



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE - UFCG  
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA - CEEI  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA - DEE  
COORDENAÇÃO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - CGEE

Isabel Tamires Neves dos Santos

**DESENVOLVIMENTO DE ANTENAS PARA APLICAÇÃO  
NA DETECÇÃO DE IMPULSOS DE CORRENTE  
INJETADOS EM MALHAS DE ATERRAMENTO**

Campina Grande, PB  
Dezembro de 2020

Isabel Tamires Neves dos Santos

**DESENVOLVIMENTO DE ANTENAS PARA APLICAÇÃO  
NA DETECÇÃO DE IMPULSOS DE CORRENTE INJETADOS  
EM MALHAS DE ATERRAMENTO**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à Coordenação de Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Alexandre Jean René Serres

Campina Grande, PB  
Dezembro de 2020

Isabel Tamires Neves dos Santos

**DESENVOLVIMENTO DE ANTENAS PARA APLICAÇÃO  
NA DETECÇÃO DE IMPULSOS DE CORRENTE INJETADOS  
EM MALHAS DE ATERRAMENTO**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à Coordenação de Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Trabalho aprovado em: 16 / 12 / 2020

---

**Alexandre Jean René Serres, UFCG**

Professor Orientador

---

**Edson Guedes da Costa, UFCG**

Professor Avaliador

Campina Grande, PB

Dezembro de 2020

# Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus, por ser sempre a fonte das minhas forças para continuar nesse caminho da graduação, por me sustentar em tempos fáceis e difíceis, por toda proteção e bençãos concedidas.

Aos meus pais, Maria e Antonio, por todos os esforços para que eu chegasse até aqui. Por me manterem morando em outra cidade para que eu conseguisse fazer esta graduação. Aos meus irmãos Anderson e Mikael, por todo apoio. A toda minha família, por acreditarem e me ajudarem.

Ao meu namorado, Robson Arlan, por todo apoio e carinho. Por muitas vezes me acalmar e me fazer acreditar ser possível vencer as dificuldades. Por todas as orações e incentivos que, com certeza, foram parte fundamental para minha trajetória.

Às minhas amigas, Alany, Debora e Simone, por todo apoio e orações realizadas. Por dividirem comigo as alegrias e dificuldades. Por todo carinho que, apesar da distância sei que permanece.

Aos amigos que o curso me proporcionou, Larissa, Marilia, Taís, Guerra, Sílvia, Alison, Helson, cujas histórias que vivemos lembrarei com carinho. Agradeço por todos os conhecimentos compartilhados e por todos os momentos de descontração.

Ao professor orientador, Alexandre, por todos os ensinamentos, paciência e orientação. Sou grata ao senhor por toda ajuda em todas as etapas de construção deste trabalho.

Ao professor Edson, por toda ajuda e orientação e aos seus alunos, George e João Pedro, por toda ajuda e disposição na realização dos experimentos para compor este trabalho. Deixo meus agradecimentos também a Taís, que me ajudou bastante com toda disposição.

”Tudo tem o seu tempo determinado, e há tempo para  
todo propósito debaixo do céu.”

Eclesiastes 3:1

## Resumo

Neste trabalho são apresentadas antenas para baixas frequências, na ordem de mega-hertz, que podem ser aplicadas na aquisição de sinais eletromagnéticos emitidos por malhas de aterramento submetidas a impulsos de corrente. O uso de antenas surge como uma nova técnica de análise da resposta da malha de aterramento, sendo um método de monitoramento não invasivo, com baixo custo de confecção e podem ser aplicadas para detecção de sinais que possuem frequências elevadas.

**Palavras-chave:** Antenas, sinais eletromagnéticos, impulsos de corrente, malhas de aterramento.

# Abstract

In this work, antennas for low frequencies are presented, in the order of mega-hertz, which can be applied in the acquisition of electromagnetic signals emitted by ground loops submitted to current impulses. The use of antennas appears as a new technique for analyzing the response of the grounding loop, being a non-invasive monitoring method, with low cost of manufacture and can be applied to detect signals that have high frequencies.

**Key words:** Antennas, electromagnetic signals, current impulses, grounding loops.

## Lista de Figuras

Figura 1 - Correntes transversais e longitudinais em um segmento da haste de aterramento. . . . .	4
Figura 2 - Zona de ionização do solo. . . . .	5
Figura 3 - Forma de onda representativa de uma descarga atmosférica. . . . .	5
Figura 4 - Atenuação e distorção das ondas de corrente e tensão ao longo da haste de aterramento. . . . .	6
Figura 5 - Padrão de radiação tridimensional. . . . .	8
Figura 6 - Principais padrões de radiação - (a) direcional, (b) omnidirecional, (c) isotrópico. . . . .	9
Figura 7 - Gráfico do coeficiente de reflexão em função da frequência mostrando a largura de banda de uma antena. . . . .	13
Figura 8 - Antena de microfita. . . . .	14
Figura 9 - Geometrias típicas para <i>patch</i> de antenas de microfita. . . . .	14
Figura 10 - Alimentação via cabo coaxial de uma antena de microfita - (a) vista superior, (b) vista lateral. . . . .	15
Figura 11 - Alimentação por linha de microfita. . . . .	15
Figura 12 - As quatro primeiras iterações da curva fractal de Hilbert. . . . .	17
Figura 13 - Desenvolvimento do pente de Cantor. . . . .	17
Figura 14 - Geometria fractal do triângulo de Sierpinski em várias iterações. . .	18
Figura 15 - Os primeiros três estágios da curva de Peano-Gosper - (a) estágio 1, (b) estágio 2, (c) estágio 3. . . . .	18
Figura 16 - Tela inicial do <i>Software Ansoft Designer da ANSYS</i> . . . . .	22
Figura 17 - Circuito equivalente do gerador de impulsos de corrente. . . . .	23
Figura 18 - Gerador de impulsos de corrente. . . . .	23
Figura 19 - Sinal na saída do gerador de impulsos. . . . .	24
Figura 20 - Configuração dos equipamentos para realização do experimento. . . .	24
Figura 21 - Sinal na saída do gerador de impulsos após a conexão na haste de teste. . . . .	25
Figura 22 - Antena hyperlog. . . . .	25
Figura 23 - Antena bioinspirada. . . . .	26
Figura 24 - Sinais captados pela antena hyperlog antes e após a injeção de impulsos. .	26
Figura 25 - Sinal captado pela antena bioinspirada após a aplicação do impulso de corrente. . . . .	27
Figura 26 - Sinal captado pela antena bioinspirada após as alterações da forma do impulso injetado. . . . .	27
Figura 27 - Tensão na saída do gerador de impulsos. . . . .	28
Figura 28 - Transformada Rápida de Fourier do sinal $8/20 \mu s$ . . . . .	28

Figura 29 - Transformada Rápida de Fourier do sinal $8/20 \mu s$ após a conexão da haste de teste ao gerador de impulsos. . . . .	29
Figura 30 - Antena fractal de curva de Hilbert de quarta ordem, com alimentação central via cabo coaxial. . . . .	30
Figura 31 - Antena utilizando a geometria multifractal do pente de Cantor. . . .	31
Figura 32 - Antena utilizando a geometria fractal de Sierpinski. . . . .	31
Figura 33 - Antena baseada na curva de Peano-Gosper. . . . .	32
Figura 34 - Localização da alimentação via cabo coaxial. . . . .	33
Figura 35 - Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) da antena fractal de curva de Hilbert de quarta ordem. . . . .	33
Figura 36 - Antena fractal de curva de Hilbert de quarta ordem, com alimentação via linha de microfita. . . . .	34
Figura 37 - Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) da antena fractal de curva de Hilbert de quarta ordem, com alimentação via linha de microfita. . . . .	34
Figura 38 - Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) da antena fractal de curva de Hilbert de quarta ordem, com dimensões 200 mm x 200 mm. . . . .	35
Figura 39 - Padrão de radiação 3D da antena fractal de curva de Hilbert de quarta ordem, operando em 59 MHz. . . . .	36
Figura 40 - Padrão de radiação 3D da antena fractal de curva de Hilbert de quarta ordem, operando em 31 MHz. . . . .	36
Figura 41 - Padrão de radiação 2D da antena fractal de curva de Hilbert de quarta ordem, operando em 59 MHz, expresso em função do ganho total. . . . .	36
Figura 42 - Padrão de radiação 2D da antena fractal de curva de Hilbert de quarta ordem, operando em 31 MHz, expresso em função do ganho total. . . . .	37
Figura 43 - Padrão de radiação 2D (plano de elevação) da antena fractal de curva de Hilbert de quarta ordem, operando em 59 MHz, expresso em função da diretividade total. . . . .	37
Figura 44 - Padrão de radiação 2D (plano de elevação) da antena fractal de curva de Hilbert de quarta ordem, operando em 31 MHz, expresso em função da diretividade total. . . . .	37
Figura 45 - Protótipo da antena fractal de curva de Hilbert, com dimensão de 100 mm x 100 mm. . . . .	38
Figura 46 - Protótipo da antena fractal de curva de Hilbert, com dimensão de 200 mm x 200 mm. . . . .	39
Figura 47 - Coeficiente de reflexão da antena fractal de curva de Hilbert, com dimensão de 100 mm x 100 mm. . . . .	39

Figura 48 - Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) da antena utilizando a geometria fractal de Sierpinski. . . . .	40
Figura 49 - Padrão de radiação 3D da antena utilizando a geometria fractal de Sierpinski, operando em 162 MHz. . . . .	41
Figura 50 - Padrão de radiação 2D da antena utilizando a geometria fractal de Sierpinski, operando em 162 MHz, expresso em função do ganho total. . . . .	41
Figura 51 - Padrão de radiação 2D (plano de elevação) da antena utilizando a geometria fractal de Sierpinski, operando em 162 MHz, expresso em função da diretividade total. . . . .	41
Figura 52 - Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) da antena baseada na curva de Peano-Gosper. . . . .	42
Figura 53 - Padrão de radiação 3D da antena baseada na curva de Peano-Gosper, operando em 39,5 MHz. . . . .	43
Figura 54 - Padrão de radiação 2D da antena baseada na curva de Peano-Gosper, operando em 39,5 MHz, expresso em função do ganho total. . . . .	43
Figura 55 - Padrão de radiação 2D (plano de elevação) da antena baseada na curva de Peano-Gosper, operando em 39,5 MHz, expresso em função da diretividade total. . . . .	43
Figura 56 - Protótipo da antena baseada na curva de Peano-Gosper. . . . .	44

## Lista de Tabelas

Tabela 1 - Resumo das principais características das antenas fractais de curva de Hilbert de quarta ordem. . . . .	38
--	----

## Lista de Abreviaturas e Siglas

DEE	Departamento de Engenharia Elétrica
FFT	Transformada Rápida de Fourier (em inglês <i>Fast Fourier Transform</i> )
FR4	<i>Flame Resistant</i> (comumente chamado de fibra de vidro)
INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
LAT	Laboratório de Alta Tensão
MCTI	Ministério da Ciência, Tecnologia e Inovações
MRT	Sistema monofilar com retorno por terra
PTFE	Politetrafluoroetileno
UFMG	Universidade Federal de Campina Grande
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>

# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Objetivos . . . . .	2
1.1.1	Objetivos Específicos . . . . .	2
1.2	Estrutura do Trabalho . . . . .	2
<b>2</b>	<b>Fundamentação Teórica</b>	<b>3</b>
2.1	Aterramento . . . . .	3
2.1.1	Características Elétricas do Solo . . . . .	3
2.1.2	Ionização . . . . .	4
2.1.3	Propagação de Sinais Impulsivos no Solo . . . . .	5
2.1.4	Grandezas Essenciais para Avaliação de Malhas de Aterramento Submetidas a Impulsos de Corrente . . . . .	6
2.2	Parâmetros de Antenas . . . . .	7
2.2.1	Padrão de Radiação . . . . .	8
2.2.2	Intensidade de Radiação . . . . .	9
2.2.3	Diretividade e Ganho . . . . .	10
2.2.4	Coefficiente de Reflexão . . . . .	11
2.2.5	Largura de banda . . . . .	12
2.3	Antenas de Microfita . . . . .	14
2.4	Geometria Fractal . . . . .	16
2.5	Revisão Bibliográfica . . . . .	19
<b>3</b>	<b>Metodologia</b>	<b>20</b>
3.1	Métodos . . . . .	21
3.2	Experimento Realizado . . . . .	22
3.2.1	Material . . . . .	22
3.2.2	Ensaio Preliminar . . . . .	23
3.2.3	Ensaio de Verificação da Aplicação de Antenas . . . . .	26
3.3	Simulações das Antenas no <i>Software ANSYS Electronics Desktop</i> . . . . .	29
<b>4</b>	<b>Resultados e Discussões</b>	<b>32</b>
4.1	Antena Fractal de Curva de Hilbert de Quarta Ordem . . . . .	33
4.1.1	Protótipos das Antenas Fractais de Curva de Hilbert de Quarta Ordem . . . . .	38
4.2	Antena Utilizando a Geometria Fractal de Sierpinski . . . . .	39
4.3	Antena Baseada na Curva de Peano-Gosper . . . . .	42
4.3.1	Protótipo da Antena Baseada na Curva de Peano-Gosper . . . . .	44
<b>5</b>	<b>Conclusão</b>	<b>44</b>



# 1 Introdução

O aterramento é fundamental para que o sistema elétrico funcione corretamente, com uma adequada continuidade de serviço, com um desempenho seguro do sistema de proteção e, para garantir a segurança de pessoas (Kindermann e Campagnolo, 1995). Sua função básica é prover um caminho de baixa resistência para escoamento de correntes oriundas de descargas atmosféricas, surtos de manobra, desbalanceamento na frequência industrial e curto-circuitos. Além disso, o aterramento deve estabelecer uma tensão de referência para todo o sistema elétrico.

Pelo exposto, o monitoramento das condições reais de operação do aterramento é de fundamental importância. O monitoramento deve considerar o comportamento do sistema de aterramento tanto na frequência industrial, como em casos de surtos de corrente e curto-circuitos, pois o desempenho do aterramento submetido a impulsos de corrente difere daquele, na frequência industrial (Grcev, 2009).

Trabalhos abordando o monitoramento e diagnóstico de malhas de aterramento vem sendo realizados. Citando alguns destes, Castro (2012) desenvolveu um sistema portátil de aquisição de sinais para avaliação de sistemas de aterramento submetidos a impulsos de corrente elétrica, Gomes (2012) desenvolveu um sistema eletrônico embarcado capaz de medir diversos pontos de potenciais superficiais distribuídos ao longo da malha de aterramento, por sua vez, Sousa (2015) desenvolveu um sistema embarcado para aquisição de sinais de tensão e corrente em pontos específicos de uma malha de aterramento energizada e Castro (2016), em sua tese de doutorado, propôs o monitoramento de malhas de aterramento energizadas através de uma rede de sensores sem fio, onde o sistema foi capaz de avaliar as condições de degradação da malha.

Segundo o Ministério da Ciência, Tecnologia e Inovações – MCTI (2017), o Brasil é líder em incidência de descargas atmosféricas. Ainda de acordo com o Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais – INPE (2010), cerca de 70% dos desligamentos na transmissão e 40% na distribuição de energia elétrica, são devidos as descargas atmosféricas.

Devido à complexidade do trabalho com sinais de frequências elevadas, a maioria das pesquisas sobre sistemas de aterramento, abordam a frequência industrial (60 Hz). Os fenômenos transitórios, causados por descargas atmosféricas e surtos de manobra, possuem frequências associadas que podem ser classificadas como frequências da ordem de mega-hertz (Reis, 2013).

Embora, os danos que eventos como descargas atmosféricas e surtos de manobra provocam sejam expressivos, não é usual, o monitoramento da malha nessas situações. Com isso, o desenvolvimento de um sistema de aquisição que permita analisar o comportamento dos impulsos de corrente injetados em malhas de aterramento, possibilitaria a

avaliação do estado de degradação do aterramento e concomitantemente iria prover um diagnóstico da malha de aterramento.

## 1.1 Objetivos

O presente trabalho tem o objetivo de desenvolver, por meio de simulações, antenas compactas que operem na faixa das baixas frequências, para aplicação na detecção de impulsos de corrente injetados em malhas de aterramento.

### 1.1.1 Objetivos Específicos

- Investigar topologias de antenas para baixas frequências, que possam ser aplicadas na detecção de impulsos de corrente injetados em malhas de aterramento;
- Buscar técnicas de miniaturização de antenas;
- Buscar estruturas otimizadas que sejam compactas;
- Avaliar o desempenho das antenas, tais como, ganho, diretividade e padrão de radiação.

## 1.2 Estrutura do Trabalho

No capítulo 2 é explanada a fundamentação teórica abordando os conceitos básicos referentes a aterramento elétrico, como também, os efeitos da propagação de sinais impulsivos no solo. No mesmo capítulo são descritos os conceitos básicos de antenas, além de uma breve explanação de antenas de microfita e da geometria fractal. Por fim é apresentada uma revisão bibliográfica acerca de aterramento, além de algumas geometrias de antenas.

A metodologia é descrita no capítulo 3, onde são abordados os métodos utilizados no ensaio preliminar para verificação da aplicação de antenas em sistemas de aterramento. Além disso, são apresentadas as simulações das antenas no *software ANSYS Electronics Desktop*.

No capítulo 4 são apresentados os resultados das simulações das antenas com as devidas discussões. Além disso, é exibido o resultado da medição da antena construída.

No capítulo 5 apresenta-se a conclusão do trabalho e propostas futuras visando complementar as atividades desenvolvidas.

## 2 Fundamentação Teórica

Neste capítulo são abordados os conceitos de um sistema de aterramento, bem como os principais parâmetros de uma antena. Além disso, são abordadas as características das antenas de microfita e, em seguida, é feita uma breve contextualização das geometrias fractais. Por fim, é realizada uma revisão bibliográfica acerca de aterramento e topologias de antenas.

### 2.1 Aterramento

A função do aterramento é promover uma conexão física, intencional, de pontos de um sistema elétrico à terra. Este procedimento é realizado para garantir a segurança de pessoas e equipamentos. Os principais objetivos do aterramento são (Kindermann e Campagnolo, 1995): obter uma resistência de aterramento a mais baixa possível; manter os potenciais produzidos pelas correntes de falta dentro de limites de segurança; fazer que equipamentos de proteção sejam mais sensibilizados; proporcionar um caminho de escoamento de descargas atmosféricas à terra; usar à terra como retorno de corrente no sistema monofilar com retorno por terra (MRT); escoar as cargas estáticas geradas nas carcaças dos equipamentos.

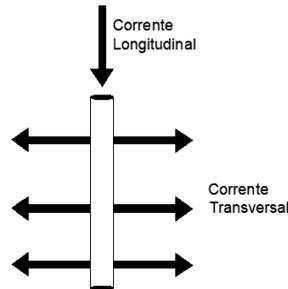
Os sistemas de aterramento são constituídos basicamente de três componentes: eletrodos (hastes) de aterramento, conexões elétricas e o solo (Visacro, 2002), que podem estar dispostos em diferentes configurações para facilitar o estabelecimento da corrente elétrica. A configuração mais simples é composta apenas por um eletrodo cravado no solo. Em aterramentos mais robustos, são utilizados eletrodos e cabos conectados e enterrados no solo, de modo a se formar uma malha de aterramento. As características do solo têm grande influência sobre o sistema de aterramento. Dessa forma, a resposta ao impulso de corrente desse sistema depende das suas características elétricas, conforme descrito na próxima seção.

#### 2.1.1 Características Elétricas do Solo

O conhecimento a respeito das características do solo, onde a malha de aterramento será instalada, é de fundamental importância. De forma geral, a resistividade e a permissividade são as propriedades do solo com maior influência no desempenho da malha de aterramento. A resistividade ( $\rho$ ), expressa em  $\Omega \cdot m$  (ohm-metro), depende, entre outros fatores, da composição do solo e das condições climáticas. A permissividade ( $\epsilon$ ), expressa em F/m (farad por metro), corresponde à característica de polarização de um material em resposta a um campo elétrico aplicado (Castro, 2012).

Em Visacro (2002) e Visacro (2007) encontra-se uma análise do comportamento da corrente elétrica no solo, na qual se considerou que a corrente é injetada no solo por meio de uma haste de aterramento. A corrente na haste de aterramento tem duas componentes, uma transversal espalhada no solo e outra longitudinal transferida para o comprimento restante da haste. Na Figura 1 estão representadas as duas componentes da corrente.

Figura 1: Correntes transversais e longitudinais em um segmento da haste de aterramento.



Fonte: (Adaptado de Visacro, 2007).

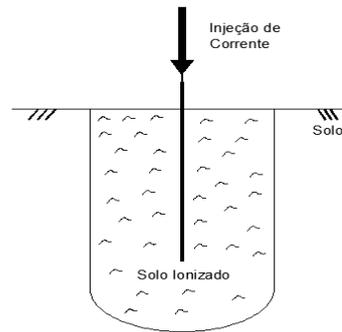
A corrente transversal estabelece um campo elétrico no solo, determinando assim, o fluxo de correntes condutivas e capacitivas por meio do solo. A relação entre as correntes condutivas e capacitivas depende da relação  $\sigma/\omega \epsilon$ , onde  $\sigma$  refere-se a condutividade do solo ( $\sigma = 1/\rho$ ),  $\omega$  é a frequência angular e  $\epsilon$  é a permissividade do meio (Visacro 2002, Visacro 2007). Portanto, a relação não depende da geometria da haste de aterramento, mas das características elétricas do solo e da frequência do sinal injetado.

Quando um impulso de corrente é injetado no solo, ocorre a ionização do ar contido no solo, na região em torno da haste de aterramento. Com isso, a resistência de aterramento é diferente da resistência à 60 Hz.

### 2.1.2 Ionização

O campo elétrico criado pelo impulso de corrente tem a propriedade de facilitar a ionização do ar contido no solo, em torno da haste de aterramento. Tal efeito comporta-se como se acontecesse um aumento efetivo do raio da haste, o que causa uma diminuição no valor da resistência de aterramento (Kindermann e Campagnolo, 1995). Na Figura 2 é ilustrada uma representação do solo ao redor de uma haste de aterramento submetida a impulsos de corrente.

Figura 2: Zona de ionização do solo.

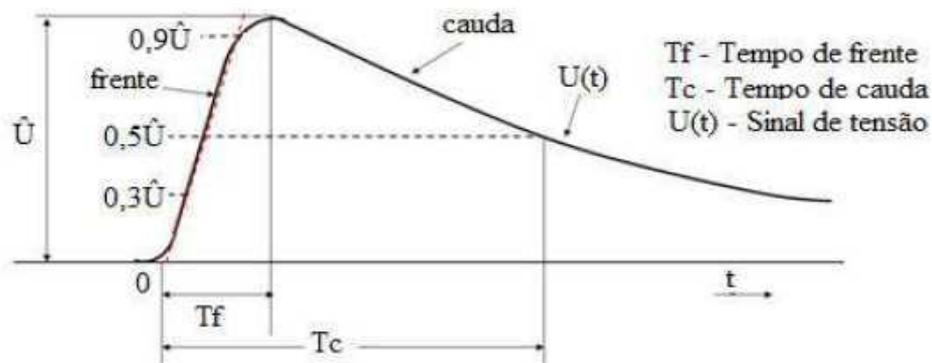


Fonte: (Adaptado de Kindermann e Campagnolo, 1995).

### 2.1.3 Propagação de Sinais Impulsivos no Solo

O sinal impulsivo característico de descargas atmosféricas é modelado por meio de um sinal denominado 8/20 microssegundos ( $\mu s$ ), sendo definido pela norma NBR IEC 60060-1 (2013). Nos ensaios de impulsos atmosféricos definidos na norma, são utilizadas formas de onda de tensão como a ilustrado na Figura 3. O tempo de frente de onda,  $T_f$ , é determinado por meio do traçado de uma reta tangente que passa pelos valores de 30% e de 90% da amplitude do sinal, com início em zero e final ao atingir o valor da amplitude máxima.  $T_c$  é o tempo de cauda e refere-se ao tempo em que o impulso tem um decaimento de 50% do valor da amplitude máxima. Para o sinal 8/20  $\mu s$ ,  $T_f$  é 8  $\mu s$  e  $T_c$  é 20  $\mu s$ .

Figura 3: Forma de onda representativa de uma descarga atmosférica.



Fonte: (Castro, 2012).

Um estudo foi realizado concernente ao impulso aplicado em uma haste horizontal, onde se concluiu que enquanto a onda se propaga, a perda de energia promove atenuação de sua amplitude (Visacro, 2007). Em contrapartida, as componentes de frequência do sinal apresentam diferentes velocidades de propagação e são submetidas a diferentes níveis

de atenuação. A frequência do sinal e a condutividade do solo tem grande influência nas perdas de energia do sinal propagado, bem como, na atenuação desse sinal. Como resultado, tem-se também uma distorção do sinal ao longo da direção de propagação, tendo uma redução da inclinação da frente de onda. A Figura 4 ilustra esses aspectos.

Figura 4: Atenuação e distorção das ondas de corrente e tensão ao longo da haste de aterramento.



Fonte: (Visacro, 2007).

#### 2.1.4 Grandezas Essenciais para Avaliação de Malhas de Aterramento Submetidas a Impulsos de Corrente

Não existe consenso na literatura no que diz respeito aos parâmetros que caracterizam o comportamento dinâmico das hastes de aterramento (Grcev, 2009). Quando a malha de aterramento é submetida a uma descarga atmosférica, espera-se que a impedância de surto da malha seja menor que a impedância equivalente do restante do aterramento para evitar que os equipamentos do sistema sejam danificados pela corrente (Visacro, 2007).

O comportamento de sistemas de aterramento submetidos a frequências inferiores a 100 kHz é representado pela resistência de baixa frequência. Essa resistência é expressa pela razão  $V/I$ , onde  $V$  é a tensão aplicada ao aterramento e  $I$  a corrente injetada (Grcev, 2009).

Um dos principais objetivos das grandezas que caracterizam o comportamento dinâmico de um sistema de aterramento é determinar o quanto este comportamento se desviou daquele apresentado por esse sistema em baixas frequências. As grandezas que representam a resposta do sistema de aterramento ao impulso de corrente são as seguintes: impedância transitória, impedância complexa, impedância de impulso, coeficiente de impulso, comprimento efetivo do eletrodo e tempo de duração do transitório (Grcev, 2009). As definições de cada uma dessas grandezas são apresentadas a seguir:

- Impedância transitória  $z(t)$ , é dada pela razão entre a tensão  $v(t)$  no ponto de injeção e a corrente elétrica injetada  $i(t)$ , conforme expresso na Equação 1:

$$z(t) = \frac{v(t)}{i(t)} \quad (1)$$

- Impedância complexa  $Z(j\omega)$ , é dada pelo quociente entre a tensão aplicada no domínio da frequência  $V(j\omega)$  e a corrente elétrica injetada no domínio da frequência  $I(j\omega)$ , conforme expresso na Equação 2:

$$Z(j\omega) = \frac{V(j\omega)}{I(j\omega)} \quad (2)$$

- Impedância impulsiva  $Z_m$ , é obtida pela razão entre os valores de pico da tensão aplicada  $V_m$  e da corrente elétrica injetada  $I_m$ , conforme expresso na Equação 3:

$$Z_m = \frac{V_m}{I_m} \quad (3)$$

- Coeficiente de impulso  $A$ , corresponde a relação entre a impedância impulsiva  $Z_m$  e a resistência de baixa frequência,  $R$ , sendo dado pela Equação 4:

$$A = \frac{Z_m}{R} \quad (4)$$

- Comprimento efetivo do eletrodo,  $l_{ef}$ , corresponde ao máximo comprimento do eletrodo de aterramento para o qual o seu aumento não implica em redução da impedância impulsiva;
- Por fim, o tempo de duração do transitório é o tempo em que a impedância transitória atinge o valor da resistência de baixa frequência,  $R$ .

A dependência da impedância impulsiva em relação ao tempo de duração do impulso e a intensidade da corrente injetada, são importantes parâmetros para modelar o comportamento de sistemas de aterramento submetidos a impulsos de corrente (Haddad *et al.*, 2010).

## 2.2 Parâmetros de Antenas

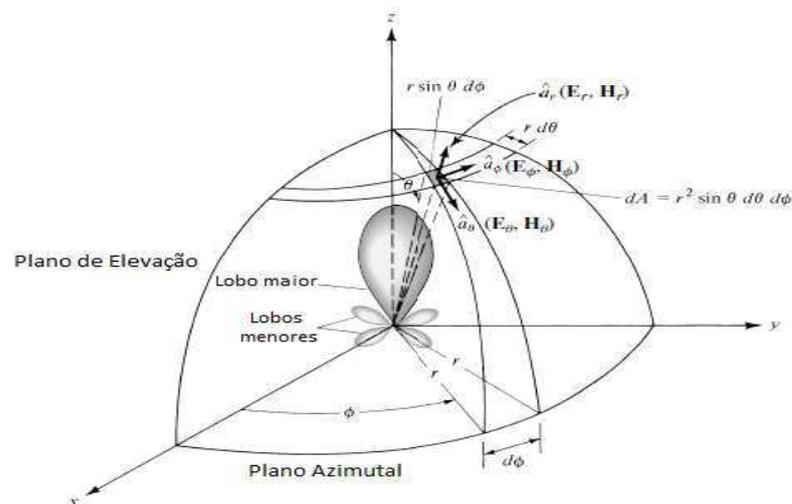
Uma antena pode ser definida como um meio de irradiar ou receber ondas eletromagnéticas. Em outras palavras, uma antena é a estrutura de transição entre o espaço livre e um dispositivo guia. Esse dispositivo guia é usado para transportar energia eletromagnética da fonte transmissora para a antena ou da antena para o receptor (Balanis, 2005).

Nesta seção estão descritos os principais parâmetros de antenas, objetivando um melhor entendimento sobre o desempenho das mesmas. Além disso, a apresentação dos parâmetros tem a finalidade de prover uma base teórica para estudos e análise dos resultados obtidos neste trabalho.

### 2.2.1 Padrão de Radiação

Um padrão de radiação corresponde a uma representação gráfica, em duas ou três dimensões, das propriedades de radiação da antena em função das coordenadas espaciais. O mesmo também exhibe a amplitude do campo magnético, do campo elétrico ou da potência irradiada em função dos ângulos  $\phi$  e  $\theta$  na região de campo distante (Balanis, 2005). Na Figura 5 é possível observar a representação gráfica tridimensional do padrão de radiação, bem como os principais planos de corte, o de elevação (x-z e y-z) e o azimutal (x-y).

Figura 5: Padrão de radiação tridimensional.



Fonte: (Balanis, 2005).

Em geral, o padrão de radiação é representado em três dimensões, no entanto, devido à dificuldade de reproduzi-lo em medição, é comum apresentar o padrão de radiação em duas dimensões. Dessa forma, costuma-se representar o plano vertical ou de elevação ( $\phi = 0^\circ$  ou  $\phi = 90^\circ$ ) e o horizontal ou azimutal ( $\theta = 90^\circ$ ).

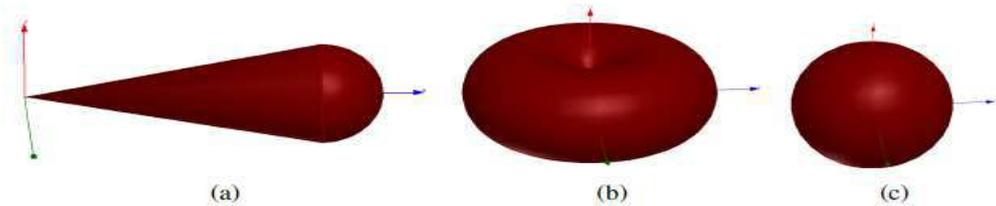
O padrão de radiação possui porções chamadas de lóbulos (ou lobos) que são úteis para interpretação das características de radiação da antena. Os lóbulos são classificados da seguinte forma (Balanis, 2005):

- **Lóbulo maior ou principal** - é definido como o lóbulo da radiação que contém a direção da radiação máxima;

- **Lóbulo menor** - é qualquer lobo com exceção do lobo principal (em geral, representam radiação em direções indesejadas e para um melhor desempenho da antena devem ser minimizados);
- **Lóbulo lateral** - normalmente é adjacente ao lóbulo principal;
- **Lóbulo posterior** - é um lóbulo cujo eixo faz um ângulo de aproximadamente 180° em relação ao principal.

De acordo com as características da antena, o padrão de radiação pode apresentar diversas formas. No entanto, existe três padrões principais: direcionais, omnidirecionais e isotrópicos. A Figura 6 ilustra os três principais padrões de radiação.

Figura 6: Principais padrões de radiação - (a) direcional, (b) omnidirecional, (c) isotrópico.



Fonte: (Batista, 2018).

Uma antena que possui um padrão de radiação direcional tem a característica de transmitir ou receber ondas eletromagnéticas de maneira mais eficaz em determinada direção em relação às outras. A antena que possui um padrão omnidirecional apresenta radiação através de um plano, mas não emite radiação no eixo ortogonal a esse plano. Por fim, um padrão isotrópico exibe um padrão de radiação igual em todas as direções, sem perdas, sendo um caso de uma antena ideal e não realizável na prática (Balanis, 2005).

### 2.2.2 Intensidade de Radiação

Intensidade de radiação em uma determinada direção é definida como a potência irradiada de uma antena por unidade de ângulo sólido. Para se obter a intensidade de radiação é necessário multiplicar a densidade da radiação pelo quadrado da distância. Matematicamente a intensidade de radiação é descrita pela Equação 5 (Balanis, 2005):

$$U = r^2 W_{rad} \quad (5)$$

onde:

$U$  = intensidade de radiação (W/ ângulo sólido unitário);

$W_{rad}$  = densidade de radiação (W/ m<sup>2</sup>).

Integrando a intensidade de radiação (Equação 5) sobre todo o ângulo sólido de  $4\pi$ , obtém-se a potência de radiação total. Sendo dada pela Equação 6 (Balanis, 2005):

$$P_{rad} = \oint \oint U d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U \sin \theta d\theta d\phi \quad (6)$$

onde:

$d\Omega = \sin\theta d\theta d\phi$  (sr);

$P_{rad}$  = potência de radiação total (W).

No caso de uma fonte isotrópica, a intensidade de radiação (U) é independente dos ângulos  $\theta$  e  $\phi$ , dessa forma, a Equação 6 pode ser reescrita conforme a Equação 7:

$$P_{rad} = \oint \oint U_0 d\Omega = U_0 \oint \oint d\Omega = 4\pi U_0 \quad (7)$$

Assim a intensidade de radiação de uma fonte isotrópica é dada pela Equação 8:

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (8)$$

### 2.2.3 Diretividade e Ganho

A diretividade (D) de uma antena, trata-se de um índice que mede sua capacidade de foco, sendo definida como a razão entre a intensidade máxima de radiação e a intensidade de radiação média em todas as direções. Matematicamente a diretividade é obtida por meio da Equação 9 (Pozar, 2012):

$$D = \frac{U_{max}}{U_{med}} \quad (9)$$

onde:

D = diretividade (adimensional);

$U_{max}$  = intensidade máxima de radiação (W/ ângulo sólido unitário);

$U_{med}$  = intensidade média de radiação (W/ ângulo sólido unitário).

A intensidade média de radiação é igual à potência total radiada pela antena

dividido por  $4\pi$  (Balanis, 2005), logo a diretividade também pode ser expressa conforme a Equação 10:

$$D = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (10)$$

Geralmente a diretividade é expressa em decibéis por meio da Equação 11:

$$D(dB) = 10 \log(D) \quad (11)$$

Na prática, em todas as antenas existem perdas, devido a metais não perfeitos e materiais dielétricos. Essas perdas resultam em uma diferença entre a potência entregue a antena e a potência irradiada por essa antena. Dessa forma, a eficiência de radiação da antena pode ser definida como a razão entre a potência radiada e a potência de entrada fornecida, sendo obtida pela Equação 12 (Pozar, 2012):

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (12)$$

onde:

$\eta_{rad}$  = eficiência de radiação (adimensional);

$P_{in}$  = Potência fornecida à entrada da antena (W).

Conforme exposto, a diretividade considera apenas a distribuição de potência e não é afetada por perdas da antena. Por outro lado, o ganho da antena considera essas perdas e é expresso pelo produto da eficiência de radiação e da diretividade, conforme a Equação 13 (Pozar, 2012):

$$G = \eta_{rad} D \quad (13)$$

Muitas vezes o ganho é descrito em decibéis por meio da Equação 14:

$$G(dB) = 10 \log(G) \quad (14)$$

#### 2.2.4 Coeficiente de Reflexão

O coeficiente de reflexão é um parâmetro bastante útil para analisar o funcionamento de uma antena. Quando a impedância de entrada da antena não é igual à da linha de alimentação, ocorre um descasamento de impedâncias e conseqüentemente perda de

potência no sinal. Dessa forma, o coeficiente de reflexão nos terminais de entrada da antena é dado pela Equação 15 (Balanis, 2005):

$$\Gamma = \frac{(Z_{in} - Z_0)}{(Z_{in} + Z_0)} \quad (15)$$

onde:

$\Gamma$  = coeficiente de reflexão (adimensional);

$Z_{in}$  = impedância de entrada da antena ( $\Omega$ );

$Z_0$  = impedância característica da linha de transmissão ( $\Omega$ ).

O coeficiente de reflexão também pode ser expresso em decibéis por meio da Equação 16:

$$\Gamma(dB) = 10 \log(|\Gamma|^2) = 20 \log(|\Gamma|) \quad (16)$$

Na prática, um coeficiente de reflexão é considerado aceitável quando seus valores são menores que -10 dB (Silva, 2014). Finalmente, para quantificar a potência entregue à antena, calcula-se a eficiência de reflexão, por meio da Equação 17 (Balanis, 2005):

$$\eta_{ref} = 1 - |\Gamma|^2 \quad (17)$$

onde:

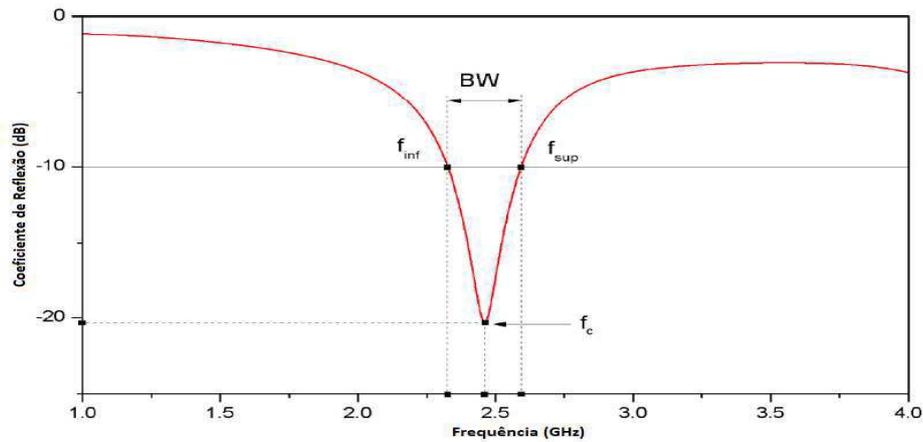
$\eta_{ref}$  = eficiência de reflexão (adimensional).

Para  $\Gamma = -10$  dB tem-se 10 % da potência sendo refletida e 90 % sendo entregue à antena para ser irradiada. Por convenção, neste trabalho utiliza-se o coeficiente de reflexão como parâmetro na análise da largura de banda.

### 2.2.5 Largura de banda

A largura de banda (*Bandwidth*) de uma antena pode ser definida como o intervalo de frequências em torno de sua frequência central de operação, a qual a antena deve funcionar satisfatoriamente (Pereira, 2018). A Figura 7 ilustra um gráfico do coeficiente de reflexão em função da frequência, onde o procedimento de cálculo da largura de banda pode ser feito através da definição de algumas frequências.

Figura 7: Gráfico do coeficiente de reflexão em função da frequência mostrando a largura de banda de uma antena.



Fonte: (Adaptado de Holanda, 2016).

Assim, para a determinação da largura de banda de uma antena, considera-se dois pontos em torno de sua frequência de operação com coeficiente de reflexão igual ou menor que -10 dB (Capovilla, 2004). Matematicamente a largura de banda é obtida por meio da Equação 18:

$$BW = f_{sup} - f_{inf} \quad (18)$$

onde:

$BW$  = largura de banda (Hz);

$f_{sup}$  = frequência superior na qual o  $\Gamma \leq -10$  dB;

$f_{inf}$  = frequência inferior na qual o  $\Gamma \leq -10$  dB.

Normalmente a largura de banda é expressa em porcentagem, conforme expresso na Equação 19:

$$BW(\%) = 100 \frac{f_{sup} - f_{inf}}{f_c} \quad (19)$$

onde:

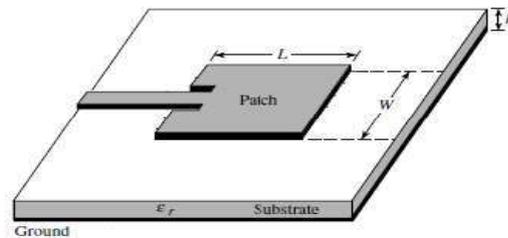
$f_c$  = frequência central de operação.

## 2.3 Antenas de Microfita

Com o crescente avanço das comunicações sem fio, houve um aumento no interesse de pesquisadores na elaboração de antenas de dimensões reduzidas, alto desempenho e baixo custo. Para atender a essas especificações, podem ser utilizadas antenas de microfita (Balanis, 2005).

Antenas de microfita são estruturas planares compostas por uma camada metálica (*patch*) muito mais fina que o comprimento de onda do espaço livre ( $\lambda_0$ ), separada do plano de terra (*ground*) por um substrato dielétrico (com constante dielétrica  $\epsilon_r$ ) a uma distância  $h$ , usualmente  $0,003\lambda_0 \leq h \leq 0,05\lambda_0$  (Balanis, 2005). A Figura 8 ilustra uma antena de microfita com *patch* retangular.

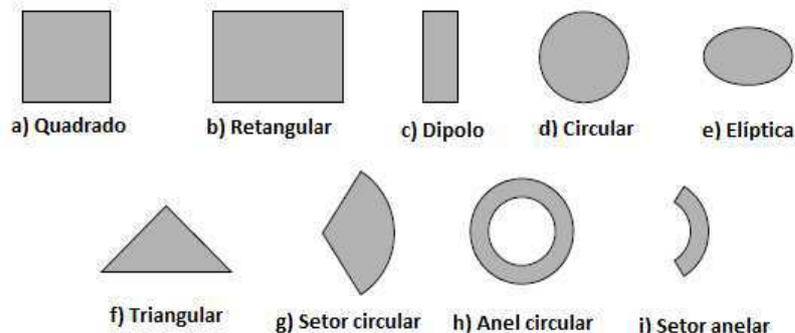
Figura 8: Antena de microfita.



Fonte: (Balanis, 2005).

O *patch* pode ter vários formatos, porém geometrias comuns como a retangular, triangular e circular são mais simples de modelar. Na Figura 9 estão representadas geometrias típicas de *patch*.

Figura 9: Geometrias típicas para *patch* de antenas de microfita.



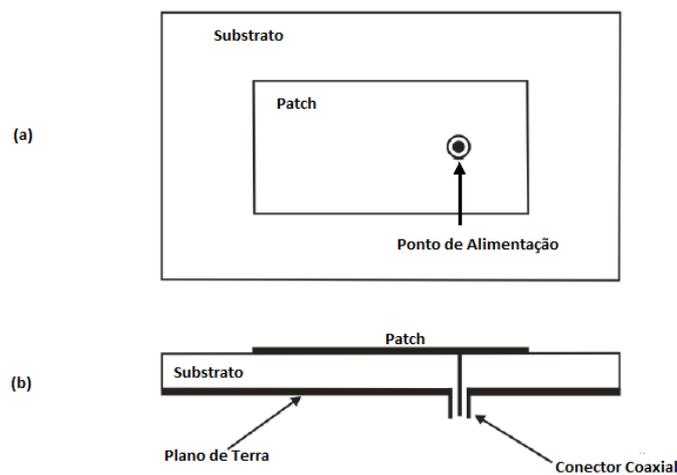
Fonte: (Balanis, 2005).

No processo de construção de antenas de microfita é importante garantir a máxima transferência de potência entre o *patch* e a alimentação. Os métodos de alimentação podem ser classificados de duas formas: diretos e indiretos. Dentre as formas de alimentação

direta, destaca-se a alimentação via cabo coaxial e por linha de microfita. Enquanto, as técnicas indiretas utilizadas são: acoplamento por abertura e acoplamento por proximidade (Pereira, 2018). A seguir serão descritos os métodos de alimentação direta, por serem técnicas mais comuns.

Na alimentação via cabo coaxial, o condutor interno do conector coaxial transpassa o substrato, sendo conectado ao *patch*, enquanto o condutor externo é ligado diretamente ao plano de terra (Santos, 2016), como ilustrado na Figura 10.

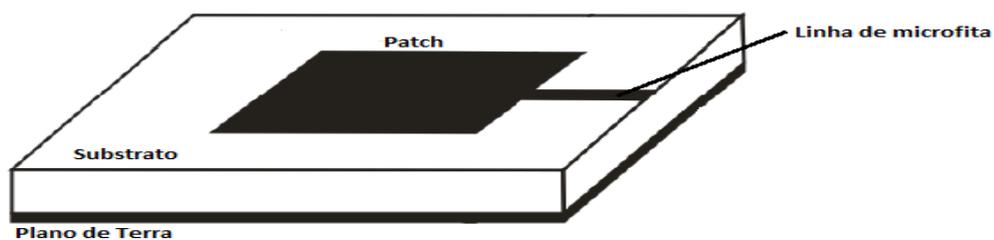
Figura 10: Alimentação via cabo coaxial de uma antena de microfita - (a) vista superior, (b) vista lateral.



Fonte: (Adaptado de Filho, 2010).

O outro tipo comum de alimentação de antenas de microfita, consiste em uma fita condutora impressa sobre o plano do substrato, conectando o *patch* a extremidade da antena, dessa forma a estrutura se mantém planar (Santos, 2016), como ilustra a Figura 11.

Figura 11: Alimentação por linha de microfita.



Fonte: (Adaptado de Filho, 2010).

Os dois tipos de alimentação descritos são projetadas para proporcionar o casamento de impedância entre a impedância de entrada da antena e a impedância da fonte.

Na alimentação via cabo coaxial o casamento de impedância ocorre através do posicionamento do ponto de alimentação. Já na alimentação por linha de microfita é possível ajustar a impedância da linha variando sua largura.

A escolha da geometria para o *patch* da antena de microfita possibilita a obtenção de parâmetros desejados, como frequência de ressonância e padrão de radiação. O uso de geometrias fractais vêm crescendo devido à redução das dimensões físicas da estrutura (Andrade, 2014). Na próxima seção serão discutidas as principais geometrias fractais.

## 2.4 Geometria Fractal

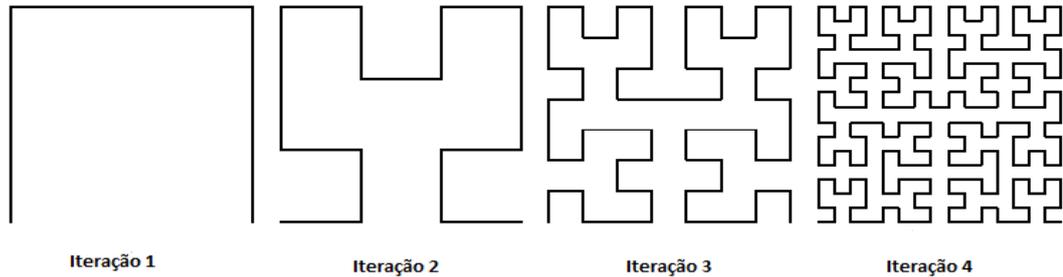
O termo fractal foi introduzido por Benoit Mandelbrot, matemático francês nascido na Polônia (Matos, 2012). O termo fractal consiste em um fragmento irregular ou quebrado, e refere-se a uma família de curvas complexas que possuem propriedades de auto-similaridade em sua estrutura geométrica. Devido às propriedades das curvas fractais, como complexidade infinita, auto-similaridade e dimensão, estas não são caracterizadas na geometria euclidiana (Santos, 2014).

A principal característica de uma geometria fractal corresponde a sua estrutura fragmentada, que pode ser subdividida em partes onde cada parte dessa subdivisão é uma cópia exata de um todo. A geração recursiva de uma curva fractal é determinada por dois parâmetros: número de iterações e fator de iteração. O número de iterações de um fractal representa sua dimensão ou complexidade, enquanto o fator de iteração corresponde à escala de redução aplicada a cada iteração.

As estruturas fractais podem ser divididas em três grupos principais: geométricos, de recorrência e aleatórios. No entanto, para fins de aplicação para este trabalho, serão abordados os fractais geométricos, comumente chamados de fractais determinísticos, os quais são derivados da geometria tradicional. Dentre esse grupo de fractais, os mais conhecidos são: a curva de Hilbert, pente de Cantor, triângulo de Sierpinski e curva de Peano-Gosper. A seguir serão descritas cada uma dessas geometrias.

A curva de Hilbert foi apresentada pelo matemático David Hilbert, em 1891, como sendo uma curva contínua que preenche todo o plano sem se interceptar (Silva, 2016). As primeiras iterações da curva de Hilbert são ilustradas na Figura 12. Nota-se que cada estágio sucessivo consiste em quatro cópias do anterior, conectadas com segmentos de linha adicionais.

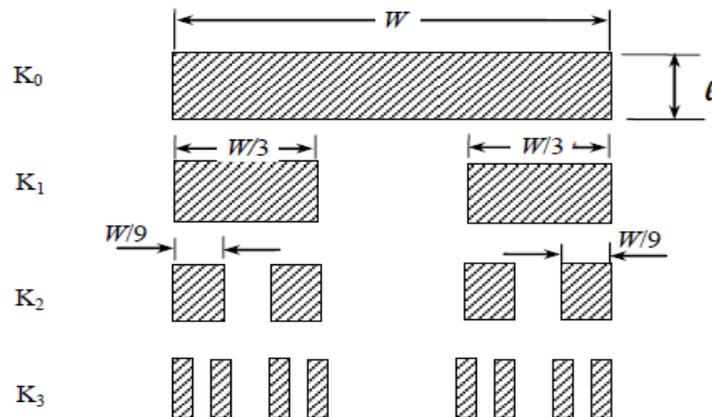
Figura 12: As quatro primeiras iterações da curva fractal de Hilbert.



Fonte: (Yin *et al.*, 2018).

A geometria fractal, denominada pente de Cantor foi introduzida pelo matemático Georg Cantor, em 1883. Uma construção baseada nessa geometria é gerada a partir de uma estrutura plana retangular, denominada iniciador ( $K_0$ ), de largura  $W$  e extensão longitudinal  $l$ . Este retângulo é dividido em três segmentos de dimensões iguais, onde é removido o retângulo do meio. O processo repete-se nas próximas iterações ( $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ) (Santos, 2014), conforme apresentado na Figura 13.

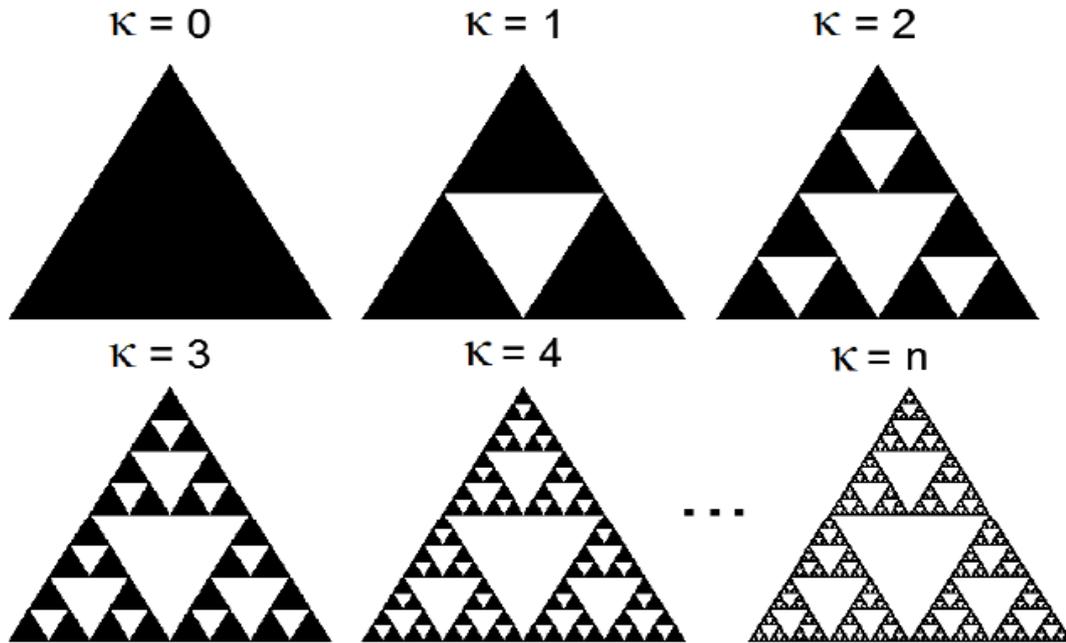
Figura 13: Desenvolvimento do pente de Cantor.



Fonte: (Santos, 2014).

Uma das geometrias mais utilizadas em projetos de antenas são os fractais do triângulo de Sierpinski. Essa geometria foi descrita pelo matemático Waclaw Sierpinski. Tal estrutura é composta por triângulos menores que são cópias idênticas da geometria original. O processo de construção dessa estrutura consiste na remoção de um triângulo central que possui vértices localizados nos pontos médios dos lados do triângulo gerador. Como resultado, tem-se três triângulos iguais, cada um com metade do tamanho do original (Matos, 2012). A Figura 14 apresenta algumas iterações ( $k$ ) do triângulo de Sierpinski.

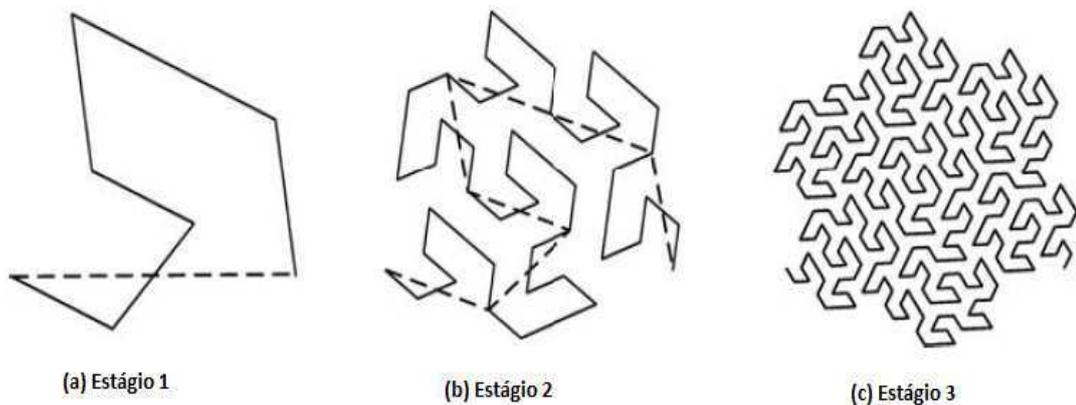
Figura 14: Geometria fractal do triângulo de Sierpinski em várias iterações.



Fonte: (Batista, 2018).

Tem-se, ainda, a curva de Peano-Gosper que é uma geometria com importantes aplicações na engenharia de antenas (Volakis, 2007). Esta curva foi construída por Giuseppe Peano e Bill Gosper. A Figura 15 ilustra os primeiros três estágios da construção da curva de Peano-Gosper.

Figura 15: Os primeiros três estágios da curva de Peano-Gosper - (a) estágio 1, (b) estágio 2, (c) estágio 3.



Fonte: (Volakis, 2007).

O gerador da curva é composto pela linha sólida da Figura 15-a, além disso, a linha tracejada é chamada de iniciador. Para obtenção do estágio 2 (Figura 15-b) realiza-se a substituição de cada um dos sete segmentos do estágio 1 por uma cópia em escala

apropriada de si mesmo. A próxima iteração (estágio 3) da curva de Peano-Gosper é mostrada na Figura 15-c. Nesse estágio, a propriedade de preenchimento de espaço da curva começa a se tornar mais aparente (Volakis, 2007).

## 2.5 Revisão Bibliográfica

A dependência da frequência do sinal injetado com a resistividade e permissividade do solo pode afetar fortemente a resposta dos eletrodos de aterramento submetidos a impulsos de corrente elétrica. No entanto, com a diversidade de tipos de solo, torna-se difícil a obtenção de uma formulação geral que demonstre a influência da frequência nos parâmetros do solo (Visacro e Alípio, 2012).

Pedrosa *et al.* (2011) realizaram alguns estudos para investigar como a dependência dos parâmetros elétricos do solo em relação à frequência afeta a resposta transitória de eletrodos de aterramento submetidos a descargas atmosféricas. No entanto, os resultados obtidos não foram conclusivos, mas concordam que se o efeito de ionização do solo for superestimado há uma compensação, em parte, da não consideração da dependência com a frequência (Visacro, 2007).

Com base em resultados de simulações foram propostas novas expressões empíricas aplicáveis a sinais de corrente em baixa e alta frequência (Greev, 2009). Concluiu-se que para formas de onda de corrente de alta frequência, o desempenho do aterramento decresce durante o período de subida do sinal de impulso de corrente em comparação com o desempenho em regime estacionário.

Llovera *et al.* (2008) propôs uma metodologia aprimorada para medição de impedância de aterramento, utilizando um arranjo de eletrodos auxiliares. A partir dos resultados experimentais, demonstrou-se que o novo arranjo possibilitava a diminuição do efeito indutivo do circuito de medição. Também foi demonstrado que uma distribuição de hastes auxiliares em torno do sistema de aterramento, quando possível, pode fornecer resultados mais realistas para medições de altas frequências.

Cong-li e Minfang (2007) desenvolveram uma nova abordagem para monitorar o estado de corrosão de malhas de aterramento. O método é baseado no princípio da técnica potencioestática, pela qual o estado da malha de aterramento pode ser detectado a partir de um sensor enterrado na terra próximo aos condutores de aterramento.

Em geral, os trabalhos experimentais para avaliação do desempenho de malhas de aterramento submetidas a impulsos de corrente, utilizam o osciloscópio como meio de aquisição dos sinais. Na busca por topologias de antenas que poderiam ser utilizadas na aquisição de sinais oriundos da aplicação de impulsos de corrente em malhas de aterramento, foram estudados formatos, bem como os tipos e espessuras dos substratos de

antenas para baixas frequências. Na literatura, são encontrados trabalhos que abordam esses temas.

Ruan *et al.* (2019) projetaram uma antena baseada na geometria tradicional, com *patch* no formato de anel circular. Utilizou-se o substrato FR4 com constante dielétrica de 4,3 e com dimensão de aproximadamente 15 cm x 15 cm. Esta antena foi projetada para operar na faixa *Ultra High Frequency* (UHF). Os autores verificaram o bom funcionamento da antena em três frequências distintas, sendo 400 MHz, 1,2 GHz e 1,8 GHz.

Xiong *et al.* (2017) desenvolveram uma antena fractal de curva de Hilbert de quarta ordem, com dimensão de 100 mm × 100 mm e espessura de 3 mm, composta de material FR4 com constante dielétrica de 4,6. Os autores verificaram o bom funcionamento da antena dentro da largura de banda de frequência de 0 – 40 MHz e 100 – 500 MHz.

Santos (2014) realizou alguns estudos, nos quais foram desenvolvidas antenas a partir da geometria multifractal do pente de Cantor utilizando dois substratos dielétricos, FR4 e PTFE. O modelo final proposto foi uma antena de dimensões compactas de 76 mm × 38 mm × 0,9 mm que apresentou um bom desempenho na faixa entre 3 GHz e 20 GHz. As conclusões obtidas foram que, os dedos maiores da geometria multifractal do pente de Cantor tem efeito nas frequências mais baixas e os dedos menores nas frequências mais altas.

Em projetos de antenas utilizando a geometria fractal de Sierpinski, Matos (2012), estudou como a geração sucessiva dos triângulos segundo ângulos previamente definidos afetam as frequências de operação da antena. Os resultados obtidos foram conclusivos, os quais mostraram que essas antenas proporcionam uma operação multibanda em torno de valores espaçados de um período logarítmico encontrado pela relação entre as alturas dos triângulos gerados a cada iteração. Além disso, as análises permitiram prever que as ordens da banda de operação e da iteração são intercambiáveis.

Antenas convencionais operando em baixa frequência, como dipolos, tendem a ser fisicamente grandes e ter uma única banda de operação. Com isso, antenas fractais vêm sendo bastante estudadas e, devido a suas características de auto-similaridade são ressonantes em múltiplas frequências. Uma antena otimizada, baseada no *slot* da curva de Peano-Gosper montada em um *patch* retangular foi projetada para operação em duas bandas de frequência, onde obtiveram resultados conclusivos (Kuhirun *et al.*, 2016).

### 3 Metodologia

Os procedimentos metodológicos e materiais utilizados para aquisição dos sinais impulsivos injetados na malha de aterramento, bem como, o desenvolvimento de antenas para baixas frequências são apresentados neste capítulo. As antenas são simuladas com a

finalidade de construir um acervo de antenas, que possam ser aplicadas na detecção dos sinais emitidos pela malha de aterramento após a injeção de impulsos de corrente. Essas antenas são pequenas, fáceis de manusear e capazes de adquirir sinais eletromagnéticos emitidos após a injeção de impulsos de corrente na malha de aterramento.

### 3.1 Métodos

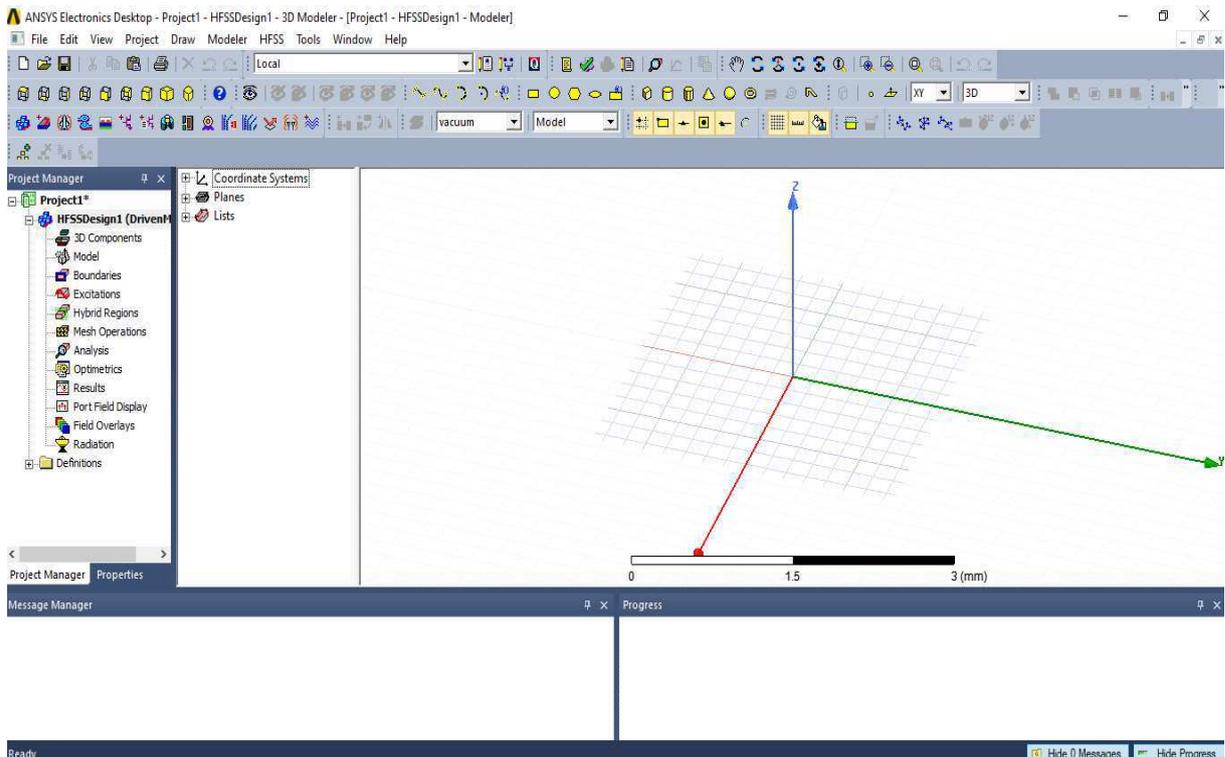
A injeção de impulsos de corrente, na malha de aterramento, consiste em submeter esta malha a esforços similares aqueles causados por um surto de manobra ou uma descarga atmosférica. Diante dos sinais eletromagnéticos emitidos durante esses eventos, surgiram alguns questionamentos. As perguntas consistem em:

- É possível detectar esses sinais através de uma antena? Se sim, qual a frequência desses sinais?
- É possível projetar antenas específicas com baixo custo para detectar esses sinais?

No que concerne a utilização de antenas para detecção dos sinais emitidos pela malha de aterramento, os impulsos de corrente são aplicados em uma haste de aterramento e usa-se uma antena conectada a um dispositivo receptor, para guiar os sinais emitidos após a aplicação dos impulsos. O procedimento descrito é realizado com o intuito de analisar a aplicabilidade das antenas em sistemas de aterramento.

A segunda parte desse trabalho consiste na utilização do *software ANSYS Electronics Desktop* para projetar antenas de microfitas. Esse *software* possui um ambiente de simulação que utiliza o Método dos Elementos Finitos para fazer análises eletromagnéticas. Um modelo tridimensional da antena a ser analisada é dividido em um número finito de elementos que assumem a forma de tetraedros e o seu conjunto constitui uma malha. Com isso, a solução é encontrada para os campos dos elementos finitos inter-relacionados de forma a satisfazerem as equações de Maxwell e as condições de contorno nas várias interfaces da antena. A Figura 16 apresenta a tela inicial do *software* utilizado para simulação das antenas.

Figura 16: Tela inicial do *Software Ansoft Designer da ANSYS*.



Fonte: (Autora, 2020).

## 3.2 Experimento Realizado

### 3.2.1 Material

O solo utilizado no ensaio possuía um aspecto seco e está localizado nas proximidades do Laboratório de Alta Tensão (LAT) do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE) da UFCG, em Campina Grande.

No ensaio foram usadas duas hastes de aço, revestidas por cobre. Uma das hastes já se encontrava enterrada no solo e foi usada como haste auxiliar para fazer o aterramento dos equipamentos utilizados no experimento. A outra haste foi utilizada como haste de teste, na qual foram aplicados os impulsos de corrente.

Para geração dos impulsos de corrente foi usado um gerador de impulsos de baixa tensão. Para medição foram usados dois osciloscópios digitais, além de um analisador de espectro.

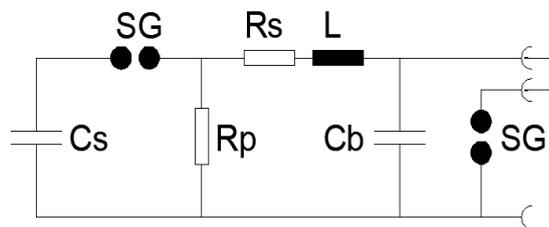
A detecção dos sinais eletromagnéticos emitidos pela haste de aterramento foi feita utilizando duas antenas, uma hyperlog que opera na faixa de frequência de 380 MHz a 10 GHz e a outra antena usada foi uma bioinspirada que opera na faixa de frequência de 340 MHz a 8 GHz.

### 3.2.2 Ensaio Preliminar

O ensaio realizado utilizando um gerador de impulsos de corrente elétrica de baixa tensão, pertencente ao LAT, teve o intuito de verificar se era possível detectar sinais injetados em uma haste de aterramento utilizando uma antena. Este experimento foi realizado no mês de fevereiro do presente ano, no entanto, tendo em vista a atual situação de pandemia que estamos vivendo, as medições nas malhas de aterramento foram suspensas, devido ao potencial risco de transmissão da doença causada pelo novo Coronavírus (COVID-19).

No gerador de impulsos foi ajustado o sinal a ser injetado na haste de teste, de modo a ter as mesmas características de uma descarga atmosférica. O sinal padrão que caracteriza uma descarga atmosférica possui um tempo de frente de onda de  $8 \mu\text{s}$  e tempo de cauda de  $20 \mu\text{s}$ . O procedimento para geração do impulso de corrente é controlado ajustando-se os valores das resistências e capacitâncias do circuito equivalente que representa o gerador. Na Figura 17 está ilustrado o circuito equivalente do gerador de impulsos utilizado.

Figura 17: Circuito equivalente do gerador de impulsos de corrente.



Fonte: (Adaptado do circuito equivalente do gerador de impulsos de corrente, pertencente ao LAT, 2020).

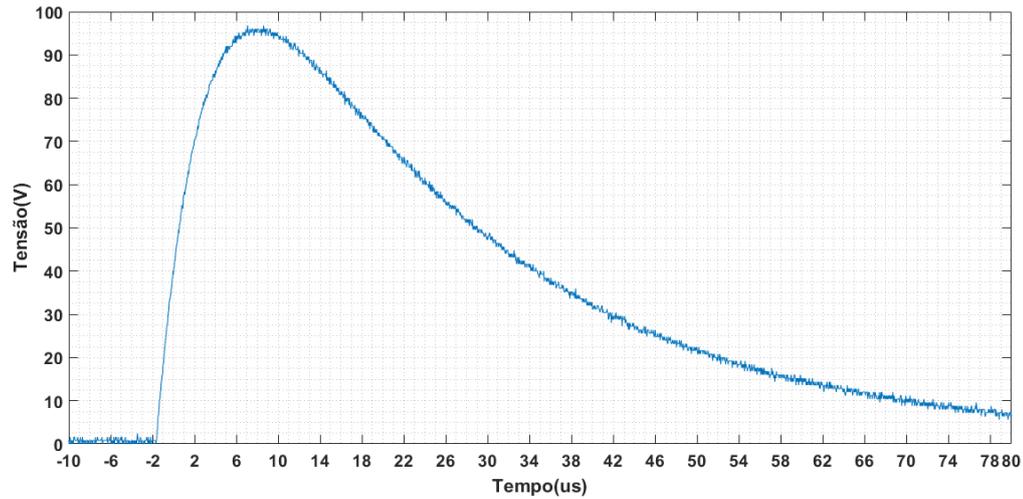
Dessa forma, modificando os valores dos parâmetros do circuito da Figura 17 e com o auxílio de um osciloscópio foi ajustada a forma de onda do gerador de impulsos para o sinal característico de descargas atmosféricas. Nas Figuras 18 e 19 estão apresentados o gerador de impulsos utilizado e o sinal gerado,  $8/20 \mu\text{s}$ .

Figura 18: Gerador de impulsos de corrente.



Fonte: (Autora, 2020).

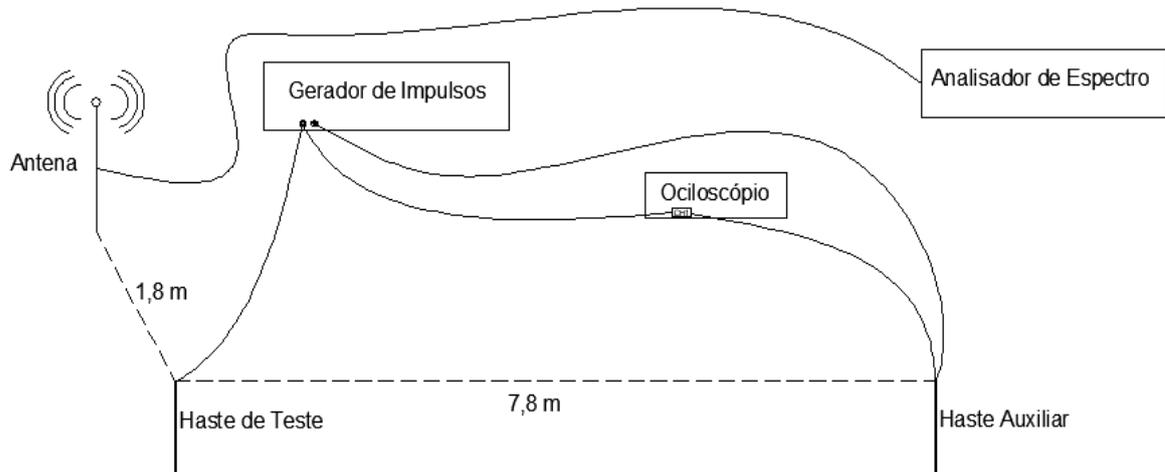
Figura 19: Sinal na saída do gerador de impulsos.



Fonte: (Autora, 2020).

Com isso, montou-se o *setup* de geração e medição conforme ilustrado no diagrama da Figura 20. A haste auxiliar se encontrava encravada no solo, por fazer parte de uma malha já existente. A haste de injeção do impulso, isto é, a haste de teste, foi encravada no solo cerca de 15 cm. O posicionamento das hastes está representado na Figura 20.

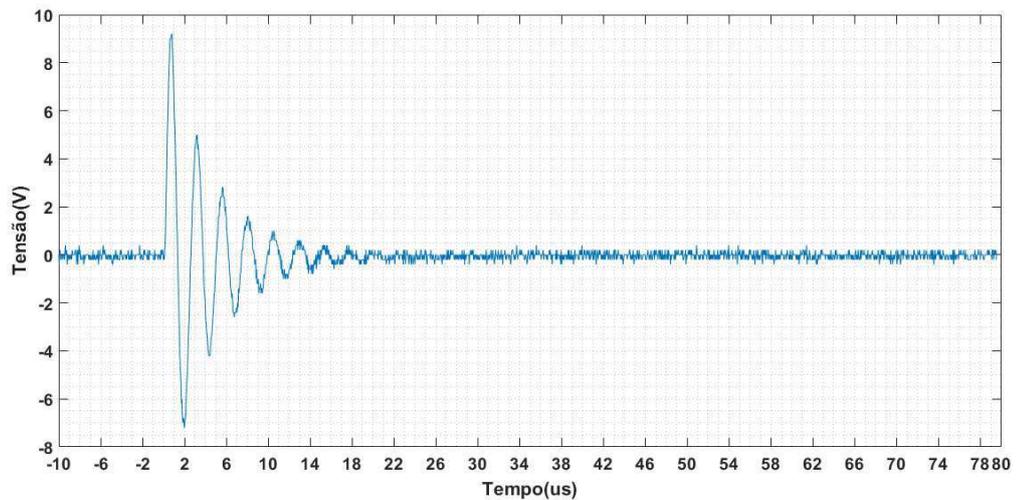
Figura 20: Configuração dos equipamentos para realização do experimento.



Fonte: (Autora, 2020).

Após a conexão da saída do gerador de impulsos à haste de teste, observou-se que ocorreram mudanças no formato do impulso na saída do gerador, conforme ilustrado na Figura 21.

Figura 21: Sinal na saída do gerador de impulsos após a conexão na haste de teste.



Fonte: (Autora, 2020).

Para captar o sinal injetado na haste de teste utilizaram-se duas antenas, uma hyperlog pertencente ao Laboratório de Radiometria do DEE da UFCG. A antena hyperlog possui um padrão de radiação direcional. A outra antena usada foi uma antena bioinspirada com padrão de radiação omnidirecional, projetada para detecção de descargas parciais em transformadores, desenvolvida por Cruz *et al.* (2019). Nas Figuras 22 e 23 estão apresentadas as duas antenas utilizadas.

Figura 22: Antena hyperlog.



Fonte: (Getrotech - Instrumentos de Medição, 2020).

Figura 23: Antena bioinspirada.

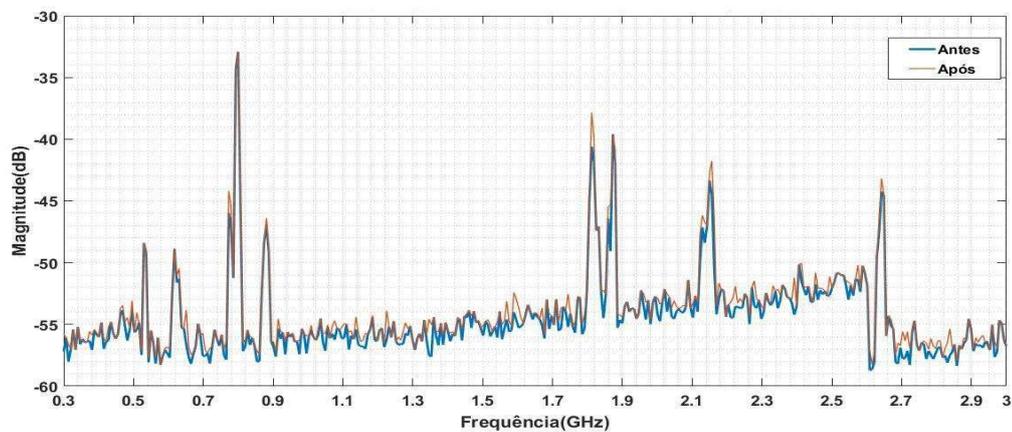


Fonte: (Autora, 2020).

### 3.2.3 Ensaio de Verificação da Aplicação de Antenas

Inicialmente foi realizada a medição do ruído de fundo do ambiente, de modo que esse ruído não fosse considerado como sinal emitido pela haste de teste após a aplicação do impulso. Na Figura 24 estão apresentados os sinais detectados pela antena hyperlog, vistos no analisador de espectro, antes e após a injeção do impulso.

Figura 24: Sinais captados pela antena hyperlog antes e após a injeção de impulsos.



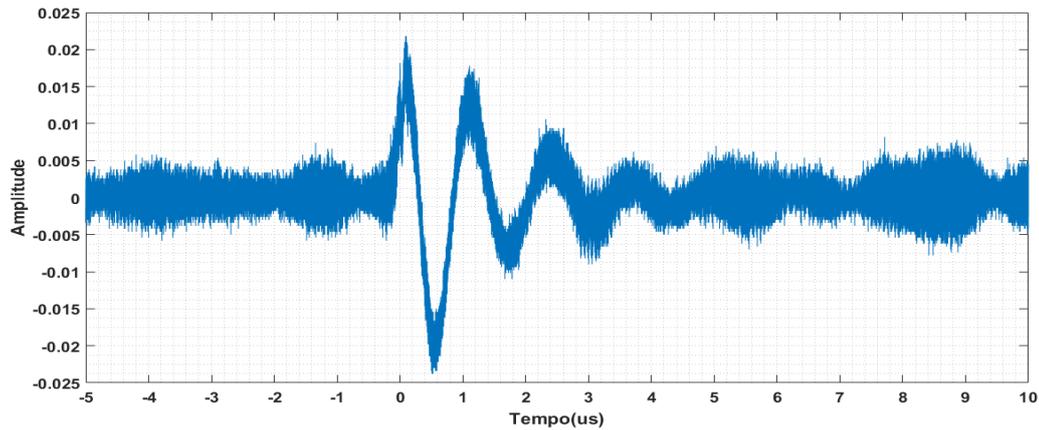
Fonte: (Autora, 2020).

No entanto, observando o sinal captado pela antena (Figura 24) constata-se que as amplitudes mais significativas do espectro correspondem aos sinais de TV digital (470 – 806 MHz), telefonia (1700 – 2025 MHz) e Wi-fi (2,5 GHz). Além disso, nota-se que nenhuma componente de frequência oriunda da injeção do impulso de corrente foi detectada. Dessa forma, a antena hyperlog não captou nenhum sinal relacionado ao impulso injetado na haste de aterramento.

Como alternativa, utilizou-se a antena bioinspirada que possui maior sensibilidade e facilidade de receber sinais em mais de uma direção. Além disso, foi feita a substituição

do analisador de espectro por um osciloscópio digital com taxa de amostragem de 2,5 Gsample/s, com o objetivo de visualizar a resposta ao impulso com maior facilidade. Após as alterações, anteriormente descritas, aplicou-se o sinal  $8/20 \mu\text{s}$  na haste de teste e o sinal detectado pela antena bioinspirada está apresentado na Figura 25.

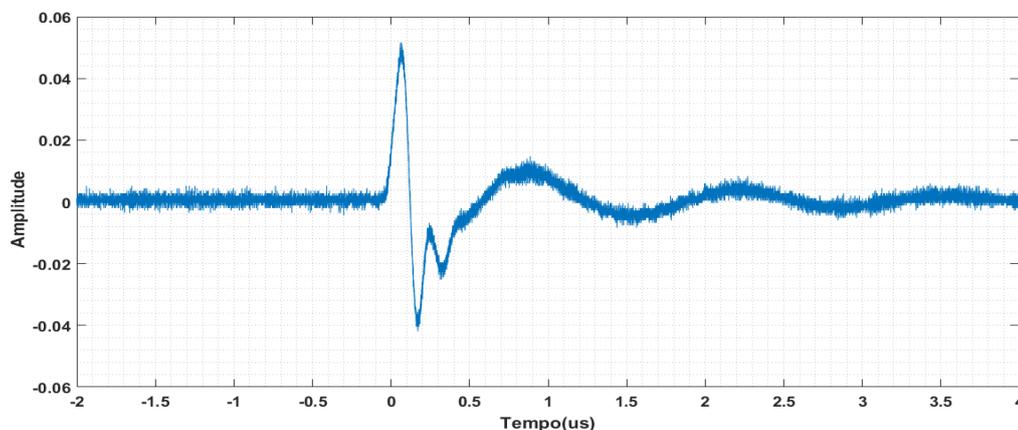
Figura 25: Sinal captado pela antena bioinspirada após a aplicação do impulso de corrente.



Fonte: (Autora, 2020).

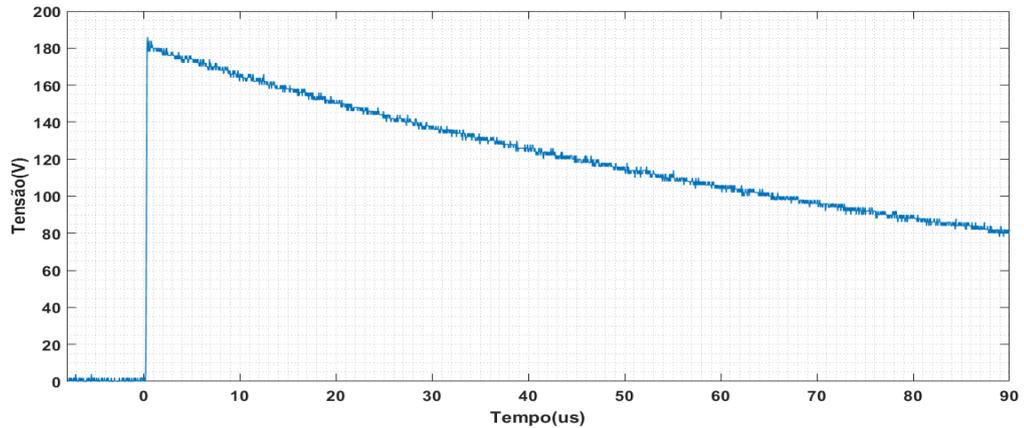
Observando o sinal da Figura 25 nota-se uma amplitude pouco significativa além de apresentar muita distorção, dessa forma, concluiu-se que utilizando as antenas disponíveis nos laboratórios já citados, não seria possível detectar o sinal padrão de descargas atmosféricas. Como verificação, alteraram-se os parâmetros do circuito equivalente do gerador de impulsos, de modo a proporcionar a visualização do sinal captado pela antena bioinspirada, através do osciloscópio. Nas Figuras 26 e 27 estão ilustrados o sinal obtido pela antena após a aplicação do impulso e o sinal na saída do gerador de impulsos.

Figura 26: Sinal captado pela antena bioinspirada após as alterações da forma do impulso injetado.



Fonte: (Autora, 2020).

Figura 27: Tensão na saída do gerador de impulsos.

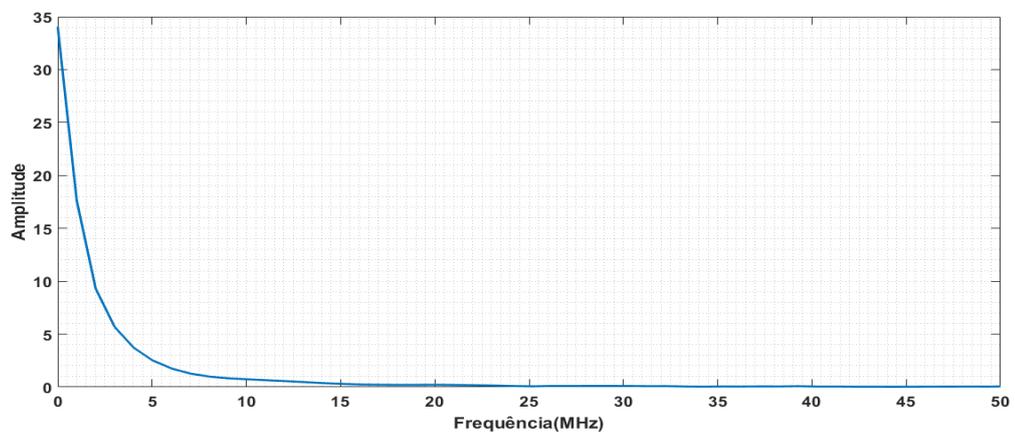


Fonte: (Autora, 2020).

Observando o sinal injetado na haste de teste (Figura 27), nota-se que esse sinal possui diferenças significativas quando comparado ao sinal padrão de descarga atmosférica (Figura 19). O sinal injetado possui frente rápida e tempo de cauda mais lento. Com isso, foi possível comprovar que as antenas utilizadas permitem a detecção de sinais com frente de onda mais rápida. Dessa forma, com a taxa de amostragem do osciloscópio utilizado (2,5 Gsample/s) calculou-se a Transformada Rápida de Fourier (FFT) do sinal característico de descargas atmosféricas ( $8/20 \mu s$ ) para análise das componentes de frequência presentes nesse sinal.

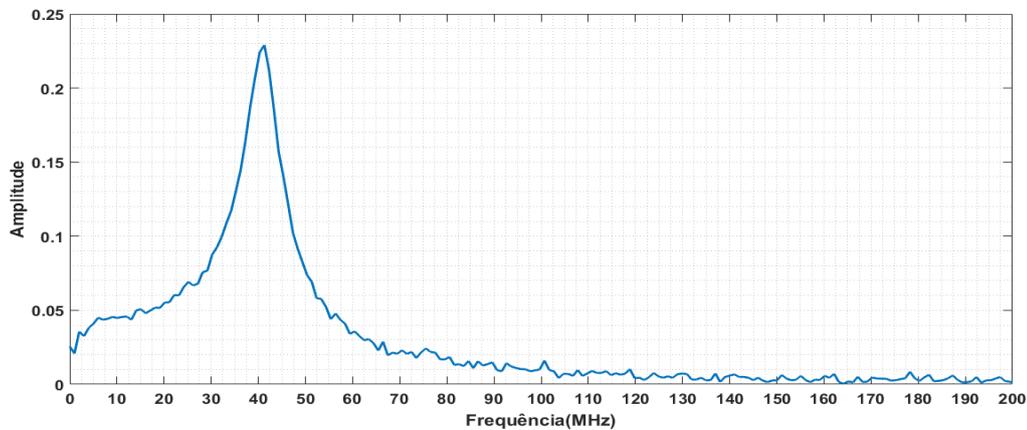
Tendo em vista que após a conexão da saída do gerador de impulsos à haste de teste, o sinal observado no osciloscópio apresentou modificações, devido às características intrínsecas do solo, calculou-se também a FFT desse sinal. As Figuras 28 e 29 ilustram a FFT do sinal  $8/20 \mu s$ , antes e após a conexão na haste de teste, respectivamente.

Figura 28: Transformada Rápida de Fourier do sinal  $8/20 \mu s$ .



Fonte: (Autora, 2020).

Figura 29: Transformada Rápida de Fourier do sinal 8/20  $\mu\text{s}$  após a conexão da haste de teste ao gerador de impulsos.



Fonte: (Autora, 2020).

As componentes de frequência com amplitudes mais significativas, do sinal característico de descargas atmosféricas, encontram-se localizadas entre 0 e 5 MHz (Figura 28), no entanto, como comprovado por Visacro (2007) após a aplicação do impulso na haste, ocorre atenuação e distorção do sinal 8/20  $\mu\text{s}$ . De acordo com as componentes de frequência observadas na Figura 29, para detecção dos impulsos de corrente, serão necessárias à utilização de antenas que operem em frequências menores que 100 MHz.

Na próxima seção será apresentado o desenvolvimento de antenas, por meio de simulações. O intuito é desenvolver antenas que operem na faixa de frequência de dezenas de mega-hertz, dessa forma, estas antenas poderão ser usadas para detectar sinais característicos de surtos atmosféricos, aos quais as malhas de aterramento são submetidas.

### 3.3 Simulações das Antenas no *Software ANSYS Electronics Desktop*

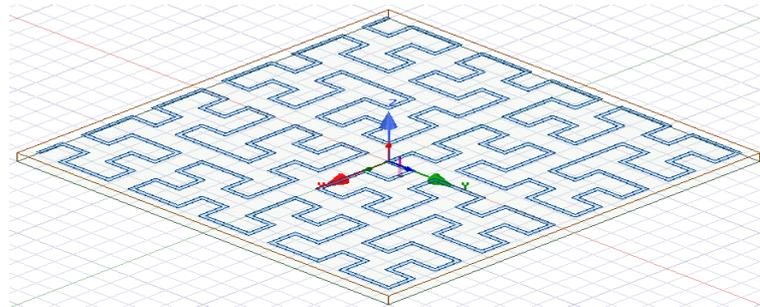
A partir das pesquisas bibliográficas realizadas a respeito das características de antenas operando em baixas frequências, decidiu-se projetar cinco tipos de antenas, utilizando as seguintes geometrias: *loop* circular, fractal de curva de Hilbert de quarta ordem, multifractal do pente de Cantor, fractal de Sierpinski e curva de Peano-Gosper.

Inicialmente, tentou-se reproduzir os resultados encontrados por Ruan *et al.* (2019), no entanto, notou-se que havia uma inviabilidade do projeto para aplicações em frequências menores que 400 MHz, devido às grandes proporções do protótipo a ser fabricado. Tendo em vista o objetivo de uma antena operando na faixa de frequência de dezenas de mega-hertz, descartou-se o uso da antena *loop* circular.

Em seguida, foi feita a simulação da antena fractal de curva de Hilbert. Utilizando

o MATLAB a curva de Hilbert foi plotada e posteriormente o arquivo foi importado no simulador HFSS (*High Frequency Structure Simulator*) da ANSYS e acrescentadas as características metálicas do elemento irradiante, além do substrato e plano de terra. O material metálico usado no elemento irradiante da antena e no plano de terra foi o cobre com espessura de 0,035. A dimensão da camada dielétrica foi de 100 mm x 100 mm e espessura de 3 mm. Além disso, a constante dielétrica e tangente de perdas do substrato utilizado (FR4) são respectivamente, 4,6 e 0,02. A alimentação da antena também deve ser colocada no projeto para se analisar através da simulação se está havendo o casamento de impedância. Optou-se por seguir a alimentação descrita em Xiong *et al.* (2017), via cabo coaxial, localizada no centro da antena. A Figura 30 ilustra a antena construída no HFSS com a alimentação central.

Figura 30: Antena fractal de curva de Hilbert de quarta ordem, com alimentação central via cabo coaxial.

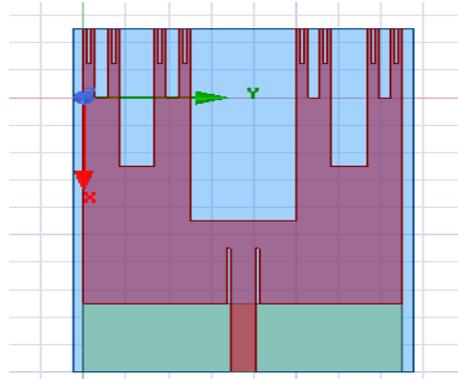


Fonte: (Autora, 2020).

No entanto, com a alimentação no centro da antena não houve um bom casamento de impedância. Dessa forma, algumas simulações foram realizadas com o objetivo de encontrar a localização na qual o casamento de impedância fosse atendido. A alimentação via cabo coaxial apresenta largura de banda estreita (Pereira, 2018), com isso, a alimentação foi feita também através de uma linha de microfita, além disso, utilizou-se a técnica da redução das dimensões do plano de terra da antena para aumentar a largura de banda. Ainda buscando a otimização da antena, suas dimensões foram aumentadas. De acordo com as simulações apresentadas por Xiong *et al.* (2017) a antena de tamanho maior tem menor frequência de primeira ressonância.

Além dessas, no simulador HFSS, foi desenvolvida uma antena utilizando a geometria multifractal do pente de Cantor, com substrato FR4 e plano de terra truncado, como proposto por Santos (2014). Nesse projeto foram feitas quatro iterações na geometria do pente de Cantor, resultando em uma antena (Figura 31) com dimensão de 160 mm x 250 mm x 1,67 mm. No entanto, mesmo com o aumento dos dedos da antena, sua frequência de operação permaneceu na ordem de giga-hertz. Dessa forma, o uso da antena utilizando a geometria multifractal do pente de Cantor foi descartada.

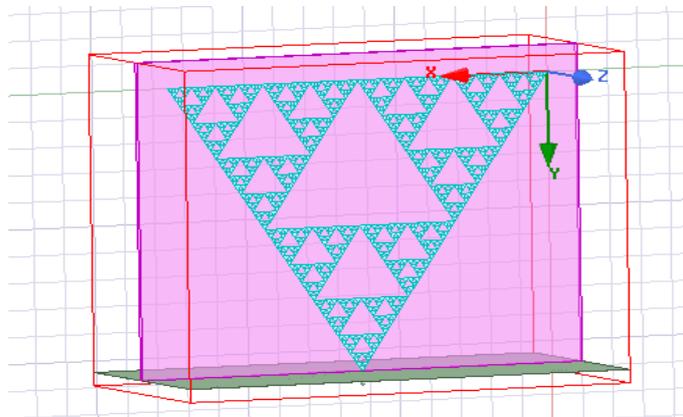
Figura 31: Antena utilizando a geometria multifractal do pente de Cantor.



Fonte: (Autora, 2020).

Em seguida, utilizando o MATLAB foi possível plotar o triângulo de Sierpinski para seis iterações. Dessa forma, no HFSS foi importado o arquivo da geometria resultante de seis iterações do triângulo de Sierpinski e atribuídas as características dos materiais. Na camada do elemento irradiante (fractal de Sierpinski) e no plano de terra utilizou-se o cobre como material condutor, com espessura de 0,035 mm. Com o intuito de obter uma largura de banda maior, estudou-se a geometria fractal de Sierpinski impressa em um material dielétrico, montada verticalmente sobre um plano de terra finito com dimensão 290 mm x 0,035 mm x 150 mm. O substrato utilizado foi o FR4 com dimensão de 290 mm x 236,5 mm x 3 mm e constante dielétrica de 4,4. Com isso, utilizou-se a alimentação via cabo coaxial, onde o condutor interno do conector coaxial transpassou o plano de terra e foi conectado ao vértice da geometria de Sierpinski. A Figura 32 ilustra a antena projetada utilizando a geometria fractal de Sierpinski.

Figura 32: Antena utilizando a geometria fractal de Sierpinski.

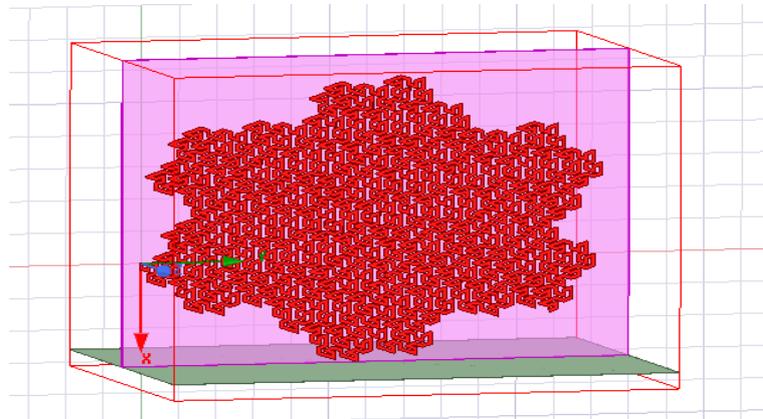


Fonte: (Autora, 2020).

Por fim, foi feita a simulação da antena baseada na curva de Peano-Gosper. Uti-

lizando o MATLAB plotou-se a curva de Peano-Gosper considerando quatro iterações. Após importar a curva de Peano-Gosper no HFSS, foi feita a atribuição do material condutor da curva e do plano de terra, além disso, foi inserido o substrato. O material condutor utilizado foi o cobre, com espessura de 0,035 mm e o substrato foi o FR4 com constante dielétrica de 4,4 e dimensão de 190 mm x 270 mm x 1,524 mm. Visando uma largura de banda maior a curva de Peano-Gosper foi impressa no substrato e montada verticalmente sobre o plano de terra com dimensão 0,035 mm x 270 mm x 200 mm. Nessa topologia de antena, utilizou-se a alimentação via cabo coaxial. Na Figura 33 está representada a antena baseada na curva de Peano-Gosper.

Figura 33: Antena baseada na curva de Peano-Gosper.



Fonte: (Autora, 2020).

Os resultados das simulações das antenas utilizando a curva fractal de Hilbert de quarta ordem, a geometria fractal de Sierpinski e a curva de Peano-Gosper são apresentados no próximo capítulo. Os protótipos construídos também são apresentados, exceto a antena utilizando a geometria fractal de Sierpinski. Encontraram-se algumas restrições quanto à fabricação e medição das antenas, por questões de distanciamento social, existem poucos técnicos trabalhando na UFCG. Para a construção das antenas os arquivos foram enviados a pessoa responsável pela prototipagem, do Laboratório Embedded da UFCG, com isso, utilizando a prototipadora disponível, apenas as antenas com dimensão menor ou igual a de uma folha A4 foram produzidas.

## 4 Resultados e Discussões

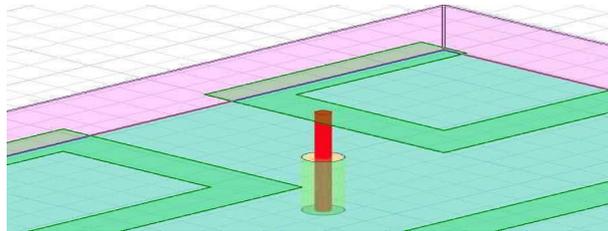
Os resultados obtidos são apresentados neste capítulo, que está dividido em três partes. Na primeira são apresentados os resultados das simulações das antenas fractais de curva de Hilbert de quarta ordem, além da medição da antena construída. Em seguida, são apresentados os resultados da simulação da antena utilizando a geometria fractal de

Sierpinski. Por fim, são apresentados os resultados da simulação da antena baseada na curva de Peano-Gosper.

#### 4.1 Antena Fractal de Curva de Hilbert de Quarta Ordem

Visando encontrar a melhor localização da alimentação via cabo coaxial, algumas simulações foram realizadas, com isso, a Figura 34 ilustra a localização da alimentação que apresentou um casamento de impedância satisfatório, isto é, onde o coeficiente de reflexão foi menor que -10 dB. O coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) está apresentado na Figura 35.

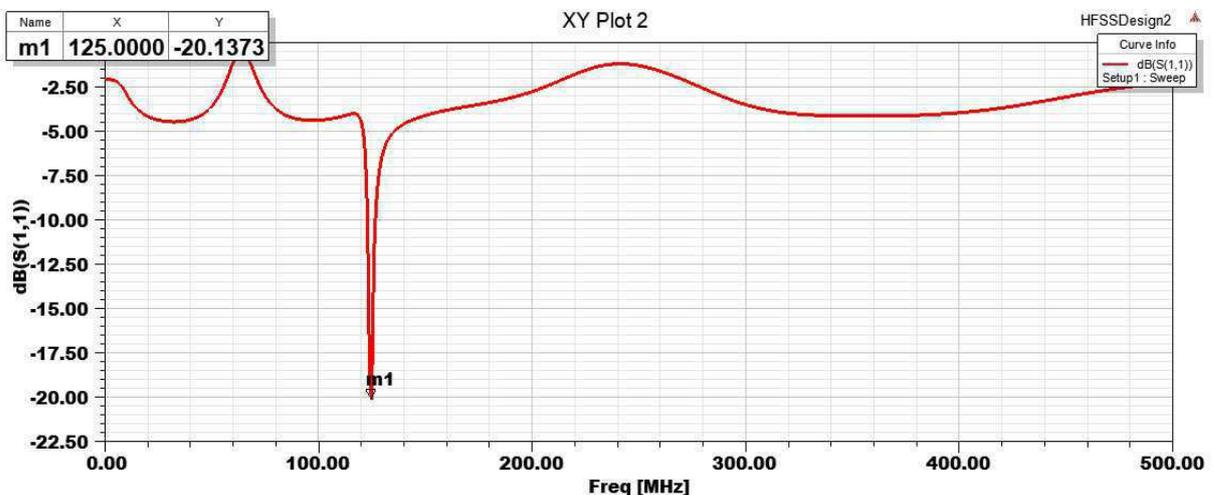
Figura 34: Localização da alimentação via cabo coaxial.



Fonte: (Autora, 2020).

Observando a Figura 35, é possível notar que a frequência de operação da antena está na ordem de centenas de mega-hertz, consequentemente buscaram-se maneiras de diminuir essa frequência para que esta antena opere em frequências na ordem de dezenas de mega-hertz.

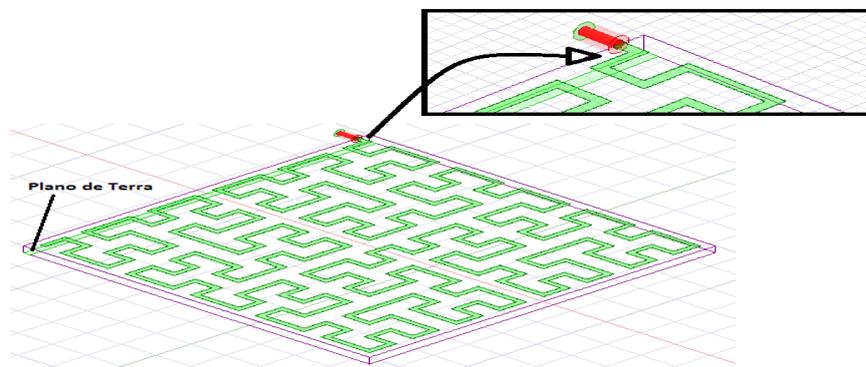
Figura 35: Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) da antena fractal de curva de Hilbert de quarta ordem.



Fonte: (Autora, 2020).

Com o intuito de diminuir a frequência de ressonância e aumentar a largura de banda da antena, o plano de terra foi truncado, porém, enquanto a largura de banda aumentou o coeficiente de reflexão ficou maior que -10 dB. Dessa forma, outra abordagem foi utilizada para diminuir a frequência de ressonância da antena e aumentar sua largura de banda. Conforme ilustrado na Figura 36, uma pequena trilha foi inserida com o intuito de fazer a alimentação da antena por meio de uma linha de microfita, além disso, a dimensão do plano de terra foi reduzido.

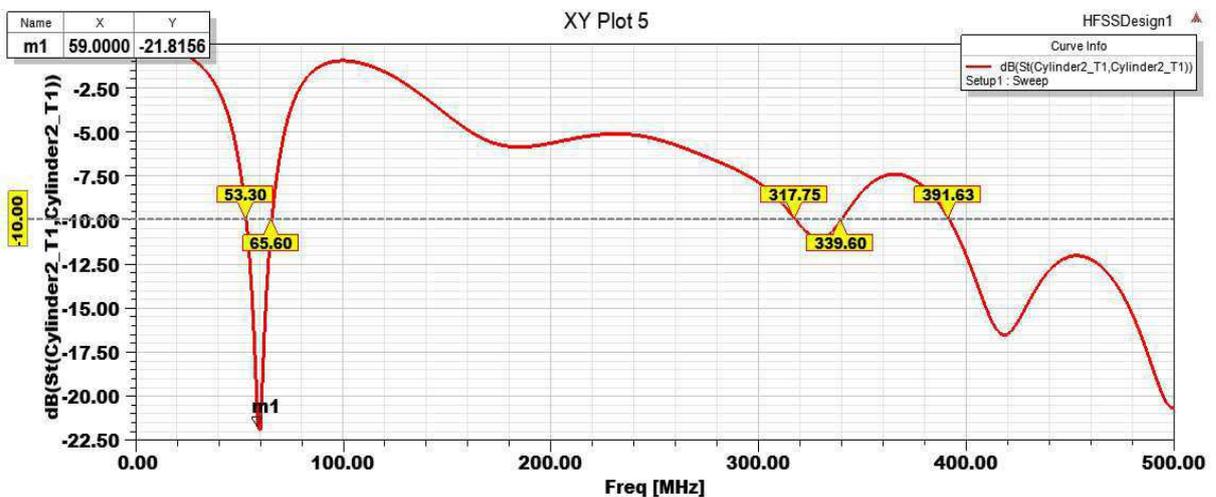
Figura 36: Antena fractal de curva de Hilbert de quarta ordem, com alimentação via linha de microfita.



Fonte: (Autora, 2020).

Com o *design* ilustrado na Figura 36, houve uma diminuição bem perceptível no valor da primeira frequência de ressonância, para 59 MHz. A Figura 37 ilustra o coeficiente de reflexão da antena de curva de Hilbert de quarta ordem com dimensão de 100 mm x 100 mm.

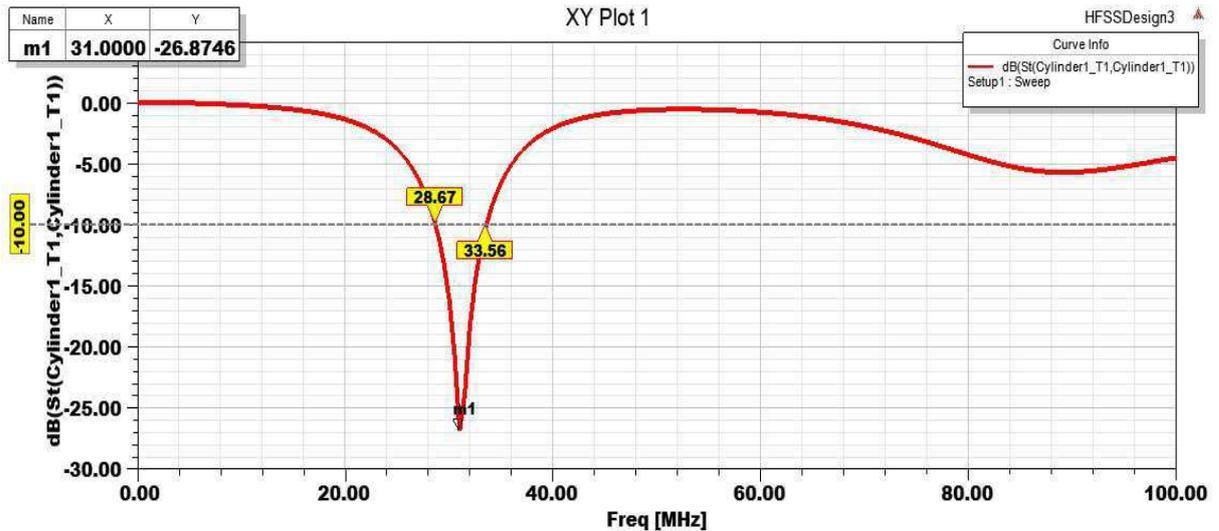
Figura 37: Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) da antena fractal de curva de Hilbert de quarta ordem, com alimentação via linha de microfita.



Fonte: (Autora, 2020).

Com o intuito de diminuir um pouco mais, a frequência de ressonância da antena, aumentaram-se suas dimensões para 200 mm x 200 mm. Além disso, a antena fractal de curva de Hilbert de quarta ordem foi impressa sobre o material dielétrico e montada verticalmente sobre o plano de terra com dimensão 200 mm x 0,035 mm x 150 mm. Na Figura 38 está ilustrado o coeficiente de reflexão dessa antena.

Figura 38: Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) da antena fractal de curva de Hilbert de quarta ordem, com dimensões 200 mm x 200 mm.

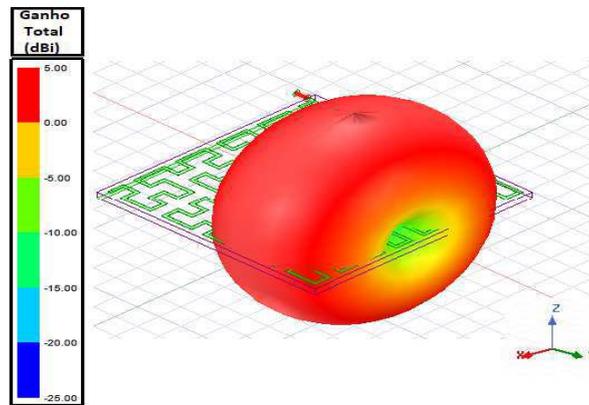


Fonte: (Autora, 2020).

Observa-se que houve uma diminuição significativa na primeira frequência de ressonância da antena, para  $f_0 = 31$  MHz. As simulações permitem o levantamento dos padrões de radiação nas frequências de melhor casamento de impedância em duas e três dimensões, bem como, os respectivos valores de ganho e diretividade. Nas Figuras 39 à 44 são apresentados os padrões de radiação da antena fractal de curva de Hilbert de quarta ordem com dimensão de 100 mm x 100 mm e com dimensão de 200 mm x 200 mm, para as frequências de 59 MHz e 31 MHz, respectivamente.

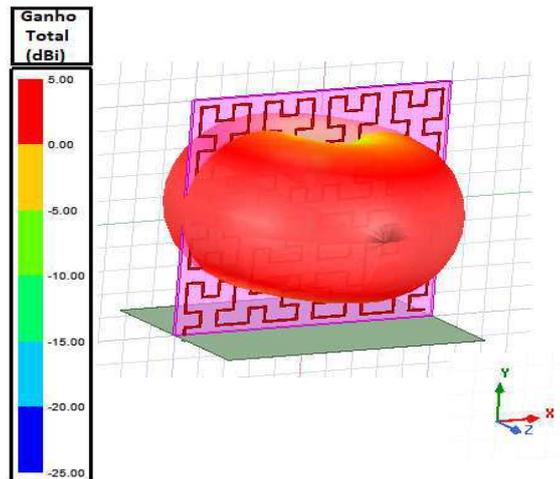
O padrão de radiação 3D é apresentado em função do ganho total da antena (Figura 39 e 40). Além disso, os padrões de radiação 2D são apresentados para o plano de elevação ( $\phi = 0^\circ$ ) e para o plano azimutal ( $\theta = 90^\circ$ ) em termos do ganho total (Figura 41 e 42). Os valores da diretividade total da antena também são apresentados para o plano de elevação ( $\phi = 0^\circ$ ) (Figura 43 e 44).

Figura 39: Padrão de radiação 3D da antena fractal de curva de Hilbert de quarta ordem, operando em 59 MHz.



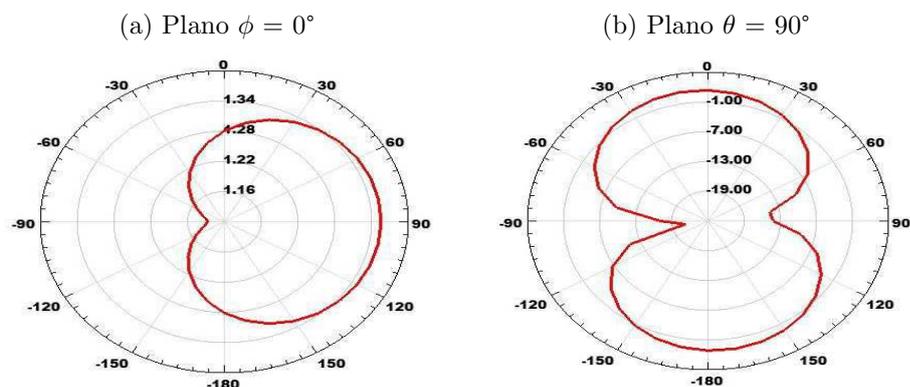
Fonte: (Autora, 2020).

Figura 40: Padrão de radiação 3D da antena fractal de curva de Hilbert de quarta ordem, operando em 31 MHz.



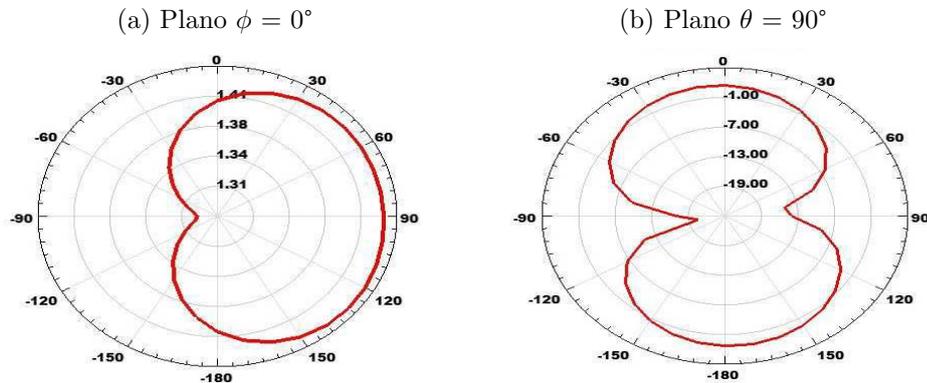
Fonte: (Autora, 2020).

Figura 41: Padrão de radiação 2D da antena fractal de curva de Hilbert de quarta ordem, operando em 59 MHz, expresso em função do ganho total.



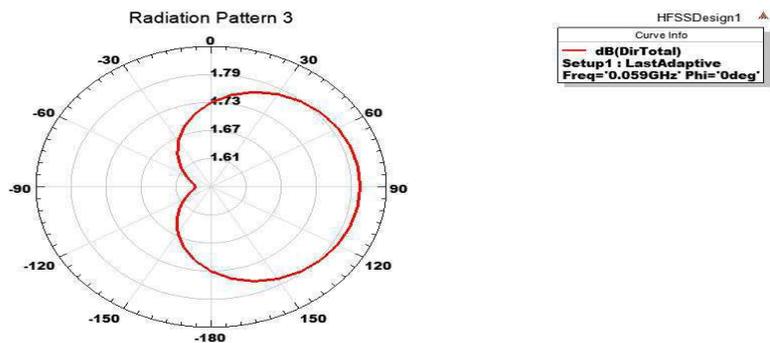
Fonte: (Autora, 2020).

Figura 42: Padrão de radiação 2D da antena fractal de curva de Hilbert de quarta ordem, operando em 31 MHz, expresso em função do ganho total.



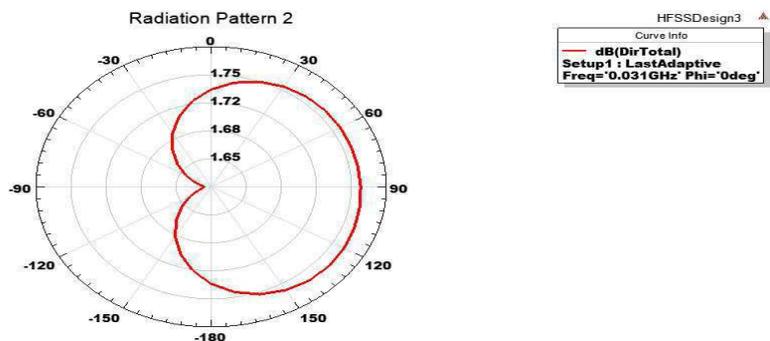
Fonte: (Autora, 2020).

Figura 43: Padrão de radiação 2D (plano de elevação) da antena fractal de curva de Hilbert de quarta ordem, operando em 59 MHz, expresso em função da diretividade total.



Fonte: (Autora, 2020).

Figura 44: Padrão de radiação 2D (plano de elevação) da antena fractal de curva de Hilbert de quarta ordem, operando em 31 MHz, expresso em função da diretividade total.



Fonte: (Autora, 2020).

Comparando as duas configurações apresentadas, percebe-se que o aumento das dimensões da antena proporcionou uma diminuição da frequência de ressonância da antena, como também, mudanças no desempenho em termos de largura de banda, ganho e

diretividade. Observando os padrões de radiação para as frequências de 59 MHz e 31 MHz, percebe-se um padrão predominantemente omnidirecional. Na Tabela 1 encontra-se um resumo das principais características das antenas fractais de curva de Hilbert simuladas.

Tabela 1: Resumo das principais características das antenas fractais de curva de Hilbert de quarta ordem.

Dimensão da antena	$f_0$ (MHz)	$S_{11}$ (dB) em $f_0$	BW (%)	G (dBi)	D (dB)
100 mm x 100 mm	59	-21,82	20,84	1,36	1,81
200 mm x 200 mm	31	-26,87	16,10	1,42	1,76

Fonte: (Autora, 2020).

#### 4.1.1 Protótipos das Antenas Fractais de Curva de Hilbert de Quarta Ordem

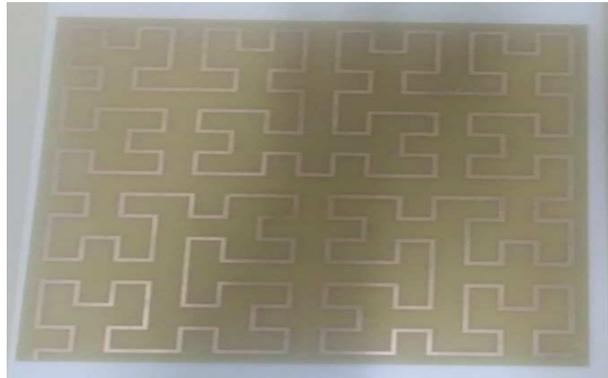
Após as simulações no *software* HFSS, as antenas fractais de curva de Hilbert com dimensão 100 mm x 100 mm e 200 mm x 200 mm foram construídas. Em seguida, foi realizada a medição do coeficiente de reflexão com o auxílio do Analisador de Rede Vetorial (*Vector Network Analyzer – VNA*), com varredura de frequência de 9kHz a 100 MHz. As Figuras 45 e 46 ilustram os protótipos construídos. A informação do coeficiente de reflexão da antena com dimensão 100 mm x 100 mm, simulado e medido, é apresentada na Figura 47.

Figura 45: Protótipo da antena fractal de curva de Hilbert, com dimensão de 100 mm x 100 mm.



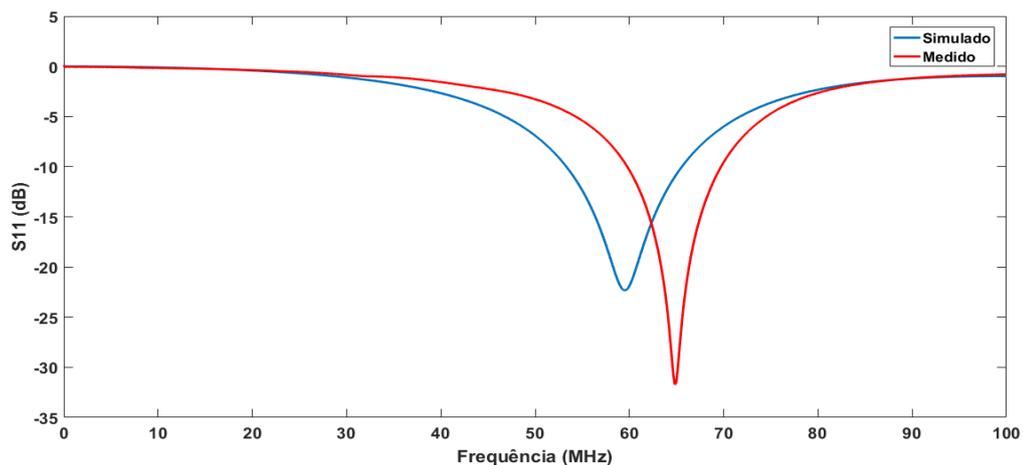
Fonte: (Autora, 2020).

Figura 46: Protótipo da antena fractal de curva de Hilbert, com dimensão de 200 mm x 200 mm.



Fonte: (Autora, 2020).

Figura 47: Coeficiente de reflexão da antena fractal de curva de Hilbert, com dimensão de 100 mm x 100 mm.



Fonte: (Autora, 2020).

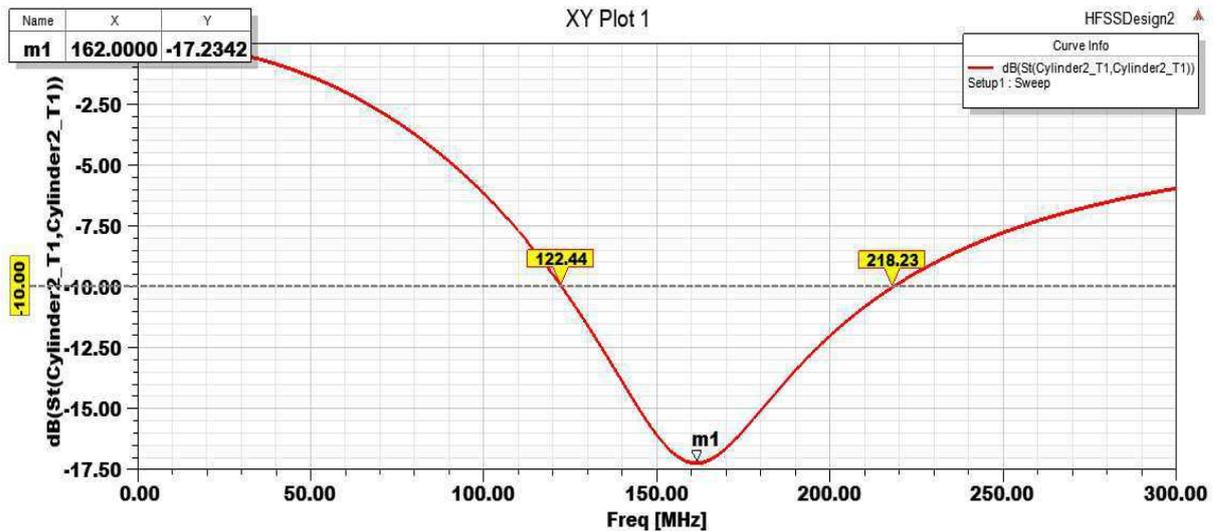
Observando a Figura 47 é possível observar uma semelhança entre as curvas apresentadas, no entanto, nota-se uma diferença na frequência de operação. Uma das justificativas para essa diferença é o fato da espessura do substrato do protótipo ser ligeiramente diferente da espessura do substrato utilizado na simulação. Para fabricação do protótipo foram utilizadas duas placas de FR4 com espessura de 1,524 mm, de modo a obter-se uma espessura mais próxima de 3 mm. Além disso, essa diferença pode ter sido apresentada devido a solda para conexão do conector.

## 4.2 Antena Utilizando a Geometria Fractal de Sierpinski

Na Figura 48 está ilustrado o coeficiente de reflexão da antena utilizando a geometria fractal de Sierpinski. Observando a Figura 48 nota-se que à frequência de operação

é de 162 MHz, além disso, fazendo a subtração entre a frequência superior e inferior a frequência central, nas quais o  $S_{11} \leq -10$  dB, percebe-se que a largura de banda (BW) é de 95,79 MHz.

Figura 48: Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) da antena utilizando a geometria fractal de Sierpinski.



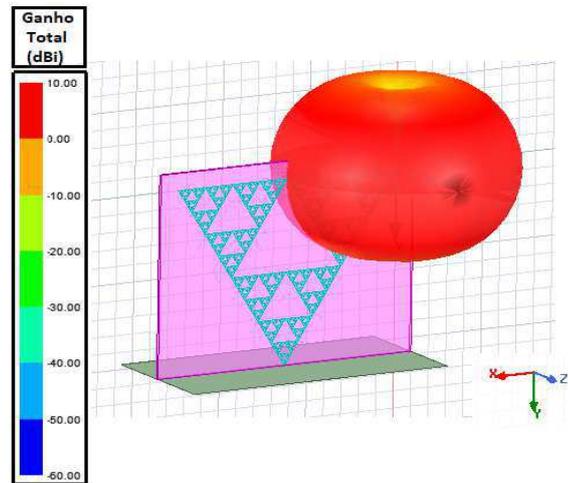
Fonte: (Autora, 2020).

Uma alternativa para diminuir a frequência de ressonância é aumentar suas dimensões, no entanto, através das simulações constatou-se que para essa antena operar em frequências da ordem de dezenas de mega-hertz, suas dimensões seriam bem maiores e dessa forma haveria uma inviabilidade na fabricação de um protótipo. Com isso, optou-se por manter a antena utilizando a geometria fractal de Sierpinski com a dimensão de 290 mm x 236,5 mm x 3 mm, pois dessa forma tem-se uma antena de banda larga que apesar de está funcionando em uma frequência da 162 MHz, ainda pode ser aplicada na detecção dos sinais impulsivos injetados na malha de aterramento, visto que esses sinais sofrem mudanças ao se propagarem através do solo.

A Figura 49 ilustra o padrão de radiação 3D da antena utilizando a geometria de Sierpinski. Na Figura 50 são apresentados os padrões de radiação 2D, para o plano de elevação ( $\phi = 0^\circ$ ) e para o plano azimutal ( $\theta = 90^\circ$ ) para frequência de 162 MHz em função do ganho total. A diretividade dessa antena é mostrada para o plano de elevação na Figura 51.

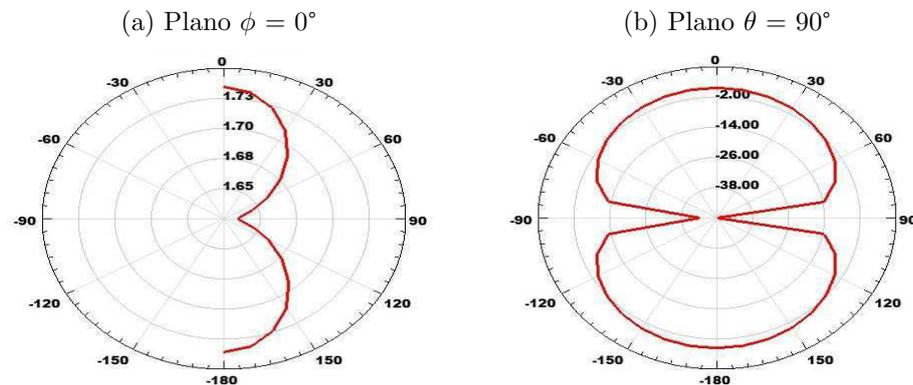
Observando o padrão de radiação 2D, nota-se que esta antena possui um padrão mais direcional em apenas um lado. Além disso, um bom desempenho de radiação foi obtido para frequência de operação da antena. Pode-se observar, nas Figuras 50-a e 51, que a antena utilizando a geometria de Sierpinski possui um ganho e uma diretividade de 1,74 dBi e 1,79 dB, respectivamente.

Figura 49: Padrão de radiação 3D da antena utilizando a geometria fractal de Sierpinski, operando em 162 MHz.



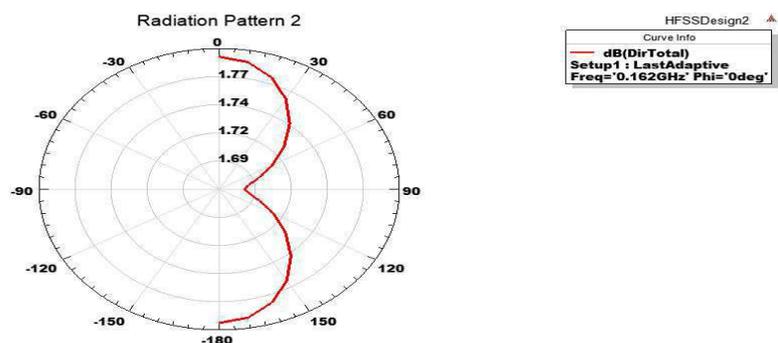
Fonte: (Autora, 2020).

Figura 50: Padrão de radiação 2D da antena utilizando a geometria fractal de Sierpinski, operando em 162 MHz, expresso em função do ganho total.



Fonte: (Autora, 2020).

Figura 51: Padrão de radiação 2D (plano de elevação) da antena utilizando a geometria fractal de Sierpinski, operando em 162 MHz, expresso em função da diretividade total.

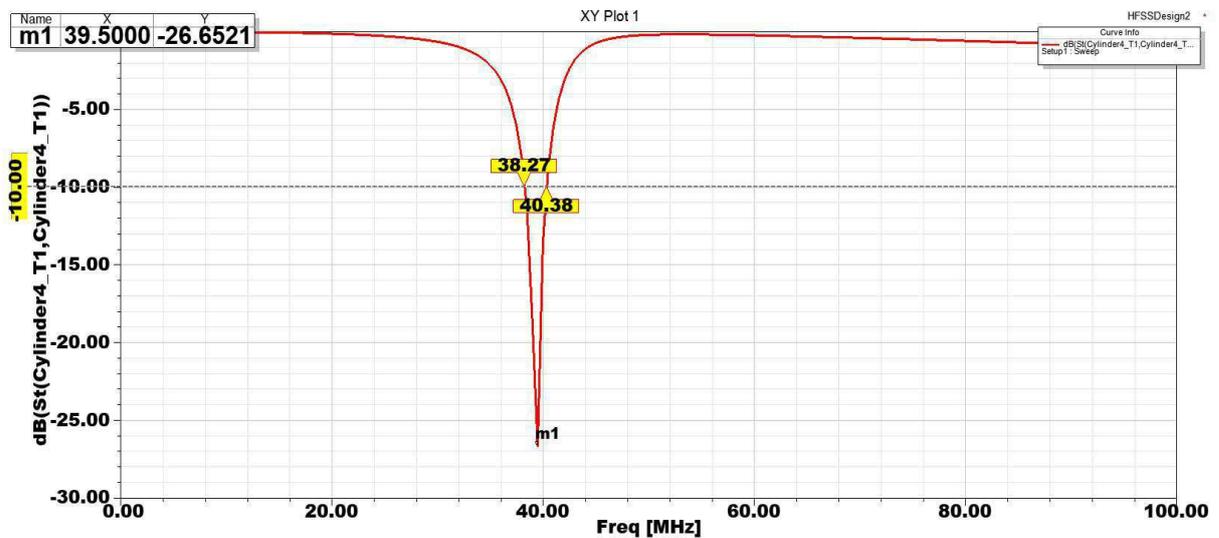


Fonte: (Autora, 2020).

### 4.3 Antena Baseada na Curva de Peano-Gosper

A Figura 52 ilustra o coeficiente de reflexão da antena baseada na curva de Peano-Gosper. Observa-se que para a curva de Peano-Gosper impressa no substrato com dimensão 190 mm x 270 mm x 1,524 mm e montada verticalmente sobre o plano de terra houve um bom casamento de impedância, com um coeficiente de reflexão de -26,65 dB para uma frequência de 39,5 MHz. Além disso, tem-se uma largura de banda (BW) em porcentagem de 5,34.

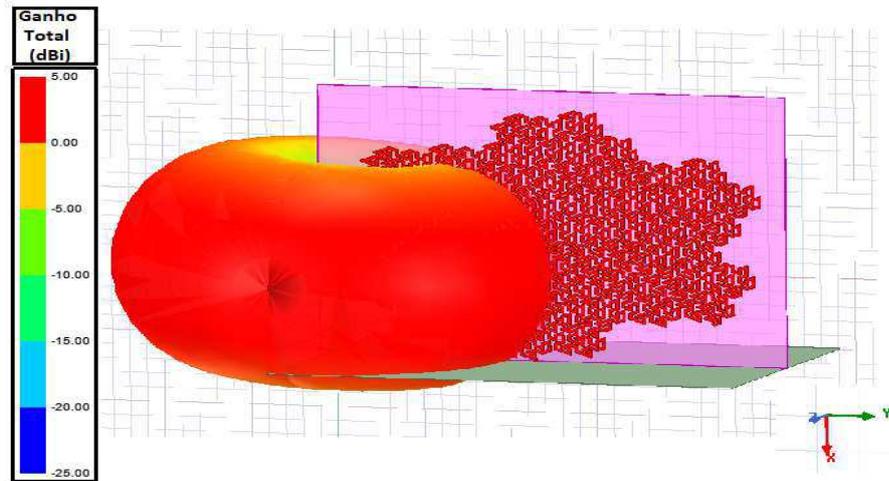
Figura 52: Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) da antena baseada na curva de Peano-Gosper.



Fonte: (Autora, 2020).

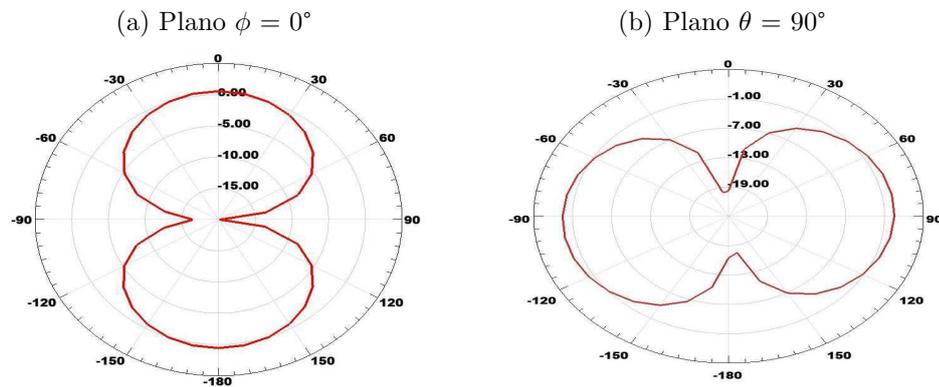
A Figura 53 ilustra o padrão de radiação 3D da antena baseada na curva de Peano-Gosper. Além disso, na Figura 54 são apresentados os padrões de radiação 2D, para o plano de elevação ( $\phi = 0^\circ$ ) e para o plano azimutal ( $\theta = 90^\circ$ ). Já na Figura 55 é representado o padrão de radiação 2D (plano de elevação) em função da diretividade total da antena. Os padrões de radiação das Figuras 53 à 55 correspondem a frequência de ressonância da antena (39,5 MHz). Observando a Figura 54, nota-se lóbulos mais direcionais indicando radiação em ambos os lados.

Figura 53: Padrão de radiação 3D da antena baseada na curva de Peano-Gosper, operando em 39,5 MHz.



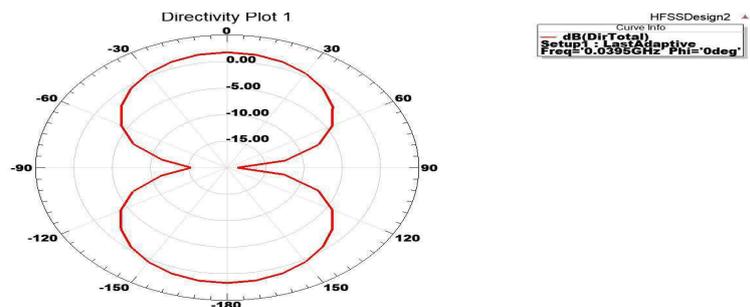
Fonte: (Autora, 2020).

Figura 54: Padrão de radiação 2D da antena baseada na curva de Peano-Gosper, operando em 39,5 MHz, expresso em função do ganho total.



Fonte: (Autora, 2020).

Figura 55: Padrão de radiação 2D (plano de elevação) da antena baseada na curva de Peano-Gosper, operando em 39,5 MHz, expresso em função da diretividade total.

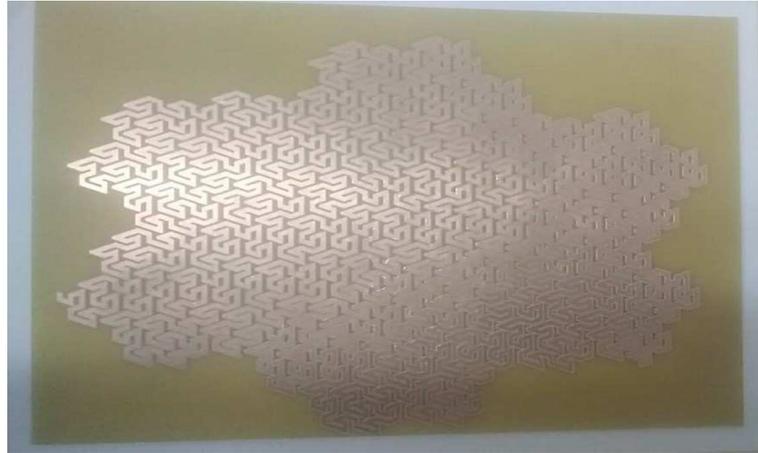


Fonte: (Autora, 2020).

### 4.3.1 Protótipo da Antena Baseada na Curva de Peano-Gosper

Após as simulações no *software* HFSS, a antena baseada na curva de Peano-Gosper foi construída, conforme ilustrado na Figura 56.

Figura 56: Protótipo da antena baseada na curva de Peano-Gosper.



Fonte: (Autora, 2020).

## 5 Conclusão

O trabalho objetivou o desenvolvimento de antenas que operam na faixa das baixas frequências, para aplicação na detecção de impulsos de corrente injetados em malhas de aterramento. Impulsos de corrente são fenômenos característicos de descargas atmosféricas e as malhas de aterramento são responsáveis por proporcionar o escoamento dessas correntes para terra. Com isso, foi realizado um estudo abordando a propagação e os efeitos dos impulsos de corrente, no solo.

Para o desenvolvimento das antenas, algumas topologias foram estudadas, visando antenas compactas operando em baixas frequências. As antenas construídas a partir de geometrias fractais foram escolhidas por serem estruturas compactas e otimizadas. Além disso, técnicas como plano de terra truncado e configurações montadas verticalmente sobre um plano de terra finito, proporcionaram o aumento do desempenho das antenas. Utilizando essas técnicas, diminuiu-se a capacitância distribuída e conseqüentemente tem-se uma redução do armazenamento da energia pelo *patch*, reduzindo assim os valores do coeficiente de reflexão.

As propriedades das geometrias fractais, como dimensão e auto-similaridade proporcionaram a miniaturização das antenas de microfita. Além disso, verificou-se que as antenas utilizando os fractais geométricos possibilitaram frequências de operação na ordem de dezenas de mega-hertz, padrões de radiação predominantemente omnidirecionais

e, valores de ganho e diretividade satisfatórios, comprovando um bom desempenho na radiação de ondas eletromagnéticas.

Como trabalhos futuros, planeja-se aplicar as antenas produzidas nesse trabalho na detecção de impulsos injetados em malhas de aterramento, além da realização de um estudo voltado ao tratamento dos sinais captados pelas antenas.

## Referências Bibliográficas

- Andrade, B. O. Estudo de arranjos de antenas de microfita com Patch quase-fractal para comunicações sem fio. 2014. 80 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e de Computação) - Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2014.
- Balanis, C. A. Antenna Theory: analysis and design. 4. ed. New Jersey: John Wiley e Sons, Inc., 2005.
- Batista, Y. M. V. Análise de estruturas inspiradas em fractais aplicadas em antenas e superfícies seletivas de frequência. 2018. 90f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e de Computação) - Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2018.
- Capovilla, C. E. Antenas planares aplicadas a comunicação móveis de última geração utilizando elementos quase-yagi, Campinas, São Paulo, 2004.
- Castro, M. S. Sistema de aquisição de dados para diagnóstico de um sistema de aterramento submetido a impulsos de corrente elétrica. 2012. 61f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, Universidade Federal de Campina Grande – Paraíba Brasil, 2012.
- Castro, M. S. de. Rede de sensores sem fio para aquisição de dados de malhas de aterramento submetidas a correntes impulsivas. 114 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro de Engenharia Elétrica e informática, Universidade Federal de Campina Grande, Paraíba, Brasil, 2016.
- Cong-li, L. e Minfang, P. "A New Approach for Monitoring Grounding Grid of Electrical Power System," 2007 8th International Conference on Electronic Measurement and Instruments, Xi'an, 2007, pp. 4-419-4-422.
- Cruz, J.N.; Serres, A.J.R.; de Oliveira, A.C.; Xavier, G.V.R.; de Albuquerque, C.C.R.; da Costa, E.G.; Freire, R.C.S. Bio-inspired Printed Monopole Antenna Applied to Partial Discharge Detection. *Sensors* 2019, 19, 628.
- Filho, V. A. A. Arranjos Log-Periódicos Compactos em Microfita com Elementos Fractais de Koch. 2010. 100 f. Dissertação (Mestrado em Automação e Sistemas; Engenharia de Computação; Telecomunicações) - Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2010.
- Getrotech - Instrumentos de Medição. Disponível em: <https://www.getrotech.com.br/loja/30100x-hyperlog-antena-ativa-periodica-logaritmica-a-10ghz.html>. Acesso em 14 de Novembro de 2020.
- Gomes, L. V. Sistema eletrônico embarcado para diagnóstico das condições de aterramento de subestações energizadas. 2012. 58f. (Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica), Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, Universidade Federal de Campina Grande – Paraíba Brasil, 2012.
- Greev, L.; Impulse Efficiency of Ground Electrode. *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, No. 1, p.441-451, 2009.
- Haddad, A., Griffiths, H., Ahmeda, M., Harid, N.; Experimental Investigation of the

- Impulse Characteristics of Practical Ground Electrodes Systems. IEEE, 978-1-4244-8286-3/10, 2010.
- Holanda, S. M. Estudo e desenvolvimento de antenas de microfita utilizando tecido de malha a base de fibras têxteis compostas. 2016. 142 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Sistemas de Comunicação e Automação, UFERSA, Mossoró, 2016.
- Kindermann, G.; Campagnolo, J. M. Aterramento Elétrico. Porto Alegre: Editora Sagra - D.C.Luzzato, 1995.
- Kuhirun, W.; Silabut, W.; Kesornpatumanun, V.; Boonek, P.; "Design of a dual-band patch antenna with Peano-Gosper fractal slot," 2016 IEEE 5th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP), Kaohsiung, 2016, pp. 291-292.
- Llovera, P.; Lliso, J. A.; Fuster, V.; Quijano, A.; Improved Methodology for High-Frequency Low-Current Measurement of Grounding Rod Impedance. IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 23, No. 4, p.1954-1960, 2008.
- Matos, R. O. Antenas multibandas utilizando a geometria fractal do triângulo de Sierpinski. 73 f. Dissertação( Programa 1) - Instituto Nacional de Telecomunicações, Santa Rita do Sapucaí, 2012.
- Pedrosa, G. A.; Schoeder, M. A. O.; Afonso, M. M.; Alípio, R.; Assis, S. C.; Oliveira, T. A. S.; Braga, A. R.; Desempenho de Aterramento Elétrico diante de Descargas Atmosféricas. O Setor Elétrico, p.74-84, Nov, 2011.
- Pereira, T. T. O. Estudo e desenvolvimento de antena de microfita aplicada à veículos aéreos não tripulados para inspeção em linhas de transmissão. 131 f. Dissertação (Mestrado em Sistemas de Comunicação e Automação), Universidade Federal Rural do Semi-Árido, Mossoró, 2018.
- Pozar, D. M. Microwave engineering. 4 ed. United States of America: John Wiley Sons. p. 756. 2012.
- Reis, J. L. Coordenação de isolamento para surtos de frente rápida utilizando o método da densidade espectral de energia. Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2013. 193 p.
- Ruan Hanthequeste, Vítor L. G. Mota, Vanessa P.R. Magri e Pedro V.G. Castellanos, "Antena Loop em UHF com banda tripla no FR-4", XXXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBRT 2019), Petrópolis, RJ.
- Santos, M. G. Antenas impressas de faixa larga utilizando a geometria multifractal do pente de cantor. 73 f. Dissertação( Programa 1) - Instituto Nacional de Telecomunicações, Santa Rita do Sapucaí, 2014.
- Santos, R. C. Estudo da interferência de uma metasuperfície no desempenho das antenas de microfita. 92 f. Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação da UFRN. Natal, 2016.
- Silva, C. P. N. Interferômetros baseados na geometria fractal de Hilbert. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco (Dissertação). 83 f. 2016.
- Silva, I. B. T. Projeto e análise de antena de microfita com utilização de metamaterial do tipo CSR. Dissertação (Mestrado) - Curso de Sistemas de Comunicação e Automação, UFERSA, Mossoró, 2014.

- Sousa, K. T. Sistema de aquisição de dados para monitoramento de malha de terra energizada. 2015. 66 f. Dissertação (Mestrado). Universidade Federal do Pará, Instituto de Tecnologia, Belém. 2015. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
- Visacro, S. Aterramentos Elétricos. São Paulo, Editora Artliber, 2002.
- Visacro, S; A Comprehensive Approach to the Grounding Response to Lightning Currents. IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 22, No. 1, p.381-386, 2007.
- Visacro, S. e Alípio, R.; Frequency Dependence of Soil Parameters: Experimental Results, Predicting Formula and Influence on the Lightning Response of Grounding Electrodes. IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 27, No. 2, p.927-935, 2012.
- Volakis, J. L. Antenna Engineering Handbook, Fourth Edition (McGraw-Hill Education: New York, Chicago, San Francisco, Lisbon, London, Madrid, Mexico City, Milan, New Delhi, San Juan, Seoul, Singapore, Sydney, Toronto, 2007, 1993, 1984, 1961).
- Xiong, Q.; Ji, S.; Zhu, L.; Zhong, L.; Liu, Y.; "A Novel DC Arc Fault Detection Method Based on Electromagnetic Radiation Signal," in IEEE Transactions on Plasma Science, vol. 45, no. 3, pp. 472-478, March 2017.
- Yin, C.; Wei, H.; Xia, G.; Hei, G.; Zhang, Y.; "Hilbert Fractal Antenna Design for Detecting Corona Discharge on Transmission Lines," 2018 10th International Conference on Communications, Circuits and Systems (ICCCAS), Chengdu, China, 2018, pp. 172-175.