo do feixe e a largura de feixe dos primeiros nulos *FNBW* (*First Nulls Beamwidth*) é o ângulo

formado pelas direções onde a intensidade de radiação é igual a zero. Esse parâmetro existe somente em diagramas de irradiação de antenas direcionais

Figura 6 - Diagrama de radiação tridimensional de uma antena diretiva



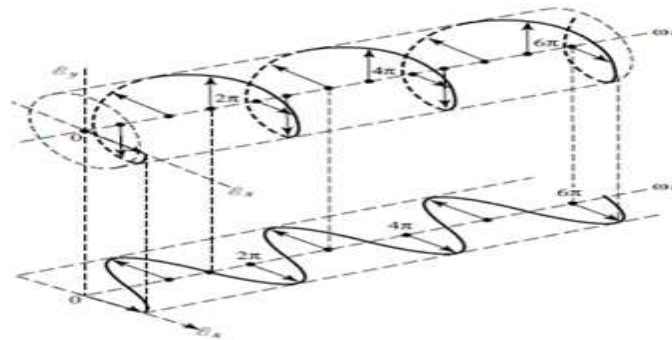
Fonte: ADAPTADO BALANIS, 2005.

2.3.2 Polarização

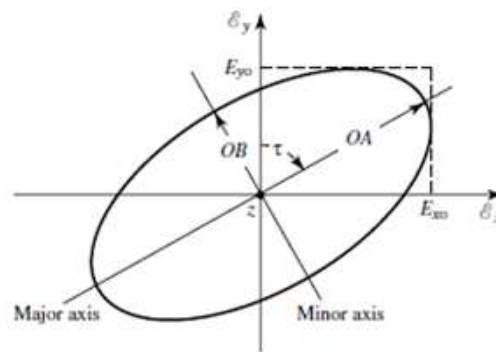
Segundo o Balanis (2009), a polarização de uma onda irradiada é definida como a propriedade de uma onda eletromagnética que descreve a direção variável no tempo e a magnitude relativa do vetor de um campo elétrico. Quando a direção não é indicada, a polarização é considerada a polarização na direção do ganho máximo. Em suma, a polarização da energia irradiada varia com a direção do centro da antena, de modo que diferentes partes do padrão podem ter polarizações diferentes.

A polarização pode ser classificada com linear, circular ou elíptica. Em geral, a figura que o campo elétrico traça é uma elipse, e o campo é dito polarizado elipticamente. As polarizações lineares e circulares são casos especiais de elíptica, e são obtidas quando a elipse se torna uma linha reta ou um círculo. Portanto, a polarização é a curva traçada até o ponto final da flecha (vetor) representando o campo elétrico instantâneo. O campo deve ser observado ao longo da direção de propagação, um exemplo é mostrado na Figura 7 com o campo variando em função do tempo.

Figura 7 - Propagação de uma onda eletromagnética e sua polarização: (a) Rotação da onda; (b) Polarização elíptica.



(a)



(b)

Fonte: BALANIS, 2005.

Por se tratar de uma característica muito importante em um projeto de antena de microfita, vários estudos são realizados com o objetivo de aprimorar a polarização da propagação do sinal da mesma, como por exemplo, a aplicação de metasuperfícies acopladas a antenas de microfita para conversão de sinais linearmente polarização em sinais circularmente polarizados. Uma vantagem da polarização circular é que não é necessário ajustar a polarização das antenas (posição em torno do eixo de propagação), como acontece com antenas linearmente polarizadas (MONTALVÃO, 2016).

A polarização de uma onda pode ser definida em termos de onda irradiada (transmitida) ou recebida por uma antena em uma determinada direção. A polarização de uma onda irradiada por uma antena em uma direção específica em um ponto no campo distante é definida como a polarização da onda plana, que é usada para representar a onda irradiada nesse ponto. Em qualquer ponto no campo distante de uma antena, a onda irradiada pode ser representada por

uma onda plana cuja força de campo elétrico é a mesma que a da onda e cuja direção de propagação está na direção radial da antena (BALANIS, 2005).

2.3.3 Diretividade

A diretividade de uma antena pode ser definida como a razão entre a intensidade de radiação em uma determinada direção e a intensidade média de radiação em todas as direções (BALANIS, 2005). Assim, uma antena com um lóbulo principal pode transmitir ou receber energia sobre uma ampla região angular, enquanto uma antena com lóbulo principal estreito irá transmitir ou receber energia sobre uma pequena região angular (POZAR, 2012). A diretividade corresponde ao ganho diretivo máximo, ou seja, a razão entre a intensidade de radiação máxima ($U_{\max}$) e a intensidade de radiação média (U_{med}). Segundo o Balanis (2009), a diretividade de uma antena é expressa pela seguinte equação:

$$D = \frac{U_{\max}}{U_{\text{med}}} = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{\text{rad}}} \quad (1)$$

Onde:

D = diretividade;

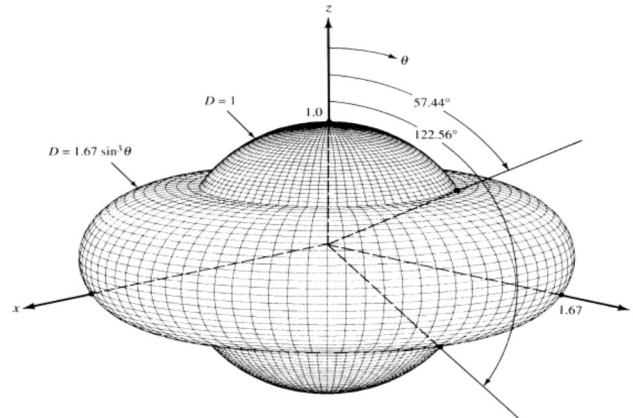
$U_{\max}$ = intensidade de radiação máxima;

U_{med} = intensidade de radiação média;

P_{rad} = potência total radiada.

A Figura 8 mostra um exemplo de como a diretividade é representada em um gráfico, onde um sinal é irradiado em 360°.

Figura 8 - Gráfico de diretividade de uma antena.



Fonte: BALANIS, 2005.

2.3.4 Eficiência

A eficiência de uma antena pode ser expressa como a razão entre a potência radiada pela potência de alimentação da mesma (YARMAN, 2008).

$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_{in}} = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad (2)$$

Onde η representa a eficiência da antena, R_r representa a resistência de radiação e R_L representa a impedância concentrada da antena devido às suas outras perdas. Todas as antenas possuem perdas resistivas devido a materiais metálicos e dielétricos não perfeitos. Essas perdas causam uma desigualdade entre a energia inserida na entrada de uma antena e a energia radiada pela mesma. Portanto, pode-se definir a eficiência de radiação de uma antena como (POZAR, 2012):

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} = P_{in} - \frac{P_{loss}}{P_{in}} \quad (3)$$

Onde:

η_{rad} = eficiência de radiação;

P_{rad} = potência total radiada;

P_{in} = potência total fornecida à antena;

P_{loss} = potência das perdas ôhmicas (efeito joule).

A eficiência de uma antena também pode ser expressa, segundo Balanis (2005), pelo conjunto de todas as eficiências da antena associadas aos diversos tipos de perdas. A eficiência total da antena é representada por:

$$\eta_0 = \eta_r \eta_c \eta_d \quad (4)$$

Onde:

η_0 = eficiência total;

η_r = eficiência de reflexão;

η_c = eficiência de condução;

η_d = eficiência dielétrica.

Segundo o Balanis (2009), a eficiência de reflexão é obtida em função de um coeficiente de reflexão de acordo com a seguinte equação:

$$\eta_r = 1 - |\Gamma|^2 \quad (5)$$

Onde o coeficiente de reflexão da tensão na entrada dos terminais da antena Γ é representado pela equação (BALANIS, 2009):

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (6)$$

Onde Z_{in} é a impedância de entrada da antena e Z_0 é a impedância característica da linha de transmissão. Através da substituição da Equação (5) na Equação (4), a eficiência total pode ser representada pela eficiência de condução e eficiência dielétrica, juntamente com o coeficiente de reflexão, como pode ser observado na equação abaixo.

$$\eta_0 = \eta_{cd}(1 - |\Gamma|^2) \quad (7)$$

Onde η_{cd} corresponde a eficiência de radiação da antena e pode ser utilizado para fazer correspondência do ganho da antena com sua diretividade.

2.3.5 Ganho

Outra propriedade que expressa o desempenho de uma antena é o ganho de potência de uma antena, ou simplesmente ganho. O ganho de uma antena, em uma determinada direção, é definido como a razão entre a intensidade, em uma direção fornecida, e a intensidade de radiação que seria obtida se a potência fornecida total de uma antena fosse irradiada de maneira isotrópica (BALANIS, 2005). O ganho de uma antena é dado pela equação:

$$G = \frac{4\pi U}{P_{in}} \quad (8)$$

Onde G corresponde ao ganho de uma antena, o U é definido como a intensidade de radiação total da potência fornecida e o P_{in} é a potência total fornecida pela fonte. O ganho também pode ser definido como o produto da diretividade D pela eficiência de radiação da antena η_{cd} .

$$G = \eta_{cd} D \quad (9)$$

Em um cálculo mais preciso do ganho, a linha de transmissão conectada a antena deve ser levado em consideração, causando perdas por reflexão, conforme a equação descrita abaixo (YARMAN, 2008).

$$G = (1 - |\Gamma|^2) \eta_{cd} D = \eta_0 D \quad (10)$$

2.3.6 Largura de Banda

A largura de banda (BW) de uma antena é definida como o intervalo de frequência no qual o desempenho da mesma, referente a determinadas características, atende a um padrão especificado (BALANIS, 2005). Esse parâmetro pode ser atribuído em relação aos padrões de radiação e para a relação entre a onda estacionária de tensão e a potência refletida (GHAVAMI, 2004).

Segundo Ghavami (2004), a largura de banda pode ser descrita sob forma percentual e é chamada de largura de banda fracionária, sendo representada na Equação (11). Na prática, a largura de banda pode ser classificada de duas formas: antenas de banda estreita, que são

antenas que possuem menor quantidade de canais de frequência de ressonância e para conhecer a resposta de uma antena em banda estreita é necessário conhecer o vetor campo elétrico $\vec{E}(\theta, \phi)$ somente na frequência central. E antenas de banda larga, que possuem grande quantidade de canais de frequência de ressonância e por isso é necessário determinar o vetor campo elétrico para cada frequência amostrada, $\vec{E}(f, \theta, \phi)$.

$$BW = \frac{f_{\text{sup}} - f_{\text{inf}}}{f_0} \times 100\% = 2 \frac{(f_{\text{sup}} - f_{\text{inf}})}{f_{\text{sup}} + f_{\text{inf}}} \times 100\% \quad (11)$$

Onde:

BW = largura de banda;

f_{sup} = componente da frequência superior do sinal;

f_{inf} = componente da frequência inferior do sinal.

2.3.7 Perda de Retorno

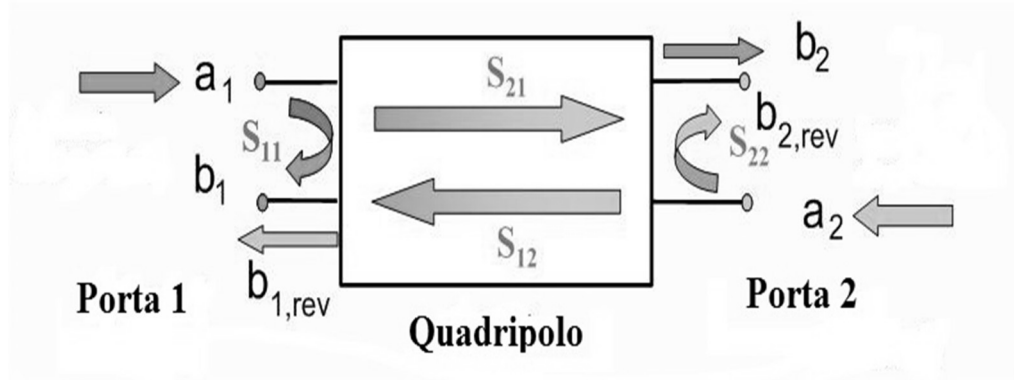
A perda de retorno é uma das principais propriedades estudadas referente a análise de projeto de uma antena, pois ela indica a relação entre a potência fornecida e a potência refletida, podendo ser obtida através da seguinte expressão (POZAR, 2012):

$$RL = -20 \log |\Gamma| \quad (12)$$

A análise do quadripolo é eficiente em circuitos de Rádio Frequência (RF) para determinação dos parâmetros de espalhamento (parâmetros S) em termos de tensões complexas normalizadas em relação à tensão e corrente de entrada. Os parâmetros de espalhamentos estão unidos intimamente com a eficiência de operação das antenas, pois a modelagem de linha de transmissão é aplicável à alimentação destas.

A representação do quadripolo é ilustrada na Figura 9, onde as ondas de tensões complexas normalizadas incidentes (a_1 e a_2) e refletidas (b_1 e b_2), juntamente com as impedâncias da geração e da carga são apresentadas.

Figura 9 - Modelo de quadripolo.



Fonte: Autoria própria.

As variáveis a_1 , a_2 , b_1 e b_2 são definidas através das seguintes equações dos parâmetros de ondas normalizadas complexas:

$$a_1 = \frac{V_1 + Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{onda de potência incidente na porta 1}}{2\sqrt{Z_0}} \quad (13)$$

$$a_2 = \frac{V_2 + Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{onda de potência incidente na porta 2}}{2\sqrt{Z_0}}$$

$$b_1 = \frac{V_1 - Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{onda de potência refletida na porta 1}}{2\sqrt{Z_0}} \quad (14)$$

$$b_2 = \frac{V_2 - Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{onda de potência refletida na porta 2}}{2\sqrt{Z_0}}$$

Onde Z_0 representa uma impedância de referência. A partir das Equações (13) e (14), é possível obter as seguintes equações lineares:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (15)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (16)$$

Os termos S_{ij} são chamados de parâmetros de espalhamento do quadripolo e as equações lineares também podem ser representadas na sua forma matricial (ANDERSON, 1967), conforme mostrado a seguir:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (17)$$

Onde, S_{11} é o coeficiente de reflexão da tensão do acesso 1, S_{12} representa o ganho de tensão reversa, S_{21} o ganho de tensão direta e S_{22} o coeficiente de reflexão do acesso 2. O parâmetro S_{11} , que também é representado pela letra grega gama (Γ), possui relação direta com a perda de retorno. Portanto, a partir da Equação (12) é possível obter a perda de retorno através do S_{11} de acordo com a seguinte equação (POZAR, 2012):

$$RL = -20 \log |S_{11}| \quad (18)$$

Devido as reflexões na fronteira de uma linha de transmissão, o meio que contém a onda incidente também comporta a onda refletida e a superposição destas duas ondas forma um padrão de ondas estacionárias. O coeficiente ou razão de onda estacionária de tensão, *VSWR* (*Voltage Stationary Wave Ratio*), desta linha de transmissão, é definido como sendo a razão entre os valores máximos e mínimos da amplitude da onda estacionária estabelecida ao longo do comprimento l da linha (WENTWORTH, 2006).

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{I_{\max}}{I_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (19)$$

2.3.8 Carta de Smith

A carta de Smith é uma representação gráfica da variação da impedância da linha de transmissão a medida que o sinal se move ao longo desta (SADIKU, 2004). A utilização desse gráfico é de grande importância em projetos de antenas por promover um meio de se obter a impedância atual da linha de transmissão utilizada no projeto e os compensadores reativos a serem utilizados com o objetivo de permitir um melhor casamento de impedância entre a linha de transmissão e a carga (POZAR, 2012).

A análise e o estudo da carta de Smith fornece parâmetros, tais como: impedância da linha de transmissão, coeficiente de reflexão e converter o coeficiente de reflexão para sua impedância (ou admitância) normalizada equivalente (POZAR, 2012). Segundo Chan e Harter (2000), a carta de Smith é plotada a partir da análise da carga no ponto em que a impedância é casada. Portanto, a representação das impedâncias através dos coeficientes de reflexão é mais

adequada para estabelecer uma reprodução gráfica entre o coeficiente de reflexão e a impedância da carga.

A impedância da carga é normalizada através da impedância característica (Z_0) conforme equação abaixo:

$$z = r + jx \quad (20)$$

Onde z representa a impedância normalizada da carga, r representa a resistência normalizada da carga e x representa a reatância normalizada da carga. A relação entre o coeficiente de reflexão e as impedâncias normalizadas é mostrado abaixo com uma distinção entre os termos real (Γ_r) e imaginário (Γ_i).

$$\Gamma_L = \Gamma_r + \Gamma_i = \frac{r + jx - 1}{r + jx + 1} \quad (21)$$

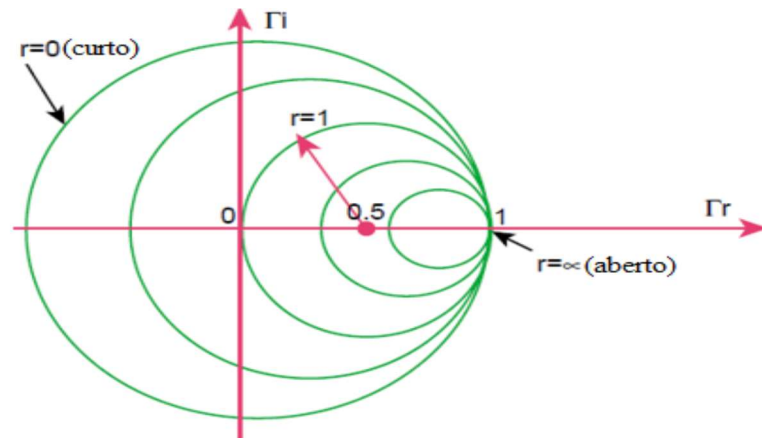
Os termos reais e imaginários da Equação (21) podem ser separados e escritos em função das impedâncias normalizadas, onde é possível obter duas equações paramétricas, conforme mostram as equações abaixo:

$$\left(\Gamma_r - \frac{r}{r+1}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{1+r}\right)^2 \quad (22)$$

$$(\Gamma_r - 1)^2 + \left(\Gamma_i - \frac{1}{x}\right)^2 = \frac{1}{x^2} \quad (23)$$

A Equação (22) permite que seja realizada uma representação de sua solução na forma de um gráfico de círculo para diferentes valores de r centradas nas coordenadas $(r/r+1, 0)$. A Figura 10 mostra o gráfico de soluções que podem ser obtidas a partir da equação citada.

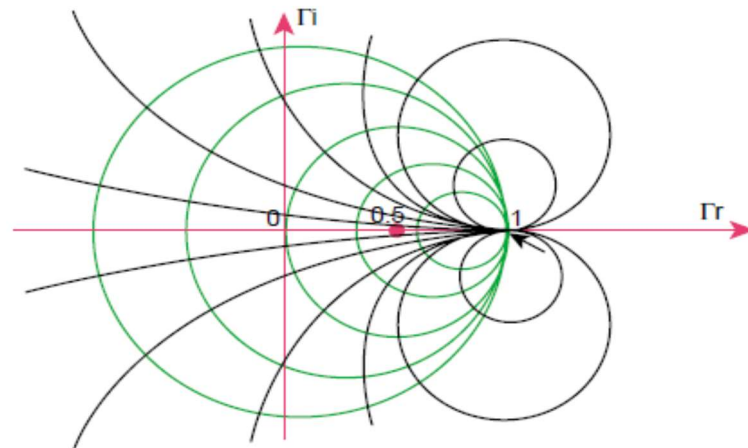
Figura 10 - Gráfica da carta de Smith da Equação (22).



Fonte: CHAN e HARTER, 2000.

A Equação (23) fornece igualmente uma representação gráfica para diferentes valores de r centradas nas coordenadas $(1, 1/x)$ com raio igual a $1/x$. A Figura 11 mostra o resultado da Equação (22) junto com o resultado da Equação (23), onde é possível observar um conjunto de círculos como resultado.

Figura 11 - Gráfico da carta de Smith das equações (22) e (23)



Fonte: CHAN e HARTER, 2000.

A construção dos gráficos anterior demonstra o processo para obtenção da carta de Smith para um determinado valor de impedância normalizada da carga, que irá depender do valor da impedância característica que se está adotando.

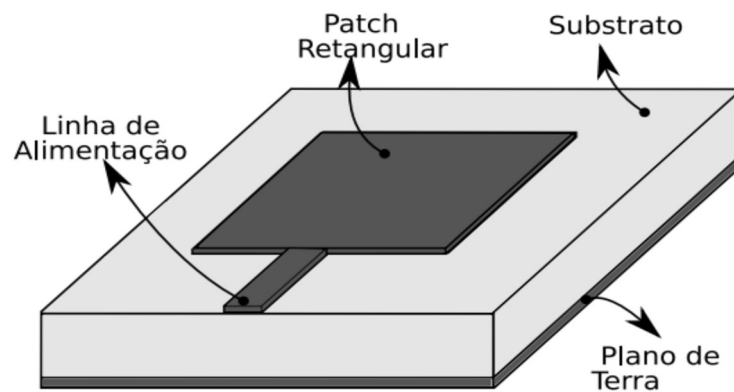
2.4 MÉTODOS DE ALIMENTAÇÃO

As antenas de microfita são alimentadas por inúmeras técnicas, onde são classificadas em duas categorias: conectados e não conectados. Os conectados possuem uma fonte de RF e é ligada ao *patch* usando linhas de alta impedância ou conector coaxial, enquanto os não conectados, a ligação é feita por acoplamento eletromagnético. Existem quatro meios comumente utilizados para realizar a alimentação de uma antena de microfita, esses métodos são nomeados de linha de alta impedância, cabo coaxial, acoplamento por abertura e acoplamento por proximidade.

2.4.1 Alimentação por linha de alta impedância

A estrutura da linha de alta impedância (linha de microfita) é composta por uma fita condutora impressa sobre o mesmo plano do substrato que fica apoiado sobre o plano de terra, permitindo que a estrutura da antena permaneça totalmente planar. Essa característica torna a antena adequada para aplicações de circuitos integrados de micro-ondas. A Figura 12 mostra um exemplo de alimentação através da linha de alta impedância.

Figura 12 - Alimentação por linha de alta impedância.



Fonte: AQUINO, 2008.

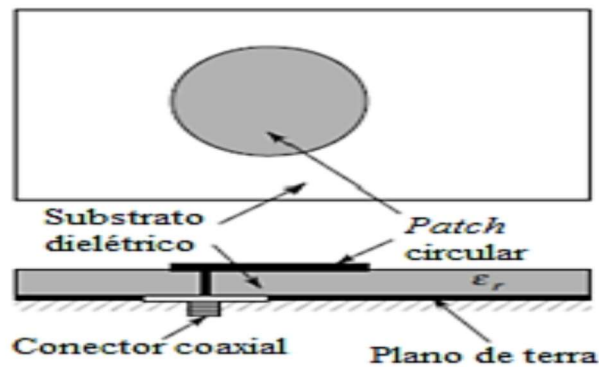
Neste tipo de alimentação, obtêm-se melhor casamento de impedância, uma vez que pode-se ajustar a impedância conforme o alimentador é utilizado. Quando esse tipo de alimentação é utilizado em substratos com espessuras maiores, ocorre um aumento na largura de banda, no entanto, aumentam-se as radiações indesejadas na alimentação (KUMAR, 2003).

2.4.2 Alimentação por cabo coaxial (ponta de prova)

A técnica de alimentação por cabo coaxial é bastante utilizada em estruturas de microfita. A facilidade de fabricação e a liberdade de localização da posição onde o *patch* será conectado à alimentação são vantagens que justificam a utilização dessa técnica. No entanto, essa técnica produz um maior número de radiação espúria e possui baixa largura de banda (BALANIS, 2005).

O condutor interno do cabo coaxial é conectado ao *patch* da antena e o externo é conectado ao plano de terra, como é mostrado na Figura 13.

Figura 13 - Alimentação por cabo coaxial em uma antena de microfita.

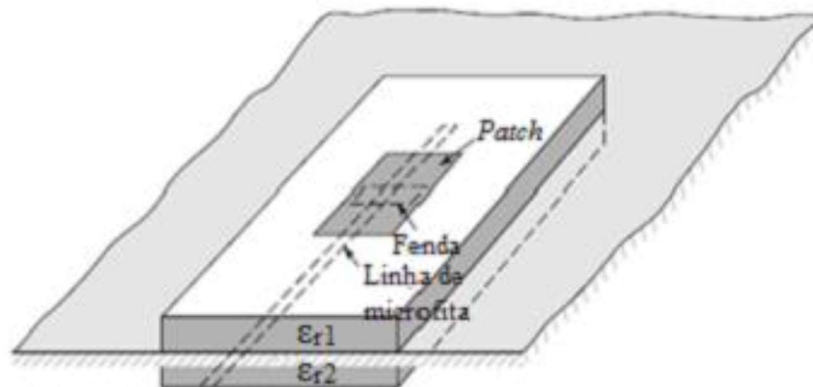


Fonte: BALANIS, 2005.

2.4.3 Alimentação por acoplamento por abertura

Diferente dos métodos anteriores, a alimentação por acoplamento não usa conexão direta com as estruturas, isso permite uma redução na radiação espúria. Porém, ainda apresenta largura de banda estreita e a fabricação dificultada. No acoplamento por abertura Figura 14, dois substratos são separados por um plano de terra e uma linha de microfita abaixo do substrato inferior transfere a energia ao *patch* através de uma fenda no plano de terra. O casamento de impedância é feito baseado no projeto da largura de banda e das dimensões da fenda no plano de terra (BALANIS, 2005).

Figura 14 - Alimentação por acoplamento por abertura em uma antena de microfita.

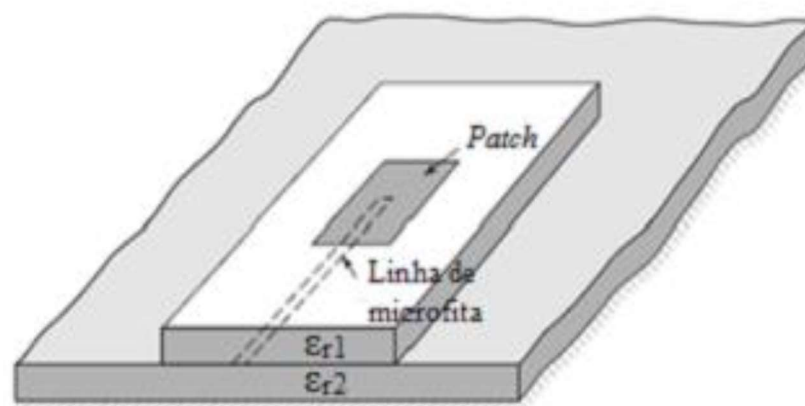


Fonte: BALANIS, 2005.

2.4.4 Alimentação por acoplamento por proximidade

A técnica de acoplamento por proximidade consiste em uma linha de alimentação situada entre os dois substratos, muito semelhante à do acoplamento por abertura mas não existe uma fenda no plano de terra. Esse é o método que possui uma maior largura de banda e menor radiação espúria (BALANIS, 2005). Todavia, a dificuldade de montagem da estrutura representa um empecilho ao método. O casamento de impedância é dimensionado de acordo com a largura da linha de transmissão e a espessura dos substratos.

Figura 15 - Alimentação por acoplamento por proximidade em uma antena de microfita.



Fonte: BALANIS, 2005.

2.5 PROJETO DE ANTENAS DE MICROFITA RETANGULAR

Para realizar um projeto de uma antena de microfita e definir o modelo de sua estrutura geométrica, suas dimensões e a geometria do *patch* é necessário a utilização de um modelo matemático de análise. As propriedades da antena estão diretamente ligadas a sua forma estrutural, portanto, a modelagem da antena através do método matemático adequado é fundamental para o sucesso do projeto.

Vários modelos matemáticos são utilizados para análise de antenas de microfita. Esses modelos podem ser divididos em dois grupos principais: modelo de onda completa e os modelos aproximados. O modelo da onda completa é baseado na distribuição da corrente elétrica no *patch* condutor e no plano de terra. Esse modelo não considera resultados empíricos, possui rigorosa formulação matemática e maior esforço computacional. Nesse modelo resultados mais precisos são fornecidos, no entanto, a dificuldade e o tempo necessário para realização da análise são obstáculos a utilização desse método.

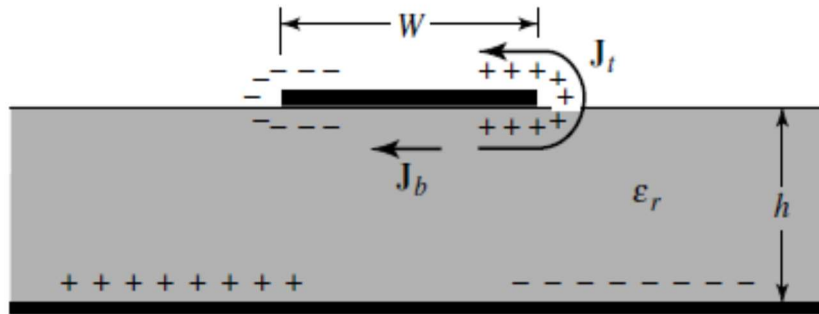
Os modelos aproximados são baseados na distribuição de corrente magnética equivalente ao redor das margens do *patch*, simplificando o mecanismo de radiação das antenas de microfita e, desconsiderando fenômenos de propagação de ondas de superfície e a dispersão. Dois dos modelos aproximados mais usuais serão descritos, esses modelos possuem cálculos simplificados e resultados satisfatórios para as regiões de frequências abordadas neste trabalho, inclusive sendo utilizado para realização do projeto das antenas estudadas.

2.5.1 Modelo da Cavidade

O Modelo da Cavidade considera o substrato da antena como uma cavidade delimitado por paredes ressonantes, com o topo e a base formado por paredes elétricas e as laterais por paredes magnéticas. Os campos na antena são considerados como os campos na cavidade, portanto, serão expandidos em termos de modos ressonantes na cavidade, na qual cada modo tem a sua frequência de ressonância.

O comportamento da antena ao ser alimentada pode ser observado na Figura 16. Quando a antena é energizada, uma distribuição de cargas é formada tanto no *patch* quanto no plano de terra, controlada por mecanismos de atração e repulsão (RICHARDS, 1988).

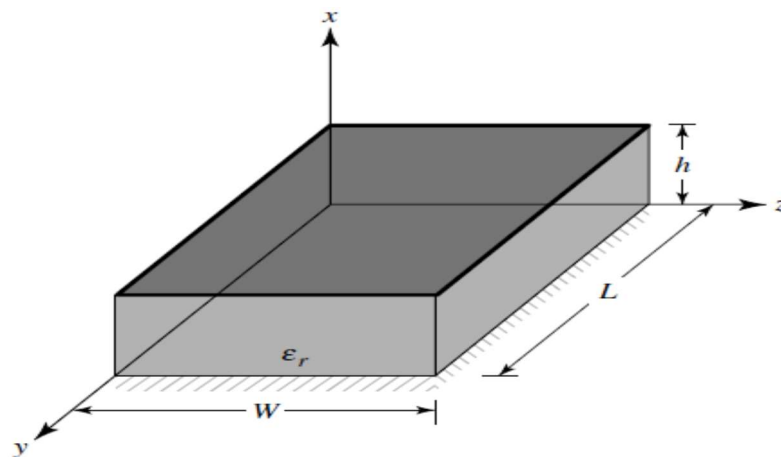
Figura 16 - Distribuição das cargas e densidade de corrente após alimentação da antena.



Fonte: BALANIS, 2005.

Devido a pequena espessura do substrato, as forças de atração se sobrepõem em relação as de repulsão, transformando a densidade de corrente abaixo do *patch* mais significativa. A medida que a espessura do substrato e da antena diminuem, um modelo mais próximo da antena ideal é alcançado, permitindo a modelagem de paredes magnéticas como condutores magnéticos perfeitos. Portanto, somente modos de operação TM^x são considerados dentro da cavidade, onde x representa a direção de campo magnético nulo (BALANIS, 2005). O modelo adotado para o método da cavidade pode ser visto na Figura 17, onde a configuração dentro da cavidade pode ser descritas utilizando a abordagem de potencial vetorial cuja solução na direção x pode ser descrita através da Equação (24).

Figura 17 - Geometria adotada para o modelo da cavidade.



Fonte: BALANIS, 2005.

$$A_x = [A_1 \cos(k_x x) + B_1 \sin(k_x x)] [A_2 \cos(k_y y) + B_2 \sin(k_y y)] [A_3 \cos(k_z z) + B_3 \sin(k_z z)] \quad (24)$$

Onde k_x , k_y e k_z são os números de onda ao longo das direções x , y e z , respectivamente. Os campos elétricos e magnéticos no interior da cavidade são relacionados ao vetor potencial A_x através das equações (BALANIS, 2009):

$$\begin{aligned}
 E_x &= j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + k^2 \right) A_x & H_x &= 0 \\
 E_y &= j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left(\frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial y} \right) & H_y &= \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial z} \\
 E_z &= j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left(\frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial y} \right) & H_z &= -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial y}
 \end{aligned} \tag{25}$$

As condições de contorno utilizadas são:

$$\begin{aligned}
 E_y(x'=0, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) &= E_y(x'=h, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) = 0 \\
 H_y(0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, z'=0) &= H_y(0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, z'=W) = 0 \\
 H_z(0 \leq x' \leq h, y'=0, 0 \leq z' \leq W) &= H_z(0 \leq x' \leq h, y'=L, 0 \leq z' \leq W) = 0
 \end{aligned} \tag{26}$$

As coordenadas x' , y' e z' , são usadas para representar os campos dentro da cavidade. Aplicando-se as condições de contorno a Equação (26), é possível encontrar os números de onda através das equações (BALANIS, 2009):

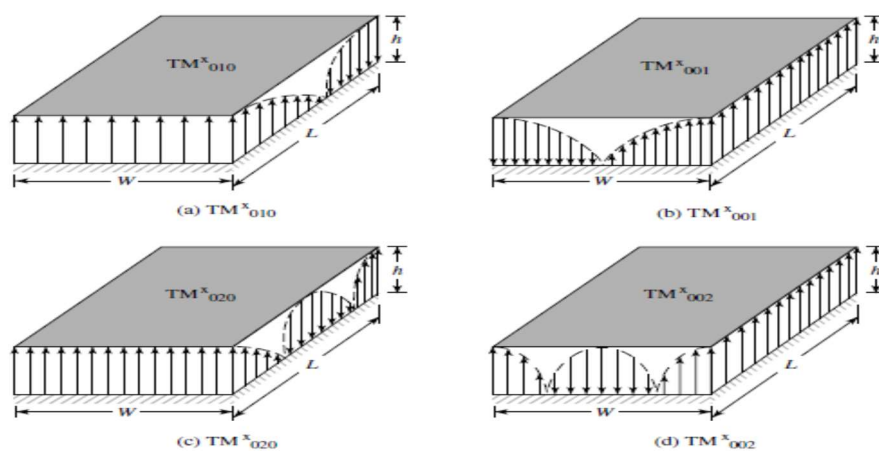
$$\begin{aligned}
 k_x &= \left(\frac{m\pi}{h} \right), m=0, 1, 2, \dots \\
 k_z &= \left(\frac{p\pi}{W} \right), p=0, 1, 2, \dots \\
 k_y &= \left(\frac{n\pi}{L} \right), n=0, 1, 2, \dots
 \end{aligned} \tag{27}$$

Onde m , n , p representam, nessa ordem, o número de variações do campo em meio ciclo ao longo das direções x , y , z . A frequência de ressonância da cavidade, Segundo o Balanis (2005), são dadas por:

$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \tag{28}$$

De acordo com a Equação (28), a frequência de ressonância varia simultaneamente com as variações do campo nas direções x , y e z . Com isso, diversos modos de operação relacionados a cavidade são gerados. A Figura 18 mostra os modos de operação $TM^{x_{010}}$, $TM^{x_{001}}$, $TM^{x_{020}}$ e $TM^{x_{002}}$ e como o campo elétrico age ao longo das paredes laterais da cavidade. Nenhum efeito de franjamento foi considerado durante a alimentação da antena e sua operação.

Figura 18 - Modos de operação TM^x .



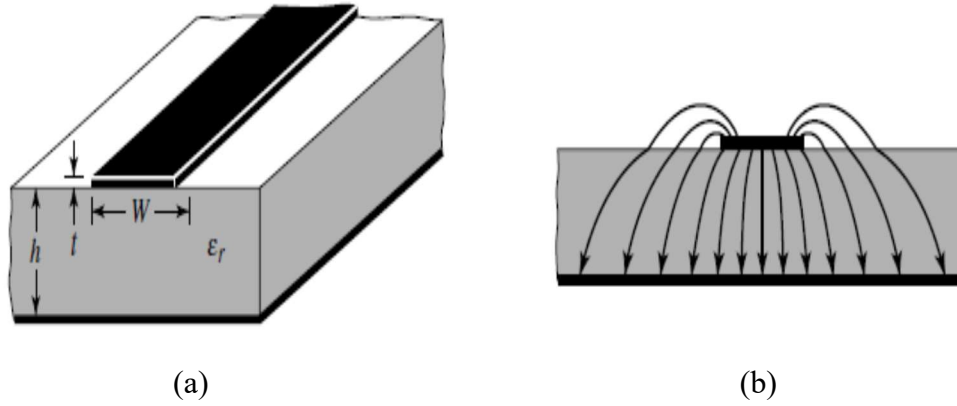
Fonte: BALANIS, 2005.

2.5.2 Modelo da Linha de Transmissão

O Modelo da Linha de Transmissão possuem modelagem simples, porém promove boa percepção física do procedimento e resultados satisfatórios. Outra característica positiva desse método é a facilidade de obter o casamento de impedância da estrutura, sendo mais recomendado para antenas que tenham o *patch* quadrado ou retangular.

Este método leva em consideração os efeitos de borda causados pelo fato de o *patch* possuir dimensões finitas, ou seja, o efeito de franjamento é considerado ao longo do comprimento e largura do *patch*. A quantidade de franjamento está em função da espessura do substrato e das dimensões do *patch*. A Figura 19 representa o efeito de franjamento no *patch* e substrato da antena.

Figura 19 - (a) Vista isométrica e (b) frontal de antena de microfita e seu efeito de franjamento.



Fonte: BALANIS, 2005.

O efeito do franjamento faz com que as linhas de campo percorram tanto o ar quanto o substrato, com isso a antena de microfita possui dimensões elétricas maiores do que as físicas. Esse efeito requer a modelagem da permissividade efetiva, que leva em consideração a permissividade do ar e a permissividade do substrato (ϵ_r) onde as linhas de campo passam. A permissividade efetiva (ϵ_{ref}) é definida como a constante dielétrica de um material uniforme, de modo que a linha de transmissão da antena sob efeito de franjamento possua as mesmas características elétricas de uma antena ideal que não sofre com esse efeito (BALANIS, 2005).

A permissividade efetiva é dada pela equação:

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (29)$$

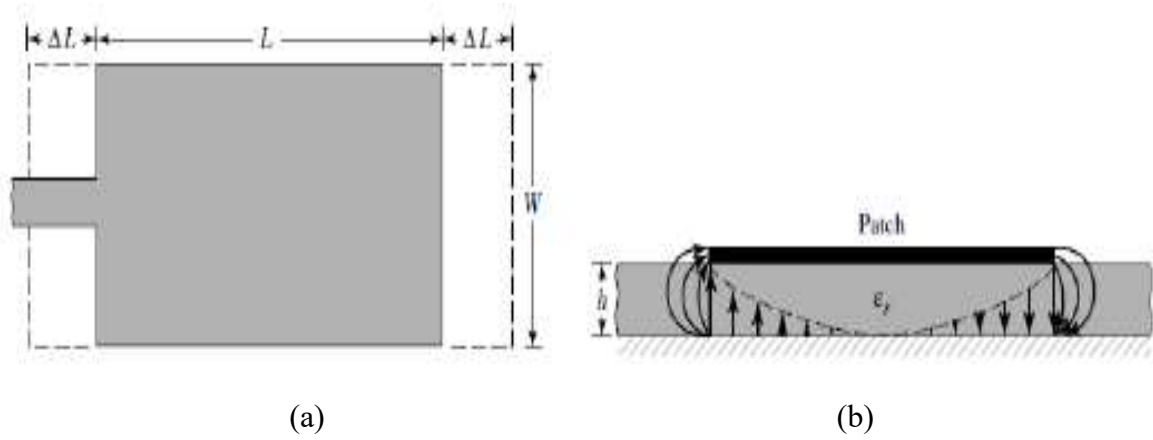
Onde:

h = espessura do substrato;

W = largura do *patch*.

O comprimento da antena também deve ser normalizado devido ao efeito de franjamento. A variação desse comprimento é em função da permissividade relativa e da razão entre a largura do *patch* e a espessura do substrato (W/h). A Figura 20 mostra o efeito de franjamento no comprimento da antena.

Figura 20 - (a) comprimento efetivo do *patch* e (b) efeito de franjamento no comprimento da antena.



Fonte: BALANIS, 2005.

Um método analítico para calcular essa variação foi proposta por Hammerstad (1975), o comprimento da antena pode ser calculado através da seguinte equação:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{\text{ref}} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{\text{ref}} + 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)} \quad (30)$$

Onde ΔL é a variação de comprimento da antena projetada. Os demais parâmetros do projeto da antena de microfita de *patch* retangular são calculados a partir dessa equação, desde que as especificações de frequência de ressonância (f_r), espessura do substrato (h) e permissividade do substrato (ϵ_r) sejam definidas. Portanto, as equações abaixo definem o comprimento L e a largura W de uma antena de microfita retangular.

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \sqrt{\epsilon_r + 1}} - 2\Delta L \quad (31)$$

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{\text{ref}} \mu_0 \epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (32)$$

O Modelo da Linha de Transmissão possui uma elevada impedância de entrada, em torno de $200 \, \Omega$, para uma impedância de entrada ideal o valor admitido é de $50 \, \Omega$ (BALANIS, 2005). Para solucionar esse problema, diversas técnicas de casamento de impedância são

utilizadas. A alimentação através da linha de microfita pode ser usada como técnica para o casamento de impedância. Levando em consideração a permissividade efetiva, o comprimento da linha de microfita deve ter $\frac{1}{4}$ do comprimento de onda da maior frequência de ressonância da antena (POZAR, 2012) e é obtida através da seguinte equação:

$$L_0 = \frac{c}{4f_r \sqrt{\epsilon_{\text{ref}}}} \quad (33)$$

A Equação (34), mostra, como é determinada, a largura W_0 da linha de microfita segundo Balanis (2009).

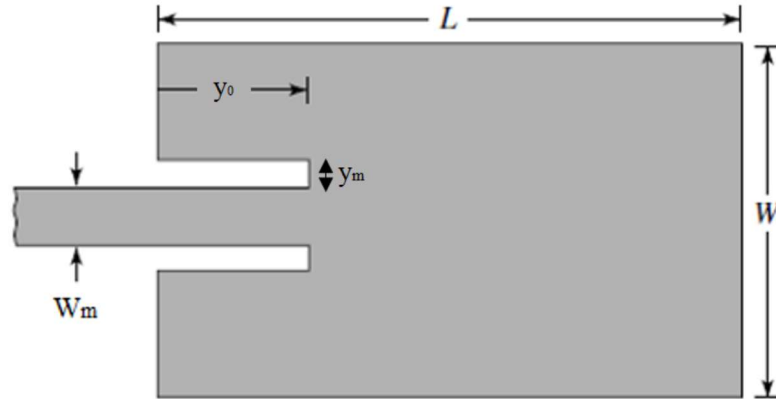
$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{ref}}}} \ln \left(\frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h} \right), & \frac{W_0}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{ref}}} \left[\frac{W_0}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W_0}{h} + 1,444 \right) \right]}, & \frac{W_0}{h} > 1 \end{cases} \quad (34)$$

Onde L_0 é o comprimento da linha de microfita, Z_0 a impedância da linha de microfita e W_0 a largura da linha de microfita. Segundo Balanis (2009), quando $W_0/h > 1$, a solução da Equação (34) é obtida por meio de métodos numéricos admitindo o valor ideal da impedância de entrada Z_0 igual a 50Ω .

2.5.3 Inset Feed

A técnica conhecida como *inset feed* trata-se de um método de casamento de impedância aplicado às antenas de microfita, onde é realizada uma inserção de fendas no *patch* paralelamente à linha de transmissão, com o objetivo de reduzir a impedância de entrada da antena a valores próximos de 50Ω . A Figura 21 ilustra a localização dessa fenda no *patch* da antena de microfita e sua configuração após a inserção da mesma.

Figura 21 - *Inset feed* aplicado ao *patch* de uma antena.



Fonte: BALANIS, 2005.

A Equação (35) determina o comprimento do *inset feed* para valores de permissividade relativa entre $2 \leq \epsilon_r \leq 10$, com a finalidade de aproximar a impedância de entrada da linha de microfita ao valor de 50Ω (RAMESH, 2003).

$$y_0 = 10^4 (0,001699\epsilon_r^7 + 0,13761\epsilon_r^6 - 6,1783\epsilon_r^5 + 93,187\epsilon_r^4 - 682,69\epsilon_r^3 + 2561,9\epsilon_r^2 - 4043\epsilon_r + 6697) \frac{L}{2} \quad (35)$$

Onde y_0 é o comprimento do *inset feed*, L é o comprimento do *patch* e ϵ_r é a permissividade do material. A dimensão da largura (y_m) do *inset feed* pode ser calculada de acordo com a Equação (36). No entanto, y_m pode variar em função do projeto, sendo utilizada a mesma largura da linha de transmissão (W_m), a metade da largura (W_0) ou até mesmo uma razão de $w_0/40$ (MATIN E SAYEED, 2010).

$$y_m = \frac{c}{\sqrt{2\epsilon_{ref}}} \frac{4,65 \times 10^{-12}}{f_r} \quad (36)$$

A proporção utilizada geralmente é definida através de simulações em *softwares* que utilizam como base os resultados encontrados na literatura de projetos similares ou o valor encontrado através da Equação (36).

3 GEOMETRIA FRACTAL EM UMA ANTENA.

O termo fractal foi introduzido em 1983 pelo matemático francês nascido na Polônia, Benoit Mandelbrot (1924-2010), que significa fragmentos quebrados ou irregulares. Esse termo descreve uma família de formas complexas que possuem propriedades de auto similaridade inerente em sua estrutura geométrica.

Muitas aplicações foram encontradas em diversos ramos da ciência para a aplicação da geometria fractal, uma dessas áreas é a eletrodinâmica fractal, onde a geometria fractal é combinada com a teoria eletromagnética com o objetivo de investigar uma nova classe de radiação, propagação e problemas de espalhamento. Uma das áreas mais promissoras da pesquisa da eletrodinâmica fractal é a sua aplicação à teoria e o projeto da antena (WERNER, 1999).

3.1 CARACTERÍSTICAS E PROPRIEDADES DE UMA GEOMETRIA FRACTAL

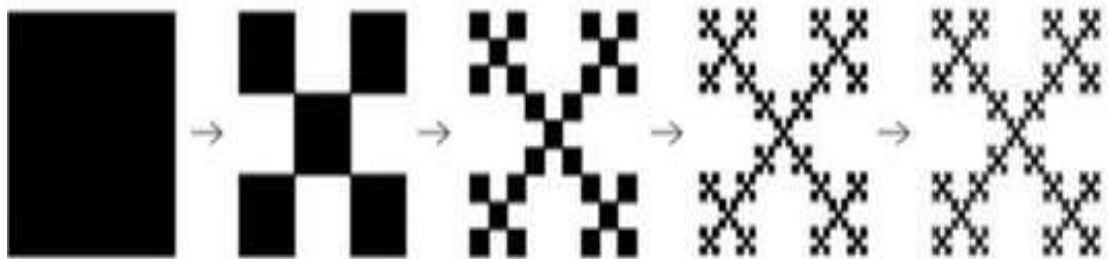
A geometria fractal apresenta uma estrutura áspera, rude ou fragmentada, que pode ser subdividido em partes onde cada pedaço dessa subdivisão é uma cópia exata de um todo. Fractais são estruturas diferentes das normalmente encontradas na natureza, onde a maioria é representada na geometria euclidiana. A geração recursiva de um fractal é caracterizada por dois parâmetros fractais que traduzem o processo iterativo: número de iterações (ou nível do fractal) que representa a dimensão ou complexidade do fractal e o fator de iteração (ou fator de escala) que corresponde à escala de redução aplicada a cada iteração fractal. Um fractal é obtido quando o número de iterações torna-se infinito. Figuras obtidas com um número finito de iterações são chamadas de pré-fractais (GIANVITTORIO, 2003).

As estruturas fractais podem ser divididas em diversos grupos, porém, de acordo com o processo de construção, três categorias principais são formadas (BATANETE, 2005). A Figura 22 mostra alguns exemplos dos principais grupos fractais.

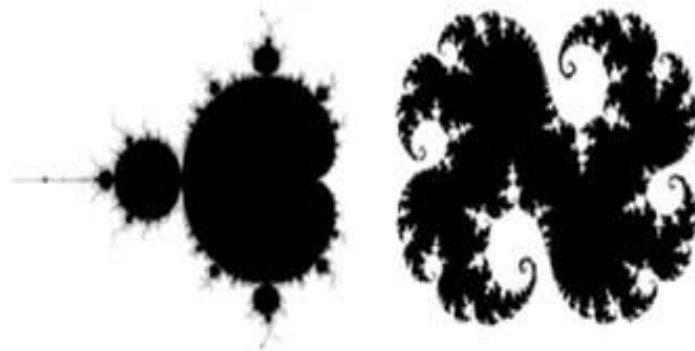
- Fractais geométricos: também chamados de fractais determinísticos, são derivados da geometria tradicional, sendo gerados por meio de iterações a partir de uma figura inicial. A curva de Peano, triângulo de Sierpinski, fractal de Vicsek, terágonos, etc;

- Fractais de recorrência: também conhecidos por fractais de fuga ou órbitas fractais, são gerados por computador, sendo resultado de iterações operadas num sistema não-linear, de forma recursiva, como os conjuntos de Mandelbrot e Júlia;
- Fractais aleatórios: ou fractais naturais, são estatisticamente semelhantes à ampliação de uma parte. A geração destes fractais ocorre por processo estocásticos ao invés de determinísticos, como por exemplo, o voo de Levy.

Figura 22 - Tipos de fractais (a) fractal geométrico; (b) fractais de recorrência. (c) fractal aleatório.



(a)



(b)



(c)

Fonte: NÓBREGA, 2013.

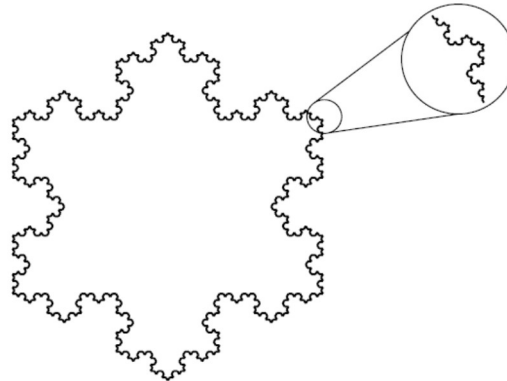
As principais características que diferenciam os fractais das figuras geométricas convencionais são as propriedades de autossimilaridade, estrutura fina, complexidade infinita e dimensão fractal. Essas propriedades serão estudadas nos subitens a seguir.

3.1.1 Estrutura fina

Essa característica revela a quantidade infinita de detalhes que uma estrutura fractal possui em qualquer escala. A riqueza de detalhes dos fractais pode ser observada mesmo em sucessivas ampliações da imagem. Em uma figura geométrica convencional, à medida que se amplia a imagem, suas características são perdidas, por exemplo, se um círculo for ampliado em uma escala muito maior, nada mais do que uma reta será observado. Nos fractais, a cada ampliação, mais detalhes surgem, mesmo que o processo se repita indefinidamente. Se o fractal for construído em uma tela de computador, os detalhes aparecerão nas ampliações sucessivas, até onde o computador suportar realizar essas ampliações (BATANETE, 2005).

Esta característica pode ser observada na Figura 23, onde um trecho da curva de Koch é ampliado. Pode-se observar que os detalhes da parte da curva ampliada são idênticos a quaisquer outros.

Figura 23 - Ampliação de uma curva no Floco de neve de Koch

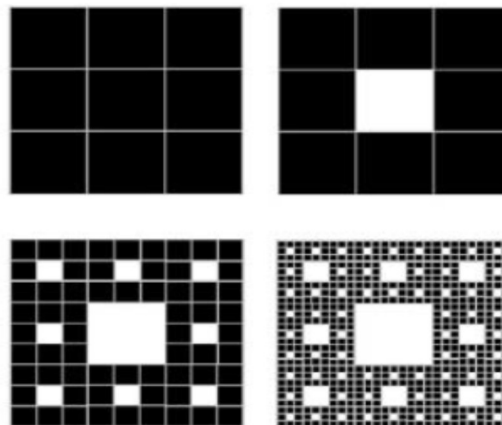


Fonte: ARAUJO, 2011.

3.1.2 Complexidade infinita

Devido a riqueza de detalhes apresentada em uma geometria fractal, nenhuma função analítica ou linguagem geométrica euclidiana tradicional consegue descrever sua estrutura. Essa característica é chamada de complexidade infinita, sendo gerados por um processo recursivo, com um número infinito de iterações. Quanto maior o número de iterações do processo de geração dos fractais, mais detalhes serão apresentados e por isso uma representação completa de um objeto fractal não é viável. A Figura 24 representa o carpete ou tapete de Sierpinski, onde é possível observar a característica de complexidade infinita da geometria fractal.

Figura 24 - Complexidade infinita do Carpete de Sierpinski.



Fonte: NUNES, 2006.

3.1.3 Autossimilaridade

A autossimilaridade consiste no processo de obtenção de réplicas menores do que o fractal originado através de sua ampliação. A semelhança entre as réplicas obtidas pode ser observada em qualquer nível da construção do fractal. Quando as réplicas obtidas apresentam características sempre idênticas diz-se que o fractal possui autossimilaridade escrita (ARAÚJO, 2011). Os fractais apresentam três tipos de autossimilaridade:

- Autossimilaridade exata: os fractais apresentam cópias idênticas de si mesmo em diferentes escalas de observação. Essa característica é apresentada quando os fractais são gerados por funções iterativas (FUZZO, 2009). Um exemplo de fractal que apresenta autossimilaridade exata é o floco de neve de Koch.
- Quase Autossimilaridade: os fractais aparentam ser aproximadamente idênticos em diferentes escalas, porém não exatamente idênticos. Característica essa apresentada quando os fractais são gerados por computadores.
- Autossimilaridade estatística: Nesse caso, o fractal possui medidas numéricas ou estatísticas que são mantidas em diferentes escalas. Este tipo de autossimilaridade é o menos evidente de todos os casos, um exemplo de autossimilaridade estatística são os fractais aleatórios.

3.1.4 Dimensão fractal

Dentre todas as características que definem um fractal, a dimensão fractal é a mais importante. Ao contrário do que é observado na geometria euclidiana, onde o valor da dimensão representa a dimensionalidade do espaço em que dado objeto está inserido, a dimensão fractal representa o nível de irregularidade de um fractal (NOBREGA, 2013). Com essa diferença nas definições a dimensão fractal assume valores fracionários, diferente da dimensão euclidiana, que é caracterizada por dimensão topológica, que é representada sempre por um número inteiro.

Com a necessidade de descrever esses objetos de formas irregulares, surgiu o conceito de geometria fractal. Diferente da geometria euclidiana, a geometria fractal considera além da dimensão topológica, a dimensão fractal dos elementos irregulares – que se trata de uma quantidade, não obrigatoriamente fracionária, a qual representa o espaço ocupado por um

elemento fractal, ou seja, refere-se à dimensão espacial desse elemento. No entanto, a característica de dimensão fracionária é apresentada apenas por elementos fractais.

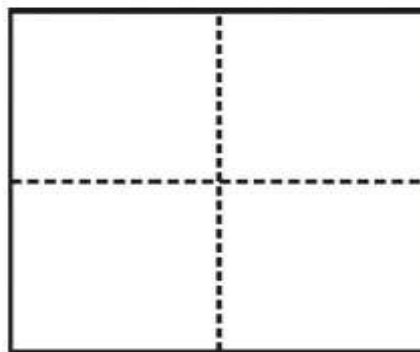
A dimensão fractal pode ser calculada através de métodos diversos, que fazem uso da característica de autossimilaridade para a obtenção de cópias idênticas do objeto em fragmentos menores, em decorrência de sua divisão. Quando um fractal possui autossimilaridade exata, sua dimensão é determinada por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

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

$$D = -\frac{\ln N}{\ln r} \quad (37)$$

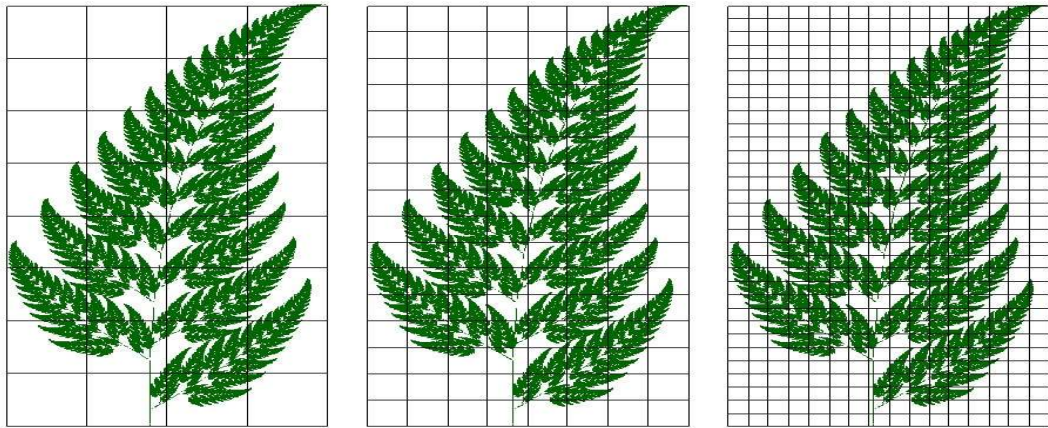
A Equação 37 pode ser igualmente aplicada a uma figura geométrica convencional, como um quadrado, considerando-o composto por quatro quadrados menores (Figura 25). Há neste caso, uma autossimilaridade exata, sendo $N = 4$ e o fator de iteração $r = 1/2$ (o lado de cada quadrado componente corresponde à metade do lado do quadrado original). Logo, pode-se observar através do cálculo acima que a dimensão fractal do quadrado é 2, igualmente a sua dimensão topológica, que é expressa por um número inteiro. Em uma estrutura fractal, a dimensão topológica não é necessariamente igual a dimensão fractal (SERRA, 1997).

Figura 25 - Representação de um quadrado composto por 4 quadrados menores.



Outro método utilizado para o cálculo da dimensão fractal é o método da contagem de caixas ou de cobertura. Esse método pode ser aplicado a qualquer figura, pois não está necessariamente sujeito à existência de autossimilaridade no objeto, diferente do ocorrido com o método anterior que só pode ser utilizado para calcular a dimensão fractais de objetos que apresentem essa característica (ARAUJO, 2011). Este método consiste na cobertura de uma figura por uma malha quadriculada, em que cada quadrado menor da malha tem lado de tamanho l , devendo-se observar quantos quadrículos contém em um ponto da figura. A Figura 26 mostra a representação gráfica do método de contagem das caixas para diferentes valores de l e δ .

Figura 26 - Representação do método da contagem de caixas para diferentes valores de l e δ .



Fonte: ARAUJO, 2011.

Considerando que n seja um número mínimo de quadrículos de lado l que contém, no mínimo, um ponto da figura e δ o lado escolhido da moldura para inserção da figura, calcula-se:

$$n = \left(\frac{\delta}{l}\right)^D \quad (38)$$

Onde D é a dimensão da figura considerada que é obtido pela equação abaixo, a qual pode ser calculada aplicando o logaritmo natural em ambos os lados da Equação 38.

$$D = \frac{\ln n}{\ln \left(\frac{\delta}{l}\right)} \quad (39)$$

Quanto menor o valor de l mais preciso será a cobertura da malha utilizada na figura, ou seja, o estreitamento da malha aumenta a precisão para a determinação de D , conforme pode ser visto na equação abaixo:

$$D = \lim_{l \rightarrow 0} \frac{\ln n}{\ln \left(\frac{\delta}{l} \right)} \quad (40)$$

Esse método é utilizado para determinar a dimensão fractal em figuras que apresentam irregularidades, como por exemplo, a dimensão fractal de uma nuvem e de áreas fotografadas por satélites (ARAUJO, 2011).

3.2 SISTEMA DE FUNÇÕES ITERADAS (MÉTODO IFS)

Diversos métodos para geração de um fractal são utilizados. Entre os mais conhecidos, tem-se o sistema de funções iterativas ou iteradas. Essa técnica se baseia em uma série de transformações e afins que envolvem rotação, deslocamento e contração. Desenvolvida por John E. Hutchinson em 1981, consiste na construção de fractais autossimilares desenhados em duas dimensões. Os fractais são construídos mediante criação de cópias do objeto geométrico por meio de funções de transformação. O resultado de uma transformação é combinado com a imagem original e o processo é repetido até se obter uma imagem composta de grande quantidade de partes (TEIXEIRA, 2015). A relação de transformação do sistema original para o novo sistema é dado por:

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} \quad (41)$$

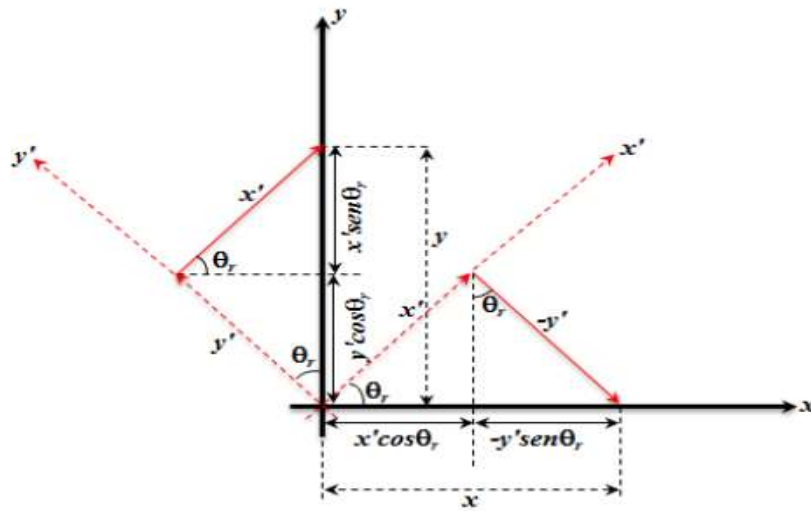
No deslocamento, um novo par de eixos paralelos é adotado aos originais (Figura 27). As variáveis e e f são os deslocamentos envolvidos em cada iteração, as coordenadas de um ponto P são relacionadas por:

$$\begin{cases} x = x' + e \\ y = y' + f \end{cases} \quad (42)$$

Assim, as transformações afins são obtidas por meio de sistemas lineares e são representadas na forma matricial abaixo:

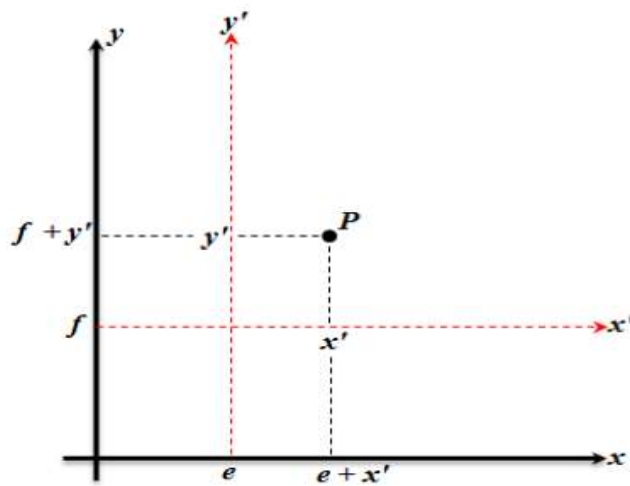
$$w_{ki} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \delta \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e \\ f \end{bmatrix} \quad (43)$$

Figura 27 - Processo de rotação dos eixos de coordenadas envolvidos no sistema de funções iterativas.



Fonte: TEIXEIRA, 2015.

Figura 28 - Processo de deslocamento das coordenadas de um ponto P envolvidas no sistema de funções iterativas.



Fonte: TEIXEIRA, 2015.

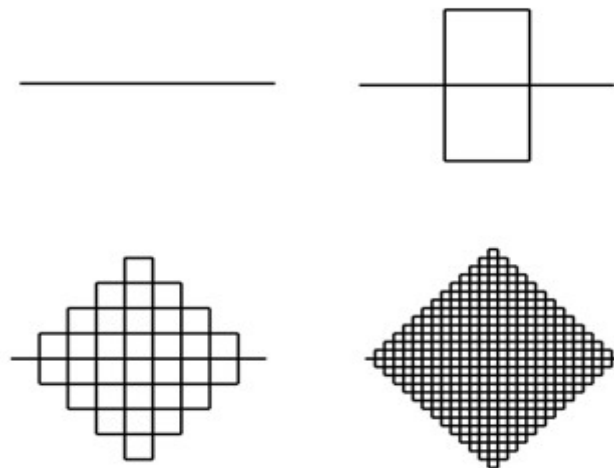
Considere uma geometria A_0 que represente um formato aleatório e um conjunto de transformações afins $w_1, w_2, \dots, w_n$, como, por exemplo a representada na equação anterior. A união dessas transformações sofridas por A_0 cria uma nova figura, representada pela equação:

$$W_h(A_0) = \bigcup_{i=1}^N w_{ki}(A_0) \quad (44)$$

Onde W_h é conhecido como o *operador de Hutchison*. O fractal é gerado a partir de repetidas aplicações de W_h à geometria anterior. Se A_0 representar a geometria geradora, o processo iterativo produz uma sequência destes operadores que convergem para a geometria fractal ideal. Quando o processo for interrompido em determinada iteração k , a figura gerada é um pré-fractal de ordem k (TEIXEIRA, 2015).

Existem vários procedimentos para construir novos formatos de geometria fractal, em geral, baseando-se em construções fractais existentes, como por exemplo, a curva de Koch, o triângulo de Sierpinski e a curva de Peano (Figura 29).

Figura 29 - Construção da Geometria da curva de Peano.



Fonte: SEDREZ, 2009.

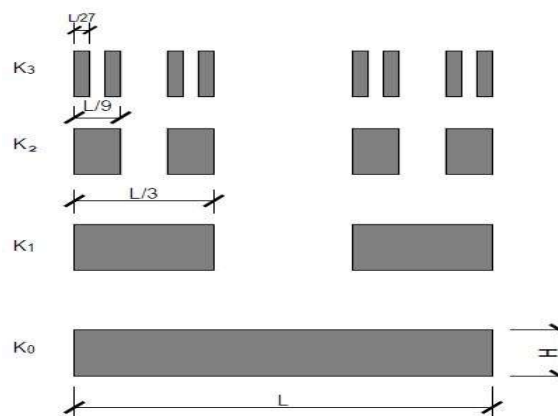
Nesse trabalho, o procedimento utilizado foi o da Sequência de Cantor, que será abordado no item a seguir.

3.3 FRACTAL DE CANTOR

O matemático russo Georg Ferdinand Ludwig Philip Cantor (1845-1918), nascido em São Petersburgo, dedicou a maior parte dos seus estudos à Teoria dos Conjuntos. Apresentou o conjunto que hoje leva o seu nome em 1883 que ficou conhecido como Conjunto de Cantor ou fractal de Cantor. Essa geometria pode ser gerada por método numérico ou por técnicas geométricas.

A técnica geométrica de construção do Conjunto de Cantor é gerada a partir de um elemento inicial retangular e plano, denominado iniciador (K_0), de largura L e altura H . Esse elemento é dividido em três partes iguais e o segmento do meio é removido. O processo repete-se por diversas iterações (K_1, K_2, K_3), como pode ser visto na Figura 30.

Figura 30 - Desenvolvimento do Conjunto de Cantor.



Fonte: Autoria própria.

Pode-se observar que na primeira iteração tem-se apenas o elemento iniciador, enquanto na segunda iteração o número de segmentos é igual a 2. Conforme o número de iterações aumenta, o número de segmentos também aumenta em função do mesmo, de acordo com a função 2^k . O comprimento de cada segmento em suas iterações é encontrado a partir da função $C_k = (1/3)^k$.

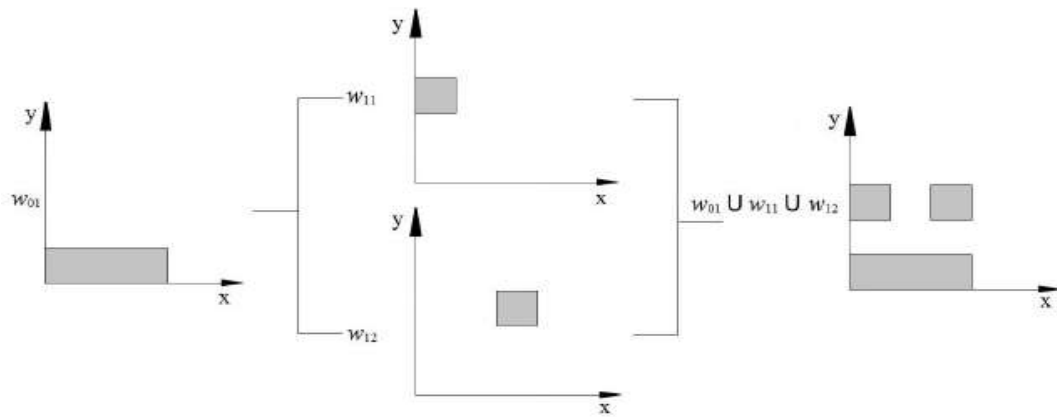
A Figura 31 mostra as etapas de construção para a primeira iteração, segundo o sistema de funções iteradas. A primeira transformação reduz para $1/3$ o comprimento do elemento iniciador. Esse processo é repetido nas próximas iterações, onde cada novo elemento formado

equivale a $1/3$ do comprimento do elemento da etapa anterior. Os elementos são apenas deslocados nos eixos e não sofrem rotação, ou seja, $\theta = 0^\circ$. Substituindo os valores na Equação 43, obtemos:

$$w_{11} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (45)$$

$$w_{12} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2/3 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (46)$$

Figura 31 - Desenvolvimento do Conjunto de Cantor utilizando o sistema de funções iteradas.



Fonte: SANTOS, 2014.

Em termos gerais, desenvolvem-se os multifractais de Cantor gerando 2^k elementos de larguras e extensões longitudinais diferentes. Para isso, são associadas probabilidades ao sistema de funções iteradas, conforme a equação (MANIMEGALAI, 2009):

$$w_{ki} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \delta \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & P_k \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e \\ f \end{bmatrix} \quad (47)$$

$$\sum_{k=0}^n P_k = 1 \quad (48)$$

Onde P_k é a probabilidade associada à dimensão espacial do multifractal com a distribuição escolhida em cada iteração. Sua inclusão no sistema leva a um crescimento não uniforme no fractal (SANTOS, 2014).

4 MATERIAIS E MÉTODOS

A aplicação da geometria fractal em antenas é desenvolvida através do estudo da eletrodinâmica fractal. Neste trabalho, a técnica do Fractal de Cantor foi aplicada no *patch* de uma antena de microfita e, em um segundo momento da pesquisa, foi utilizada a técnica do truncamento do plano de terra da antena. Os materiais, métodos e os resultados obtidos nessa pesquisa serão descritos neste capítulo.

4.1 INTRODUÇÃO

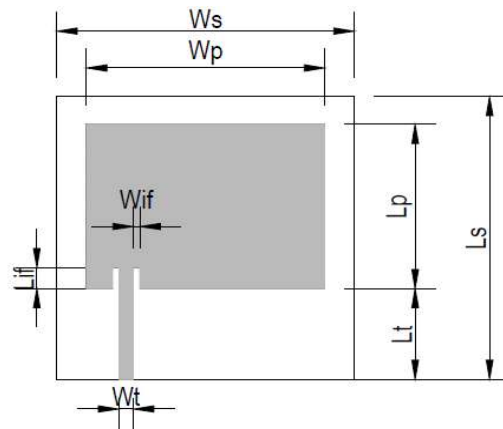
Um dos principais objetivos de sistemas de comunicação sem fio é o projeto de antenas reduzidas, de banda larga ou de múltiplas bandas. Alguns conceitos da geometria fractal aplicados às antenas de microfita permitem a obtenção de antenas fisicamente menores e com alta eficiência devido a duas importantes propriedades: a autossimilaridade e a capacidade de preenchimento de espaço. Essas propriedades são responsáveis pelas características de banda larga de frequência, comportamento multibanda e a miniaturização apresentadas em antenas fractais (AZARI, 2008).

4.2 PROJETO E ESTRUTURA DA ANTENA ESTUDADA

Para dimensionar uma antena de referência (padrão), foi utilizado um programa, desenvolvido em linguagem Fortran, com os modelos da cavidade e da linha de transmissão (ver item 2.5) para calcular os valores dos componentes da antena de microfita com *patch* retangular e alimentada por linha de alta impedância (ver item 2.4.1). A Figura 32 mostra a antena padrão projetada para operar com uma frequência de ressonância de 2,45 GHz na faixa ISM (*Industrial Sientific and Medical*), devido a facilidade de utilização e a gama de aplicações que essa banda de frequência proporciona.

Utilizou-se como substrato o FR4, de permissividade elétrica $\epsilon_r = 4,4$, espessura $h = 1,456$ mm e fator de dissipação $\tan \sigma = 0,025$. Com o intuito de melhorar o casamento de impedância da entrada da antena, foi aplicado um *inset feed* (ver item 2.5.3) de largura W_{if} e comprimento L_{if} para uma impedância de entrada de 50Ω .

Figura 32 - Dimensões da antena de microfita padrão.



Fonte: Autoria própria.

Os valores dos parâmetros W_s , W_p , L_s , L_p , W_t , L_t , W_{if} , L_{if} são apresentados na tabela a seguir:

Tabela 1- Dimensões do projeto da antena de microfita padrão.

Dimensões	W_s	L_s	W_p	L_p	W_t	L_t	W_{if}	L_{if}
Valor (mm)	46,50	47,15	37,26	27,40	2,25	15,13	1,00	3,52

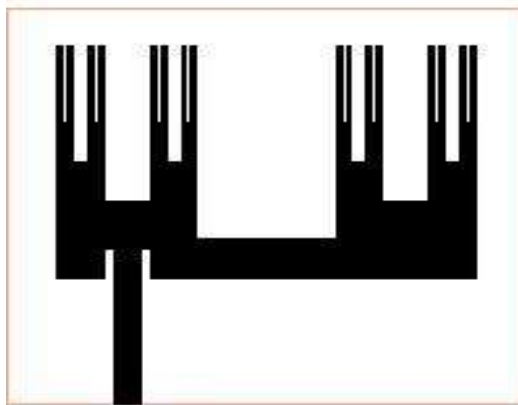
Fonte: Autoria própria.

Segundo Manimegalai (2009), a variação da posição da linha de alimentação da antena de microfita pode otimizar o casamento de impedância, melhorando a perda de retorno da antena. Com o objetivo de ampliar a largura de banda da antena, a linha de microfita foi deslocada do centro da antena para o canto esquerdo.

4.3 APLICAÇÃO DO FRACTAL DE CANTOR NO *PATCH*

Após dimensionar a antena de microfita de referência, foi proposto a aplicação do Fractal de Cantor (ver item 3.4) no *patch* da antena (Figura 33), com o objetivo de analisar o comportamento da antena com a inserção dessa técnica. Segundo Cohen (1997), a aplicação do fractal em uma antena pode otimizar o ganho e proporcionar uma característica de multibandas de frequência de ressonância.

Figura 33 - Fractal de Cantor aplicado ao patch da antena de microfita.



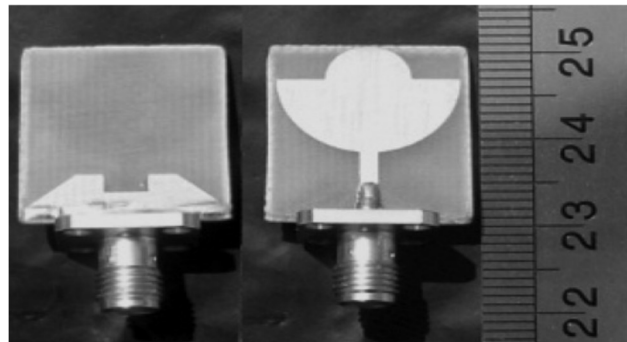
Fonte: Autoria própria.

O Conjunto de Cantor aplicado ao patch possui cinco iterações (K_5), essa configuração foi escolhida após análise dos gráficos da perda de retorno (S_{11}) das cinco iterações realizadas e da propagação da densidade de corrente no *patch* da antena.

4.4 ANTENA COM PLANO DE TERRA TRUNCADO

O truncamento do plano de terra consiste na retirada do material que compõe o mesmo (Figura 34). Essa técnica altera alguns parâmetros elétricos da antena como largura de banda, diretividade e radiação. Visando melhorar a largura de banda da antena fractal construída, foi realizado um estudo paramétrico da aplicação do truncamento do plano de terra nas antenas simuladas. Foram realizadas sucessivas reduções no plano de terra das antenas simuladas buscando otimizar a largura de banda de frequência de ressonância com o mínimo de afastamento da frequência de operação.

Figura 34 -Aplicação do truncamento do plano de terra



Fonte: KOOHESTANI, 2011.

Após análise dos resultados simulados das antenas com truncamento do plano de terra, ficou definido que seriam fabricadas as seguintes configurações de antenas para posterior análise:

- Antena fractal com 25% de truncamento horizontal;
- Antena fractal com 50% de truncamento vertical;
- Antena fractal com truncamento nos dois eixos (composto).

4.5 MÉTODO DE FABRICAÇÃO DAS ANTENAS

As antenas propostas para fabricação foram selecionadas através do estudo paramétrico que foi mostrado no tópico anterior. As antenas que, apresentaram frequência de ressonância mais próxima da frequência de projeto e boas características como perda de retorno e largura de banda, foram as escolhidas para produção. As antenas foram impressas com o substrato em uma placa de FR4 (Figura 35).

Figura 35 - Placa de FR4 utilizada para confecção das antenas fabricadas.



Fonte: Autoria própria.

Para confecção do formato do *patch* e do truncamento do plano de terra, foi plotado as dimensões do *patch* e do plano de terra truncado sobre a placa de FR4, conforme pode ser

observado na Figura 36. Para execução desse processo, foi utilizado a impressora MIMAKI UJF-3042FX UV PRINTER.

Figura 36 - Processo de plotagem em uma placa de FR4.



Fonte: Autoria própria.

Após o processo de impressão do formato das antenas na placa de FR4, foi realizado o processo de imersão das antenas em uma solução de percloroeto de ferro para formatação das estruturas da antena (Figura 53). Após essa fase, é soldado um conector na linha de alimentação.

Figura 37 - Solução de percloroeto de ferro utilizado para fabricação das antenas;



Fonte: Autoria própria.

Foram confeccionadas cinco antenas de microfita:

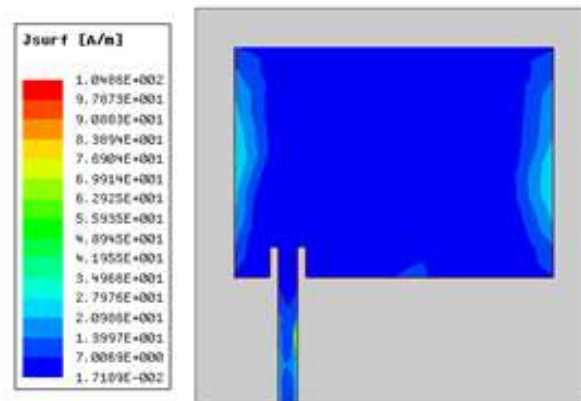
- 1) Antena de microfita padrão;
- 2) Antena de microfita fractal;
- 3) Antena de microfita fractal e plano de terra truncado 25% na horizontal;
- 4) Antena de microfita fractal e plano de terra truncado 50% na vertical;
- 5) Antena de microfita fractal e plano de terra truncado composto.

5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

5.1 RESULTADOS DAS ANTENAS SIMULADAS

Após definir as dimensões da antena padrão, a geometria fractal aplicada no *patch* e o truncamento do plano de terra que será realizado, as antenas foram desenhadas e simuladas utilizando o *software Ansys HFSS® (High Frequency Structural Simulator)*, que utiliza o método numérico FEM, possibilitando a visualização de parâmetros elétricos da antena como, perda de retorno, diagrama de radiação e densidade de corrente superficial (Figura 38).

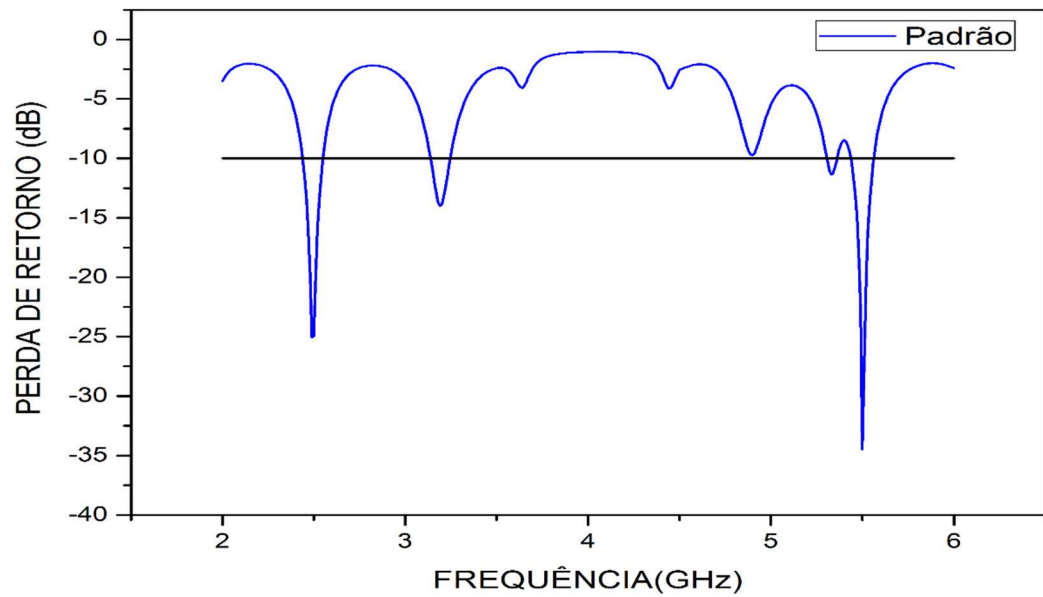
Figura 38 - Representação da densidade de corrente da antena padrão.



Fonte: Autoria própria.

Foi realizada simulação e análise dos parâmetros elétricos da antena padrão com o intuito de utilizar os valores obtidos como base de comparação para os valores apresentados nas antenas fractais. A Figura 39 mostra o diagrama da perda de retorno e a Figura 40 o diagrama de radiação 2D e 3D da antena padrão.

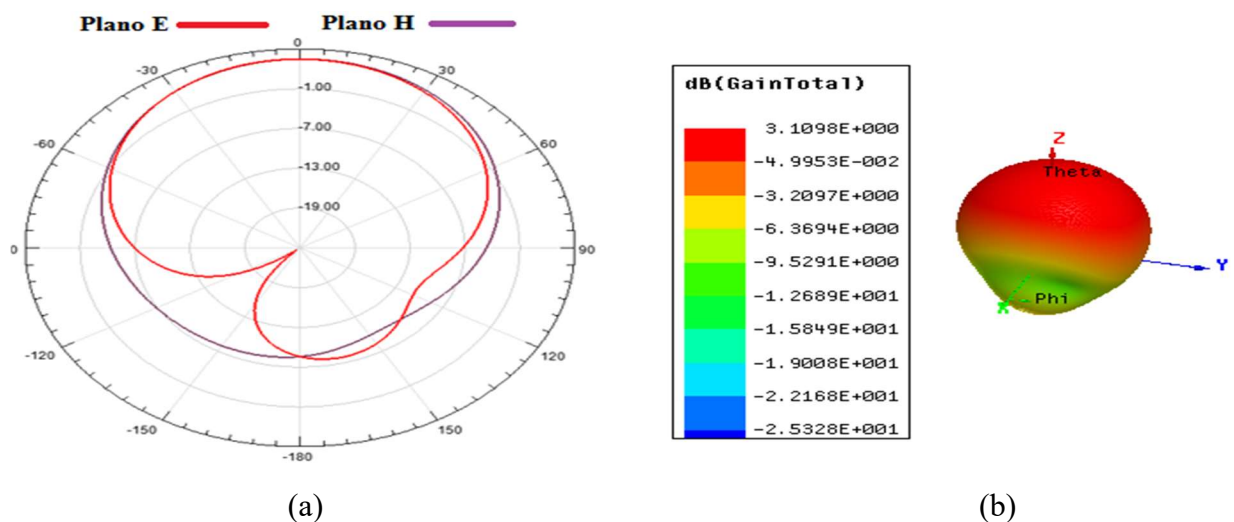
Figura 39 - Gráfico da perda de retorno da antena padrão



Fonte: Autoria própria.

A antena padrão apresentou uma perda de retorno no valor de -25,07 dB para uma frequência de 2,49 GHz e largura de banda fracionária de 4,01% e -34,48 dB para uma frequência de 5,50 GHz e largura de banda fracionária de 2,18%.

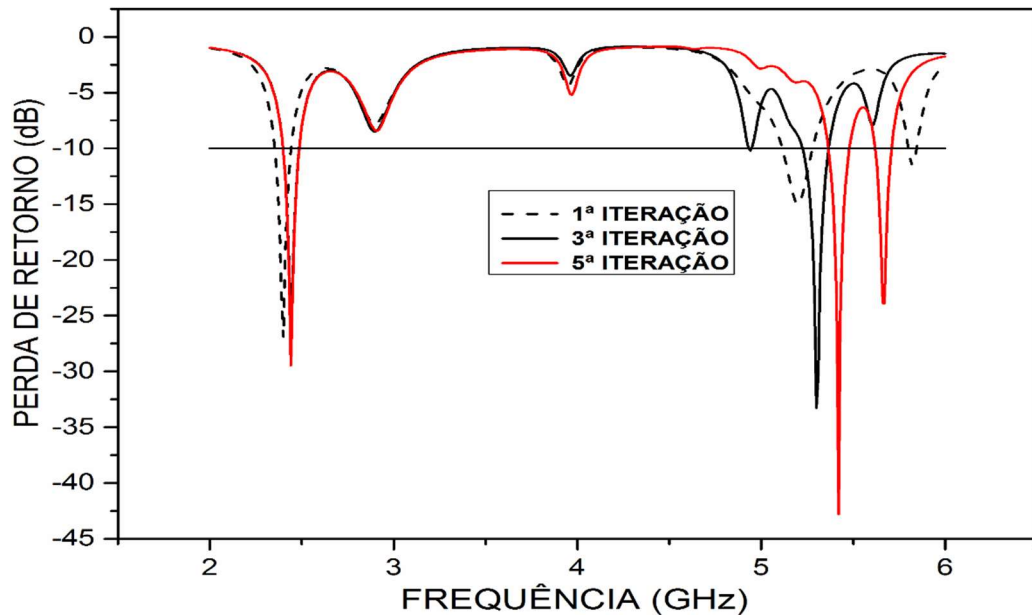
Figura 40 - Diagrama de radiação (a) 2D e (b) 3D da antena padrão para a frequência de 2,49 GHz.



Fonte: Autoria própria

Com o intuito de encontrar a geometria do Fractal de Cantor que apresenta as características desejadas, foi realizada simulação e análise dos parâmetros elétricos de cinco iterações da aplicação do fractal. Podemos observar na Figura 41 o gráfico da perda de retorno de algumas das iterações da antenna fractal simulada (K_1 , K_3 , e K_5).

Figura 41 - Perda de retorno das iterações da antenna fractal simulada.

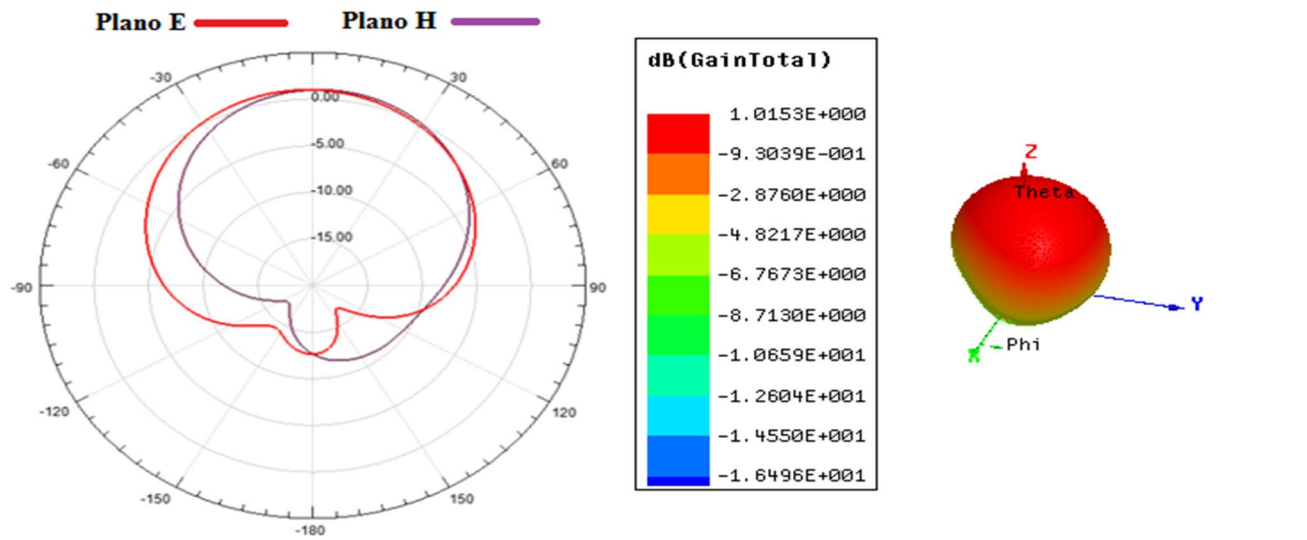


Fonte: Autoria própria.

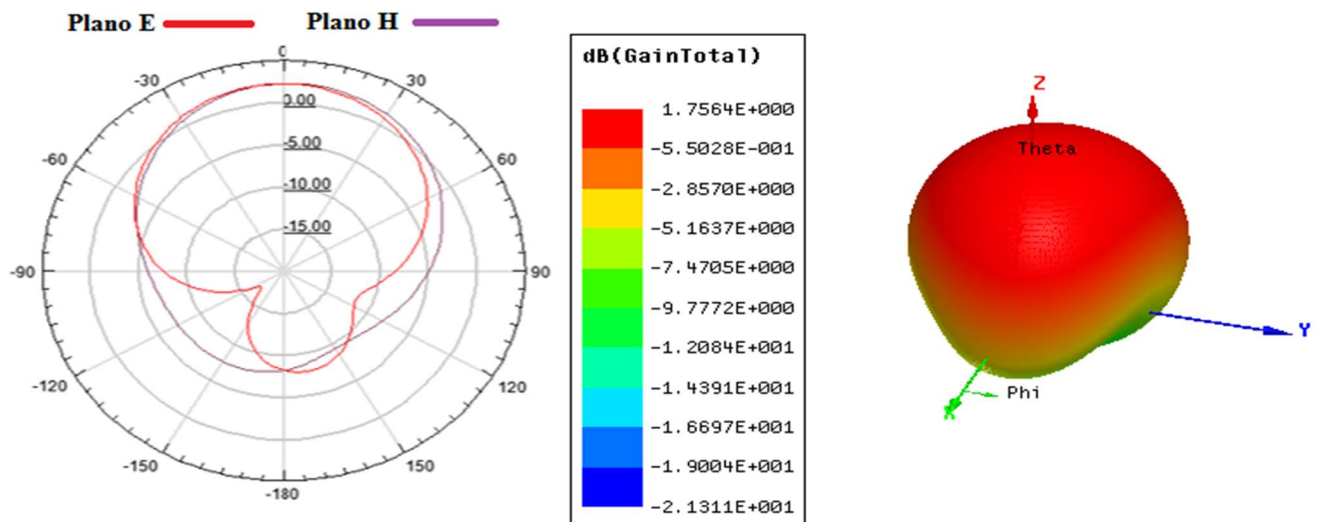
O resultado mostrado na figura anterior mostra que a cada iteração acrescentada na geometria da antena aproxima a mesma da frequência de projeto. A antena fractal com cinco iterações (K_5) se mostrou com um valores de perda de retorno de -29,45 dB para o valor de frequência de 2,44 GHz, com largura de banda fracionária de 3,27%, -42,80 dB para o valor de frequência de 5,42 GHz, com largura de banda fracionária de 1,84% e -23,92 dB para o valor de frequência de 5,67 GHz, com largura de banda fracionária de 1,41%. Observa-se que a antena de quinta geração (K_5) apresentou uma banda de frequência de ressonância a mais.

Para avaliar o ganho e a diretividade das iterações das antenas fractais simuladas, foram plotados os diagramas 2D e 3D para a frequência de ressonância de cada dispositivo (Figura 42).

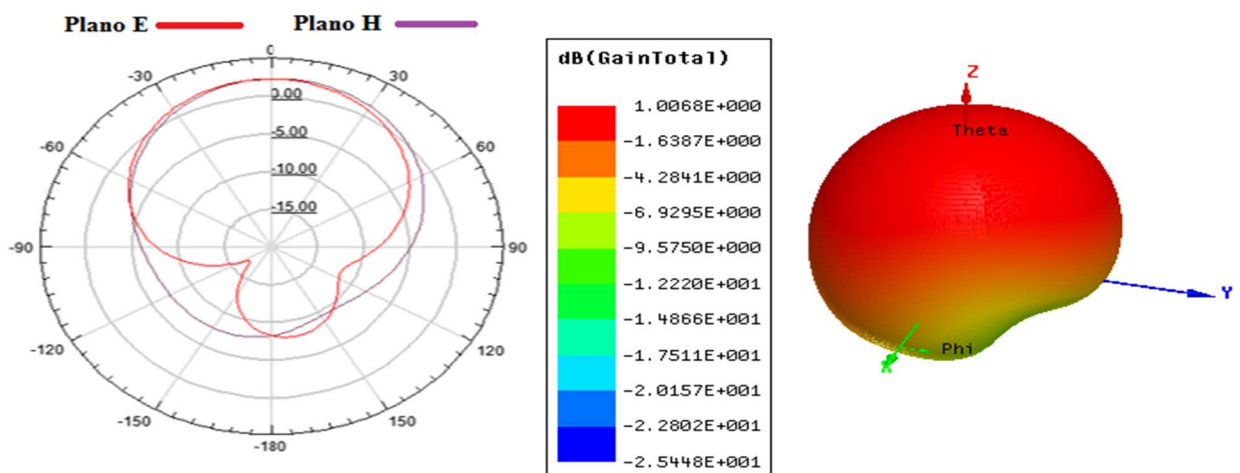
Figura 42 - Diagramas de radiação 2D e 3D das iterações das antenas fractais de Cantor.



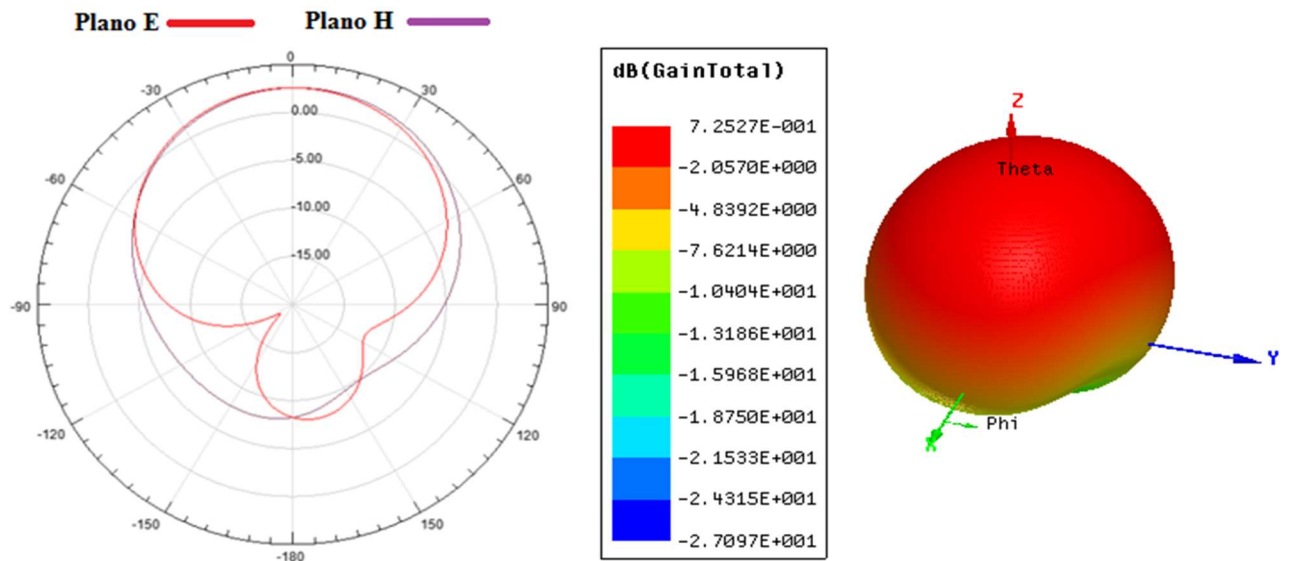
(a) 1ª Iteração



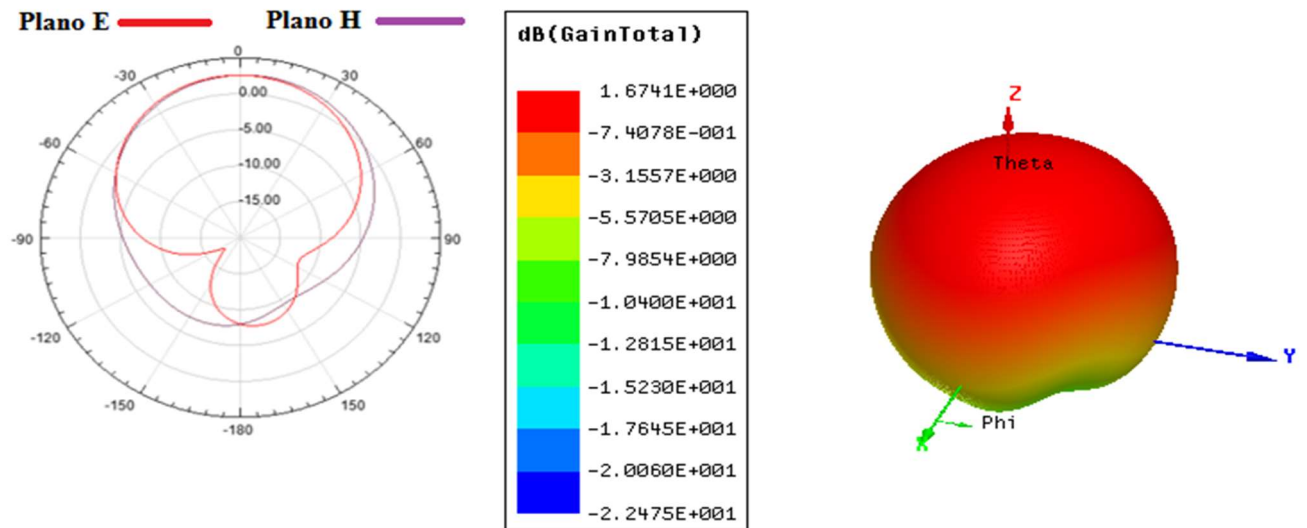
(b) 2ª Iteração



(c) 3ª Iteração



(d) 4ª Iteração

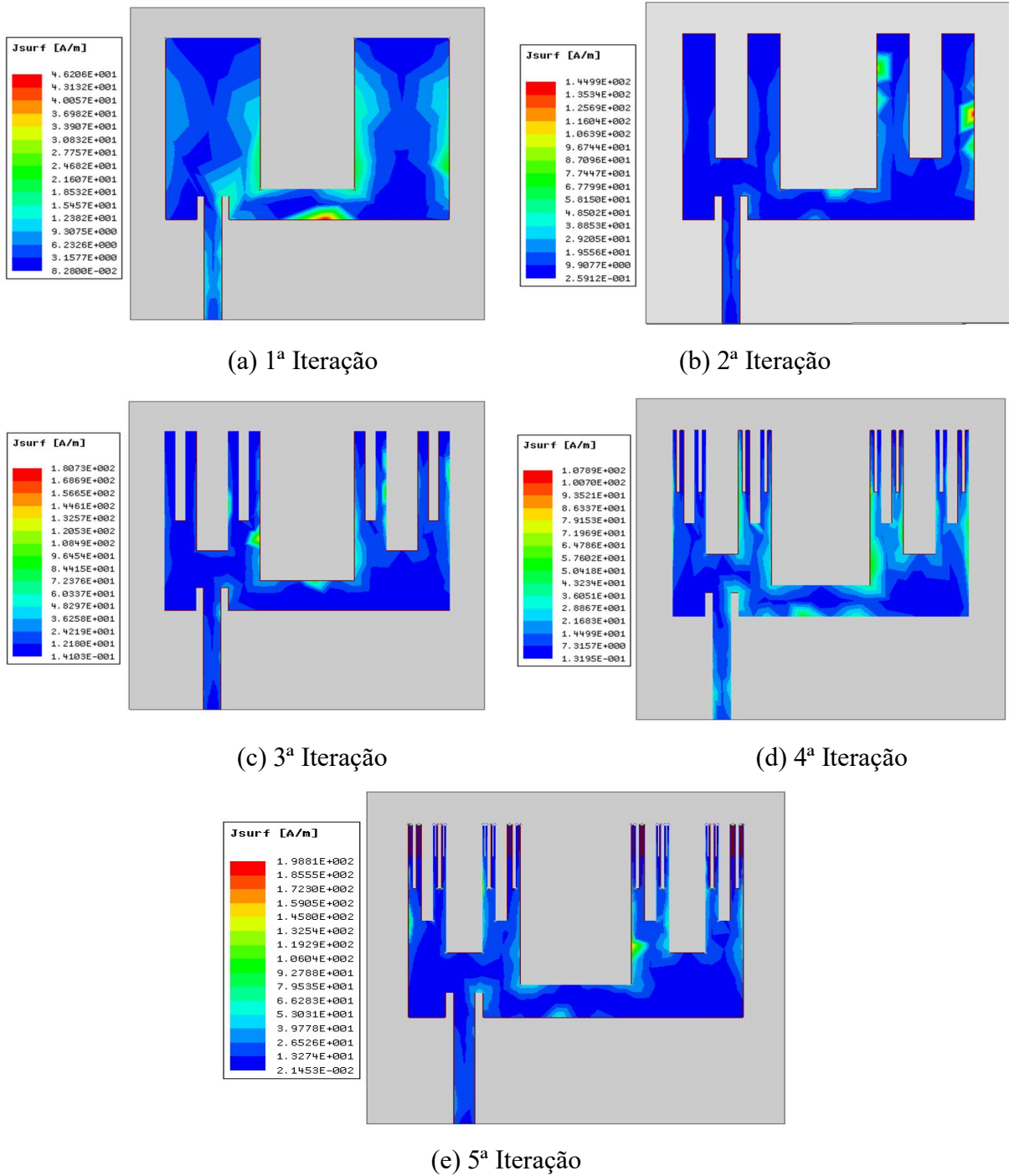


(e) 5ª Iteração

Fonte: Autoria Própria.

Analisando os diagrama de radiação mostrados na Figura 42 é possível observar que não houveram mudanças significativas entre as iterações das antenas fractais simuladas. Todas apresentaram característica *broadside*. Isto ocorre devido às dimensões do plano de terra serem iguais às do substrato da antena, provocando a radiação da potência transmitida na direção do vetor normal do plano do *patch* da antena.

Figura 43 - Densidade linear das iterações da antena fractal.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 43 mostra a densidade linear de todas as iterações da geometria fractal de Cantor simulada. É possível notar que quanto mais iterações aplicada no *patch* da antena, mais uniforme se mostra a concentração de densidade linear na antena, transferindo a maior quantidade de corrente para as extremidades do *patch* da antena. Isto ocorre devido ao efeito de franjamento (ver seção 2.5.2) ser mais intenso nas extremidades devido as pequenas espessuras

do local. Como consequência, há uma modificação da frequência de ressonância e na perda de retorno apresentada pelas antenas.

A Tabela 2 mostra as características apresentadas de todas as iterações das antenas simuladas.

Tabela 2 - Resultados das iterações das antenas simuladas.

Geometria da Antena	Frequência de Ressonância (GHz)	Perda de Retorno (dB)	BW		G _{máximo} (dB)	J _{máxima} (A/m)
			(MHz)	(%)		
1ª iteração	2,40 e 5,20	-26,96 e -15,03	80 e 150	3,33 e 2,88	1,01	46,20
2ª iteração	2,41 e 5,30	-37,52 e -36,80	80 e 110	3,31 e 2,07	1,75	144,99
3ª iteração	2,44 e 5,30	-26,53 e -33,26	80 e 130	3,27 e 2,45	1,00	180,73
4ª iteração	2,43 e 5,39	-30,70 e -32,31	90 e 110	3,70 e 2,04	0,72	107,89
5ª iteração	2,44, 5,42 e 5,67	-29,45, -42,80 e -23,92	80, 80 e 100	3,27, 1,84 e 1,41	1,67	198,81

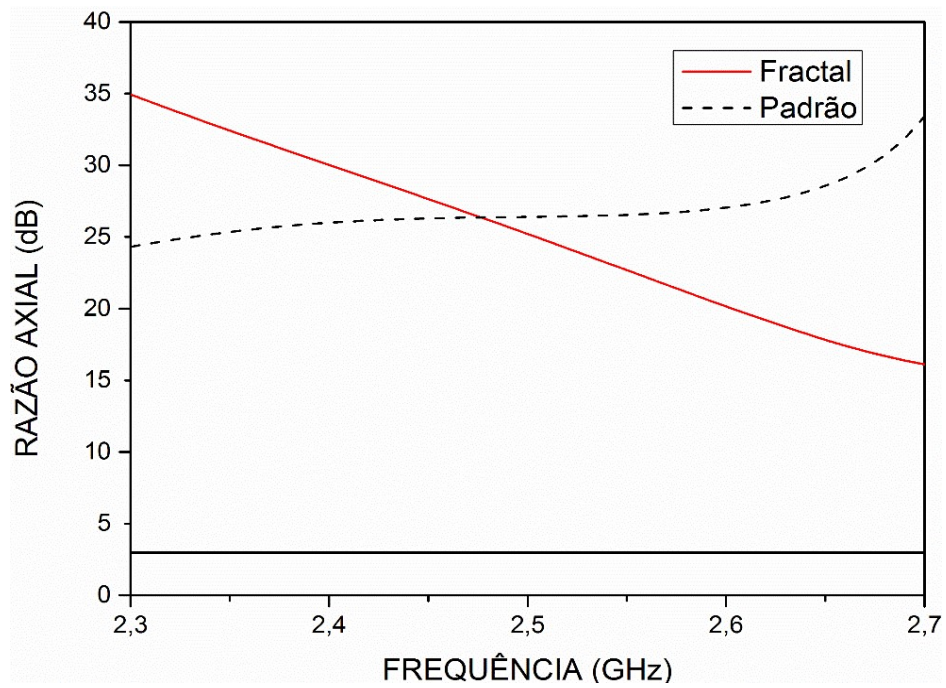
Fonte: Autoria própria

Após etapa de projeto e simulação o melhor resultado, com base nas propriedades elétricas e condições de operação na frequência de projeto, foi escolhido para fabricação e teste. A antena escolhida para fabricação foi a quinta iteração (K_5) da Geometria Fractal de Cantor.

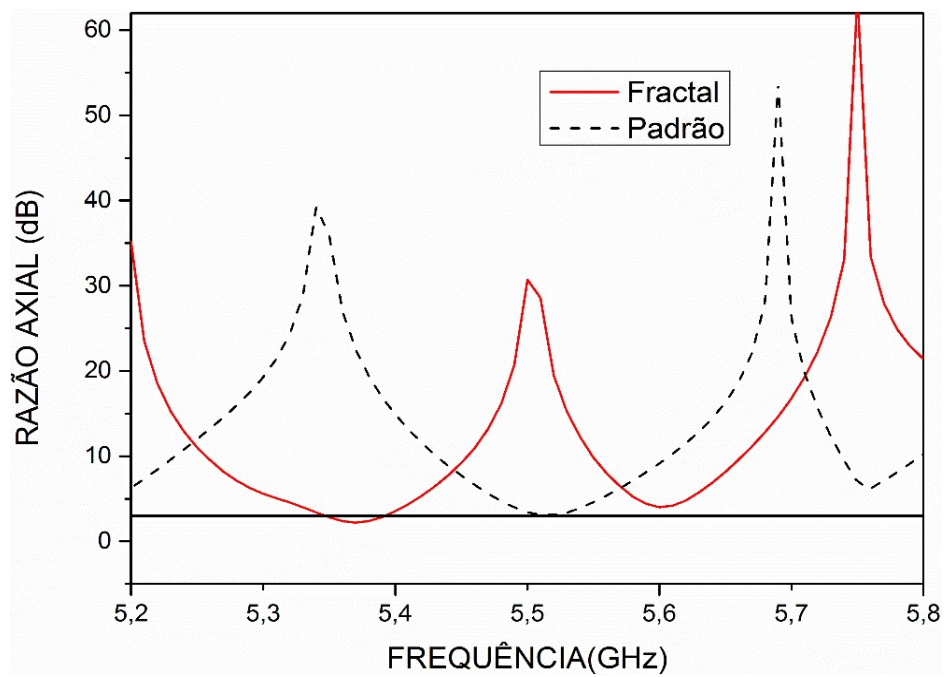
A razão axial é um dos fatores importantes a serem considerados em um projeto de antena. A razão axial descreve o comportamento de polarização da propagação de uma antena. Para que uma antena seja considerada circularmente polarizada, os valores devem ser inferiores a 3 dB (SUN, 2013).

A Figura 44 mostra o gráfico do comparativo da razão axial das antenas padrão e fractal com 5ª iteração simuladas para os dois modos de operação de frequência.

Figura 44 - Comparativo da razão axial entre as antenas padrão e fractal com 5ª iteração para as regiões de frequências de ressonância (a) 2,4GHz e (b) 5,6 GHz.



(a)



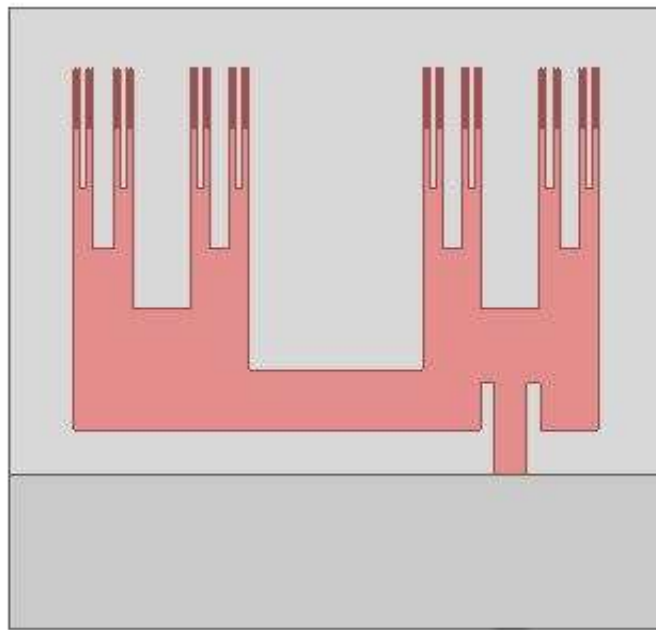
(b)

Fonte: Autoria própria.

Pode ver-se que com a inserção da geometria fractal no *patch* da antena, a razão axial é inferior a 3 dB em torno da frequência de ressonância (5.37 a 5.41 GHz). Portanto, a geometria fractal no patch da antena funciona como uma estrutura polarizadora para a antena fractal.

Após escolha da geometria do *patch* da antena, foi realizado um estudo paramétrico do truncamento do plano de terra da antena com o objetivo de analisar as modificações geradas pela retirada do material do mesmo. O propósito desse estudo é encontrar uma antena que não modifique demasiadamente a frequência de projeto da antena fractal e apresente uma maior largura de banda. Para isso, foi realizado diversas simulações do truncamento do plano de terra modificando o comprimento e a largura do mesmo.

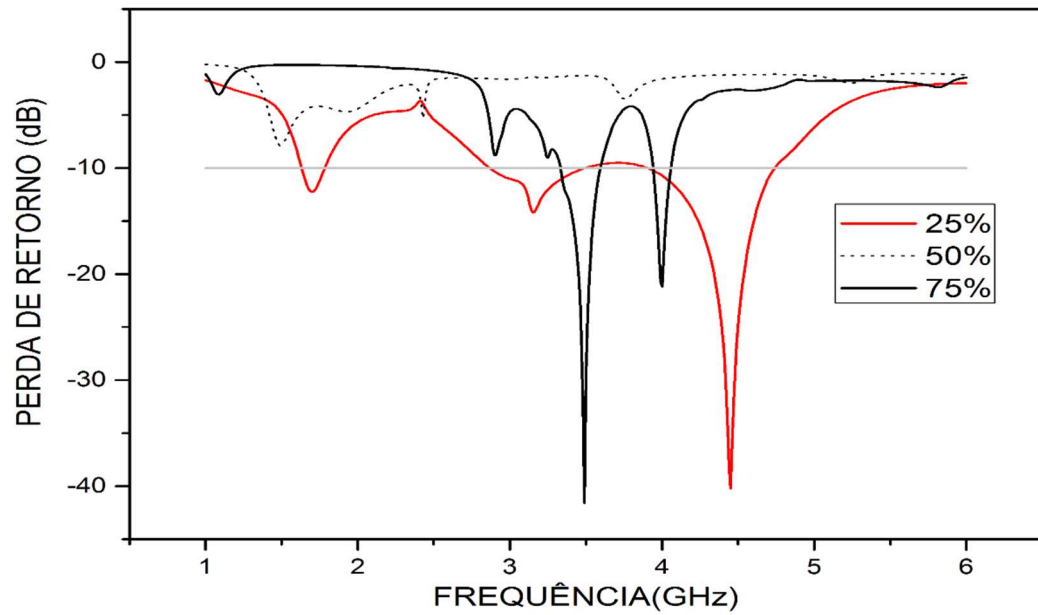
Figura 45 - Vista na parte posterior da antena fractal com truncamento horizontal de 25% do comprimento do plano de terra.



Fonte: Autoria própria.

A figura 45 mostra a vista na parte inferior da antena fractal com truncamento horizontal de 25% do comprimento do plano de terra, ou seja, apenas uma fração (25%) do comprimento original do plano de terra foi utilizado nessa antena.

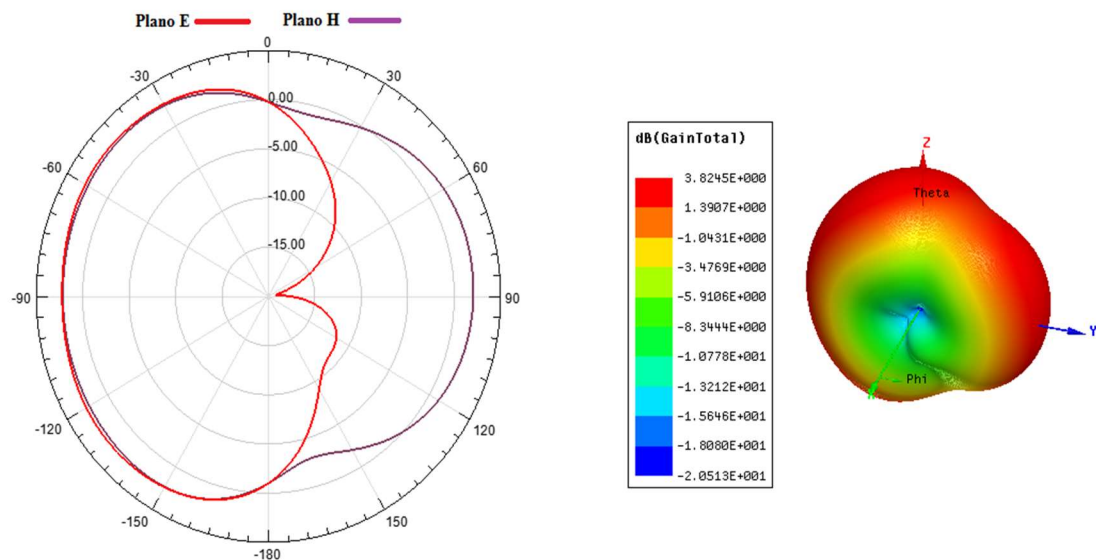
Figura 46 - Gráfico da perda de retorno da antenna fractal com truncamento horizontal.



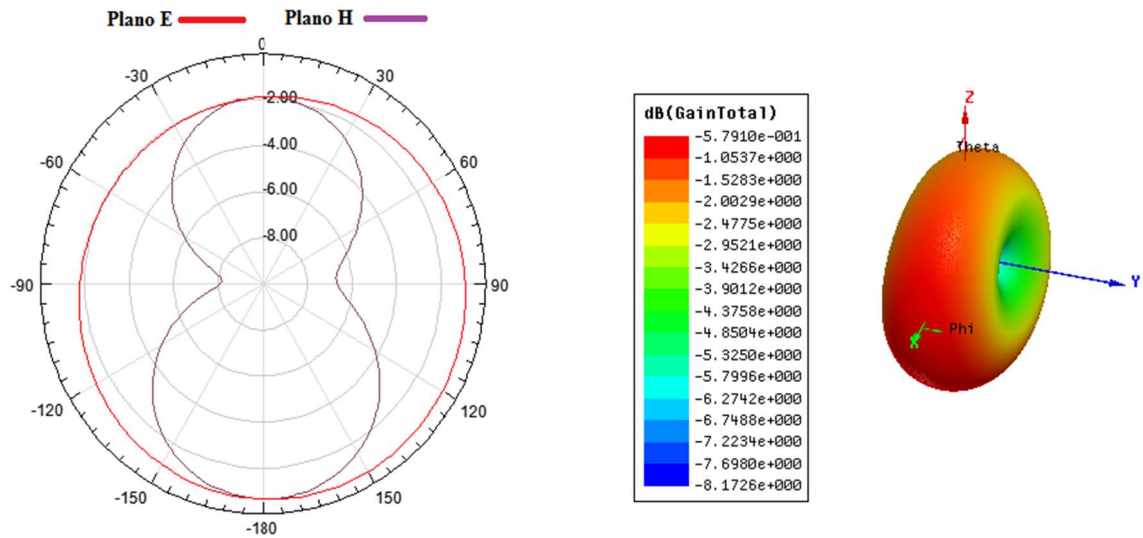
Fonte: Autoria própria.

A Figura 46 mostra a perda de retorno das antenas fractais com truncamento horizontal. O estudo do truncamento do plano de terra realizado no sentido do comprimento da antena foi realizado com 25%, 50% e 75% do comprimento total da antena no plano de terra.

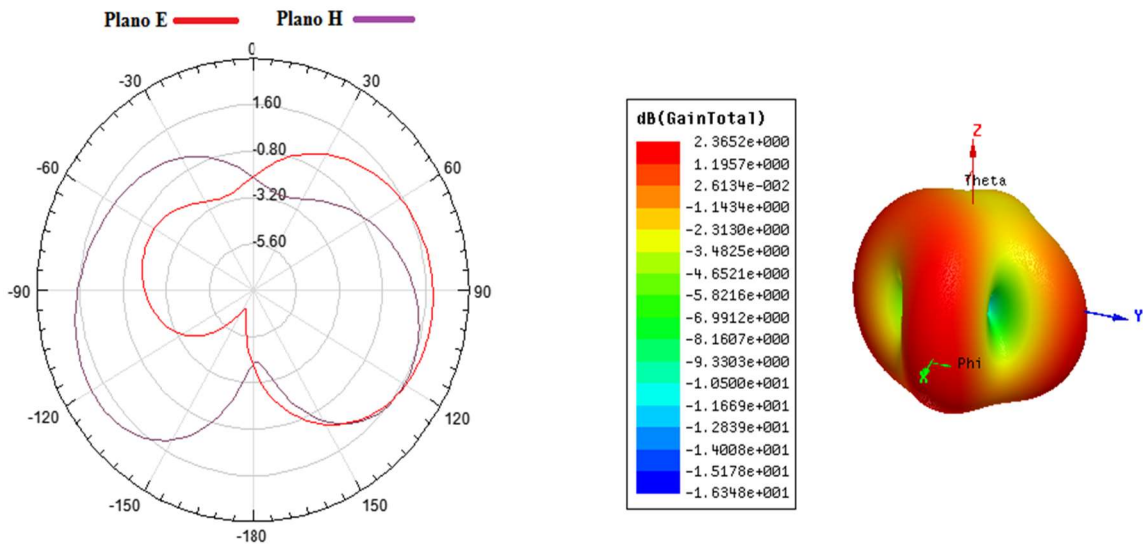
Figura 47 - Diagrama de radiação 2D e 3D da antenna fractal com truncamento horizontal.



(a) Truncamento horizontal com 25% do comprimento do plano de terra.



(b) Truncamento horizontal com 50% do comprimento do plano de terra.



(c) Truncamento horizontal com 75% do comprimento do plano de terra.

Fonte: Autoria própria.

A Figura 47 mostra o diagrama de radiação 2D e 3D das antenas fractais truncadas horizontalmente. Ao analisar as figuras, pode-se observar que a antena truncada não apresenta característica *broadside*, ou seja, ao retirar o plano de terra a antena perde sua diretividade e passa a propagar em outras direções.

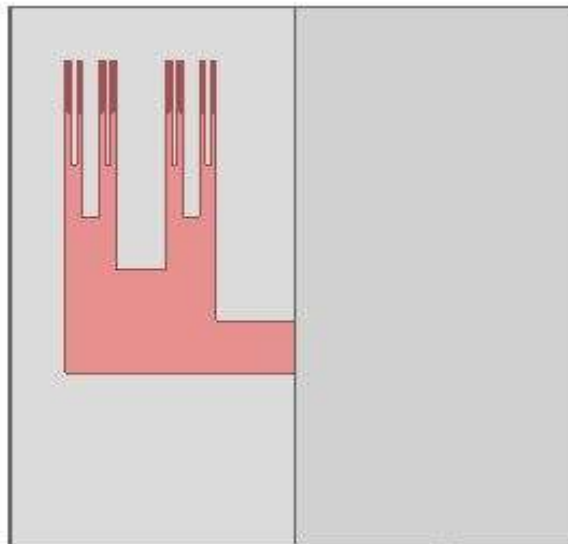
Tabela 3 - Resultados das antenas truncadas horizontalmente.

Truncamento do Plano de terra	Frequência de Ressonância (GHz)	Perda de Retorno (dB)	BW		G _{máximo} (dB)
			(MHz)	(%)	
25%	3,15 e 4,45	-14,18 e -40,24	620 e 830	19,68 e 18,65	3,82
50%	-----	-----	-----	-----	0,57
75%	3,49 e 4,00	-41,62 e -21,16	250 e 100	7,16 e 2,5	2,36

Fonte: Autoria própria.

A Tabela 3 apresenta as características de todas as antenas truncadas no sentido de seu comprimento. Ao observarmos todos os dados coletados, ficou definido que a antena fabricada será a com 25% do truncamento horizontal.

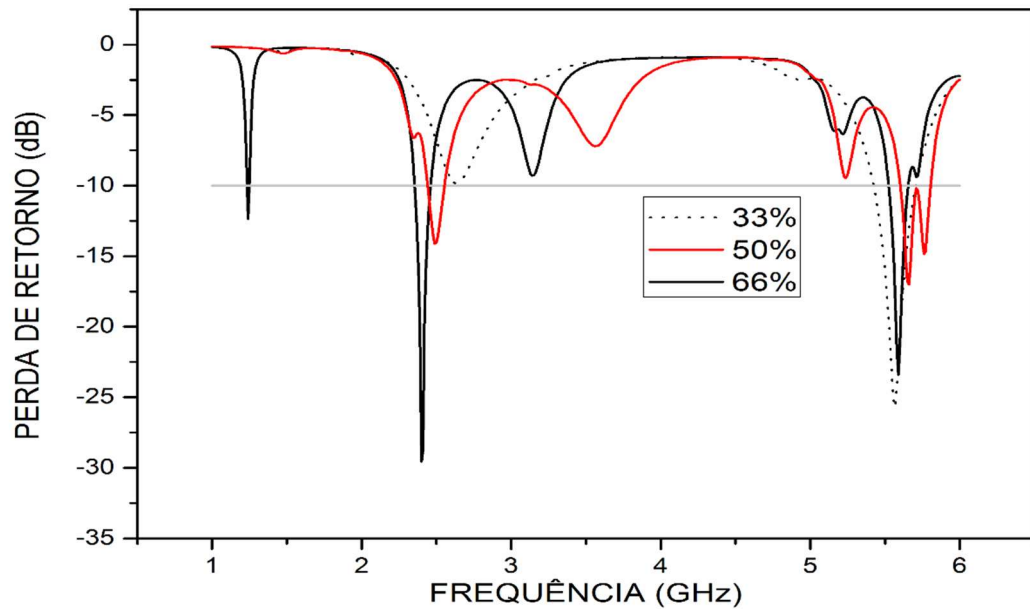
Figura 48 - Vista na parte posterior da antena fractal com truncamento de 50% vertical.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 48 mostra a vista na parte posterior da Antena fractal com truncamento vertical de 50%.

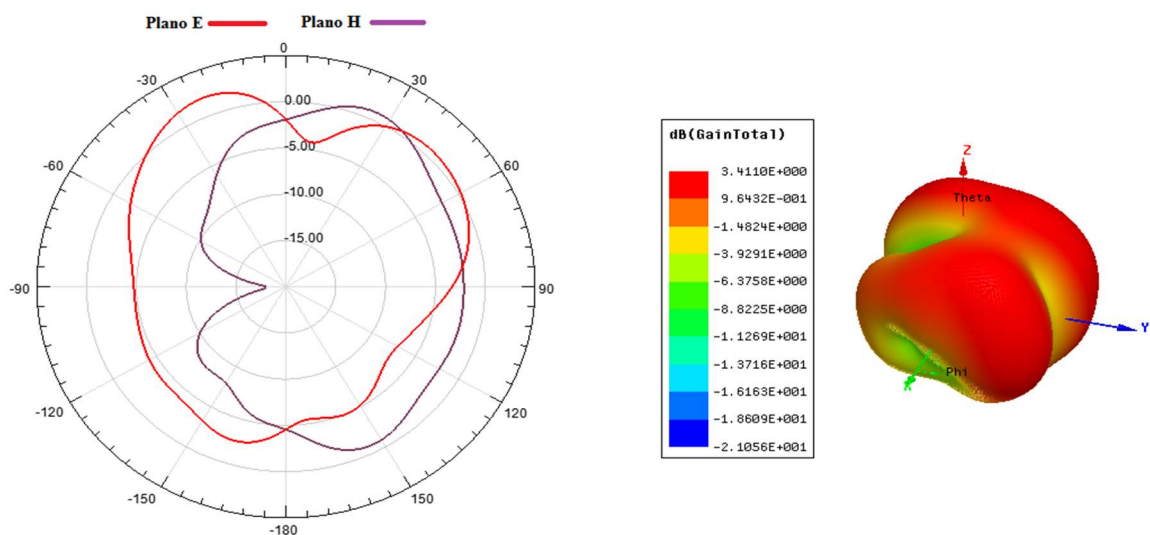
Figura 49 - Gráfico da perda de retorno da antenna fractal com truncamento vertical.



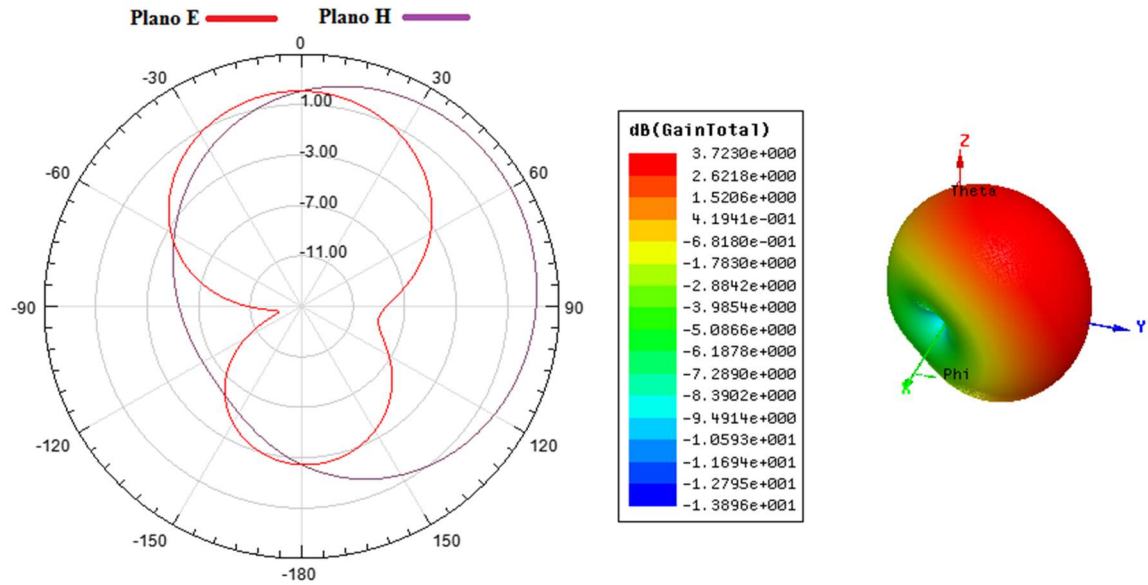
Fonte: Autoria própria.

A Figura 49 mostra a perda de retorno das antenas fractais com truncamento vertical. Para o estudo do truncamento do plano de terra realizado no sentido da largura da antenna, foi efetuado uma retirada de 33%, 50% e 66% da largura total da antenna no plano de terra.

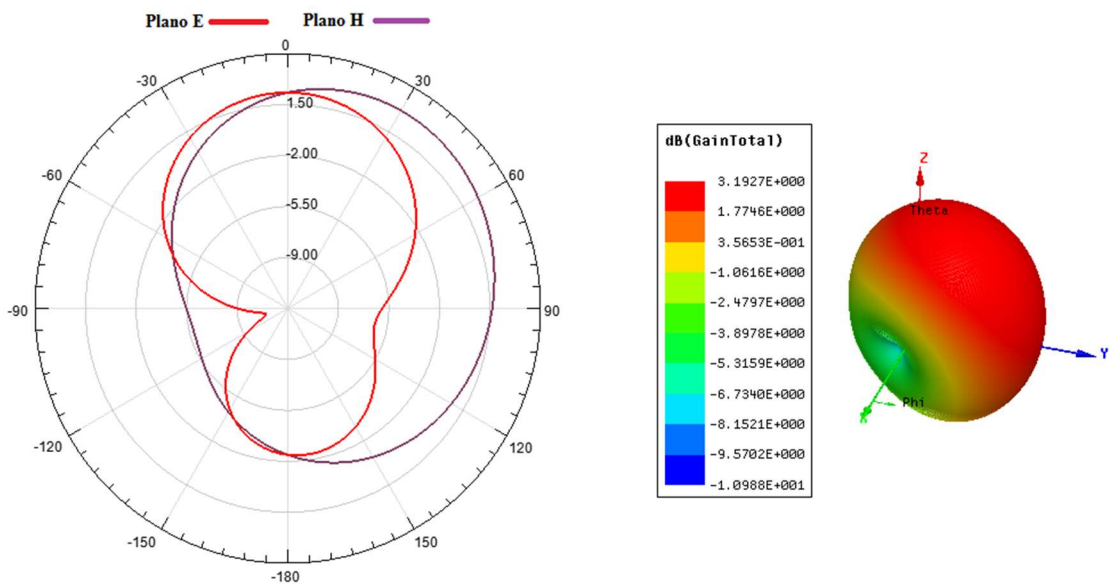
Figura 50 - Diagrama de radiação 2D e 3D da antenna fractal com truncamento vertical.



(a) 33% de truncamento vertical.



(b) 50% de truncamento vertical.



(c) 66% de truncamento vertical.

A Figura 50 mostra o diagrama de radiação 2D e 3D das antenas fractais truncadas verticalmente. Ao analisar as figuras, pode-se observar que a antena truncada não apresenta característica *broadside*, passando a propagar na direção onde foi retirado o plano de terra.

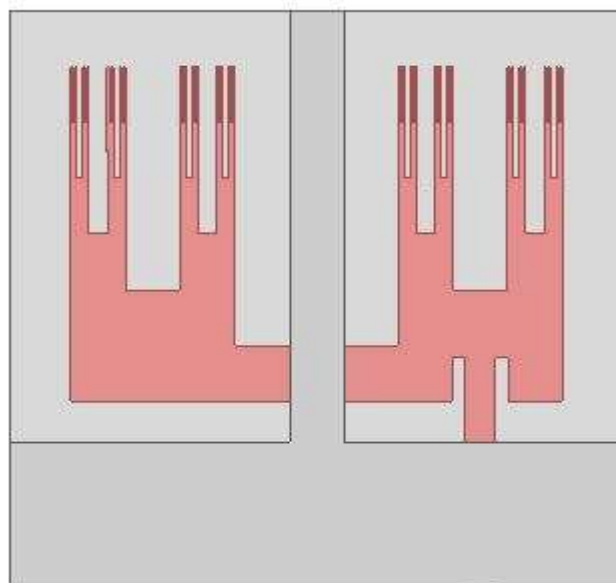
Tabela 4 - Resultados das antenas truncadas verticalmente.

Truncamento do Plano de terra	Frequência de Ressonância (GHz)	Perda de Retorno (dB)	BW		G _{máximo} (dB)
			(MHz)	(%)	
33%	5,57	-25,68	270	4,84	3,41
50%	2,49 e 5,66	-14,12 e -17,01	100 e 190	4,01 e 3,35	3,72
66%	2,40 e 5,59	-29,56 e -23,41	100 e 120	4,6 e 2,14	3,19

Fonte: Autoria própria.

A Tabela 4 apresenta as características de todas as antenas truncadas no sentido de sua largura. Ao observarmos todos os dados coletados, ficou definido que a antena fabricada será a com 50% do truncamento vertical.

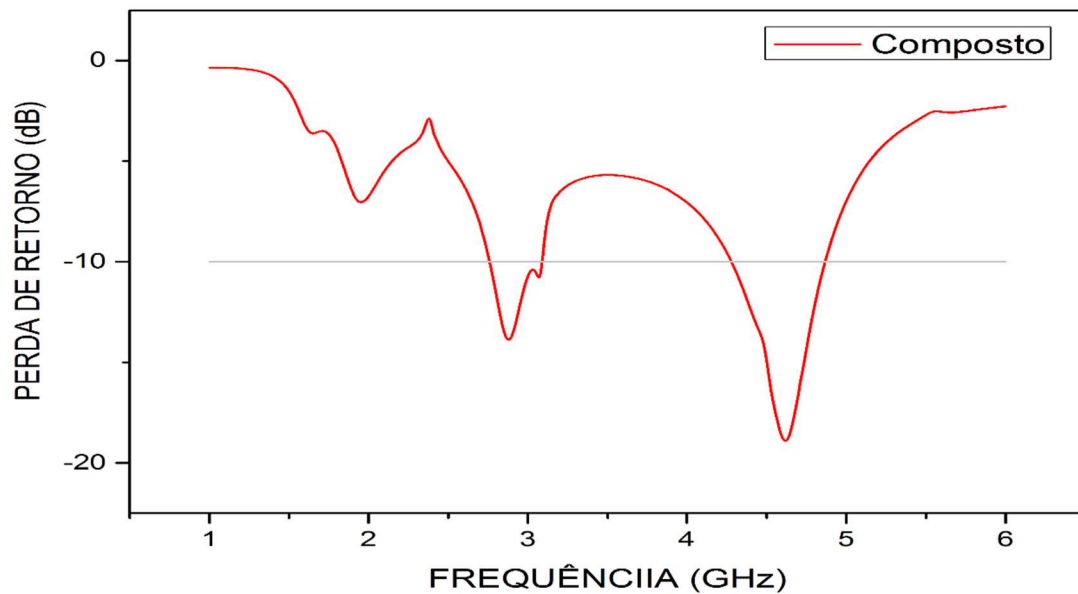
Figura 51 - Vista na parte posterior da antena fractal com truncamento composto.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 51 mostra a vista na parte posterior da Antena fractal com truncamento composto.

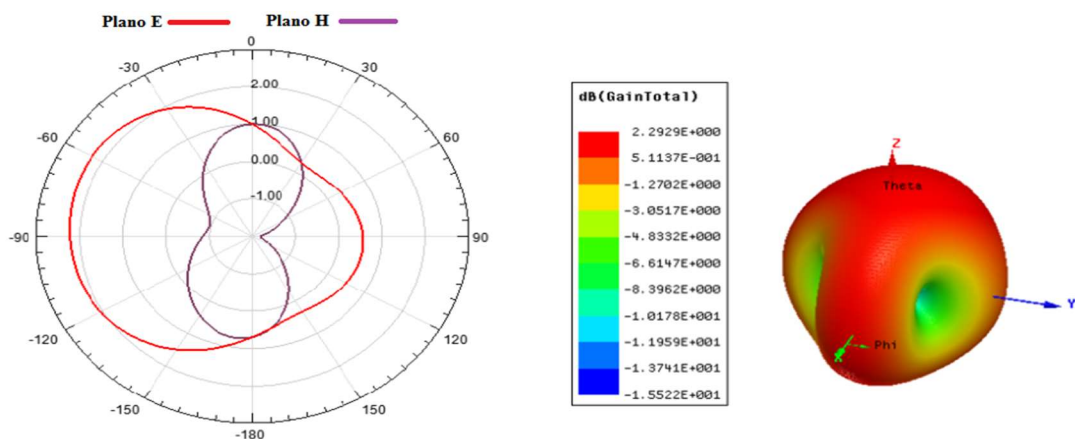
Figura 52 - Gráfico da perda de retorno da antenna fractal com truncamento composto.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 52 mostra a perda de retorno da antenna fractal com truncamento no plano de terra no sentido vertical e horizontal. Foi realizado para estudo, um truncamento na largura e no comprimento do plano de terra e esse modelo de truncamento foi nomeado de truncamento composto.

Figura 53 - Diagrama de radiação 2D e 3D da antenna fractal com truncamento composto.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 53 mostra o diagrama de radiação 2D e 3D das antenas fractais truncadas em ambos os eixos do plano de terra. Ao analisar as figuras, pode-se observar que a antenna truncada apresenta característica omnidirecional, passando a propagar em todas as direções do plano tridimensional.

Tabela 5 - Resultados das antena com truncamento composto.

Truncamento do Plano de terra	Frequência de Ressonância (GHz)	Perda de Retorno (dB)	BW		$G_{\text{máximo}}$ (dB)
			(MHz)	(%)	
Composto	2,88 e 4,62	-13,87 e -18,89	310 e 580	10,76 e 12,55	2,29

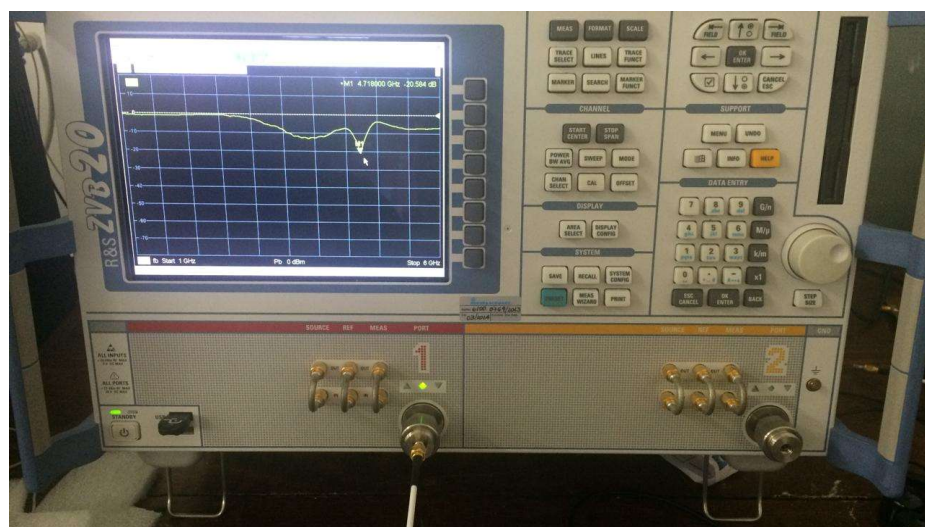
Fonte: Autoria própria.

A Tabela 5 apresenta as características da antena truncada no sentido do comprimento e da largura do plano de terra. Ao observarmos todos os dados coletados, pode-se notar que a antena com truncamento composto apresentou duas bandas de ressonância e uma boa largura de banda. Portanto, a antena fractal com truncamento composto foi escolhida para fabricação.

5.2 RESULTADOS DAS ANTENAS CONSTRUÍDAS

Os parâmetros dos dispositivos fabricados foram medidos com o auxílio do Analisador de Rede Vetorial (*Vectorial Network Analyser – VNA*) Rohde&Schwarz R&S ZVB20 com varredura de frequência de 1 GHz a 10 GHz, como mostra a Figura 54.

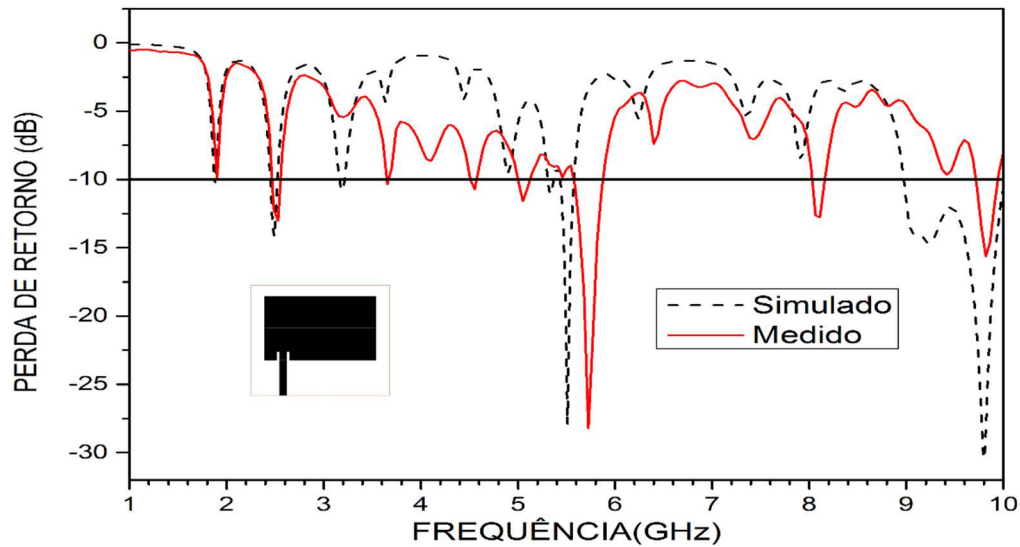
Figura 54 - Analisador de Rede Vetorial (VNA) utilizado para medição.



Fonte: Autoria própria.

As Figura 55 mostra o comportamento da perda de retorno para os valores medido e simulado da antena padrão fabricada.

Figura 55 - Perda de retorno dos valores simulados e medidos da antena padrão fabricada.

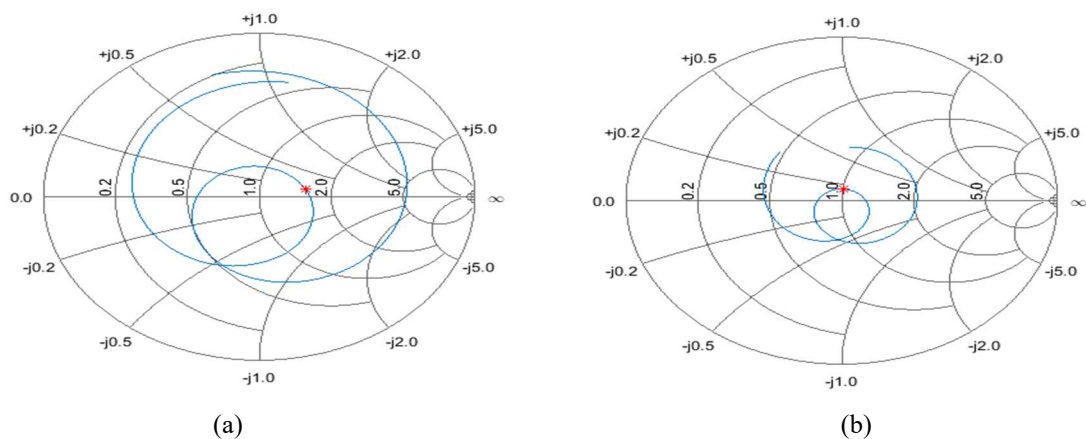


Fonte: Autoria própria.

Para a antena fabricada é possível observar três modos de operação, em que o primeiro possui perda de retorno no valor de -13,05 dB para a frequência de 2,53 GHz; o segundo possui perda de retorno de -28,20 dB para a frequência de 5,72 GHz e o terceiro modo possui perda de retorno de -15,63 dB para a frequência de 9,82 GHz. Em comparação aos valores simulados, é possível observar uma semelhança entre as curvas apresentadas, apenas no último modo de operação que foi apresentado uma diferença considerável. Essa diferença pode ter ocorrido por se tratar de um ponto muito próximo do limite da varredura de frequência.

A Figura 56 mostra o gráfico da Carta de Smith da antena padrão fabricada para os valores de frequência de ressonância de 2,53 GHz e 5,72 GHz.

Figura 56 - Carta de Smith da antena padrão fabricada para a frequência de (a) 2,53 GHz e (b) 5,72 GHz.

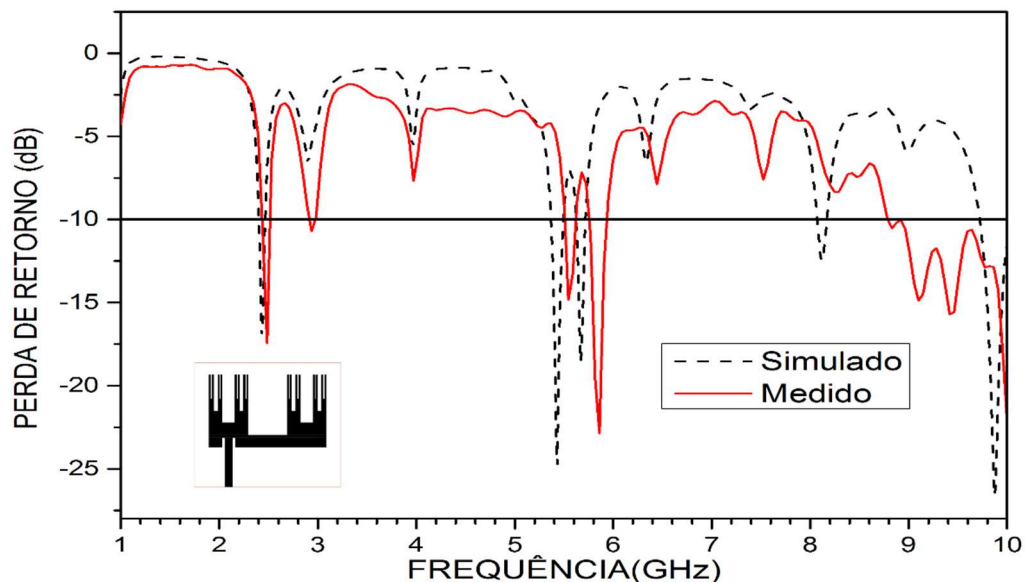


Fonte: Autoria própria.

Através da análise da Carta de Smith é possível observar que para o primeiro modo de operação, a impedância de entrada possui o valor de $76,68 \Omega$, ou seja, o valor está distante de 50Ω (valor de projeto utilizado para a linha de transmissão). A parte imaginária da impedância se aproxima de 0Ω , evidenciando baixas perdas por reflexão do sinal de entrada, confirmando a boa qualidade no processo de fabricação da antenna. Para o segundo modo de operação, a impedância de entrada possui o valor de $48,79 \Omega$, se aproximando do valor de projeto utilizado.

As Figura 57 mostra o comportamento da perda de retorno para os valores medido e simulado da antenna fractal fabricada.

Figura 57 - Perda de retorno dos valores simulados e medidos da antenna fractal fabricada.

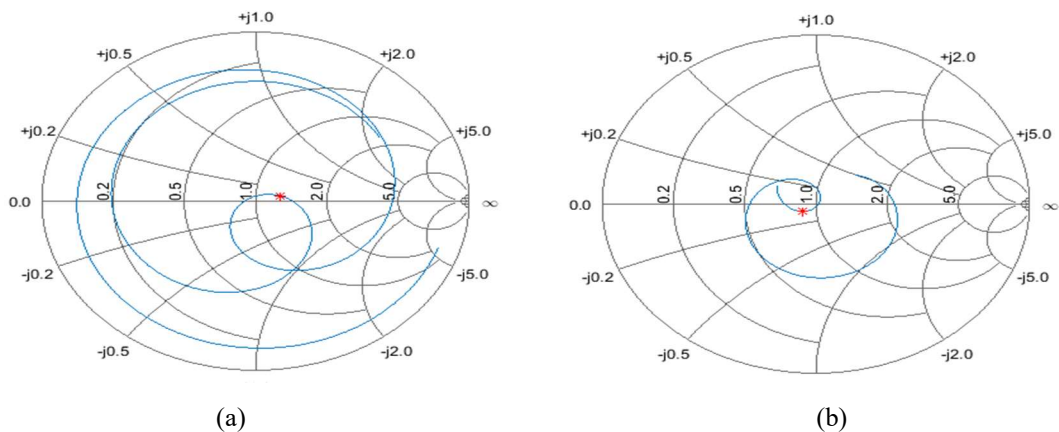


Fonte: Autoria própria.

Para a antenna fractal fabricada é possível observar quatro modos de operação, em que o primeiro possui perda de retorno no valor de $-17,44 \text{ dB}$ para a frequência de $2,48 \text{ GHz}$; o segundo possui perda de retorno de $-14,84 \text{ dB}$ para a frequência de $5,54 \text{ GHz}$; o terceiro modo possui perda de retorno de $-22,85 \text{ dB}$ para a frequência de $5,86 \text{ GHz}$ e o quarto modo possui perda de retorno de $-22,23 \text{ dB}$ para a frequência de $10,00 \text{ GHz}$. Em comparação aos valores simulados, é possível observar uma semelhança entre as curvas apresentadas, apenas no último modo de operação que foi apresentado uma diferença considerável. Essa diferença pode ter ocorrido por se tratar de um ponto muito próximo do limite da varredura de frequência.

A Figura 58 mostra o gráfico da Carta de Smith da antenna fractal fabricada para os valores de frequência de ressonância de $2,48 \text{ GHz}$ e $5,86 \text{ GHz}$.

Figura 58 - Carta de Smith da antenna fractal fabricada para (a) 2,48 GHz e (b) 5,86 GHz.

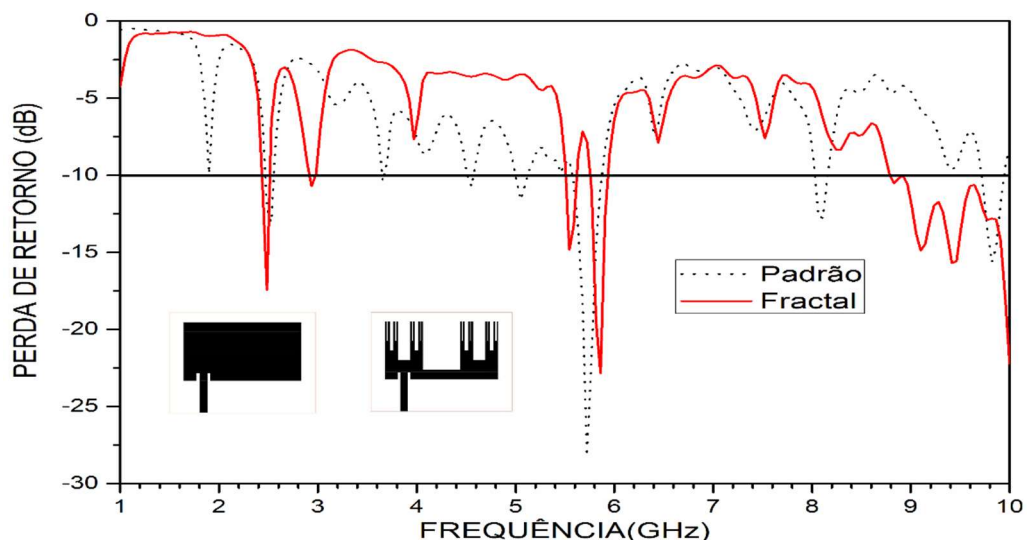


Fonte: Autoria própria.

Através da análise da Carta de Smith é possível observar que para o primeiro modo de operação, a impedância de entrada possui o valor de 59,29 Ω , ou seja, o valor está próximo de 50 Ω (valor de projeto utilizado para a linha de transmissão). A parte imaginária da impedância se aproxima de 0 Ω , evidenciando baixas perdas por reflexão do sinal de entrada, confirmando a boa qualidade no processo de fabricação da antenna. Para o segundo modo de operação, a impedância de entrada possui valor de 44,08, se aproximando do valor de projeto utilizado.

A Figura 59 mostra o comparativo da perda de retorno entre as antenas padrão e fractal fabricadas.

Figura 59 - Perda de retorno dos valores medidos das antenas padrão e fractal fabricada.



Fonte: Autoria própria.

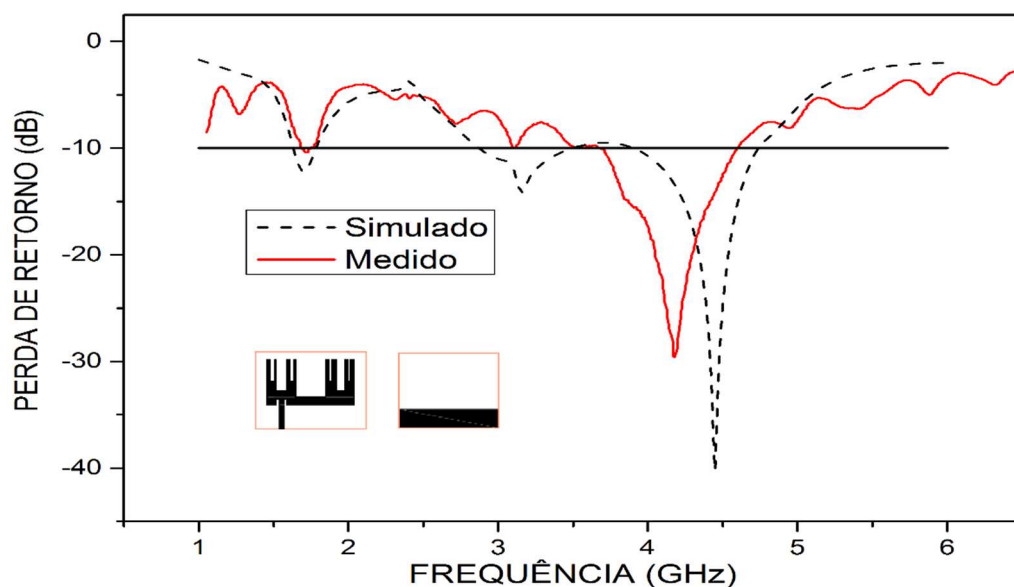
A antenna fractal apresentou um comportamento multibanda, com uma frequência de 2,48 GHz com uma largura de banda de 60 MHz e uma frequência de 5,86 GHz com uma

largura de banda de 130 MHz. A mudança de frequência atual, observada na figura abaixo inseriu a antena fractal na faixa de aplicação para comunicação com UAV e FPV. O deslocamento da frequência de ressonância sem alteração nas dimensões físicas da antena é o resultado da miniaturização da antena, característica da aplicação da geometria Fractal Cantor.

Analizando os gráficos da Carta de Smith das antenas padrão e fractal fabricadas (Figura 56 e Figura 58), podemos concluir que a aplicação da geometria fractal no *patch* da antena melhorou o casamento de impedância da antena, pois a fractal apresenta valores mais próximos de 50Ω (valor de projeto).

A Figura 60 mostra o comportamento da perda de retorno para os valores medido e simulado da antena fractal com truncamento horizontal de 25% fabricada.

Figura 60 - Perda de retorno dos valores simulados e medidos da antena fractal truncada 25% horizontal fabricada.

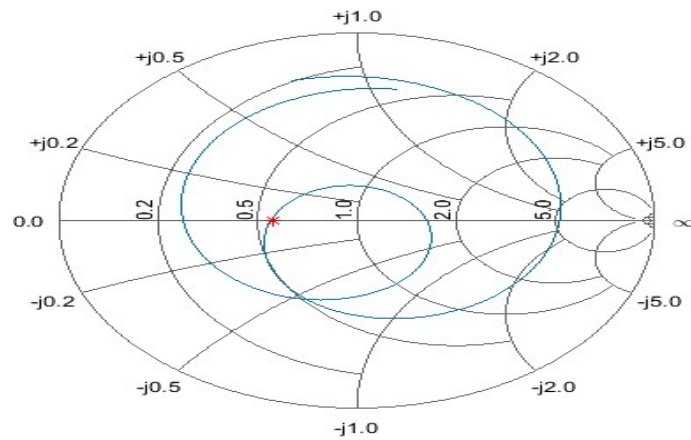


Fonte: Autoria própria.

Para a antena fractal truncada 25% horizontal fabricada é possível observar apenas um modo de operação que possui perda de retorno no valor de -29,20 dB para a frequência de 4,19 GHz. Em comparação aos valores simulados, é possível observar uma semelhança entre as curvas apresentadas. A antena medida perdeu um modo de operação em comparação à simulação. Essa pequena diferença pode ter sido apresentada devido a solda para conexão do conector.

A Figura 61 mostra o gráfico da Carta de Smith da antena fractal truncada 25% horizontal fabricada para o valor de frequência de ressonância de 4,19 GHz.

Figura 61 - Carta de Smith da antena fractal truncada 25% horizontal fabricada para a frequência de 4,19 GHz.

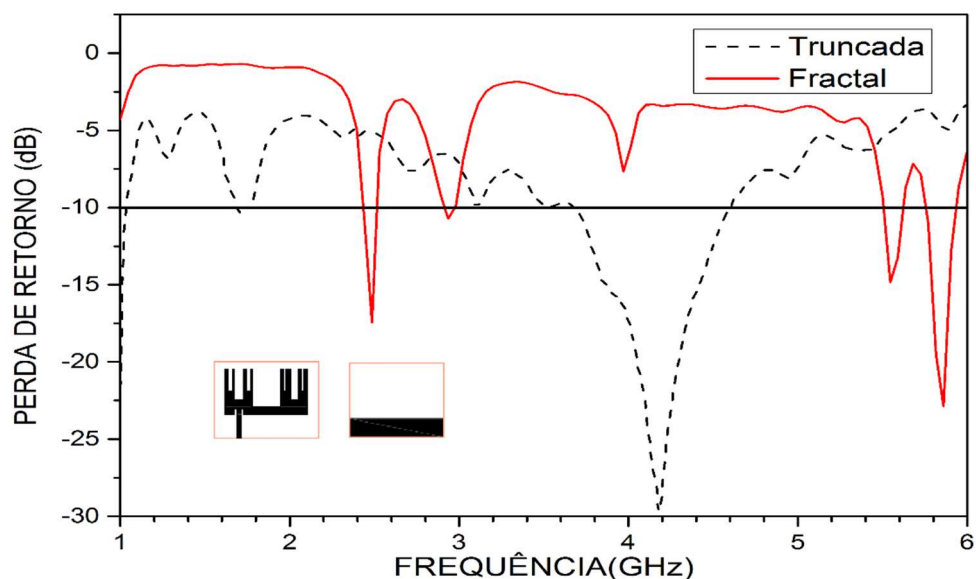


Fonte: Autoria própria.

Através da análise da Carta de Smith é possível observar que a impedância de entrada possui o valor de 30,98 Ω, ou seja, o valor está distante de 50 Ω (valor de projeto utilizado para a linha de transmissão). A parte imaginária da impedância se aproxima de 0 Ω, evidenciando baixas perdas por reflexão do sinal de entrada, confirmando a boa qualidade no processo de fabricação da antena, no entanto, a antena não apresenta um bom casamento de impedância.

A Figura 62 mostra o comparativo da perda de retorno entre as antenas fractal e fractal truncada 25% horizontal fabricadas.

Figura 62 - Perda de retorno dos valores medidos das antenas fractal e truncada 25% horizontal fabricadas.



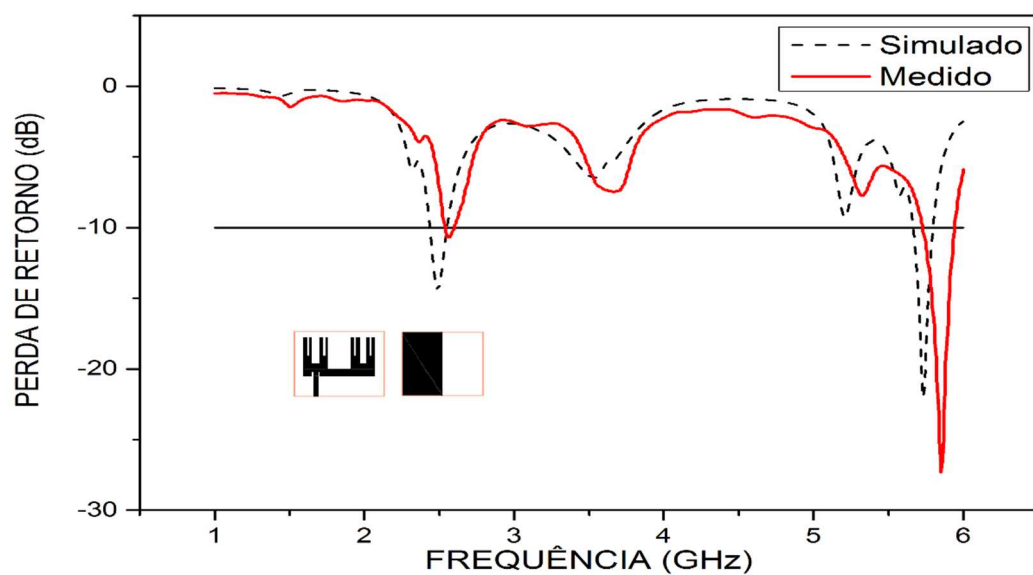
Fonte: Autoria própria.

A antena fractal truncada 25% horizontal apresentou um deslocamento da frequência de ressonância em comparação a antena fractal, ressoando na frequência de 4,19 GHz. No entanto, a antena truncada apresentou melhor perda de retorno na frequência de ressonância, apresentado o valor de -29,20 dB e um aumento na largura de banda na faixa de ressonância, principal característica da aplicação do truncamento no plano de terra.

Analizando os gráficos da Carta de Smith das antenas fractal e fractal 25% horizontal fabricadas (Figura 56 e Figura 61), podemos concluir que a aplicação do truncamento do plano de terra 25% horizontal diminuiu o casamento de impedância da antena, apresentando valores distantes do valor de impedância de entrada de projeto.

Figura 63 mostra o comportamento da perda de retorno para os valores medido e simulado da antena fractal com truncamento vertical de 50% fabricada.

Figura 63 - Perda de retorno dos valores simulados e medidos da antena fractal truncada 50% vertical.

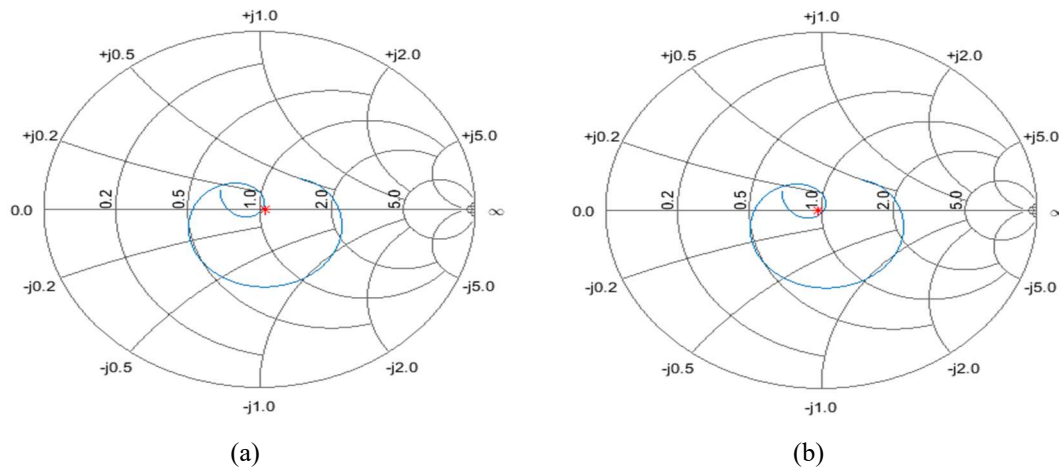


Fonte: Autoria própria.

Para a antena fractal truncada 50% vertical fabricada é possível observar dois modos de operação; o primeiro possui perda de retorno no valor de -10,70 dB para a frequência de 2,56 GHz e o segundo modo possui perda de retorno de -27,30 dB para a frequência de 5,85 GHz. Em comparação aos valores simulados, é possível observar uma semelhança entre as curvas apresentadas com um leve deslocamento na curva, que pode ter sido causado pela solda do conector da antena.

A Figura 64 mostra o gráfico da Carta de Smith da antenna fractal truncada 50% vertical fabricada para os dois modos de operação.

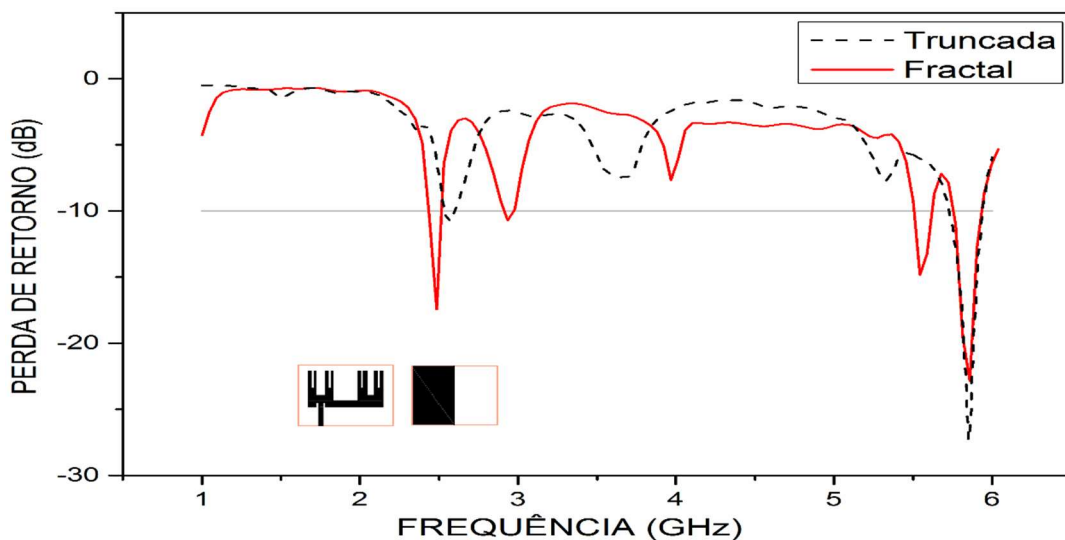
Figura 64 - Carta de Smith da antenna fractal truncada 50% vertical para as frequências de ressonância de (a) 2,56 GHz e (b) 5,85 GHz.



Fonte: Autoria própria.

Através da análise da Carta de Smith é possível observar que a impedância de entrada para o primeiro modo possui o valor de $53,50 \Omega$ e para o segundo modo possui valor de $48,60 \Omega$, ou seja, o valor está próximo de 50Ω (valor de projeto utilizado para a linha de transmissão). A parte imaginária da impedância se aproxima de 0Ω , evidenciando baixas perdas por reflexão do sinal de entrada, portanto essa antenna apresentou um bom casamento de impedância.

Figura 65 - Perda de retorno dos valores medidos das antenas fractal e truncada 50% vertical fabricadas.



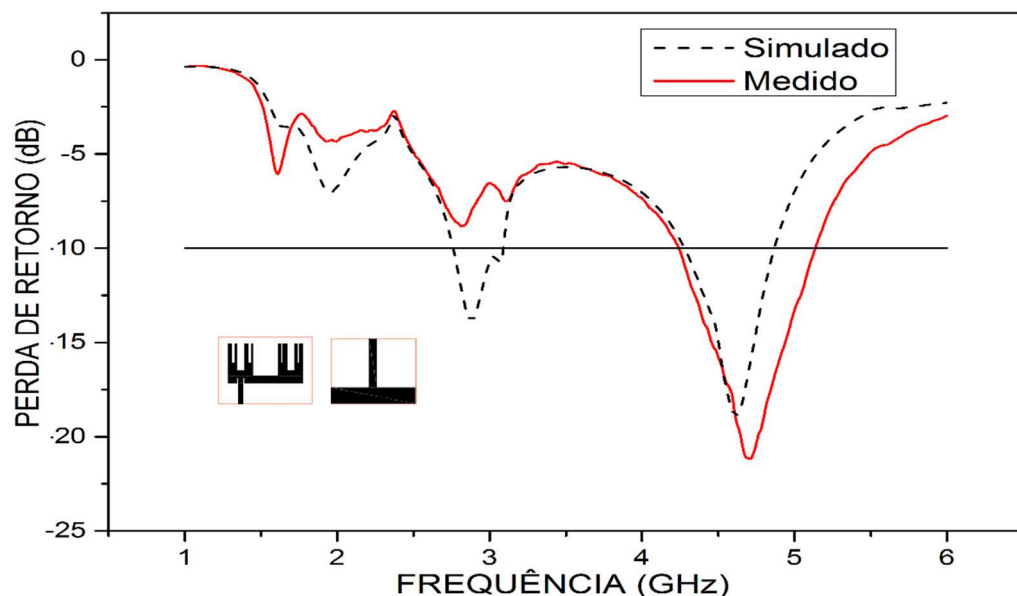
Fonte: Autoria própria.

A antena fractal truncada 50% vertical apresentou um gráfico de perda de retorno próximo ao da antena fractal sem truncamento. A antena truncada apresentou uma banda de frequência a menos e ressoou na primeira banda de frequência com um valor menor de perda de retorno. No entanto, para a sua segunda banda de frequência, apresentou um valor de perda de retorno maior quando comparado a antena fractal sem truncamento e com uma leve melhora na largura de banda.

Analisando os gráficos da Carta de Smith das antenas fractal e fractal 50% vertical fabricadas (Figura 56 e Figura 64), podemos concluir que a aplicação do truncamento do plano de terra 50% vertical não afetou significativamente o casamento de impedância da antena, apresentando valores próximos do valor de projeto.

Figura 66 mostra o comportamento da perda de retorno para os valores medido e simulado da antena fractal com truncamento composto fabricada.

Figura 66 - Perda de retorno dos valores simulados e medidos da antena fractal com truncamento composto fabricada.

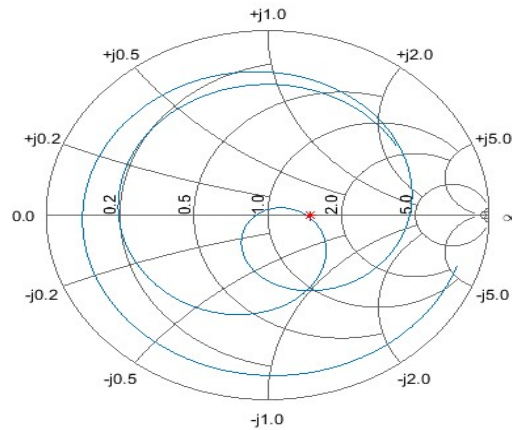


Fonte: Autoria própria.

Para a antena fractal com truncamento composto fabricada é possível observar apenas um modo de operação, que possui perda de retorno no valor de -21,18 dB para a frequência de 4,71 GHz. Em comparação aos valores simulados, é possível observar uma semelhança entre as curvas apresentadas, com a antena fabricada perdendo uma banda de operação, no entanto, a antena fabricada apresentou uma maior largura de banda e melhor perda de retorno do que a simulada.

A Figura 67 mostra o gráfico da Carta de Smith da antenna fractal com truncamento composto.

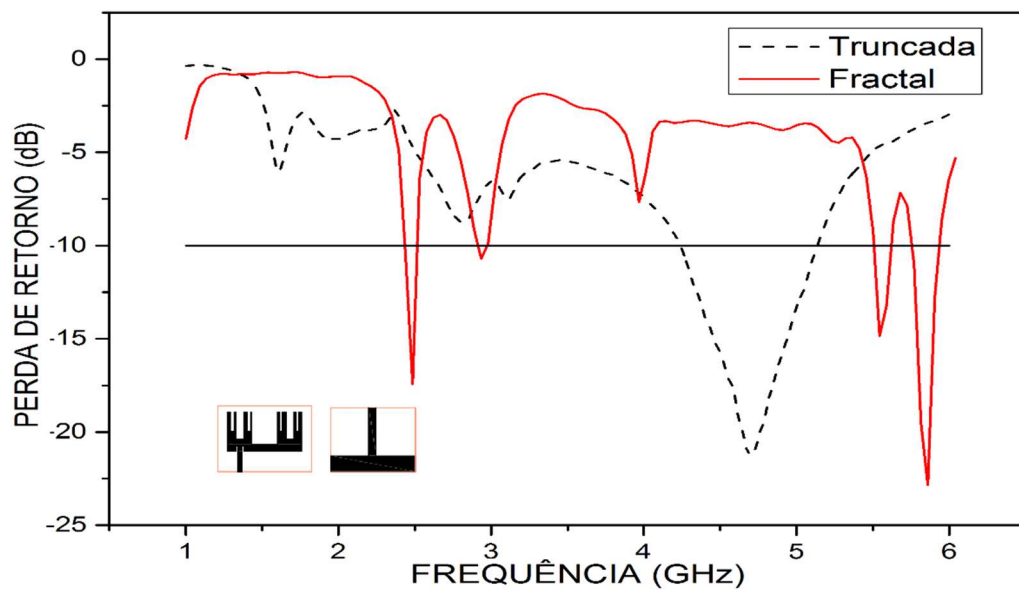
Figura 67 - Carta de Smith da antenna fractal com truncamento composto.



Fonte: Autoria própria.

Através da análise da Carta de Smith é possível observar que a impedância de entrada para a frequência de ressonância é de $74,20 \Omega$, ou seja, o valor está distante de 50Ω (valor de projeto utilizado para a linha de transmissão). A parte imaginária da impedância se aproxima de 0Ω , no entanto, a antenna apresentou um menor casamento de impedância.

Figura 68 - Perda de retorno dos valores medidos das antenas fractal e fractal com truncamento composto.



Fonte: Autoria própria.

A antena fractal com truncamento composto apresentou um deslocamento da frequência de ressonância em comparação a antena fractal, ressoando na frequência de 4,71 GHz com perda de retorno de -21,18. No entanto, a antena truncada apresentou um aumento na largura de banda na faixa de ressonância, principal característica da aplicação do truncamento no plano de terra.

Analisando os gráficos da Carta de Smith das antenas fractal e fractal com truncamento composto fabricadas (Figura 56 e Figura 68), podemos concluir que a aplicação do truncamento do plano de terra com truncamento composto diminuiu o casamento de impedância da antena, apresentando valores distantes do valor de impedância de entrada de projeto.

Tabela 6 - Comparativo dos parâmetros apresentados pelas antenas fabricadas.

Antena Fabricada	Frequência de Ressonância (GHz)	Perda de Retorno (dB)	BW		Impedância de entrada (Ω)
			(MHz)	(%)	
Padrão	2,53; 5,72 e 9,82	-13,05; -28,20 e -15,63	50 e 270	1,97 e 4,72	76,68 e 48,79
Fractal com 5ª iteração	2,48; 5,84; 5,86 e 10,00	-17,44; 14,84; -22,85 e -22,23	60 e 130	2,41 e 2,21	59,9 e 44,08
25% horizontal	4,19	-29,20	1.810	43,19	30,98
50% vertical	2,56 e 5,85	-10,7 e -27,30	60 e 200	2,34 e 3,41	53,50 e 48,60
Composto	4,71	-21,18	1.780	37,79	74,20

Fonte: Autoria própria.

Os dados presentes na Tabela 6 permitem afirmar que a aplicação da geometria fractal no *patch* da antena e o truncamento do plano de terra modificou todos os parâmetros apresentados pela antena padrão.

6 CONSIDERAÇÕES

O presente trabalho teve como finalidade realizar um estudo paramétrico da influência da aplicação de uma geometria fractal da Sequência de Cantor no *patch* da antena de microfita, e em um segundo momento, analisar a influência do truncamento do plano de terra na antena fractal. Portanto, foram introduzidos importantes conceitos para o desenvolvimento do trabalho com o propósito de adicionar um embasamento teórico sobre o assunto abordado. Os conceitos relativos ao projeto das antenas foram aplicados de maneira eficiente e vital para o desenvolvimento deste trabalho.

Com a aplicação da geometria fractal da Sequência de Cantor ao *patch* da antena de microfita projetada, foi possível observar, com o auxílio do *software ANSYS HFSS®*, sua influência em diversos parâmetros apresentados pela antena, por exemplo, a perda de retorno e os diagramas de radiação. Pode-se observar que a inserção da geometria fractal ao *patch* da antena apresentou um deslocamento na frequência de ressonância sem necessidade de alterar as dimensões físicas da mesma.

O estudo e simulações realizados com a aplicação do truncamento do plano de terra da antena fractal se mostrou satisfatório neste trabalho, pois foi possível verificar que de acordo com o tipo de truncamento que se é realizado, algumas características elétricas são modificadas de forma diferente. Pode-se notar que quanto mais material é retirado do plano de terra, maior será a largura de banda na frequência de ressonância da antena, no entanto, a antena perderá seu casamento de impedância, deixando de ressoar na frequência de projeto inicial da antena. Com os diagramas de radiação, foi possível notar que a antena truncada apresenta irradiação omnidirecional, passando a propagar o seu sinal em todos os sentidos.

O processo de fabricação das antenas foi realizado para comprovar as características que foram apresentadas nas simulações. O processo se mostrou satisfatório pois todas as antenas fabricadas apresentaram um resultado similar aos resultados simulados, comprovando que as antenas foram fabricadas de forma correta e corroborando na prática os conceitos abordados nos capítulos iniciais deste trabalho.

Com o auxílio de um Analisador de Rede Vetorial (*Vectorial Network Analyser – VNA*), foi possível analisar a perda de retorno e o gráfico da Carta de Smith das antenas fabricadas. Os valores apresentados confirmaram que a antena Fractal de Cantor fabricada, de acordo com seu gráfico da perda de retorno, tem a capacidade de atuar em diversos canais do sistema WLAN e

também na banda C, o que a torna bastante versátil em relação às suas possibilidades de operação. Com o gráfico da Carta de Smith da antena Fractal de Cantor, foi possível observar que a aplicação da geometria fractal na antena melhorou o casamento de impedância da antena, ou seja, melhorando a irradiação da potência fornecida à antena nas frequências de ressonância.

O resultado mostrado pelos gráficos da perda de retorno e Carta de Smith das antenas fractais com truncamento de terra mostrou que: para a antena fractal com truncamento 25% horizontal, houve um afastamento da frequência de ressonância da antena e perda do casamento de impedância do sinal de entrada, no entanto, a antena apresentou uma largura de banda maior que 1000 MHz. Para a antena com truncamento 50% vertical, os resultados apresentaram um diagrama de radiação mais próximo da antena fractal, além de um leve aumento na largura de banda das frequências de ressonância da antena. A antena com truncamento composto apresentou resultados parecidos com os resultados obtidos da antena fractal com truncamento 25% horizontal, exibindo um igual afastamento da frequência de ressonância e perda do casamento de impedância do sinal de entrada da antena, além de uma largura de banda maior que a da antena fractal.

6.1 RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Algumas recomendações se mostram interessantes para trabalhos futuros com base neste projeto desenvolvido. As principais recomendações são:

- Aplicar os truncamentos no plano de terra realizados na antena padrão e comparar com as antenas fractais com truncamento no plano de terra;
- Propor novos tipos de aplicação de fractais, como por exemplo: Fractal de Cantor Assimétrico, Fractal de Fibonacci e etc;
- Aplicar a geometria fractal incluindo metal ao patch ou invés de aplicar a dizimação, como realizado nesse projeto;
- Aplicar pequenos cortes nas quinas laterais geradas pela geometria fractal e comparar os resultados com a geometria inicial.

7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ANDERSON, R. W. **S-Parameter Techniques for Faster, More Accurate Network Design**. Hewlett-Packard Journal. p. 13-24, 1967.
- AQUINO, B. L. A. **Antenas de Microfita com Substrato Metamaterial**. Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós Graduação Engenharia Elétrica da UFRN. Natal, 2008.
- ARAUJO, G. L. R. **Efeito da inclinação do plano de terra para antenas de microfita multicamadas com elementos parasitas fractais**. Dissertação de Mestrado submetida ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN. Natal, 2011.
- AZARI, A., ROWHANI, J. **Ultra Wideband Fractal Microstrip Antenna Design**. Progress in Electromagnetics Research C, Vol. 2, 7–12, 2008.
- BAHL, I. J.; BHARTIA. P. **Microstrip Antenna Technology**. IEEE Trans. Antennas Propagation, vol. ap-29, nº 1, p. 2-24, 1981.
- BALANIS, C. A. **Advanced Engineering Electromagnetics**. New York: John Wiley & Sons, 1989.
- BALANIS, C. A. **Antenna Theory Analysis and Design**. New York: John Wiley & Sons, 3ªEd. 2005.
- BALANIS, C. A. **Teoria das antenas: análise e síntese**. vol. 1 e 2. 3ª ed. Rio de Janeiro: LTC, 2009.
- BARROS, V. E. **Estudo do Efeito de Substrato Metamaterias em Parâmetros de Antenas de Microfita**. Dissertação de Mestrado apresentada ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN. Natal, 2012.
- BATANETE, A. CASTRO, A. E LAGO, H. **Fractais: Natureza, Caos ou Ordem: Fundamentos e ensino de álgebra**. Universidade de Coimbra, Portugal, 2004.
- CHAN, K-C., HARTER, ALPHONSE. **Impedance matching and the Smith chart – The fundamentals**. RF antennas tx/rx. p. 52-66, Julio, 2000.
- COHEN, NATHAN. **Fractal Antenna Applications in Wireless Telecommunications**. IEEE, 2007.
- COHEN, NATHAN. **Fractal Antennas and Fractal Resonators**, United States Patent, Setembro 2002.
- FUZZO, R. A; V. REZENDE; T. S. DOS SANTOS, “**Fractais: Algumas Características e Propriedades**”, IV Encontro de Produção Científica e Tecnológica, 2009.
- GHAVAMI, M. et al. **Ultra Wideband: Signals and Systems in Communication Engineering**. West Sussex: John Wiley & Sons. p. 278. 2004.

GIANVITTORIO, J.P., ROMEU, J., BLANCH, S. E RAHMAT-SAMII, Y., **Self-similar pre-fractal frequency selective surfaces for multiband and dual-polarized application**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, v. 51, p. 3088-3096, 2003.

HAMMERSTAD, E. O. **Equations for a Microstrip Circuit Design**. Proc. Fifth European Microwave Conf., p. 268-272, Setembro 1975.

HUANG, hYi, BOYLE, KEVIN. **Antennas: From Theory to Practice**. Singapore: John Wiley & Sons. p 379. 2008.

Hussan, MOHAMMED R. **A Cantor Fractal Based Printed Monopole Antenna for Dual-band Wireless Applications**. Eng.&Tech Journal, Vol.34, Part (A), No.7, 2016.

JAMES, R. **Handbook of Microstrip Antennas**. United States of America: IET. 1989.

KUMAR, Girish; RAY, K. P. **Broadband Microstrip Antennas**. Boston: Artech House, 2003.

KOOHESTANI. M, MOGHADASI, M. N., VIRDEE, B. S. **Miniature microstrip-fed ultra-wideband printed monopole antenna with a partial ground plane structure**. IET Microwaves, Antennas & Propagation, Vol. 5, Iss. 14, pp. 1683-1689, 2011.

L. Sun, G. Ou, Y. Lu, e S. T, **Axial Ratio Bandwidth of a Circularly Polarized Microstrip Antenna**, Advancement in Microstrip Antennas with Recent Applications, Mar. 2013. doi.: 10.5772/54664

LEE, H., CHOI, W. **Effect of Partial Ground Plane Removal on the Radiation Characteristics of a Microstrip Antenna**. Wireless Engineering and Technology, 2013.

MANIMEGALAI, B., S. RAJU, V. ABHAIKUMAR, **A Cantor based Prefractal Multiband Antenna**. International Journal of Microwave and Optical Technology, vol.4, no.2, Março 2009.

MANIMEGALAI, B., S. RAJU, V. ABHAIKUMAR, **A Multifractal Cantor Antenna for Multiband Wireless Applications**. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 8, 2009.

MATIN, M A, SAYEED, A. I., **A Design Rule for Inset-fed Rectangular Microstrip Patch Antenna**. WSEAS Transactions on Communications, Vol 9, N. 1, p. 63-72, Jan. 2010.

MEDEIROS, T. E. L. **Antenas de Microfita sobre substrato dielétrico organizado de forma quase periódica**. Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Comunicação e Automação da UFERSA. Mossoró, 2013.

MONTALVÃO, E. S. D. **Implementação de conversor de polarização linear-circular para antenas de microfita usando metasuperfícies**. Tese de doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN. Natal, 2016.

MUNSON, R. E. **Conformal Microstrip Antena and Micostrip Phased Arrays**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. v. AP-22, n. I, p. 74-78, Jan. 1974.

NOBREGA, C. L. **Análise e projeto de superfícies seletivas de frequência com elementos pré-fractais para aplicação em comunicações indoor**. Tese de doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN. Natal, 2013.

NUNES, R.S.R. **“Geometria Fractal e Aplicações”**, Departamento de Matemática Pura, Faculdade de Ciências da Universidade do Porto, 2006.

POZAR, David M. **Microwave Engineering**. 4 ed. United States of America: John Wiley & Sons. p. 756. 2012.

RAMESH, M., YIP, K. B. **Design Inset-Feed Microstrip Patch Antennas**. 2003. Disponível em: <<http://mwrf.com/components/design-inset-fed-microstrip-patch-antennas>>. Acesso em 28 de Jun. 2016.

RICHARDS, W. F. **Antenna Handbook: Theory, Applications and Design** (Y. T. Lo and S. W. Lee, eds.), Van Nostrand Reinhold Co.: Nova Iorque, 1988.

SADIKU, M. N. O. **Elementos de eletromagnetismo**. 3ª ed. Porto Alegre: Bookman, 2004.

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

SEDREZ, M. R. **Forma fractal no ensino de projeto arquitetônico assistido por computador**. Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Arquitetura e Urbanismo da Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2009.

SERRA, C. P. AND E. W. KARAS, **“Fractais Gerados por Sistemas Dinâmicos Complexos”**, Champanhath, Curitiba, 1997.

SRIVATSUN, G AND RANI, S. SUBHA. **Compact Multiband Planar Fractal Cantor Antenna for Wireless Applications: An Approach**. International Journal of Antennas and Propagation. 2012, doi:10.1155/2012/839520

TEIXEIRA, P. A. **Antena gravata borboleta em geometria fractal para múltiplas frequências e grande largura de faixa**. Dissertação de mestrado apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações. Santa Rita do Sapucaí, 2015.

WENTWORTH, S. M., **Fundamentos de Eletromagnetismo com Aplicações em Engenharia**, LTC, 2006.

WERNER, D. H., HAUPT, R. L., and WERNER, P. L., **Fractal antenna engineering: the theory and design of fractal antenna arrays**, IEEE Antennas and Propagation Magazine, v. 41, p. 37–58, 1999.

WERNER, D. H., GANGULY S. **An Overview of Fractal Antenna Engineering Research**. IEEE Antennas and Propagation Magazine. Vol. 45, N. 1, fevereiro 2003.

XIAO, Z. Y., WANG, Z. H., HU, H. H., GAO, S. **Novel Microstrip Bandpass Filter with Substrates of Fractal Cantor Distribution**. IEEE, 2008.

YARMAN, B. S. **Design of Ultra Wideband Antenna Matching Networks**. Istanbul: Springer. p. 308. 2008.

Y. S. Li, X. D. Yang, C. Y. Liu, and T. Jiang, **Analysis and investigation of a cantor set fractal UWB antenna with a notch-band characteristic**, Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 33, 99-114, 2011.

YINGSONG LI, WENXING LI, CHENGYUAN LIU, TAO JIANG. **A Printed Diversity Cantor Set Fractal antenna for Ultra Wideband Communication Applications**, IEEE, 2012.