



Tales Augusto Carvalho de Barros

Antenas de Microfita Fractais Quadrangulares para Aplicação em Comunicações Sem Fio

**João Pessoa - PB
Setembro de 2020**



Tales Augusto Carvalho de Barros

Antenas de Microfita Fractais Quadrangulares para Aplicação em Comunicações Sem Fio

Dissertação de Mestrado, apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Instituto Federal da Paraíba, como requisito necessário à obtenção do grau de Mestre em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Telecomunicações

Paulo Henrique da Fonseca Silva, Dr.
Orientador

Rodrigo César Fonseca da Silva, Dr.
Coorientador

João Pessoa – PB, setembro de 2020
©Tales Augusto Carvalho de Barros – talesuepbfisica@gmail.com

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação – CIP
Biblioteca Nilo Peçanha – IFPB, *campus* João Pessoa

B277a	<p>Barros, Tales Augusto Carvalho de. Antenas de microfita fractais quadrangulares para aplicação em comunicações sem fio / Tales Augusto Carvalho de Barros. – 2020. 132 f. : il.</p> <p>Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba – IFPB / Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Orientador: Prof. Dr. Paulo Henrique da Fonseca Silva.</p> <p>1. Antenas de microfita. 2. Geometria fractal. 3. Antenas fractais quadrangulares. 4. Sistemas de comunicação sem fio. I. Título.</p> <p style="text-align: right;">CDU 621.396.67</p>
-------	---

Tales Augusto Carvalho de Barros

Antenas de Microfita Fractais Quadrangulares para Aplicações em Comunicações Sem Fio

Dissertação de Mestrado, apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Instituto Federal da Paraíba, como requisito necessário à obtenção do grau de Mestre em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Dissertação de Mestrado defendida e aprovada em 08/09/2020.

BANCA EXAMINADORA



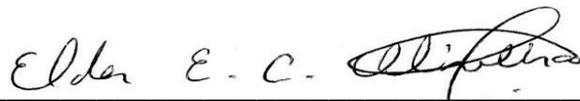
Paulo Henrique da Fonseca Silva, Dr. – IFPB
Orientador



Rodrigo César Fonseca da Silva, Dr. – UEPB
Coorientador



Alfrêdo Gomes Neto, Dr. – IFPB
Examinador Interno



Elder Eldervitch Carneiro de Oliveira, Dr. – UEPB
Examinador Externo

João Pessoa – PB
Setembro, 2020.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus pela proteção, sabedoria e discernimento nas horas difíceis.

Ao professor, Paulo Henrique da Fonseca Silva, pela orientação, confiança e motivação, pelo conhecimento transmitido e disponibilidade para o meu aprendizado no decorrer desta pesquisa;

Ao professor e coorientador Rodrigo César Fonseca da Silva pelo apoio e incentivo. Desde a minha graduação ele foi de suma importância na formação do meu caráter profissional, um exemplo de pai de família e profissional;

A FAPESQ (Fundação de Apoio à Pesquisa do Estado da Paraíba), pelo apoio financeiro através da bolsa de mestrado.

Aos professores e funcionários do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Instituto Federal da Paraíba, que contribuíram direta ou indiretamente para o desenvolvimento deste trabalho.

Aos meus familiares, que me incentivaram. Em especial, aos meus, Dalva Lúcia e Junior Nonato. Agradeço pela hospitalidade de Dona Graça pelo acolhimento em seu lar e das palavras de motivação, pois foram de suma importância nas horas difíceis;

Por fim, dedico este espaço a minha mãe Maria de Fatima de Carvalho Cavalcante, por ter me dado educação e transmitido valores morais e disciplinares, que fazem parte da minha conduta e ética.

*As grandes conquistas da humanidade
foram obtidas conversando e as
grandes falhas pela falta de diálogo.*

Stephen William Hawking

RESUMO

Os projetos de antenas de microfita compactas de banda larga e multibanda, apresentados nesta dissertação, foram desenvolvidos com a aplicação da geometria dos fractais quadrangulares às antenas do tipo *patch* e monopolo impresso. Os fractais quadrangulares propostos constituem uma classe nova de figuras geométricas planas, geradas no *software* MATLAB[®], a partir da implementação do sistema de Lindenmayer em conjunto com uma transformação conforme no plano de Argand Gauss. Essas figuras receberam a denominação de fractais quadrangulares por apresentarem as mesmas características dos fractais definidos por Benoit Mandelbrot, tais como, autossimilaridade e preenchimento de espaço. A alimentação das antenas do tipo *patch* com fractais quadrangulares foi feita por linha de microfita, com aplicação da técnica de casamento de impedâncias que utiliza um transformador de quarto de onda. Para o casamento de impedâncias das antenas de microfita do tipo monopolo impresso foi empregada a técnica de inserção de fenda (*slit*) no plano de terra truncado. Os resultados simulados das antenas foram obtidos com o uso do *software* ANSYS Designer[™] e comparados com os resultados medidos em um VNA (analisador de redes vetorial, modelos N5230A e/ou E5071C). A caracterização matemática dos fractais quadrangulares propostos, bem como o processamento de geração de imagens em programas CAD (*Computer Aided Design*), aprimoraram a metodologia adotada nas etapas do projeto, análise e fabricação das antenas abordadas. Aplicadas em conjunto, as ferramentas desenvolvidas nesta dissertação viabilizaram o aprimoramento das antenas de microfita do tipo *patch* e monopolo impresso, para aplicações em sistemas de comunicações sem fio nas faixas de frequências correspondentes às bandas de: 2,4 GHz; 2,5 GHz; 3,5 GHz; 5,25 GHz.

Palavras-chave – Antenas de microfita; fractais; fractais quadrangulares; antenas fractais; sistemas de comunicações sem fio.

ABSTRACT

The design of broadband and multiband compact microstrip antennas, presented in this dissertation, were developed with the application of the geometry of the quadrangular fractals to printed patch and monopole antennas. The proposed quadrangular fractals constitute a new class of planar geometric figures, generated in the MATLAB[®] software, from the implementation of the Lindenmayer system together with a conformal mapping in Argand Gauss plan. These figures received the denomination of quadrangles fractals for presenting the same characteristics of the fractals defined by Benoit Mandelbrot, such as, self-similarity and space filling. For patch antennas with quadrangular fractals were fed using a microstrip line, using the impedance matching technique that uses a quarter-wave transformer. For the impedance matching of the printed monopole microstrip antennas, the slit insertion technique was used in the truncated ground plane. The simulated results of the antennas were obtained using the ANSYS Designer[™] software and compared with the results measured in a VNA (vector network analyzer, models N5230A and / or E5071C). The mathematical characterization of the proposed quadrangular fractals, as well as the image generation processing in CAD (Computer Aided Design) programs, improved the methodology adopted in the design, analysis and manufacture of the antennas covered. Applied together, the tools developed in this dissertation made it possible to improve the patch and printed monopole microstrip antennas, for applications in wireless communication systems in the frequency bands corresponding to 2.4 GHz bands, 2.5 GHz, 3.5 GHz and 5.25 GHz.

Keywords – Microstrip antennas; fractals; quadrangular fractals; fractal antennas; wireless communications systems.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Fluxograma da metodologia utilizada neste trabalho.	23
Figura 2 – Formas mais utilizadas em projetos de antenas de microfita do tipo <i>patch</i> : (a) retangular; (b) circular; (c) triangular.....	26
Figura 3 – Tipos de elementos utilizados em projetos de antenas de microfita: (a) quadrado; (b) retângulo; (c) fita estreita (dipolo); (d) círculo; (e) elíptica; (f) triângulo; (g) setor de disco; (h) anel circular; (i) setor circular; (j) bioinspirada; (k) fractal de Koch de nível 1; (l) fractal quadrangular de Koch de nível 1.	27
Figura 4 – Projeto de antena <i>patch</i> retangular de microfita (a) vista superior (b) vista lateral.....	28
Figura 5 – Exemplos de antenas de microfita do tipo monopolo impresso.....	29
Figura 6 – Antena monopolo impresso, (a) vista superior, (b) vista lateral.	31
Figura 7 – Tipos de alimentação: a) linha de microfita, b) cabo coaxial.	31
Figura 8 – Sistema de coordenadas para análise do diagrama de irradiação de antenas.	35
Figura 9 – Diagrama de potência em escala linear e em duas dimensões.....	36
Figura 10 – Definição de largura de banda.	37
Figura 11 – Exemplos de fractais naturais: a) flor de araucária; b) brócolis c) asas de libélula; d) vasos sanguíneos; e) floco de neve; f) raio; g) cachoeira; h) vasos pulmonares.....	40
Figura 12 – Fractal conjunto de Mandelbrot.....	40
Figura 13 – Fractal samambaia de Barnsley.....	41
Figura 14 – Construção do fractal ilha de Minkowski.....	41
Figura 15 – Construção do fractal floco de neve de Koch.	43
Figura 16 – Fractal textura de Perlin.....	43
Figura 17 – Diferentes níveis da curva fractal (a) Koch, (b) Minkowski.....	44
Figura 18 – Fractal triângulo de Sierpinski.	44
Figura 19 – Fractal esponja de Menger formado a partir de um cubo.	45
Figura 20 – Fractal floco de neve de Koch - vista ampliada.....	48
Figura 21 – Geração da curva de Koch com uso do sistema-L: (a) gerador; (b) regra.	49
Figura 22 – Curva de Koch gerada pelo método IFS.....	52

Figura 23 – Ilustração das etapas executadas no <i>software</i> MATLAB®	60
Figura 24 – Rede de quadrângulos internos do fractal quadrangular de Riemann-Koch de nível 2.	60
Figura 25 – Exemplos de fractais quadrangulares de Koch, em diferentes níveis de iteração, n : (a) nível 0; (b) nível 1; (c) nível 2.	61
Figura 26 – Exemplos de fractais quadrangulares de Koch de níveis 0, 1 e 2 obtidos através de transformações conformes: a) Riemann-Koch; b) Joukowsky-Koch c) <i>square root</i> -Koch e d) Mobius-Koch.	62
Figura 27 – Análise experimental das antenas de microfita fractais quadrangulares.	64
Figura 28 – Leiaute e protótipo da antena <i>patch</i> quadrada (APQ).	65
Figura 29 – Comparação do parâmetro $ S_{11} $ simulado e medido da antena APQ. ...	66
Figura 30 – Gráfico de impedância sobre a carta de Smith da antena APQ simulada.	66
Figura 31 – Parâmetros de irradiação da antena APQ em 2,33 GHz: a) ganho, 3-D; b) ganho, 2-D; c) densidade de corrente; d) campo distante.	67
Figura 32 – Leiautes e protótipos das antenas: (a) QRK0; (b) QRK1; (c) QRK2.	68
Figura 33 – Comparação do parâmetro $ S_{11} $ simulado das antenas QRK0, QRK1 e QRK2.	70
Figura 34 – Comparação do parâmetro $ S_{11} $ simulado e medido da antena QRK0.	71
Figura 35 – Comparação do parâmetro $ S_{11} $ medido das antenas APQ e QRK0.	71
Figura 36 – Comparação do parâmetro $ S_{11} $ simulado e medido da antena QRK1.	72
Figura 37 – Comparação do parâmetro $ S_{11} $ simulado e medido da antena QRK2.	73
Figura 38 – Gráficos de impedância sobre a carta de Smith das antenas simuladas: a) QRK0; b) QRK1; b) QRK2.	74
Figura 39 – Parâmetros de irradiação da antena QRK0 em 2,44 GHz: a) ganho, 3-D; b) ganho, 2-D; c) densidade de corrente; d) campo distante.	75
Figura 40 – Parâmetros de irradiação da antena QRK1 em 2,44 GHz: a) ganho, 3-D; b) ganho, 2-D; c) densidade de corrente; d) campo distante.	76
Figura 41 – Parâmetros de irradiação da antena QRK2 em 2,41 GHz: a) ganho, 3-D; b) ganho, 2-D; c) densidade de corrente; d) campo distante.	77
Figura 42 – Leiautes e protótipos das antenas: (b) QJK0; (b) QJK1; (c) QJK2.	78

Figura 43 – Comparação do parâmetro $ S_{11} $ simulado das antenas QJK0, QJK1 e QJK2.	79
Figura 44 – Comparação do parâmetro $ S_{11} $ simulado e medido da antena QJK0. .	80
Figura 45 – Comparação do parâmetro $ S_{11} $ simulado e medido da antena QJK1. .	81
Figura 46 – Comparação do parâmetro $ S_{11} $ simulado e medido da antena QJK2..	81
Figura 47 – Gráficos de impedância sobre a carta de Smith das antenas simuladas: a) QJK0; b)QJK1 e c) QJK2.	82
Figura 48 – Parâmetros de irradiação da antena QJK0 em 2,57 GHz: a) ganho, 3-D; b) ganho, 2-D; c) densidade de corrente; d) campo distante.	83
Figura 49 – Diagrama de irradiação da antena QJK1 em 2,55 GHz: a) ganho, 3-D; b) ganho 2-D; c) densidade de corrente; d) campo distante.	84
Figura 50 – Diagrama de irradiação da antena QJK2 em 2,55 GHz: a) ganho, 3-D; b) ganho, 2-D; c) densidade de corrente; d) campo distante.	85
Figura 51 – Leiautes e protótipos das antenas fractais quadrangulares <i>square root-Koch</i> : a) QSRK0; b) QSRK1; c) QSRK2.	86
Figura 52 – Comparação do parâmetro $ S_{11} $ simulado das antenas: QSRK0; QSRK1; QSRK2.....	87
Figura 53 – Comparação do parâmetro $ S_{11} $ simulado e medido da antena QSRK0.	88
Figura 54 – Comparação do $ S_{11} $ simulado e medido na faixa de 4 – 6 GHz da antena QSRK0.....	88
Figura 55 – Comparação do parâmetro $ S_{11} $ simulado e medido da antena QSRK1.	89
Figura 56 – Comparação do parâmetro $ S_{11} $ simulado e medido da antena QSRK2.	90
Figura 57 – Gráficos de impedância sobre a carta de Smith das antenas simuladas: a) QSRK0; b) QSRK1; c) QSRK2.	90
Figura 58 – Diagrama de irradiação da antena QSRK0 em 5,21 GHz: a) ganho, 3-D; b) ganho, 2-D; c) densidade de corrente; d) campo distante.	91
Figura 59 – Diagrama de irradiação da antena QSRK1 em 5,19 GHz: a) ganho, 3-D; b) ganho 2-D; c) densidade de corrente; d) campo distante.....	92
Figura 60 – Diagrama de irradiação da antena QSRK2 em 5,18 GHz: a) ganho, 3-D; b) ganho, 2-D; c) densidade de corrente; d) campo distante.	93

Figura 61 – Antena PMA para 3,5 GHz: a) leiaute; b) protótipo.....	96
Figura 62 – Parâmetro $ S_{11} $ simulado em função da largura do plano de terra truncado.	96
Figura 63 – Comparação do parâmetro $ S_{11} $ simulado e medido da antena PMA....	97
Figura 64 – Comparação do parâmetro VSWR simulado e medido da antena PMA.	98
Figura 65 – Diagrama de irradiação 3-D e 2-D da antena PMA: a) ganho, 3-D; b) ganho, 2-D; c) densidade de corrente; d) campo distante.	98
Figura 66 – Leiautes e protótipos das antenas: (a) QMK0; (b) QMK1; (c) QMK2..	100
Figura 67 – Comparação do parâmetro $ S_{11} $ simulado e medido da antena QMK0.	101
Figura 68 – Comparação do parâmetro $ S_{11} $ simulado e medido da antena QMK1.	102
Figura 69 – Comparação do parâmetro $ S_{11} $ simulado e medido da antena QMK2.	103
Figura 70 – Diagrama de irradiação da antena QMK0 em 3,47 GHz: a) ganho, 3-D; b) ganho, 2-D; c) densidade de corrente; d) campo distante.	104
Figura 71 – Diagrama de irradiação da antena QMK1 em 3,50 GHz: a) ganho, 3-D; b) ganho, 2-D; c) densidade de corrente; d) campo distante.	105
Figura 72 – Diagrama de irradiação da antena QMK2 em 3,42 GHz: a) ganho, 3-D; b) ganho, 2-D; c) densidade de corrente; d) campo distante.	106
Figura 73 – Comparação dos protótipos das antenas: PMA, QMK0, QMK1 e QMK2.	107
Figura 74 – Leiautes das antenas QMK1 com o fator, s : (a) $s = 1/(3,2)$; (b) $s = 1/7$.	108
Figura 75 – Análises paramétricas das antenas QMK1 em função do fator, s : (a) frequência de ressonância, f_0 em GHz; (b) ganho em dB; (c) densidade de corrente, J em A/m ²	109
Figura 76 – Leiautes das antenas QMK2 com o fator, s : (a) $s = 1/(3,2)$; (b) $s = 1/7$.	110
Figura 77 – Análises paramétricas das antenas QMK2 em função do fator, s : (a) frequência de ressonância, f_0 em GHz; (b) ganho em dB; (c) densidade de corrente, J em A/m ²	110
Figura 78 – Leiautes das antenas QMK1 com o fator, s : (a) $s = 1/(3,2)$; (b) $s = 1/7$.	111

Figura 79 – Análises paramétricas das antenas QJK1 em função do fator, s : (a) frequência de ressonância, f_0 em GHz; (b) ganho em dB; (c) densidade de corrente, J em A/m ²	112
Figura 80 – Leiautes das antenas QJK2 com o fator, s : (a) $s = 1/(3,2)$; (b) $s = 1/7$. ..	113
Figura 81 – Análises paramétricas das antenas QJK2 em função do fator, s : (a) frequência de ressonância, f_0 em GHz; (b) ganho em dB; (c) densidade de corrente, J em A/m ²	114
Figura 82 – Leiautes das antenas QSRK1 com o fator de escala fractal, s : (a) $s = 1/(3,2)$; (b) $s = 1/7$	115
Figura 83 – Análises paramétricas da antena QSRK1 em função do fator, s : (a) frequência de ressonância, f_0 em GHz; (b) ganho em dB; (c) densidade de corrente, J em A/m ²	116
Figura 84 – Leiautes das antenas QSRK2 com o fator de escala fractal, s : (a) $s = 1/(3,2)$; (b) $s = 1/7$	116
Figura 85 – Análises paramétricas da antena QSRK2 em função do fator, s : (a) frequência de ressonância, f_0 em GHz; (b) ganho em dB; (c) densidade de corrente, J em A/m ²	117
Figura 86 – Leiautes das antenas QMK1 com o fator de escala fractal, s : (a) $s = 1/(3,2)$; (b) $s = 1/6$	118
Figura 87 – Análises paramétricas da antena QMK1 em função do fator, s : (a) frequência de ressonância, f_0 em GHz; (b) ganho em dB; (c) densidade de corrente, J em A/m ²	119
Figura 88 – Leiautes das antenas QMK2 com o fator de escala fractal, s : (a) $s = 1/(3,2)$; (b) $s = 1/6$	120
Figura 89 – Análises paramétricas da antena QMK2 em função do fator, s : (a) frequência de ressonância, f_0 em GHz; (b) ganho em dB; (c) densidade de corrente, J em A/m ²	121

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Permissividade elétrica relativa de materiais dielétricos usados em antenas de microfita.....	27
Tabela 2 – Valores de θ_i , t_{x_i} e t_{y_i} para geração da curva de Koch pelo método IFS.	51
Tabela 3 – Projetos de antenas de microfita com uso de fractais para aplicação em diversas faixas de frequências.	54
Tabela 4 – Projetos de antenas de microfita monopolo impresso com uso de fractais.	57
Tabela 5 – Dimensões em (mm) das antenas: APQ, QRK0, QRK1 e QRK2.	68
Tabela 6 – Resultados simulados: frequências de ressonância (GHz) e $ S_{11} $ (dB). .	70
Tabela 7 – Valores de largura de banda (MHz), frequências de ressonância (GHz) e $ S_{11} $ (dB).....	71
Tabela 8 – Valores de frequências de ressonância (GHz), largura de banda (MHz) e $ S_{11} $ (dB).....	72
Tabela 9 – Valores de largura de banda (MHz), frequências de ressonância (GHz) e $ S_{11} $ (dB).....	73
Tabela 10 – Dimensões em (mm) das antenas: APQ, QJK0, QJK1 e QJK2.....	79
Tabela 11 – Resultados simulados: frequências de ressonância (GHz) e $ S_{11} $ (dB).79	
Tabela 12 – Dimensões em (mm) das antenas: QSRK0; QSRK1; QSRK2.....	87
Tabela 13 – Resultados simulados: frequências de ressonância (GHz), $ S_{11} $ (dB) e largura de banda (MHz).	87
Tabela 14 – Dimensões em (mm) da antena PMA.	95
Tabela 15 – Valores de frequências de ressonância (GHz), larguras de banda (GHz) e $ S_{11} $ (dB).	97
Tabela 16 – Dimensões em (mm) das antenas: QMK0, QMK1 e QMK2.	100
Tabela 17 – Valores da frequência de ressonância (GHz), larguras de banda (MHz) e $ S_{11} $ (dB).....	102
Tabela 18 – Valores de frequências de ressonância (GHz), larguras de banda (MHz) e $ S_{11} $ (dB).	102
Tabela 19 – Valores de frequências de ressonância (GHz), larguras de banda (MHz) e $ S_{11} $ (dB).	103

Tabela 20 – Resultados das análises paramétricas das antenas QRK1 em função do fator, <i>s</i>	109
Tabela 21 – Resultados das análises paramétricas das antenas QRK2 em função do fator, <i>s</i>	110
Tabela 22 – Resultados das análises paramétricas das antenas QJK1 em função do fator, <i>s</i>	112
Tabela 23 – Resultados das análises paramétricas das antenas QJK2 em função do fator, <i>s</i>	113
Tabela 24 – Resultados das análises paramétricas da antena QSRK1 em função do fator, <i>s</i>	115
Tabela 25 – Resultados das análises paramétricas da antena QSRK2 em função do fator, <i>s</i>	117
Tabela 26 – Resultados das análises paramétricas da antena QMK1 em função do fator, <i>s</i>	119
Tabela 27 – Resultados das análises paramétricas da antena QMK2 em função do fator, <i>s</i>	120

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

3G	Terceira geração de padrões e tecnologias de telefonia móvel
4G	Quarta geração de padrões e tecnologias de telefonia móvel
5G	Quinta geração de padrões e tecnologias de telefonia móvel
ANATEL	Agência nacional de telecomunicações
APQ	Antena <i>patch</i> quadrada
BW	Largura de banda (<i>Bandwidth</i>)
CAD	Desenho auxiliado por computador (<i>Computer Aided Design</i>)
CPW	Guia de ondas coplanar (<i>Coplanar Waveguide</i>)
DXF	Arquivo de intercâmbio para projetos de PAC (<i>Drawing Exchange Format</i>)
FDTD	Diferenças finitas no domínio do tempo (<i>Finite-Difference Time-Domain</i>)
FR-4	Retardante de chama (<i>Flame Retardant</i>)
<i>HPBW</i>	Largura de feixe de meia potência (<i>Half Power Beam Width</i>)
IFS	Sistema de funções iteradas (<i>Iterated Functions System</i>)
ISM	Industrial, científica e médica (industrial, <i>Scientific and Medical</i>)
MIMO	Múltiplas entradas e múltiplas saídas (<i>Multiple Input and Multiple Output</i>)
MoM	Método dos momentos (<i>Method of Moments</i>)
PCB	Placa de circuito impresso (<i>Printed Circuit Board</i>)
PILA	Antena planar invertida tipo-L (<i>Planar inverted-L Antenna</i>)
PMA	Antena monopolo impresso (<i>Printed Monopole Antenna</i>)
PIFA	Antena planar invertida tipo-F (<i>Planar Inverted-F Antenna</i>)
QJK_n	Antena <i>patch</i> fractal quadrangular de Joukowski-Koch de n -ésimo nível
QRK_n	Antena <i>patch</i> fractal quadrangular de Riemann-Koch de n -ésimo nível
$QSRK_n$	Antena <i>patch</i> fractal quadrangular de <i>square root</i> -Koch de n -ésimo nível
QMK_n	Antena <i>patch</i> fractal quadrangular de Mobius-Koch de n -ésimo nível
RF	Radiofrequência
RL	Perda de retorno (<i>Return Loss</i>)
UHF	Frequência ultra-alta (<i>Ultra High Frequency</i>)
UWB	Banda ultralarga (<i>Ultra-wideband</i>)
VSWR	Coeficiente de onda estacionária de tensão (<i>Voltage Standing Wave Ratio</i>)
VHF	Frequência muito alta (<i>Very High Frequency</i>)
WLAN	Rede local sem fio (<i>Wireless Local Area Network</i>)

LISTA DE SÍMBOLOS

BW_1	Primeira largura de banda
BW_2	Segunda largura de banda
D	Dimensão fractal
E	Conjunto do espaço Euclidiano
F	Caractere do sistema-L
f_0	Frequência de ressonância central
f_1	Primeira frequência de ressonância
f_2	Segunda frequência de ressonância
$(f_r)_{010}$	Frequência de ressonância no modo fundamental
h	Espessura do substrato dielétrico
i	Número imaginário
j	Índice
K	Conjunto do espaço R^2
L	Comprimento do <i>patch</i>
L_{ef}	Comprimento efetivo do <i>patch</i>
L_{PT}	Comprimento do plano de terra truncado
L_S	Comprimento da fenda (<i>slit</i>) no plano de terra truncado
n	Nível de iteração fractal
N	Número máximo de iterações fractais
N_p	Número de cópias de um fractal
P	Perímetro do elemento irradiante de um monopolo impresso
q	Transformação afim
R	Coordenada radial
R^2	Espaço bidimensional
R^m	Espaço m -dimensional
s	Fator de escala fractal
$ S_{11} $	Módulo do coeficiente de reflexão
t_{x_i}	Parâmetro relacionado à rotação
t_{y_i}	Parâmetro relacionado à translação
T	Transformação linear não singular
$Tg\delta$	Tangente de perdas dielétricas

TM_{010}	Modo fundamental dos campos magnéticos transversos
u	Vetor do R^2
v	Vetor do R^2
w	Função complexa de z
W	Largura do <i>patch</i>
W_1	Largura da linha de alimentação
W_S	Largura do <i>slit</i> no plano de terra truncado
W_{PT}	Largura do plano de terra truncado
x	Abcissa de um ponto no plano cartesiano
y	Ordenada de um ponto no plano cartesiano
z	Função complexa
Z_0	Impedância característica
η_0	Impedância característica do espaço livre
ϵ_0	Permissividade elétrica do vácuo
ϵ_{ref}	Permissividade elétrica relativa efetiva
ϵ_r	Permissividade elétrica relativa
θ	Coordenada angular
λ	Comprimento de onda
λ_g	Comprimento de onda guiado
λ_0	Comprimento de onda no espaço livre
ΔL	Variação do comprimento efetivo do <i>patch</i>

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	21
1.1 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	24
2 ANTENAS DE MICROFITA	25
2.1 INTRODUÇÃO	25
2.2 ANTENAS DO TIPO <i>PATCH</i>	26
2.3 ANTENA DO TIPO MONOPOLO IMPRESSO	29
2.4 TÉCNICAS DE ALIMENTAÇÃO.....	31
2.5 MÉTODOS DE ANÁLISE	33
2.6 PARÂMETROS FUNDAMENTAIS DE ANTENAS	34
2.6.1 DIAGRAMA DE IRRADIAÇÃO	34
2.6.2 LARGURA DE FEIXE.....	35
2.6.3 GANHO	36
2.6.4 LARGURA DE BANDA.....	37
3 GEOMETRIA FRACTAL.....	39
3.1 INTRODUÇÃO	39
3.2 CLASSIFICAÇÃO DOS FRACTAIS	42
3.3 DEFINIÇÃO DOS FRACTAIS	45
3.3.1 AUTOSSIMILARIDADE.....	46
3.3.2 COMPLEXIDADE INFINITA	46
3.3.3 DIMENSÃO FRACTAL.....	47
3.4 MÉTODOS PARA GERAÇÃO DE FRACTAIS.....	48
3.4.1 SISTEMA DE LINDENMAYER.....	48
3.4.2 MÉTODO IFS PARA GERAÇÃO DE FRACTAIS.....	50
3.5. APLICAÇÃO DA GEOMETRIA FRACTAL EM ANTENAS.....	52
4 ANTENAS FRACTAIS QUADRANGULARES	59

4.1 GEOMETRIA DE FRACTAIS QUADRANGULARES	59
4.2 ANTENAS PARA APLICAÇÕES EM 2,4 GHZ, 2,5 GHZ E 5,8 GHZ.....	64
4.2.1 ANTENA <i>PATCH</i> QUADRADA PARA FAIXA DE 2,4 GHz	65
4.2.2 ANTENAS <i>PATCH</i> FRACTAIS QUADRANGULARES DE RIEMANN-KOCH.	68
4.2.3 ANTENAS FRACTAIS QUADRANGULARES JOUKOWSKY-KOCH	78
4.2.4 ANTENAS FRACTAIS QUADRANGULARES <i>SQUARE ROOT</i> -KOCH.....	86
4.3 ANTENAS PARA TECNOLOGIA 5G	94
4.3.1 ANTENA MONOPOLO IMPRESSO QUADRADA PARA 3,5 GHz.....	95
4.3.2 ANTENAS MONOPOLO IMPRESSO FRACTAIS QUADRANGULARES DE MOBIUS-KOCH	99
4.4 ANÁLISES PARAMÉTRICAS	107
4.4.1 ANTENAS QRK1 e QRK2.....	108
4.4.2 ANTENAS QJK1 e QJK2	111
4.4.3 ANTENAS QSRK1 e QSRK2	114
4.4.4 ANTENAS QMK1 e QMK2	118
5. CONCLUSÕES	122
5.1 PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS	124
6. REFERÊNCIAS.....	125

1 INTRODUÇÃO

O rápido avanço tecnológico nos últimos anos tem contribuído significativamente para o desenvolvimento dos sistemas de comunicações sem fio. Como resultado, observa-se uma mudança comportamental nas pessoas, principalmente na forma como se comunicam e se orientam espacialmente. Com a chegada da era da Internet das Coisas [1], estima-se que a maioria dos dispositivos estarão conectados à Internet para auxiliar e/ou realizar tarefas comuns das pessoas. Por exemplo, pode-se citar as cidades inteligentes, que possuem câmeras e semáforos trocando informações, a ponto de melhorar o fluxo do tráfego veicular e evitar até mesmo acidentes.

Ligada ao processo de evolução tecnológica, surgiu uma demanda pela melhoria dos serviços através de dispositivos mais eficientes e compactos. Desde então, pesquisadores, engenheiros e técnicos de telecomunicações, buscam de forma continuada por equipamentos com características específicas: maior eficiência, dimensões compactas, facilidade de fabricação, instalação simples e de baixo custo. Na área de antenas, ótimas candidatas para aplicações em sistemas de comunicações sem fio são as antenas de banda larga e/ou com múltiplas frequências de operação. Essas antenas podem funcionar para várias frequências usadas em diferentes serviços de comunicações sem fio disponíveis em um único dispositivo, resultado que as tornam adequadas para aplicações tanto no dia a dia do cidadão comum, quanto em aplicações industriais, médicas e comerciais [2].

As antenas são componentes indispensáveis dos dispositivos sem fio, pois são imprescindíveis às comunicações através da transmissão e recepção de ondas eletromagnéticas. Existem vários tipos de antenas que podem ser utilizadas em diversas aplicações [1] – [3]. Em particular, as antenas de microfita são muito utilizadas no cenário atual das telecomunicações, por exemplo, em telefonia móvel de quinta geração (5G), satélite comercial e/ou militar, radares, entre outras aplicações que requerem antenas de baixo custo, leves, de dimensões compactas e de fácil instalação [4].

Embora que, as antenas de microfita possuem características inerentes e de suma importância para aplicações atuais, elas também apresentam limitações, por exemplo, largura de banda de transmissão estreita e ganho direcional reduzidos [2] –

[5]. Sabendo-se que esses parâmetros são fundamentais para aplicações em comunicações sem fio, diferentes técnicas foram desenvolvidas para aumentar a largura de banda, bem como, o ganho dessas antenas [2] – [6]. Muitas das técnicas desenvolvidas melhoram o desempenho das antenas de microfita, porém, exigem projetos com dimensões físicas maiores, que afetam o custo e até mesmo a sua instalação. Uma das soluções, desenvolvidas para reduzir as dimensões das antenas é a utilização da geometria fractal [7] – [15].

A geometria fractal é um ramo da matemática que busca compreender a formação de fenômenos e estruturas complexas na natureza. O estudo da geometria fractal teve início no final do século XIX, porém, foi em 1975 que o termo fractal foi introduzido pelo matemático Benoit Mandelbrot, que fez as primeiras reproduções das imagens de fractais com o auxílio do computador [15]. As aplicações da geometria fractal em antenas pode ser revistas a partir da década de 1980, com o trabalho de Nathan Cohen [10]. Desde então, a geometria fractal tem sido utilizada para otimizar diversas características/parâmetros das antenas, principalmente:

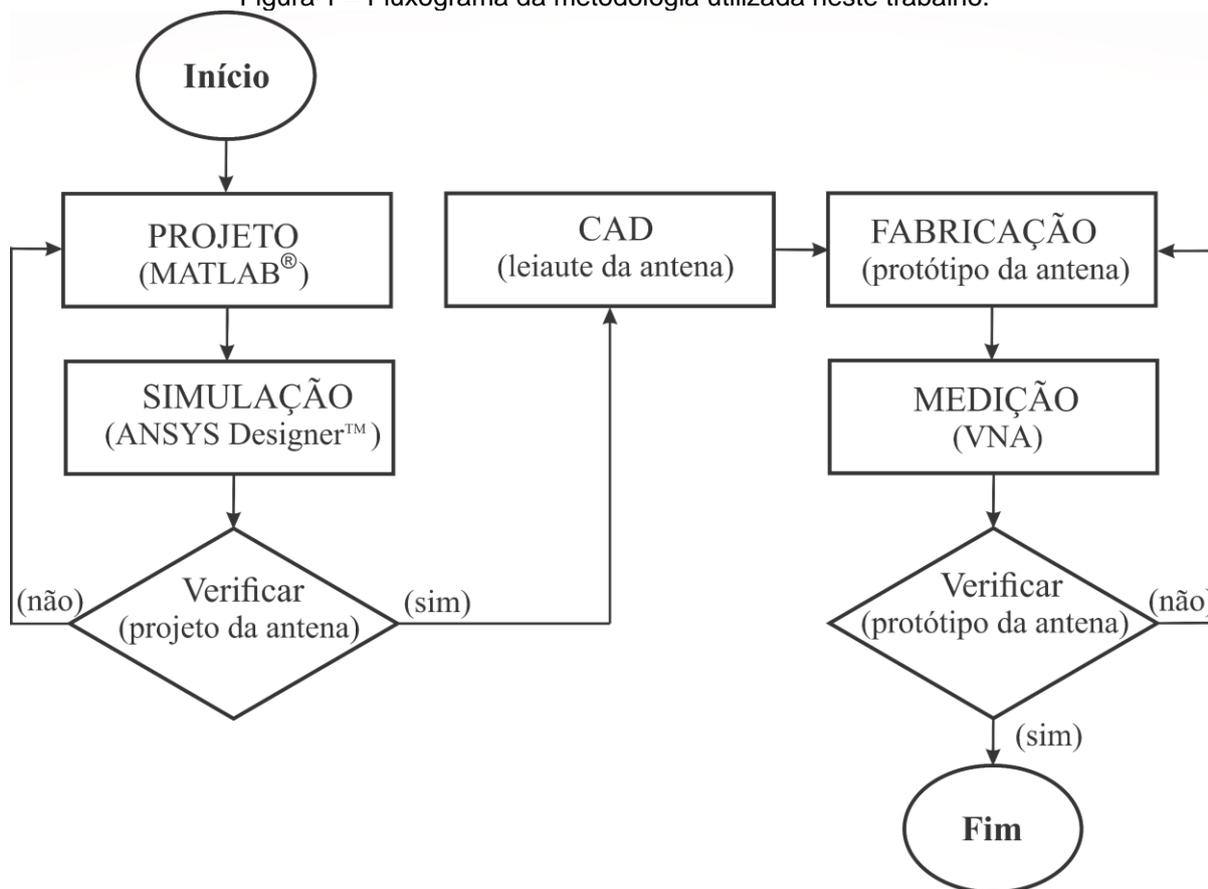
- Reduzir as dimensões físicas das antenas através da característica de preenchimento de espaço dos fractais. Isso permite a obtenção de antenas com comprimentos elétricos maiores ao mesmo tempo em que ocupam menos espaço [10] – [12];
- Transmissão em múltiplas frequências de ressonância através da característica de autossimilaridade dos fractais. Isso ocorre, a partir da repetição da geometria da antena em diferentes escalas, onde o comprimento elétrico de cada escala poderá corresponder a um comprimento de onda de cada frequência de ressonância, [13] – [15].

O objetivo principal desta dissertação é apresentar o desenvolvimento de antenas de microfita do tipo *patch* e monopolo impresso, para aplicações em sistemas de comunicações sem fio, a partir da proposta de uma nova classe de fractais, denominada fractais quadrangulares. Os fractais quadrangulares são gerados a partir de transformações conformes aplicadas a fractais geométricos definidos no plano de Argand-Gauss. As antenas de microfita projetadas com o uso de fractais quadrangulares apresentaram melhorias em seus parâmetros, tais como: menores perdas de retorno; aumento na largura de banda; múltiplas frequências de ressonância, bem como, redução de suas dimensões físicas.

As etapas da metodologia utilizada para a elaboração precisa e eficiente das

antenas apresentadas neste trabalho, podem ser representadas pelo fluxograma ilustrado na Figura 1, através do seguinte procedimento: inicialmente, faz-se a escolha da faixa de frequências desejada, na qual as antenas serão projetadas; na segunda etapa, projeta-se o desenho da geometria fractal quadrangular para a antena; na terceira etapa, é realizada uma análise da antena no *software* ANSYS Designer™; na quarta etapa, é realizada uma checagem do resultado da antena e verificado a obtenção da resposta na faixa de frequências especificada no projeto; na quinta etapa, os leiautes das antenas são verificados e ajustados através de CAD, caso necessário; na sexta etapa, a antena é fabricada; na sétima etapa é feita a medição dos parâmetros eletromagnéticos da antena; na oitava etapa, os resultados medidos são verificados; por fim, na última etapa, o protótipo final da antena é fabricado.

Figura 1 – Fluxograma da metodologia utilizada neste trabalho.



Fonte: Autor, 2019.

1.1 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Esta dissertação de mestrado está organizada da seguinte forma:

O Capítulo 2 apresenta os conceitos básicos de antenas de microfita do tipo *patch* e monopolo impresso, as principais técnicas de alimentação empregadas nos projetos de antenas de microfita, além dos parâmetros fundamentais necessários para descrever o funcionamento de uma antena. Além disso, são apresentados os principais métodos de análise de antenas de microfita.

No Capítulo 3 é apresentado um breve histórico da geometria fractal. São descritas as principais características, os métodos de geração e exemplos de fractais. Um estado da arte de aplicações da geometria fractal em antenas de microfita é apresentado.

No Capítulo 4 é inicialmente apresentada a descrição do desenvolvimento das geometrias fractais quadrangulares, os materiais utilizados nos projetos de antenas e o método de medição. Em seguida são apresentados os resultados simulados e medidos das antenas de microfita fractais quadrangulares projetadas para aplicações em sistemas de comunicações sem fio, nas seguintes faixas de frequências: WLAN em 2,4 GHz; telefonia móvel 4G em 2,5 GHz; telefonia móvel 5G em 3,5 GHz; WLAN em 5,25 GHz.

As conclusões desta dissertação são apresentadas no Capítulo 5, bem como, as propostas para trabalhos futuros.

2 ANTENAS DE MICROFITA

A realização de um projeto satisfatório de uma antena de microfita passa pelo estudo de suas principais características. Para as antenas de microfita do tipo *patch* e do tipo monopolo impresso, que são o foco principal desta pesquisa, os principais modelos e suas fórmulas aproximadas, utilizadas para a síntese dessas antenas, serão apresentados ao longo deste Capítulo. Na sequência, faz-se uma abordagem da técnica de alimentação por linha de microfita, dos métodos de caracterização das antenas e de alguns de seus parâmetros fundamentais.

2.1 INTRODUÇÃO

Antenas são dispositivos que tem como principal função transformar ondas guiadas em linhas de transmissão em ondas não guiadas, além disso, podem transmitir e receber informações a curtas ou longas distâncias. As antenas internas e externas são indispensáveis no desenvolvimento dos sistemas de comunicações sem fio. Atualmente, as antenas internas integram diversos aparelhos eletrônicos portáteis, tais como, *smartphones*, *tablets*, *smartwatches*, *notebooks*, entre outros aparelhos de uso pessoal.

As antenas podem ser classificadas conforme a sua construção física. Alguns tipos de antenas simples incluem as antenas de fio, refletoras, de abertura e antenas planares [2] – [4]. As antenas planares de microfita têm despertado o interesse de pesquisadores, pois apresentam um conjunto de vantagens, quando comparadas a outros tipos de antenas, tais como: apresentam estruturas simples, baixo custo e facilidade de fabricação, possuem dimensões reduzidas, são leves e moldáveis em superfícies planas e curvas [16] – [19]. Estas antenas são em grande parte compatíveis com os atuais padrões de comunicações sem fio do IEEE802.11.

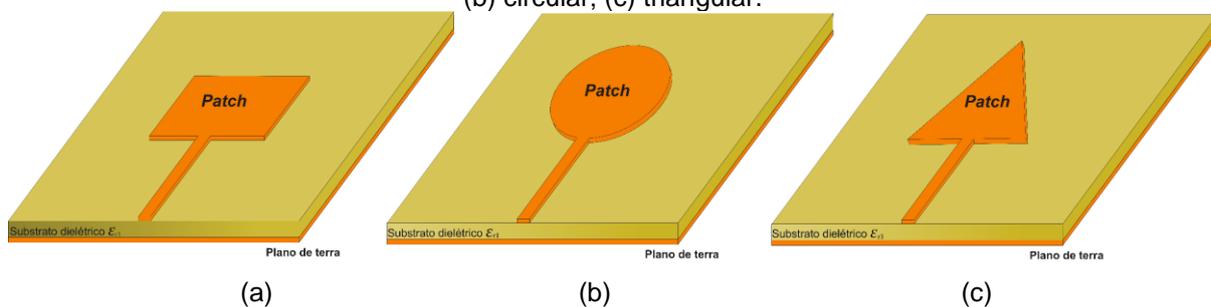
Os primeiros trabalhos publicados a respeito das antenas de microfita datam de 1953, com Deschamps nos Estados Unidos [3]; de 1955, com Gutton e Baissinot na França [20]. Porém, as pesquisas sobre essas antenas planares ganharam força apenas na década de 1970 [21]. Desde então, as antenas de microfita foram desenvolvidas para diversas aplicações comerciais, industriais, médicas, civis e militares. Atualmente, essas antenas planares, fabricadas sobre substratos flexíveis, são bastante usadas como antenas vestíveis [8].

Antenas de microfita são formadas basicamente por um elemento irradiante, alimentado por uma linha de microfita ou por cabo coaxial, e um plano de terra separado do elemento irradiante por um substrato dielétrico. Dentre as antenas de microfita, destacam-se: *patch*, monopolo impresso, F-invertido planar (PIFA), L-invertido planar (PILA), antenas *slots*, etc. Nas seções seguintes serão abordadas as principais características das antenas de microfita dos tipos *patch* e monopolo impresso.

2.2 ANTENAS DO TIPO *PATCH*

As antenas de microfita do tipo *patch*, cujos exemplos mais comuns encontrados na literatura são ilustrados na Figura 2, constituem-se de um elemento irradiante metálico (*patch*), uma linha de alimentação por microfita, e um plano de terra sob um substrato dielétrico de espessura, h , que corresponde a uma fração do comprimento de onda, tipicamente entre, $0,003\lambda \leq h \leq 0,05\lambda$, [22].

Figura 2 – Formas mais utilizadas em projetos de antenas de microfita do tipo *patch*: (a) retangular; (b) circular; (c) triangular.



Fonte: Autor, 2019.

A maioria dos materiais utilizados como substrato dielétrico são isotrópicos, porém, materiais anisotrópicos e ferrimagnéticos também são utilizados [7]. A escolha do material dielétrico leva em consideração principalmente o valor de sua permissividade elétrica. Em geral, o valor da permissividade elétrica relativa dos substratos dielétricos de antenas *patch* está na faixa de $2,20 \leq \epsilon_r \leq 10,20$. Alguns materiais são listados na Tabela 1. O valor atribuído à ϵ_r varia com as características do material. Os substratos dielétricos espessos, com permissividades mais baixas, são utilizados para projetos de antenas de banda larga. Entretanto, este tipo de estrutura exige dimensões físicas maiores. Projetos de antenas com substratos delgados e permissividades elétricas mais elevadas apresentam dimensões mais

compactas, porém, com pouca largura de banda. Sendo assim, para se projetar uma antena de microfita é necessário levar em consideração tanto as dimensões do elemento irradiante, quanto a permissividade elétrica do substrato dielétrico.

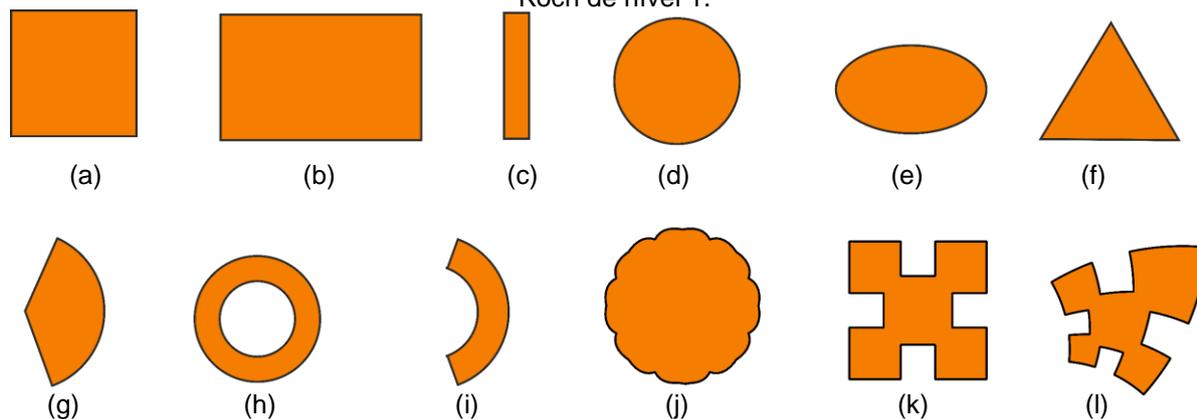
Tabela 1 – Permissividade elétrica relativa de materiais dielétricos usados em antenas de microfita.

Materiais	Permissividade elétrica relativa
RT/ <i>Duroid</i> 5884	2,20
RT/ <i>Duroid</i> 5880	2,20
RT/ <i>Duroid</i> 6202	2,94
FR4 Fibra de Vidro	4,40
RO3206	6,15
Alumina	9,80
RT/ <i>Duroid</i> 6010LM	10,20

Fonte: [23], 2018.

O formato de elementos irradiantes pode ser usado para aprimorar as características ressonantes de antenas de microfita. Essas características são definidas pelos modos de operação excitados, que dependem do formato e dimensões do *patch*, da permissividade elétrica e espessura do substrato dielétrico, bem como do tipo da alimentação [4]. Os tipos de elementos *patch* encontrados na literatura são ilustrados na Figura 3, com exceção do *patch* ilustrado na Figura 3(l), que será descrito no Capítulo 4.

Figura 3 – Tipos de elementos utilizados em projetos de antenas de microfita: (a) quadrado; (b) retângulo; (c) fita estreita (dipolo); (d) círculo; (e) elíptica; (f) triângulo; (g) setor de disco; (h) anel circular; (i) setor circular; (j) bioinspirada; (k) fractal de Koch de nível 1; (l) fractal quadrangular de Koch de nível 1.

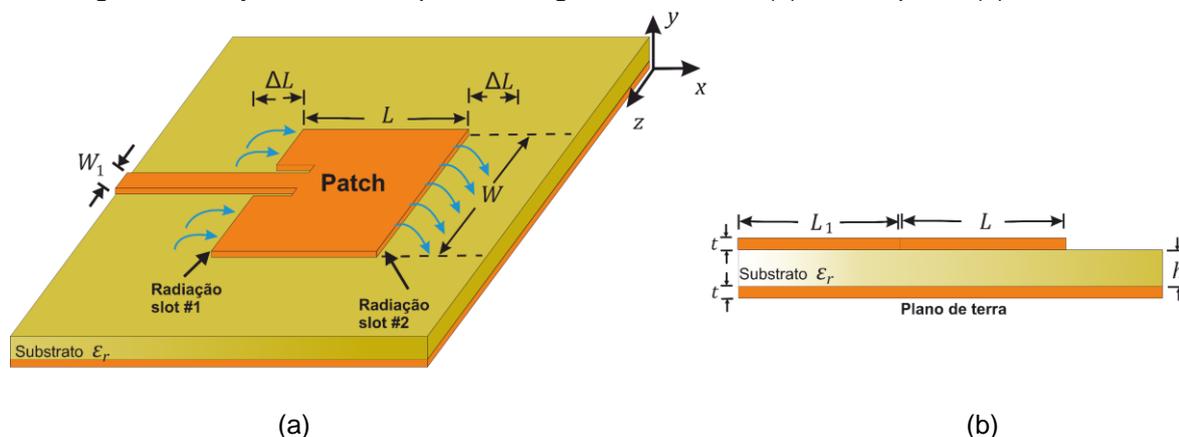


Fonte: Autor, 2019.

Uma antena de microfita do tipo *patch* retangular, alimentada por uma linha de transmissão de microfita é ilustrada na Figura 4. O projeto desta antena envolve a especificação de suas dimensões, que são denominadas por: W , a largura do *patch*;

L , o comprimento do *patch*; W_1 , a largura da linha de alimentação; ϵ_r , a permissividade elétrica relativa do substrato dielétrico; h , a espessura do substrato dielétrico; t , a espessura da fita condutora.

Figura 4 – Projeto de antena *patch* retangular de microfita (a) vista superior (b) vista lateral.



Fonte: Autor, 2019.

A partir do valor da frequência de ressonância central, f_0 , da antena e da escolha do material dielétrico, o valor aproximado da largura W do *patch* é obtido a partir de (2.1).

$$W = \frac{c}{2f_0} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.1)$$

Para uma relação $W_1/h < 1$, a permissividade elétrica relativa efetiva ϵ_{ref} , tanto da antena *patch* quanto da linha de transmissão, é dada por (2.2) [2], [7].

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W_1} \right]^{-1/2} \quad (2.2)$$

Por outro lado, para $W_1/h > 1$, o valor de ϵ_{ref} pode ser calculado por (2.3).

$$\epsilon_{ref} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W_1} \right)^{-1/2} + 0,041 \cdot \left(1 - \frac{W_1}{h} \right)^2 \right] \quad (2.3)$$

O comprimento L da antena é calculado por (2.4),

$$L = \frac{\lambda}{2\sqrt{\epsilon_{ref}}} - 2\Delta L \quad (2.4)$$

em que, a correção ΔL , que leva em conta os efeitos de campos de borda, é calculada por (2.5).

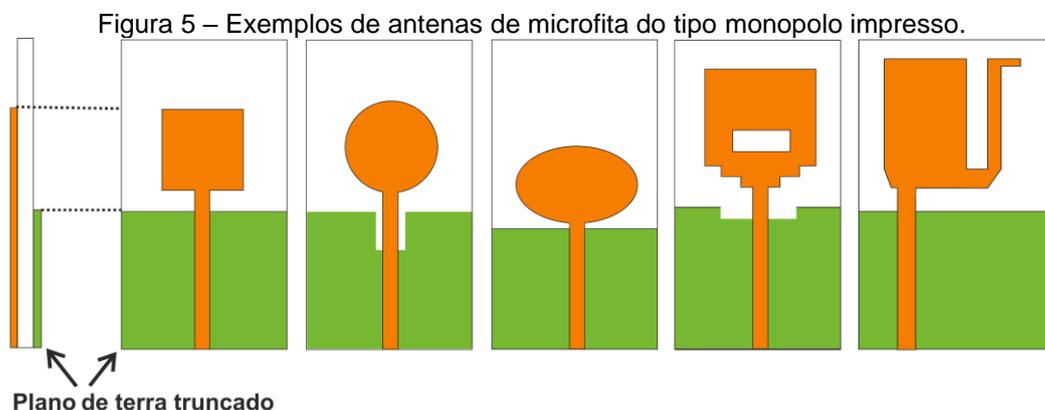
$$\Delta L = h \left[0,412 \frac{(\epsilon_{ref} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,262\right)}{(\epsilon_{ref} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} \right]. \quad (2.5)$$

Na prática, para o desenvolvimento de bons projetos de antenas de microfita do tipo *patch*, deve-se levar em conta suas principais limitações, tais como: o ganho em torno de 6,0 dBi; a largura de banda estreita, tipicamente entre 1% e 3% de sua frequência de ressonância central; capacidade reduzida de potência de entrada.

2.3 ANTENA DO TIPO MONOPOLO IMPRESSO

Assim como as antenas do tipo *patch*, as antenas de microfita do tipo monopolo impresso possuem uma estrutura simples. O aspecto construtivo que as diferencia é o uso de um plano de terra truncado na antenna monopolo impresso, Figura 5. Estas antenas apresentam características essenciais para aplicações em UWB (*Ultra-wideband* – banda ultralarga) [24], tais como, dimensões reduzidas, banda ultralarga e diagrama de irradiação omnidirecional.

Para o casamento de impedâncias da linha de transmissão de microfita e do monopolo impresso, são introduzidas fendas ou (*slit*) no plano de terra truncado.



Fonte: [5], 2019.

Em projetos de antenas monopolo impresso, de acordo com [24] – [26], a distribuição de corrente é levada em consideração, pois, nota-se que a concentração nas extremidades do elemento irradiante da antena monopolo é maior que em seu centro. Com isso, a frequência de ressonância é obtida a partir do percurso da corrente de superfície ao longo do perímetro, P , da antena. Logo, a frequência de ressonância, f_0 , pode ser aproximada por (2.6).

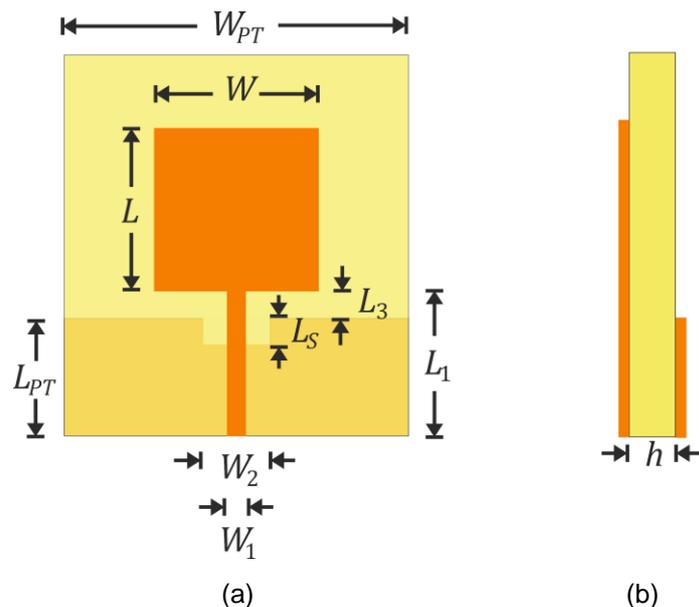
$$f_0(\text{GHz}) = \frac{300}{P\sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (2.6)$$

O aumento do perímetro da antena monopolo impresso resulta em frequências de ressonância reduzidas [8]. Assim, para aumentar a primeira frequência de ressonância até uma faixa desejada, consideram-se valores menores de permissividade elétrica relativa efetiva, que, neste caso, são calculados considerando a média entre o meio dielétrico e o ar, conforme (2.7).

$$\epsilon_{ref} \approx \frac{\epsilon_r + 1}{2}. \quad (2.7)$$

Para o casamento de impedâncias de uma antena monopolo impresso utiliza-se uma técnica simples: com a inserção de uma fenda retangular no contorno do plano de terra truncado próximo ao elemento irradiante. Na Figura 6 é ilustrado o leiaute de uma antena monopolo impresso com elemento irradiante quadrado, cujas dimensões são: W , a largura do *patch*; L , o comprimento do *patch*; W_{PT} , a largura do plano de terra truncado; L_{PT} , o comprimento do plano de terra truncado; W_1 , a largura da linha de transmissão; W_2 , a largura do *slit*; L_S , o comprimento do *slit*; L_1 , o comprimento total da linha de transmissão; L_3 , o comprimento entre o plano truncado e o *patch*; h , a espessura do substrato dielétrico.

Figura 6 – Antena monopolo impresso, (a) vista superior, (b) vista lateral.

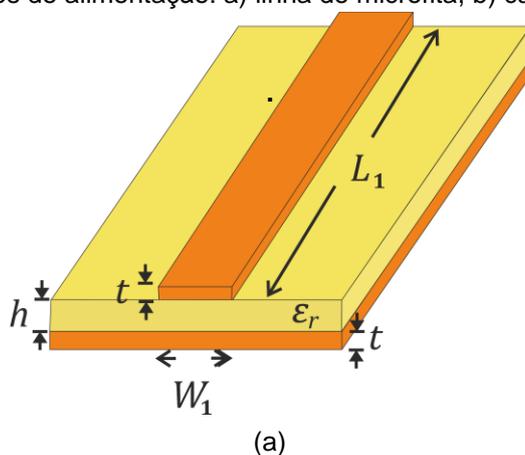


Fonte: Autor, 2019.

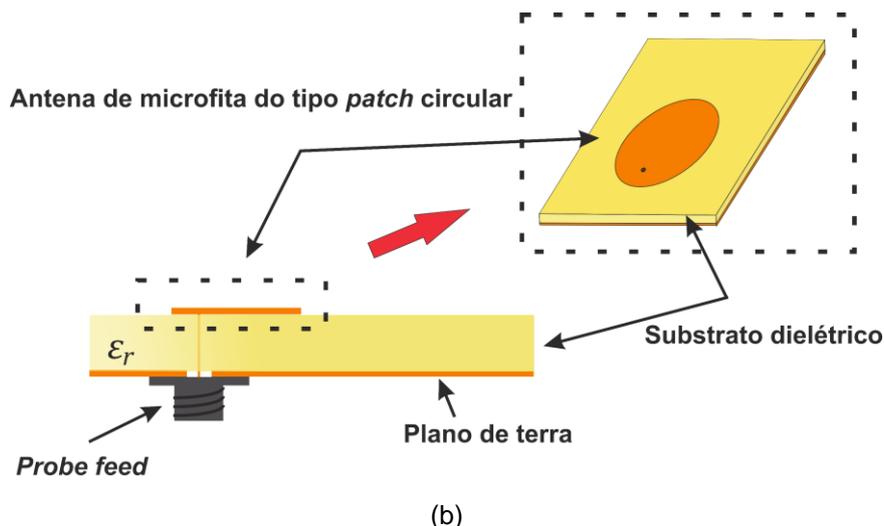
2.4 TÉCNICAS DE ALIMENTAÇÃO

Há diversas técnicas usadas para a alimentação de antenas de microfita [2], [4]. Essas técnicas foram desenvolvidas principalmente para atender os diferentes tipos de projetos de antena. A partir da configuração da alimentação, vários parâmetros da antena podem ser controlados para aprimorar seu desempenho. O tipo de alimentação escolhido dependerá do tipo de antena. Por exemplo, para antenas do tipo *patch*, são utilizados linhas de microfita, Figura 7(a), ou cabo coaxial, Figura 7(b); para antenas do tipo monopolo impresso a técnica também mais usada é por linha de microfita.

Figura 7 – Tipos de alimentação: a) linha de microfita, b) cabo coaxial.



(a)



Fonte: Autor, 2019.

A função da linha de transmissão é transferir com eficiência a energia de RF ou microondas da fonte de alimentação para a antena. A linha de microfita é um sistema de transmissão de fabricação simples bastante usado para alimentação e casamento de impedâncias de antenas de microfita, sendo fácil a sua modelagem. No projeto de uma linha de alimentação de microfita, a escolha do material dielétrico é importante, pois substratos dielétricos espessos podem gerar radiação espúria e ondas de superfície na alimentação, que podem limitar a largura de banda de impedância da antena de microfita entre 2 – 5% [4].

O projeto de uma linha de microfita leva em conta as seguintes dimensões: sua largura, W_1 , e seu comprimento, L_1 , dado em termos do comprimento de onda guiado. O comprimento de onda guiado, por sua vez, depende da permissividade elétrica relativa efetiva do substrato dielétrico, ϵ_{ref} , sendo calculado de acordo com a expressão (2.8).

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (2.8)$$

Para a determinação da largura da linha de microfita, W_1 , são usadas as expressões aproximadas, (2.9) e (2.10), que dependem do substrato dielétrico, da impedância característica do sistema, Z_0 , e da relação W_1/h , [2], [19]. Para uma relação $W_1/h < 2$, a largura da linha de alimentação é dada por (2.9); ou para a relação $W_1/h > 2$, a largura é dada pela expressão (2.10). Os valores das funções A e B em (2.9) e (2.10) são dadas por (2.11) e (2.12).

$$W_1 = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} h \quad (2.9)$$

$$W_1 = \frac{2h}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (2.10)$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (2.11)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.12)$$

2.5 MÉTODOS DE ANÁLISE

Os primeiros métodos de análise de antenas de microfita desenvolvidos a partir das equações de Maxwell foram usados em soluções aproximadas. Porém, devido às simplificações, apresentavam pouca precisão para análises mais complexas. Dentre estes métodos destacam-se o método da linha de transmissão e o método da cavidade [4], [27] – [29]. Com o desenvolvimento dos computadores, métodos de análise precisos puderam ser aplicados com auxílio de computação, por exemplo, os métodos de onda completa. Atualmente, os métodos mais utilizados em análises de antenas de microfita são: o MoM (*Method of Moments* – Método dos Momentos), o FDTD (*Finite-Difference Time Domain* – Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo) [30], o FEM (*Finite Element Method* – Método dos Elementos Finitos) e o FIT (*Finite Integral Technique* – Técnica de Integral Finita). Esses métodos encontram-se implementados em alguns *softwares* comerciais de simulação de antenas, por exemplo: o ANSYS Designer™ tem implementado o método MoM, o CST (Tecnologia de Simulação Computacional) tem implementado o método FIT e o HFSS (*High-Frequency Structure Simulator* – Simulador de estrutura de alta frequência) tem implementado o método FEM. Estes *softwares* possibilitam projetar analisar e otimizar vários tipos de dispositivos eletromagnéticos incluindo antenas para várias aplicações.

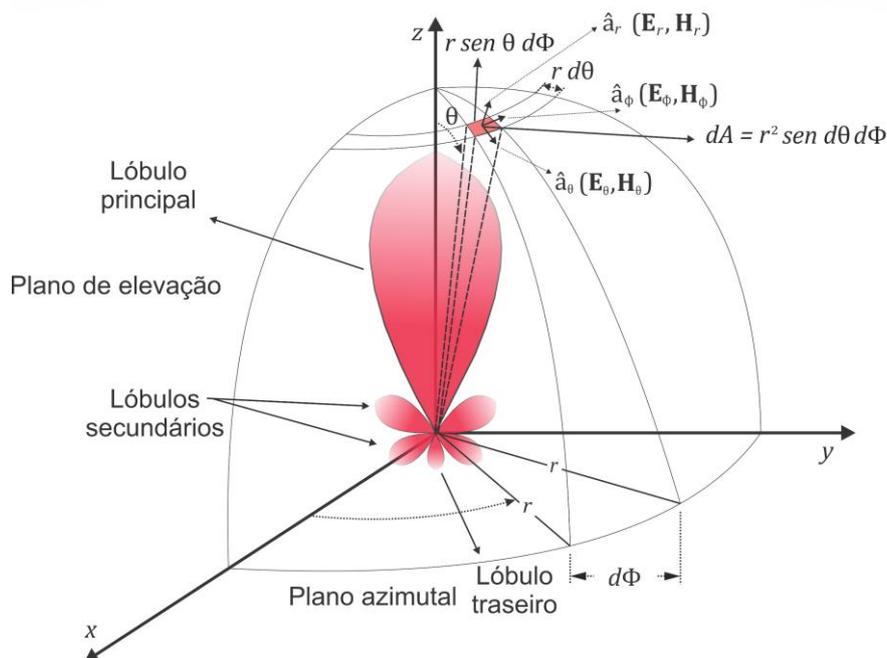
2.6 PARÂMETROS FUNDAMENTAIS DE ANTENAS

Os parâmetros fundamentais (ressonantes e de irradiação) são utilizados para descrever o funcionamento das antenas. São parâmetros ressonantes: frequência de ressonância, largura de banda, coeficiente de onda estacionária, coeficiente de reflexão, perda de retorno, impedância de entrada, entre outros. São parâmetros de irradiação: diagrama de irradiação, densidade de potência irradiada, intensidade de irradiação, largura de feixe, diretividade, eficiência, ganho, relação frente/costas, polarização, densidade de corrente, entre outros. Muitos desses parâmetros são inter-relacionados e nem todos precisam ser definidos para uma completa análise do funcionamento das antenas [22]. Nesta seção, será realizada uma breve descrição dos parâmetros analisados no desenvolvimento das antenas desta pesquisa.

2.6.1 DIAGRAMA DE IRRADIAÇÃO

O diagrama de irradiação de uma antena é definido como uma função matemática das propriedades de irradiação em função das coordenadas espaciais esféricas. As propriedades de irradiação são representadas na forma de um gráfico, conforme ilustrado na Figura 8, e incluem: diretividade, ganho, intensidade de campo, intensidade de irradiação, largura de feixe, relação frente/costas [22]. Em outras palavras, o diagrama de irradiação é uma maneira de representar como a energia é irradiada para o espaço livre. O diagrama de irradiação de uma antena pode ser obtido através de simulações computacionais, por exemplo, utilizando o ANSYS Designer™, ou por medições em uma câmara anecóica.

Figura 8 – Sistema de coordenadas para análise do diagrama de irradiação de antenas.



Fonte: Autor, 2009.

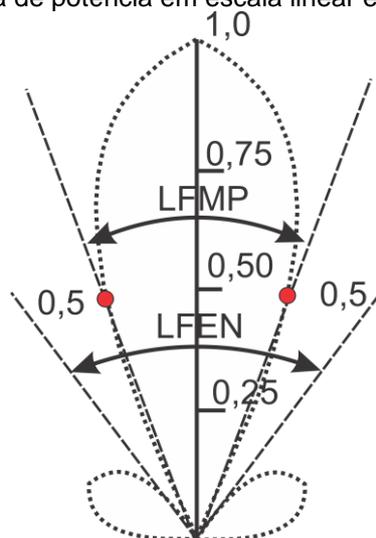
De acordo com [22], observa-se que o diagrama de amplitude de campo é referido como a curva do campo elétrico/magnético recebido a um raio, r , constante. O diagrama de amplitude de potência é identificado no gráfico como uma variação espacial da densidade de potência ao longo de um percurso de raio r constante. Esses diagramas são, em geral, normalizados em relação ao seu valor máximo, e são traçados em escala linear ou logarítmica em decibéis (dB). A propriedade de maior interesse de um diagrama de irradiação é a distribuição bidimensional ou tridimensional da energia irradiada, que depende da posição do observador ao longo de um percurso ou superfície de raio constante. Os diagramas de irradiação 2-D e 3-D, apresentados nos resultados dessa pesquisa foram traçados em escala logarítmica, pois permite observar com maior clareza os lóbulos de irradiação principais e os lóbulos secundários.

2.6.2 LARGURA DE FEIXE

A largura de feixe é um parâmetro associado ao diagrama de irradiação de uma antena. Trata-se de um parâmetro definido com o ângulo entre dois pontos idênticos e em lados opostos do máximo do diagrama de irradiação. Há vários tipos

de largura de feixe [22], sendo que, o mais utilizado é o *HPBW* (*Half Power Beam Width* – Largura de Feixe de Meia Potência), [19]. Os pontos onde o diagrama atinge a metade de sua potência são identificados a partir do ponto de máximo do lóbulo principal do diagrama. Quando o diagrama de irradiação é traçado em escala linear, os pontos que indicam meia potência são marcados em 0,5, como indicado na Figura 9. Para os diagramas de irradiação apresentados em escala logarítmica são marcados os pontos em -3,0 dB.

Figura 9 – Diagrama de potência em escala linear e em duas dimensões.



Fonte: Autor, 2009.

O diagrama de irradiação traçado em escala linear é geralmente utilizado para representar diagramas com lóbulos secundários e traseiro reduzidos, com isso, pode-se observar com mais detalhes a direção de irradiação do lóbulo principal. A escala logarítmica do diagrama de irradiação possibilita observar tanto o lóbulo principal quanto o lóbulo traseiro. Com isso, pode-se obter o parâmetro relação frente/costa da antena em dB.

2.6.3 GANHO

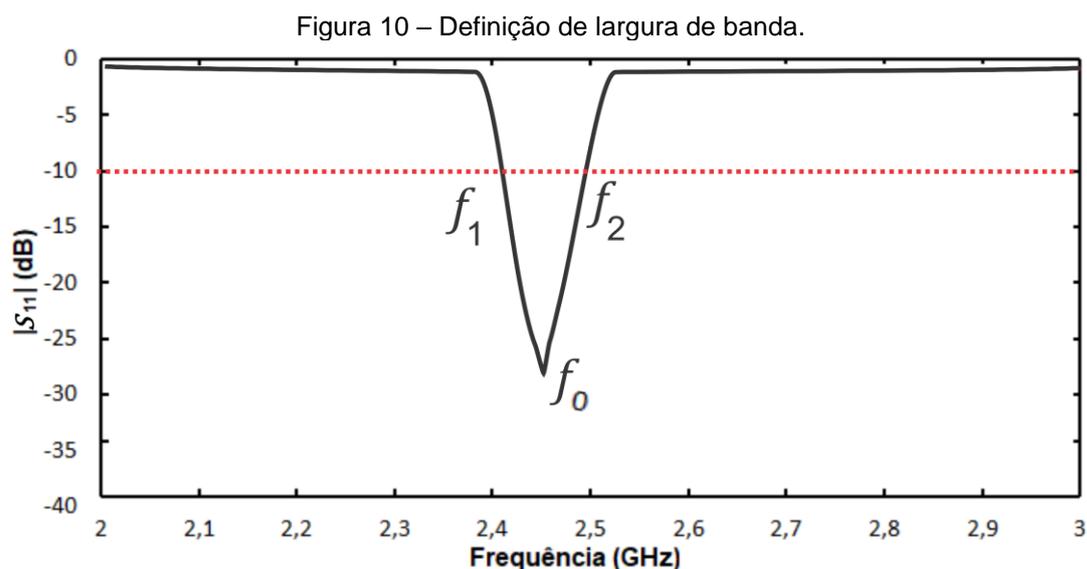
O ganho é um parâmetro utilizado para descrever o desempenho de uma antena em relação a outra antena de referência. Quando o ganho de uma antena é medido em relação à uma antena isotrópica, o valor do ganho é medido em (dBi); quando o ganho é medido em relação à uma antena dipolo, o valor do ganho é medido

em (dBd). Este parâmetro está relacionado a outros dois: a eficiência da antena e sua diretividade. De acordo com [19], [22], considerando-se uma linha de transmissão, bem casada com a antena, a perda de retorno será aproximadamente nula e a potência irradiada total da antena se aproxima da potência de entrada. Portanto, mesmo a direção do ganho não sendo especificada, o ganho pode ser calculado na direção de máxima radiação.

Em geral, o ganho medido para antenas do tipo *patch* é em torno de 6,0 dBi na direção *broadside*. Para antenas do tipo monopolo impresso, o ganho é inferior ao de uma antena *patch*, com valor em torno de 3,0 dBi. Esta diferença de ganho entre os dois tipos de antenas, deve-se ao fato de que a antena monopolo impresso irradia em duas direções, enquanto que, a antena *patch* apenas irradia em uma direção.

2.6.4 LARGURA DE BANDA

A largura de banda de uma antena é um parâmetro importante para descrever a eficiência da antena. A largura de banda pode ser dada em termos de sua frequência de ressonância central, f_0 . Para definir a largura de banda, BW , adota-se como critério uma faixa de frequências com módulo do coeficiente de reflexão abaixo de -10 dB, que corresponde a diferença entre a frequência superior, f_2 , e a frequência inferior, f_1 , conforme o gráfico da Figura 10.



Fonte: Autor, 2019.

De acordo com [4], [22] e [31], a largura de banda pode ser expressa em termos do valor absoluto, dado por (2.13), ou em termos percentuais, dado por (2.14).

$$BW = f_2 - f_1 \quad (2.13)$$

$$BW(\%) = \frac{f_2 - f_1}{f_c} 100. \quad (2.14)$$

No Capítulo 3 é apresentado um estudo da geometria fractal, alguns dos tipos de fractais encontrados na natureza e gerados por computação através de métodos matemáticos, além das principais características dos fractais, são descritos os principais parâmetros fractais, os métodos de geração fractais e as aplicações dos fractais em antenas de microfita.

3 GEOMETRIA FRACTAL

A aplicação da geometria fractal para o desenvolvimento de antenas de microfita requer um estudo sobre os métodos de geração de figuras fractais. Assim, torna-se possível a realização de análise paramétrica das antenas propostas em termos dos parâmetros dos fractais geométricos abordados. Os fractais geométricos, diferentes dos naturais [15], são figuras complexas geradas a partir de métodos iterativos e implementados em algoritmos computacionais.

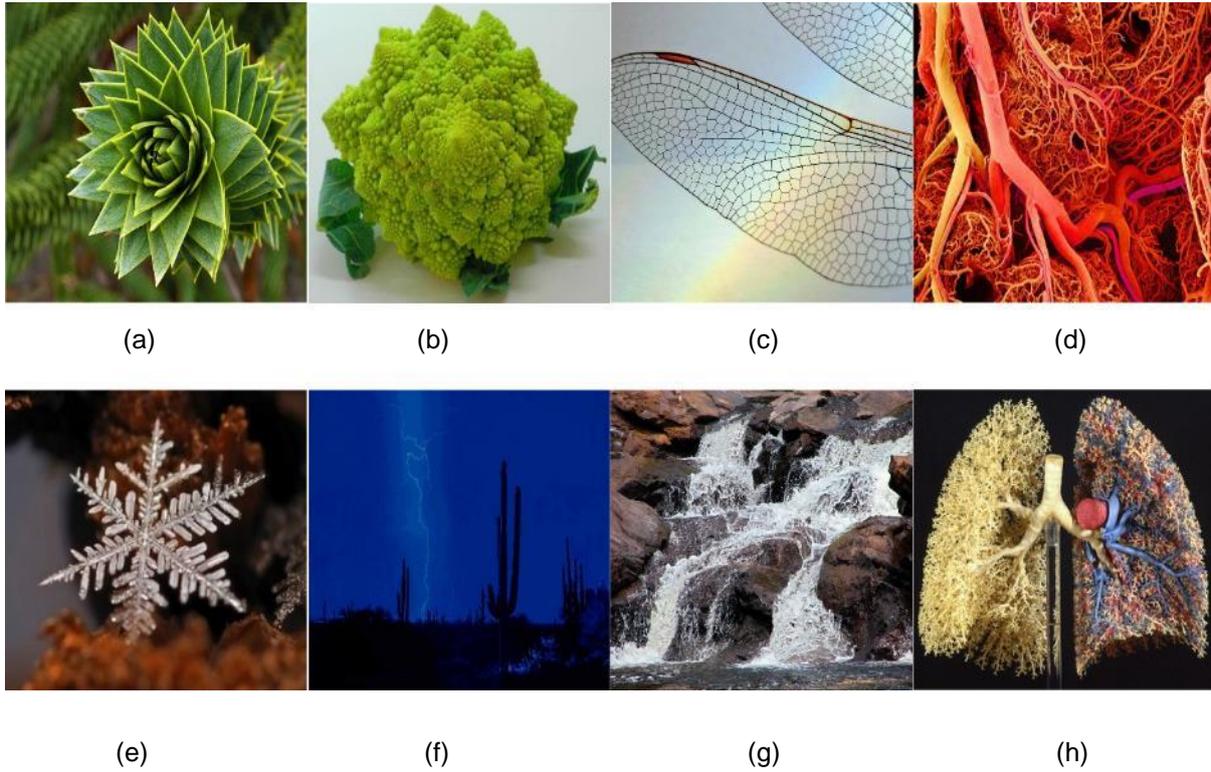
Neste Capítulo é apresentado um breve histórico, que evidencia alguns tipos de figuras e objetos fractais, bem como os métodos de geração usados para a geração fractais. Neste Capítulo, são apresentados dois dos principais métodos utilizados para geração de fractais, o sistema de Lindenmayer ou sistema-L [32] e o IFS [9].

3.1 INTRODUÇÃO

O termo fractal foi definido em 1975 pelo matemático Benoit Mandelbrot. Este termo vem do adjetivo em latim *fractus*, que significa: quebrados e irregulares. Os fractais são formas complexas cuja propriedade principal é a autossimilaridade em diferentes escalas e em toda sua estrutura geométrica. Em grande parte, o estudo da geometria fractal é baseado em observações da natureza na busca de descrever com precisão certos fenômenos naturais, que não podem ser caracterizados com o uso da geometria Euclidiana. Segundo [15], “Nuvens não são esferas, montanhas não são cones, linhas costeiras não são círculos, a casca do ovo não é lisa, nem o raio viaja em linha reta”.

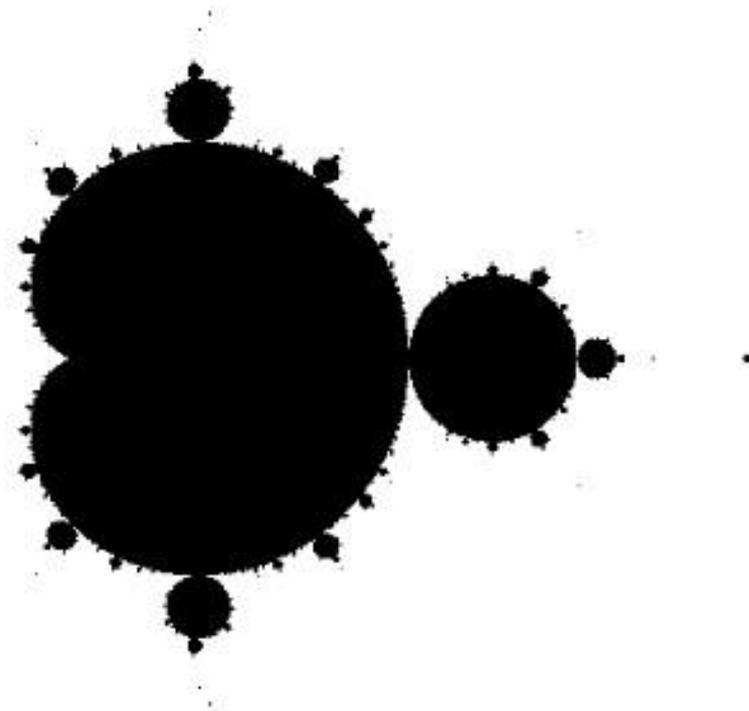
Os fractais naturais, como os representados na Figura 11, já despertavam a curiosidade e intrigavam os cientistas e matemáticos na busca por formas aproximadas para suas descrições, bem antes que o termo fractal fosse definido por Mandelbrot. Com o auxílio da computação, Mandelbrot conseguiu gerar os primeiros fractais a partir de implementações de equações recorrentes em variáveis complexas. Um exemplo desses fractais é o conjunto de Mandelbrot ilustrado na Figura 12. Desde então, vários matemáticos desenvolveram outros tipos de fractais, com auxílio do computador, por exemplo: a samambaia de Barnsley, ilustrada na Figura 13; o fractal ilha de Minkowski, ilustrado na Figura 14.

Figura 11 – Exemplos de fractais naturais: a) flor de araucária; b) brócolis c) asas de libélula; d) vasos sanguíneos; e) floco de neve; f) raio; g) cachoeira; h) vasos pulmonares.



Fonte: [33], 2019.

Figura 12 – Fractal conjunto de Mandelbrot.



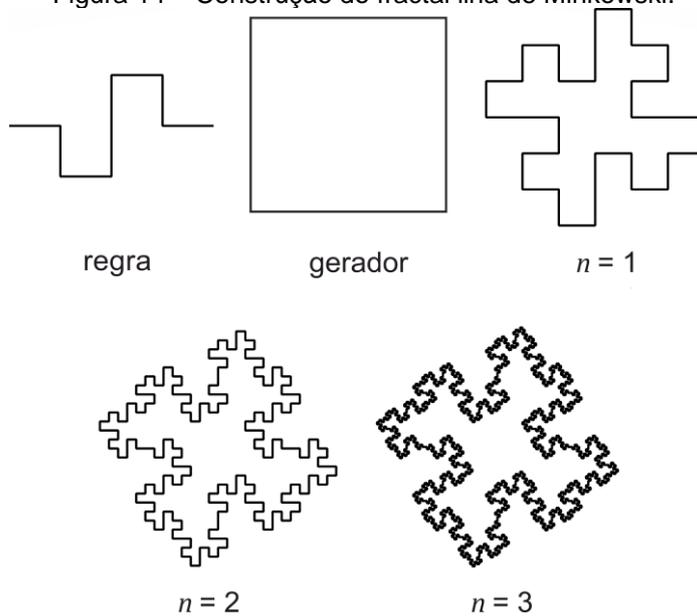
Fonte: [15], 1975.

Figura 13 – Fractal samambaia de Barnsley.



Fonte: [34], 2019.

Figura 14 – Construção do fractal ilha de Minkowski.



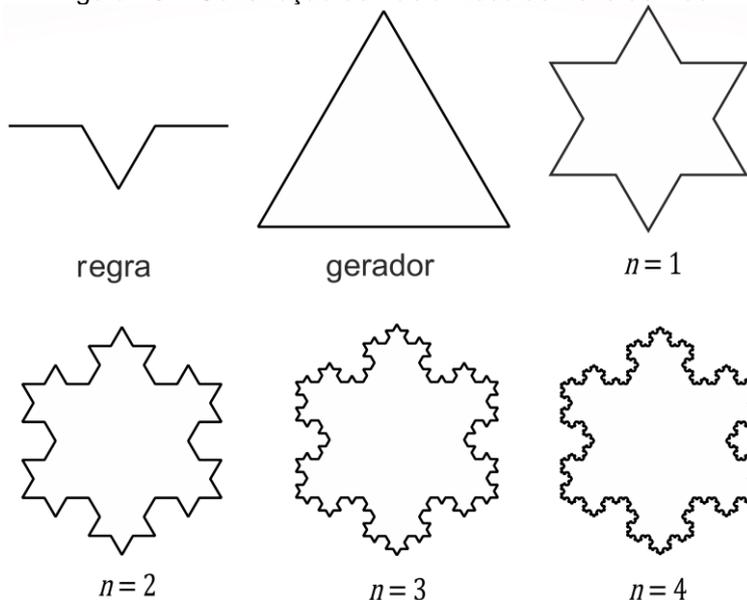
Fonte: Autor, 2019.

3.2 CLASSIFICAÇÃO DOS FRACTAIS

Existem diferentes tipos de fractais, bem como suas classificações. Por exemplo, os fractais ilustrados na seção anterior são classificados como: naturais, determinísticos, geométricos. Os fractais são classificados também quanto ao padrão de autossimilaridade presente em sua formação. Por exemplo, os fractais geométricos são classificados como fractais de autossimilaridade exata, pois apresentam a mesma semelhança independente da escala de observação. O fractal conjunto de Mandelbrot e o fractal de Lyapunov são classificados como fractais determinísticos ou fractais de fuga do tempo, ou seja, são fractais com quase-autossimilaridade, com semelhança inexata em diferentes escalas. Contudo, há também os fractais com autossimilaridade estatística, por exemplo, o voo de Lévy [15]. Esse tipo de fractal apresenta um padrão aleatório com pouca ou nenhuma forma evidente de autossimilaridade. Além desses tipos de fractais, também destacam: as árvores fractais [15], [34], os fractais de 1-D, 2-D e 3-D, os pré-fractais (com n -iterações) [9], [35].

Os fractais geométricos são conhecidos por serem gerados a partir de uma figura Euclidiana e uma regra de substituição geométrica, tal qual, o floco de neve de Koch, Figura 15. Este fractal é gerado a partir da substituição da curva de Koch (regra) nos lados da geometria triangular (gerador). A regra de Koch representa um triângulo com $1/3$ do comprimento do lado da geometria geradora. Assim, ao substituir a curva de Koch em cada lado do gerador, tem-se o fractal de nível, $n = 1$, semelhante a estrela de Davi. A repetição desse processo com $n = \infty$ e fator de escala, $s = 1/3$, resulta o fractal conhecido como floco de neve de Koch.

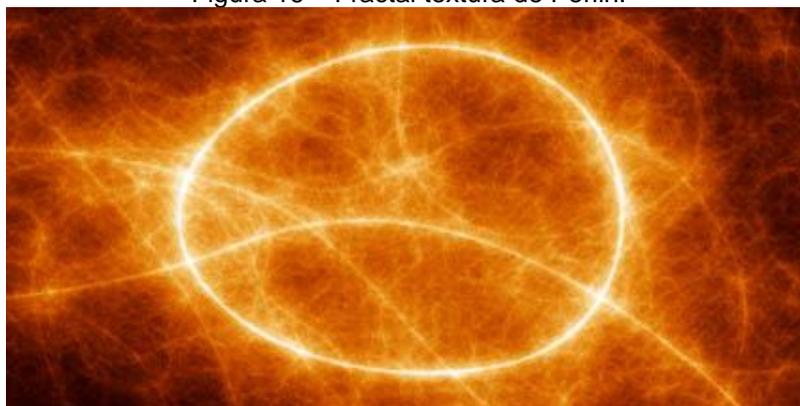
Figura 15 – Construção do fractal floco de neve de Koch.



Fonte: Autor, 2019.

Os fractais aleatórios são gerados através de processos estocásticos, ou seja, produzidos recursivamente em um sistema não linear ou por implementação computacional [36]. Um exemplo clássico desse fractal é o fractal textura de Perlin, Figura 16, que representa a complexidade de diversos tipos de texturas encontradas na natureza, tais como: pedras, madeiras, fogo, fumaça, água, nuvens, entre outras. Essas formas especiais podem ser obtidas por meio de equações matemáticas, que reproduzem um tipo especial de “ruído semi-aleatório”, que são convertidos em imagens no computador [10].

Figura 16 – Fractal textura de Perlin.

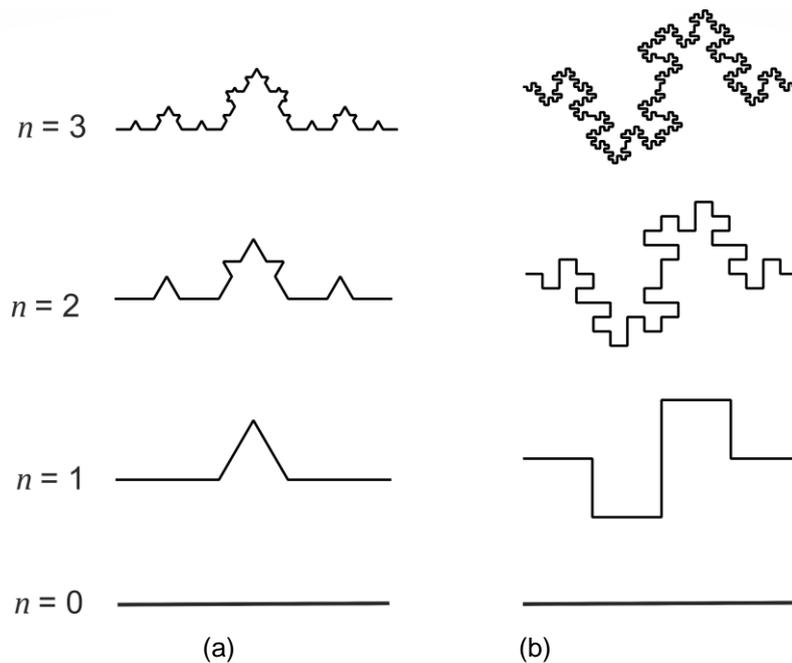


Fonte: [36], 2019.

Portanto, há mais tipos e classificações de fractais. Bem como, há intersecção de alguns tipos em mais de uma classe. Por exemplo: a curva de Koch e de Minkowski

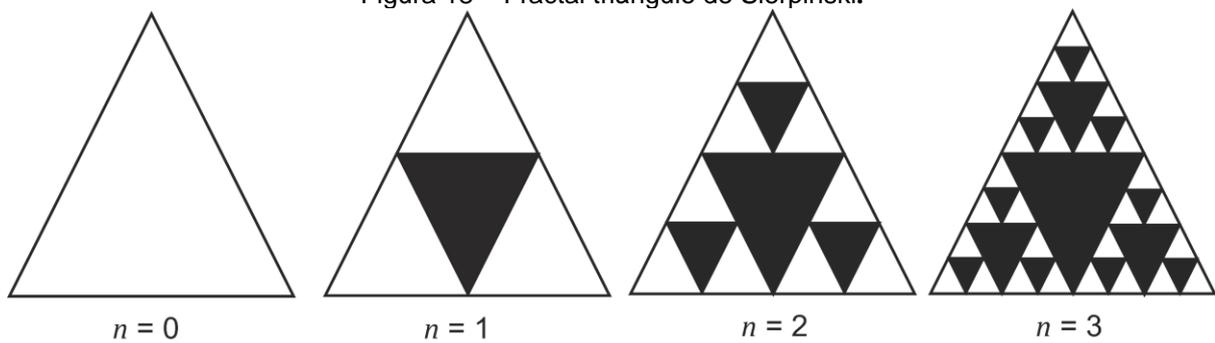
são fractais geométricos 1-D, que tem como gerador um segmento de reta, Figura 17. A ilha de Minkowski apresentada na seção anterior é um exemplo de fractal geométrico 2-D, com gerador quadrado; o fractal geométrico triângulo de Sierpinski (Figura 18), tem como gerador um triângulo equilátero. Existem também os fractais 3-D, por exemplo, o fractal esponja de Menger ilustrado na Figura 19, cujo gerador é um cubo [37].

Figura 17 – Diferentes níveis da curva fractal (a) Koch, (b) Minkowski.



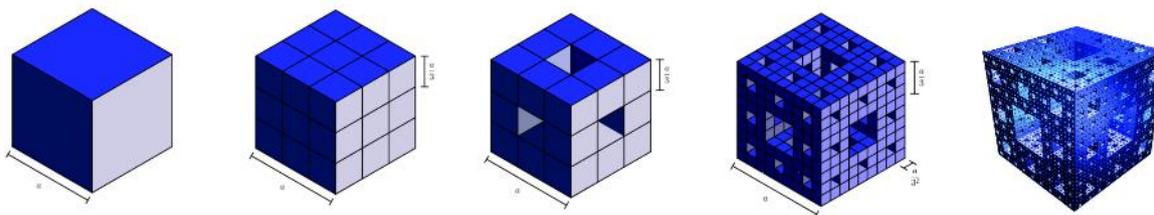
Fonte: Autor, 2019.

Figura 18 – Fractal triângulo de Sierpinski.



Fonte: Autor, 2020.

Figura 19 – Fractal esponja de Menger formado a partir de um cubo.



Fonte: [37], 2020.

3.3 DEFINIÇÃO DOS FRACTAIS

Não existe ao certo uma definição precisa e simples para o termo fractal, apesar de diversas soluções matemáticas terem sido propostas. Para Benoit Mandelbrot (1982) e Falconer (2003) a melhor solução para definir um fractal, é considerar algumas propriedades [15], [38]. Consideram que um conjunto E do espaço Euclidiano é um fractal se apresenta todas (ou quase todas) as seguintes propriedades:

(i) E tem uma estrutura fina, que tem detalhes irregulares em escalas arbitrariamente pequenas.

(ii) E é muito irregular para ser descrito pelo cálculo ou pela linguagem geométrica tradicional, local ou globalmente.

(iii) De modo frequente, E tem algum tipo de autossimilaridade ou auto-afinidade, talvez em um sentido estatístico ou aproximado.

(iv) Em geral, a "dimensão fractal" de E (definida de alguma forma) é estritamente mais geradora do que sua dimensão topológica.

(v) Em muitos casos de interesse, E tem uma definição bastante simples, talvez recursiva.

(vi) Repetidas vezes, E tem uma aparência "natural".

Com isso, pode-se dizer que a geometria fractal parte do estudo de conjuntos com propriedades de (i) – (vi).

Em [15] Benoit Mandelbrot também constatou que todas as formas fractais possuíam algumas características em comum (autossimilaridade, dimensão fractal e complexidade infinita), e que havia uma curiosa e interessante relação entre estes objetos e aqueles encontrados na natureza.

3.3.1 AUTOSSIMILARIDADE

Quando essa propriedade é observada em uma parte/porção ou em um contorno de uma figura fractal, identifica-se uma cópia do todo numa escala reduzida. Isso é a autossemelhança de um fractal, ou autossimilaridade, que corresponde a uma característica única dos fractais. De acordo com [15], as formas fractais apresentam três grupos de autossimilaridade:

- Autossimilaridade exata: é a forma em que a semelhança é mais evidente, ou seja, o fractal possui cópias idênticas do todo/parte em diferentes escalas. Esses fractais são gerados por sistemas de funções iterativas (IFS) ou pelo Sistema de Lindenmayer (Sistema-L).
- Quase autossimilaridade: é uma característica de fractais que apresentam uma forma inexata de autossimilaridade. Embora aparentem ser idênticos, não preservam a exatidão em diferentes escalas. Fractais definidos por relações de recorrência, como o conjunto de Mandelbrot, são ditos de quase autossimilaridade [39].
- Autossimilaridade estatística: são fractais que apresentam a forma menos evidente de autossimilaridade. As partes que compõem a totalidade da forma do fractal são geradas a partir de fórmulas matemáticas, que inserem um grau de aleatoriedade em seu cálculo. Esses tipos de fractais são comumente empregados para representar formas da natureza, por exemplo, os terrenos fractais e as nuvens [40].

3.3.2 COMPLEXIDADE INFINITA

É uma característica relacionada ao processo de geração de uma figura fractal, que é infinitamente recursivo [41]. No processo iterativo de geração de um fractal matematicamente definido, dispõe-se de um número infinito de procedimentos a serem executados, que resulta em uma estrutura infinitamente complexa e detalhada. Ou seja, do ponto de vista teórico, a representação de uma figura fractal requer um número infinito de iterações, que geram formas complexas com cópias de si mesma, em escalas infinitamente reduzidas. Na prática, é necessário definir um número finito, $n = 1, 2, 3, \dots, N$, de iterações fractais. Um exemplo desse fractal é o “flocos de neve de Koch”, apresentado na seção 3.2 (Figura 15), que é formado a partir de uma

geometria inicial (triângulo equilátero gerador) e uma regra de geração para cada iteração fractal: substituição geométrica por triângulos (cópias) de área nove vezes menor do triângulo na iteração fractal $n-1$. Com esse procedimento, são aplicados os quatro níveis de iteração, $n = 1, 2, 3, 4$; a figura fractal resultante é denominada pré-fractal de nível 4 (Figura 15). A denominação fractal foi usada nesta pesquisa, uma vez que as figuras abordadas apresentam uma complexidade infinita, embora que, na prática, tenha sido utilizado um número finito de iterações para desenvolvê-las.

3.3.3 DIMENSÃO FRACTAL

A dimensão fractal é uma propriedade única dos fractais e está associada ao grau de ocupação do fractal no espaço que o contém. A dimensão da geometria fractal pode ser definida de várias maneiras. Por exemplo, dimensão topológica, dimensão Euclidiana, dimensão autossimilar ou dimensão de Hausdorff [15]. Contudo, a dimensão autossimilar é em particular um caso especial da definição de Mandelbrot para a dimensão fractal. Na geometria fractal, a dimensão de um fractal tanto pode ser um valor inteiro quando fracionário. Para calcular a dimensão de um fractal pode-se utilizar a equação de Hausdorff-Besicovitch ou pelo método *box-counting*, [35], [38].

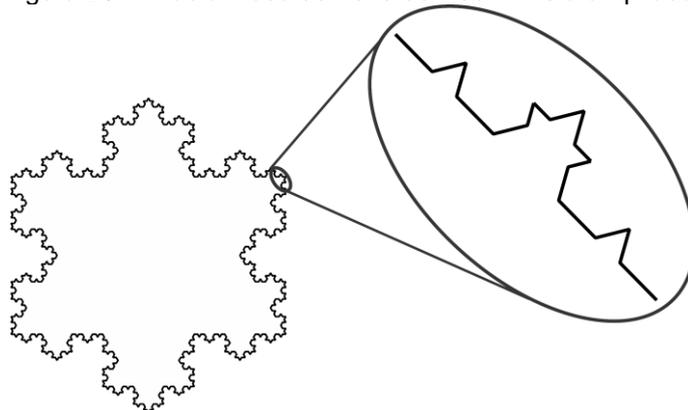
Uma fórmula para o cálculo da dimensão de um fractal com autossimilaridade exata é dada em (3.1). Neste caso, considera-se uma figura fractal com, n , cópias reduzidas da escala geométrica original por um fator de escala fractal, s . Com isso, a dimensão fractal, D , de um fractal com autossimilaridade exata pode ser dada por (3.1).

$$D = \frac{\log n}{\log \frac{1}{s}} \quad (3.1)$$

No limite, quando o nível de iteração fractal, n , tende ao infinito, obtém-se uma figura fractal.

Como exemplo, o fractal floco de neve de Koch, ilustrado na Figura 20, foi gerado a partir de um triângulo equilátero, adotando os seguintes valores: comprimento do lado do triângulo dividido por $n = 4$ e $s = 1/3$. Substituindo esses valores na expressão (3.1), obtém-se a dimensão fractal do floco de neve de Koch, que é equivalente a $D = 1,261859$.

Figura 20 – Fractal floco de neve de Koch - vista ampliada.



Fonte: Autor, 2019.

3.4 MÉTODOS PARA GERAÇÃO DE FRACTAIS

Nesta seção são apresentados dois métodos para geração de fractais: sistema-L e o IFS.

3.4.1 SISTEMA DE LINDENMAYER

O biólogo alemão Aristid Lindenmayer propôs o sistema-L, pela primeira vez em 1968, para descrever precisamente, por meios de padrões, o crescimento de plantas e o desenvolvimento de organismos multicelulares [10], [32]. Este método trata-se de um texto livre e recursivo de substituição de letras ou símbolos por uma regra, seguidos de uma interpretação geométrica a partir de um programa gráfico. As regras podem ser representadas por cadeias de caracteres e armazenar toda a informação gráfica necessária para a formação de um fractal de sistema-L, [9].

Em termos práticos, conhecendo-se a informação para construir um fractal, que está armazenada em uma cadeia de caracteres específica, pode-se realizar uma leitura e a transformação em comandos gráficos para desenho diversos tipos de figuras fractais. Nesta seção são adotadas as seguintes representações dos comandos gráficos nas cadeias de caracteres:

- Segmentos de reta são representados por letras maiúsculas do alfabeto, por exemplo, 'F';
- Um incremento negativo no ângulo, denotado por '-', representa uma variação angular no sentido anti-horário;

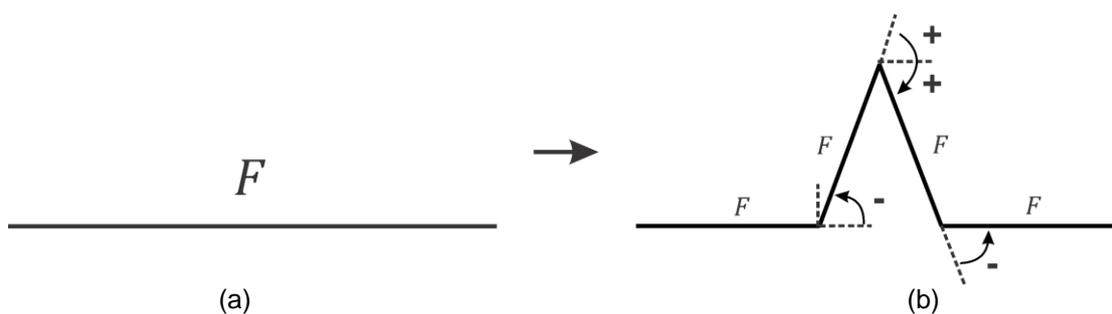
- Um incremento positivo no ângulo, denotado por '+', representa uma variação angular no sentido horário.

3.4.1.1 CURVA DE KOCH GERADA PELO SISTEMA-L

Para a construção da curva fractal de Koch a partir do sistema-L, deve-se, a princípio, definir a geometria inicial (célula matriz) e em seguida estabelecer a regra de formação para a construção da cadeia de caracteres, que irá se ramificar até o limite de iteração para essa ramificação.

Este processo pode ser interpretado da seguinte maneira: suponha que a geometria inicial é um segmento de reta de comprimento unitário, interpretada pelo sistema-L como um caractere (célula, ' F '). O próximo passo é dividir o segmento de reta em três partes iguais e substituir o segmento do meio por um triângulo equilátero sem a base. Desta forma, constrói-se um polígono e o próximo passo na definição do sistema-L é estabelecer a regra para geração da curva de Koch, Figura 21.

Figura 21 – Geração da curva de Koch com uso do sistema-L: (a) gerador; (b) regra.



Fonte: Autor, 2019.

Na Figura 21(b), da esquerda para a direita, têm-se: um segmento de reta ' F ' com um incremento no ângulo com sentido anti-horário '-'; um segmento ' F ' seguido de dois incrementos no ângulo com o sentido horário '++'; um segmento ' F '; um incremento no ângulo com sentido anti-horário '-'; um segmento ' F '. Assim, a regra para a geração da curva de Koch pode ser estabelecida por uma cadeia de caracteres: ' $F- F++ F- F$ '.

O sistema-L reproduzirá a curva de Koch a partir de várias iterações, onde cada uma delas substituirá a célula matriz ' F ' da iteração anterior por uma cadeia de caracteres ' $F- F++ F- F$ ', ao mesmo tempo que preserva os demais caracteres '-', e '+'. Esse processo irá se repetir até um número, $n=1,2,3,\dots,N$ de iterações fractais:

Iteração $n = 1$ tem-se: F ;

Iteração $n = 2$, tem-se: $F - F++ F - F$;

Iteração $n = 3$, tem-se: $F - F++ F - F - F - F++ F - F++ F - F++ F - F - F - F++ F - F$;

Iteração $n = N$, tem-se: $F - F++ F - F - \dots - F - F++ F - F$.

Na geração do fractal floco de neve de Koch (ver na Figura 15) o triângulo equilátero gerador é codificado no sistema-L por uma cadeia de caracteres definido da seguinte maneira: ' $F - -F - -F$ '.

3.4.2 MÉTODO IFS PARA GERAÇÃO DE FRACTAIS

O sistema de funções iteradas (*Iterative Function System*) é um método baseado em uma série de transformações afins, para a geração de formas fractais [9], [10]. Para um fractal autossimilar e independente de escala, sua geração começa com uma forma geradora, que neste caso, é a entrada para uma função de mapeamento; sua saída torna-se a entrada para a próxima iteração. Essa característica aliada às respectivas transformações afins caracterizam o método IFS para geração de fractais. O método IFS é baseado em transformações matemáticas, tais como: contração, reflexão, rotação e translação. Dessa forma, os fractais gerados pelo método IFS são definidos no limite do processo iterativo de um conjunto infinito de transformações afins, $q(u)$, que são aplicadas em uma figura arbitrária.

Para uma transformação, $q: R^m \rightarrow R^m$, da forma $q(u) = T(u) + v$, em que: T é uma transformação linear não-singular; u e v são vetores do R^2 ; q é chamada de transformação afim. Portanto, uma transformação afim é a soma de uma transformação linear com uma translação, sendo portanto, não linear. Considere o caso de uma transformação afim $q: R^2 \rightarrow R^2$, a mesma pode ser escrita na forma matricial, apresentada na expressão (3.2):

$$q(x, y) = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} t_x \\ t_y \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

onde a , b , c e d são escalares; t_x , é o parâmetro relacionado a rotação; t_y , é o parâmetro relacionado a translação.

Considerando um conjunto inicial $K \subset R^2$ e N contrações de $q(i) : R^2 \rightarrow R^2$, com fator de contração $0 < ai < 1$, em que $(i=1, \dots, N)$, determina-se $q: R^2 \rightarrow R^2$ como sendo (3.3).

$$q(K) = \bigcup_{i=1}^N q_i(K). \quad (3.3)$$

Em que, a imagem da transformação é $q_i(K) : q_i(x)|x \in K$, quando aplicada aos vetores do conjunto de K . Um exemplo do fractal curva de Koch, gerado pelo método IFS, é apresentado na seção seguinte.

3.4.2.1 CURVA DE KOCH GERADA PELO MÉTODO IFS

A obtenção da curva de Koch de interesse se dá a partir de quatro transformações afins de $q_i : R^2 \rightarrow R^2$, com $i = 1, 2, 3, 4$, realizadas em uma reta, de acordo com (3.4).

$$q(x, y) = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta_i) & -\text{sen}(\theta_i) \\ \text{sen}(\theta_i) & \cos(\theta_i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} t_{x_i} \\ t_{y_i} \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

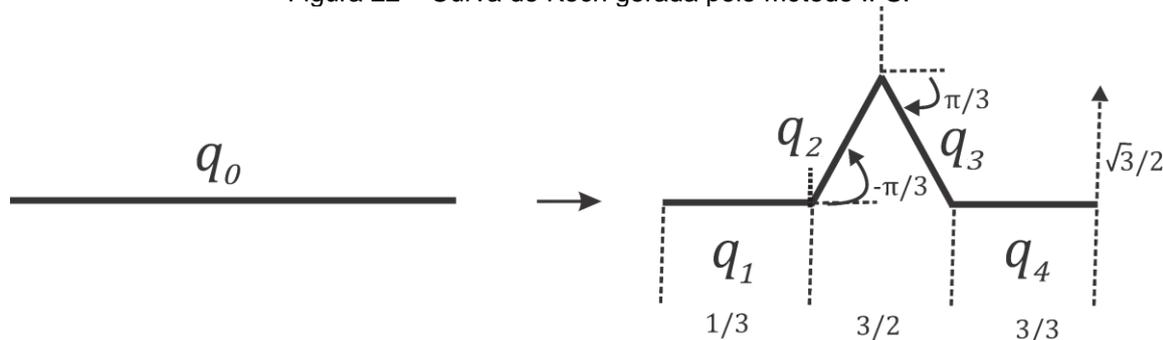
Em que, θ_i , t_{x_i} e t_{y_i} , são valores listados na Tabela 2. As quatro transformações de q_i , ilustradas na Figura 22, consistem de: uma contração q_1 de 1/3 do seguimento de reta inicial; q_2 é uma rotação de $-\pi/3$ rad e uma translação de 1 unidade em x ; q_3 é uma rotação de $\pi/3$ rad, uma translação de 3/2 unidades em x e $\sqrt{3}/2$ unidades em y ; q_4 é uma translação de 2 unidades em x .

Tabela 2 – Valores de θ_i , t_{x_i} e t_{y_i} para geração da curva de Koch pelo método IFS.

i	θ_i	t_{x_i}	t_{y_i}
1	0	0	0
2	$\pi/3$	1	0
3	$-\pi/3$	3/2	$\sqrt{3}/2$
4	0	2	0

Fonte: [8], 2008.

Figura 22 – Curva de Koch gerada pelo método IFS.



Fonte: Autor, 2019.

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

$$q(K) = \bigcup_{i=1}^4 q_i(K) \quad (3.5)$$

Dessa forma a curva de Koch é dada pelo limite (3.6) quando n tende ao infinito.

$$\lim_{n \rightarrow \infty} q_n(K). \quad (3.6)$$

Na seção seguinte são apresentadas as aplicações da geometria fractal para o desenvolvimento de antenas de microfita.

3.5. APLICAÇÃO DA GEOMETRIA FRACTAL EM ANTENAS

Na literatura especializada são encontradas várias aplicações de fractais na área de antenas, para otimizar as dimensões ou aprimorar alguns parâmetros, tais como: frequência de ressonância, largura de banda e ganho.

As primeiras antenas de microfita datam de 1953, mas foi a partir de 1970, que esse tipo de dispositivo recebeu mais atenção [2]. Por volta de 1985, Nathan Cohen [11] empregou a geometria fractal em projetos de antenas do tipo dipolo. A partir das observações das características de irradiação apresentadas nessas antenas fractais, vários projetos de antenas de microfita passaram a ser desenvolvidos para as mais diversas aplicações [9], sobretudo, em comunicações sem fio [42] – [51].

Em [42], a curva fractal de Minkowski foi usada no projeto de antenas *patch* fractais em 2,45 GHz. com o objetivo de reduzir suas dimensões. Variando-se o nível

de iteração fractal de Minkowski até o nível $n = 2$, foi possível reduzir as dimensões da antena em 42% em comparação a uma antena com *patch* retangular operando na mesma faixa de frequências. Entretanto, neste projeto de antena, a redução das dimensões resultou em uma redução de largura de banda.

A aplicação de fendas no *patch* das antenas em conjunto com aplicação de curvas fractais têm sido utilizadas para obter antenas com dimensões compactas. Em [43], uma antena *patch* fractal de Koch de nível $n = 2$ com fendas no centro do elemento, teve suas dimensões reduzidas em até 60% em comparação a uma antena *patch* convencional. Além disso, a frequência de ressonância pôde ser ajustada de acordo com as dimensões da fenda. Nesse projeto foi observada uma variação de 1,53 GHz para 1,27 GHz com o aumento das dimensões das fendas.

O fractal de Minkowski foi utilizado em [44], para a realização de um projeto de antena *dual band*. A partir dos resultados observados, a antena *patch* fractal de Minkowski de nível $n = 2$, apresentou duas larguras de banda de 240 MHz e 990 MHz nas frequências de 2,45 GHz e 5,80 GHz, respectivamente. Porém, com aplicação do plano de terra parcial, os ganhos da antena nas respectivas frequências foram afetados, com valores de 2,21 dBi e 2,18 dBi.

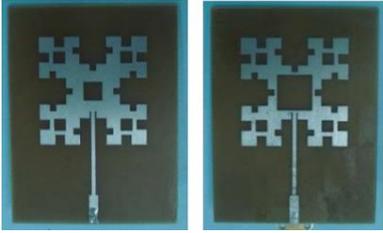
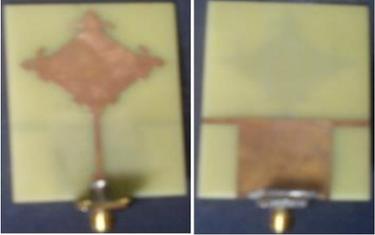
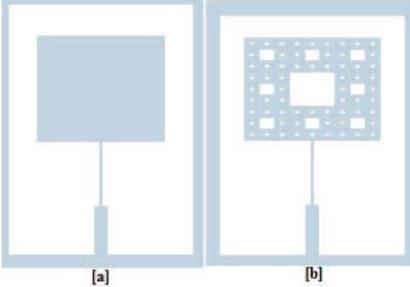
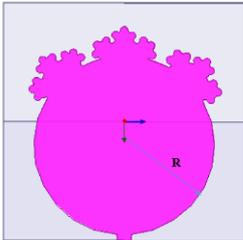
Em [45], uma antena *patch* multibanda foi proposta com aplicação do fractal tapete de Sierpinski de nível $n = 3$, para aplicação em sistema de comunicações sem fio de quinta geração 5G. Observando-se os resultados da antena *patch* fractal, foram obtidas quatro frequências de ressonância em 14,8 GHz, 17,92 GHz, 23,12 GHz e 27,92 GHz com larguras de banda de impedâncias de 5,80 GHz, 3,04 GHz, 2,96 GHz e 3,84 GHz, nas respectivas frequências de ressonância. Além disso, foram projetadas quatro antenas *patch* retangulares convencionais para cada frequência de ressonância dessa antena de Sierpinski. O objetivo foi demonstrar que, com aplicação do fractal de Sierpinski, as antenas podem obter múltiplas frequências de ressonância com uso de apenas um elemento irradiante e suportar várias aplicações em padrões de comunicações sem fio.

Para aumentar a largura de banda de uma antena *patch* circular utilizou-se, em [46], uma geometria fractal inspirada na textura de um brócolis para aplicações em WiMAX/WLAN. Com isso, pôde-se observar que, com aplicação do terceiro nível de iteração fractal $n = 3$, a largura de banda fracionária da antena foi de 18% entre a faixa de frequências de 5,32 – 6,35 GHz. No entanto, para alcançar um ganho de 4,5

dBi na frequência central de 5,5 GHz da largura de banda foi necessário modificar o plano de terra e o raio do *patch* circular da antena fractal.

Na Tabela 3, são apresentados alguns projetos de antenas de microfita com aplicação dos fractais para sistemas WLAN/WiMAX.

Tabela 3 – Projetos de antenas de microfita com uso de fractais para aplicação em diversas faixas de frequências.

Referência	Título	Protótipos/Leiautes de antenas
[42]	Antenas de Microfita Utilizando a Curva de Fractal de Minkowski.	
[43]	Antena de Microfita <i>Patch</i> Fractal de Koch Carregada com <i>Slot</i> .	
[44]	Projeto e Realização de Antena de Microfita Fractal de Minkowski de Banda Dupla na Frequência de 2450 MHz e 5800 MHz.	
[45]	Projeto e Simulação de uma Antena Fractal de Tapete de Sierpinski para Aplicações Comerciais 5G.	
[46]	Projeto de Antena Fractal de Brócolis de Banda Larga para Aplicações WiMAZ/WLAN.	

Para aplicações em antenas de microfita do tipo monopolo impresso, a combinação de geometrias fractais têm sido utilizadas para alcançar desempenho melhores em termos de largura de banda.

Tendo isso em vista, pode-se observar em [47], um projeto de antena de microfita do tipo monopolo impresso para sistemas UWB, utilizando a aplicação da combinação de duas geometrias fractais em um *patch* irradiante de formato retangular. Dois tipos de fractais foram aplicados para o projeto do *patch* irradiante: o fractal de Giuseppe Peano nas bordas do *patch* e o fractal tapete de Sierpinski na superfície do *patch*. A partir dos resultados obtidos, pôde-se observar que, com a variação do nível de iteração dos fractais até $n = 2$, as antenas apresentaram variações nas larguras de banda de 4,0 – 12,0 GHz. Entretanto, os resultados das antenas apresentaram ganho em torno de 4,0 dBi para toda a faixa de frequência. Isso se deve a característica do diagrama de irradiação omnidirecional das antenas com uso de planos de terra parcial.

Em [48], antenas monopolo impresso foram propostos com aplicação do fractal árvore pitagórica modificada em um *patch*-T convencional. A partir dos resultados apresentados, pôde-se observar que: com a variação do nível de iteração do fractal modificado até o nível $n = 5$, as frequências de ressonância são ajustadas e a largura de banda de impedância aprimorada. Com isso, a largura de banda da antena monopolo impresso fractal de nível $n = 5$ foi de 2,60 – 11,12 GHz com um VSWR inferior a 2,0. Por outro lado, as antenas monopolo impresso com aplicação do fractal árvore pitagórica modifica apresentaram ganhos inferiores a 3,0 dBi.

Uma monopolo impresso compacto para aplicações em sistemas UWB com quatro elementos irradiantes fractais, alimentado por múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO), foi descrito em [49]. O fractal de Koch utilizado nas bordas dos *patches* irradiantes de formato octogonal possibilitou a miniaturização e o aumento na largura de banda de impedância para 2,0 – 10,6 GHz. Com aplicação de *slots* de formato C inseridos no centro dos *patches* fractais irradiantes, uma banda de rejeição foi ajustada para 5,5 GHz para bloquear a banda WLAN. O ganho da antena foi de 3,0 dB para a correspondente banda de frequência com exceção da banda em 5,5 GHz.

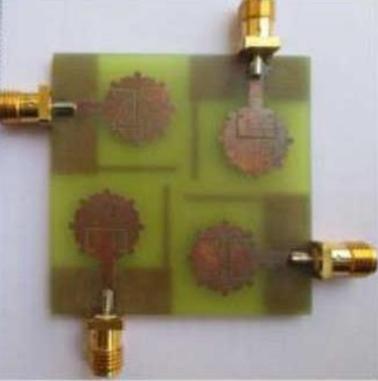
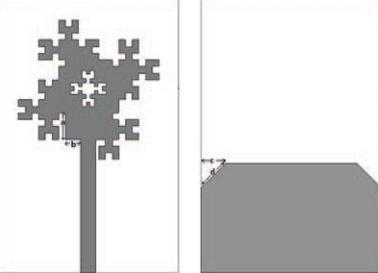
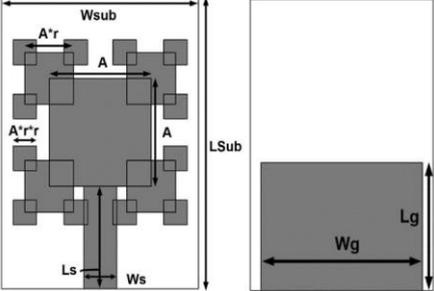
Em [50], uma antena monopolo impresso fractal híbrida de banda larga para múltiplas aplicações foi proposta. A estrutura da antena foi projetada com a geometria

fractal de Hilbert a partir de um *patch* quadrado em forma de cruz. A partir dos resultados, pôde-se observar que, a largura de banda da antena foi de 1,7 – 4,18 GHz, com 102,0% de largura de banda fracionária e 94,7% de eficiência de radiação, assim, o ganho total observado da nova antena foi de 5,1 dB.

Uma antena monopolo impresso compacta foi apresentada em [51], com uso da geometria fractal de Minkowski para aplicações em futuras tecnologias móveis, bem como 5G. A partir dos resultados apresentados, pôde-se observar que: com o aumento do nível de iteração fractal até $n = 2$, a largura de banda de impedância aumentou de 25 GHz para 37 GHz, para uma faixa de frequências de operação de 23 GHz – 60 GHz. Na correspondente largura de banda o ganho da antena foi de 6,1 dBi. O aumento na largura de banda da antena se deve à aplicação da geometria fractal, que possibilitou o aumento do seu comprimento elétrico. No entanto, as dimensões da antena proposta são muitos menores em comparação as dimensões das antenas projetadas para aplicações WLAN nas bandas de 2,4 GHz e 5,8 GHz. Portanto, a fabricação torna-se uma limitação das antenas projetadas para aplicações 5G, principalmente quando projetadas para operação em faixas de frequências muito elevadas.

Na Tabela 4, são apresentados os protótipos das antenas de microfita monopolo impresso com uso de fractais para aplicações em UWB e sistemas de banda larga.

Tabela 4 – Projetos de antenas de microfita monopolo impresso com uso de fractais.

Referência	Título	Protótipos/Leiautes de antenas
[47]	Projeto de Antena de Microfita Monopolo Miniaturizado para UWB pela Combinação dos Fractais Tapete de Giuseppe Peano e Sierpinski.	
[48]	Novas Antenas Monopolo Fractal Árvore Pitagórica Modificadas para Aplicações UWB.	
[49]	Uma Antena Compacta Fractal de Koch UWB MIMO com Rejeição de Banda WLAN.	
[50]	Uma Antena Fractal Híbrida para Aplicações de Banda Larga.	
[51]	Uma Antena Fractal de Minkowski de Banda Ultralarga para Aplicações 5G.	

Em suma, os resultados observados com o uso da geometria fractal em antenas de microfita do tipo *patch* confirmam que múltiplas frequências e dimensões miniaturizadas podem ser alcançadas, além disso, larguras de banda podem ser ampliadas com a combinação de fendas inseridas no centro dos elementos irradiantes fractais. Para aplicação em antenas de microfita do tipo monopolo impresso, a geometria fractal tem sido usada para aprimorar as características de ressonância e de irradiação, tanto para aumento quanto diminuição da largura de banda. Além disso, os fractais podem ser combinados ou modificados para melhorar ainda mais o desempenho das antenas. No entanto, a aplicação da geometria fractal pode limitar a fabricação das antenas projetadas para faixas de frequências elevadas. No próximo Capítulo são apresentados os resultados desta pesquisa.

4 ANTENAS FRACTAIS QUADRANGULARES

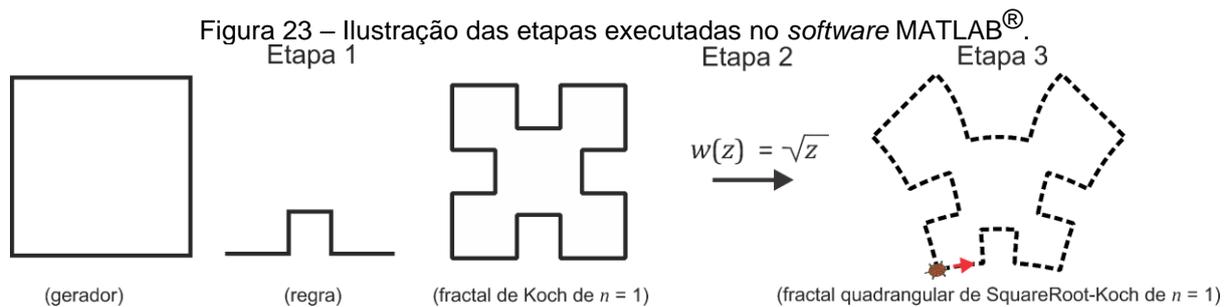
Uma das contribuições desta pesquisa foi a geração de uma classe nova de figuras geométricas, cujas características remetem às figuras fractais, e que são denominados fractais quadrangulares. Neste capítulo, são apresentados os resultados de caracterização e antenas de microfita fractais quadrangulares de Koch, que constituem uma aplicação direta dessa classe nova de fractais na área de antenas, com o objetivo de melhorar a eficiência de sistemas de comunicações sem fio nas faixas de frequências de 2,4 GHz, 2,5 GHz, 3,5 GHz e 5,25 GHz. O processo de desenvolvimento das antenas de microfita abordadas será descrito em detalhes nas fases de projeto, análise, fabricação e medição de protótipos.

4.1 GEOMETRIA DE FRACTAIS QUADRANGULARES

A geometria dos fractais quadrangulares de Koch propostos foi gerada com o auxílio do *software* MATLAB[®]. Para isso, foram implementadas três funções principais: o sistema-L no plano complexo, o algoritmo “*turtle graphics*” e o mapeamento conforme [52] – [58]. Essas funções são executadas no *software*, por meio de um algoritmo¹, cujos resultados são ilustrados na Figura 23, que obedecem a seguinte ordem de eventos:

- Na etapa 1, o algoritmo se utiliza do sistema-L para gerar uma figura do fractal de Koch. Nesta etapa, as informações são armazenadas em uma cadeia de caracteres, como visto na seção 3.4.1.1.
- Na etapa 2, o fractal de Koch é gerado no plano complexo. Esse processo é realizado com a implementação do algoritmo “*turtle graphics*”. Neste caso, a cadeia de caracteres é convertida em um conjunto de coordenadas (x_j, y_j) ;
- Na etapa 3, o fractal quadrangular de Koch é gerado após a aplicação de transformação conforme na variável complexa $z_j = x_j + iy_j$. Este tipo de transformação preserva a orientação e a magnitude dos ângulos internos entre duas curvas em um dado ponto (x_j, y_j) do plano complexo.

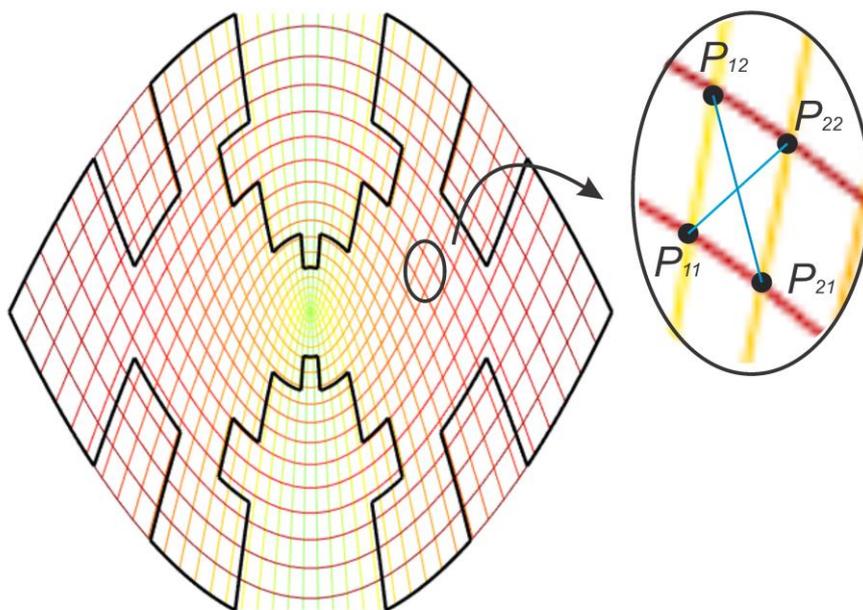
¹ O algoritmo MATLAB[®] para a geração de fractais quadrangulares de Koch foi cedido para aplicação nesta dissertação pelo professor orientador Paulo Henrique da Fonseca Silva.



Fonte: Autor, 2019.

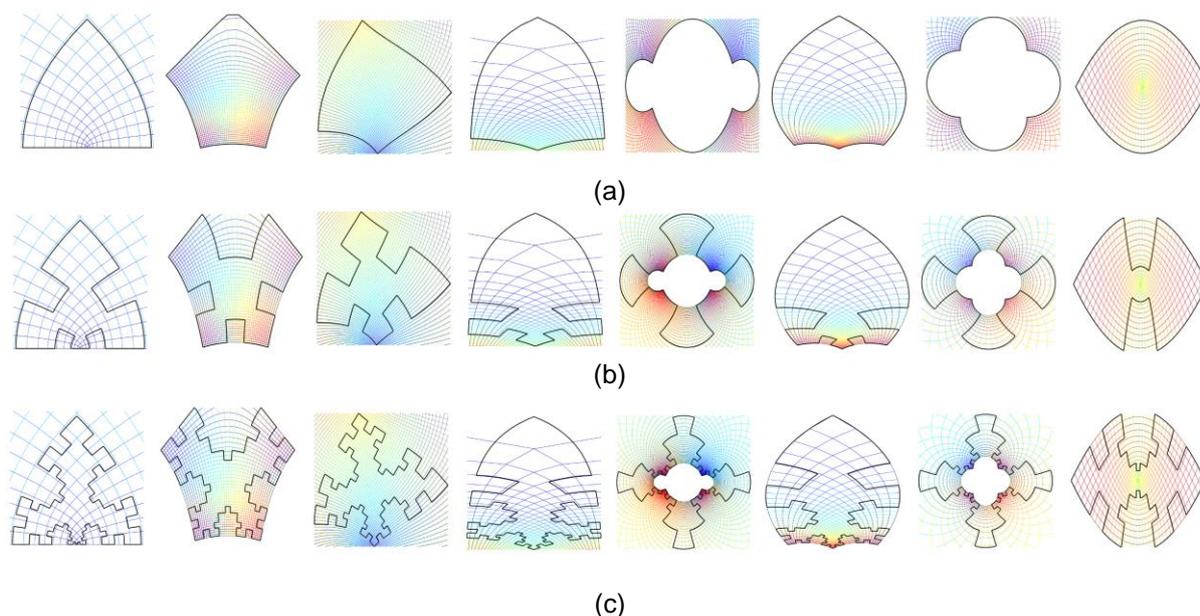
O termo quadrângulo foi referido no teorema de James Ivory's [59], como sendo um retângulo de rede formado por curvas ortogonais. Isto pode ser visualizado no fractal quadrangular de Riemann-Koch de nível $n = 2$, ilustrado na Figura 24. No seu teorema, foi demonstrado que os comprimentos das diagonais entre os pontos de um quadrângulo são iguais. Na Figura 25 são apresentados alguns exemplos dos fractais quadrangulares de Koch propostos nesta pesquisa, em diferentes níveis de iteração fractal.

Figura 24 – Rede de quadrângulos internos do fractal quadrangular de Riemann-Koch de nível 2.



Fonte: Autor, 2019.

Figura 25 – Exemplos de fractais quadrangulares de Koch, em diferentes níveis de iteração, n : (a) nível 0; (b) nível 1; (c) nível 2.



Fonte: Autor, 2019.

Os elementos fractais selecionados para o desenvolvimento das antenas de microfita desta pesquisa foram transformados a partir das expressões (4.1) – (4.4). Essas transformações conformes em conjunto com o fractal de Koch gerado com o uso do sistema-L, formaram quatro novos tipos de fractais quadrangulares denominados, respectivamente, como: Riemann-Koch, Joukowsky-Koch, *square root*-Koch e Mobius-Koch. Os fractais quadrangulares resultantes podem ser visualizados na Figura 26.

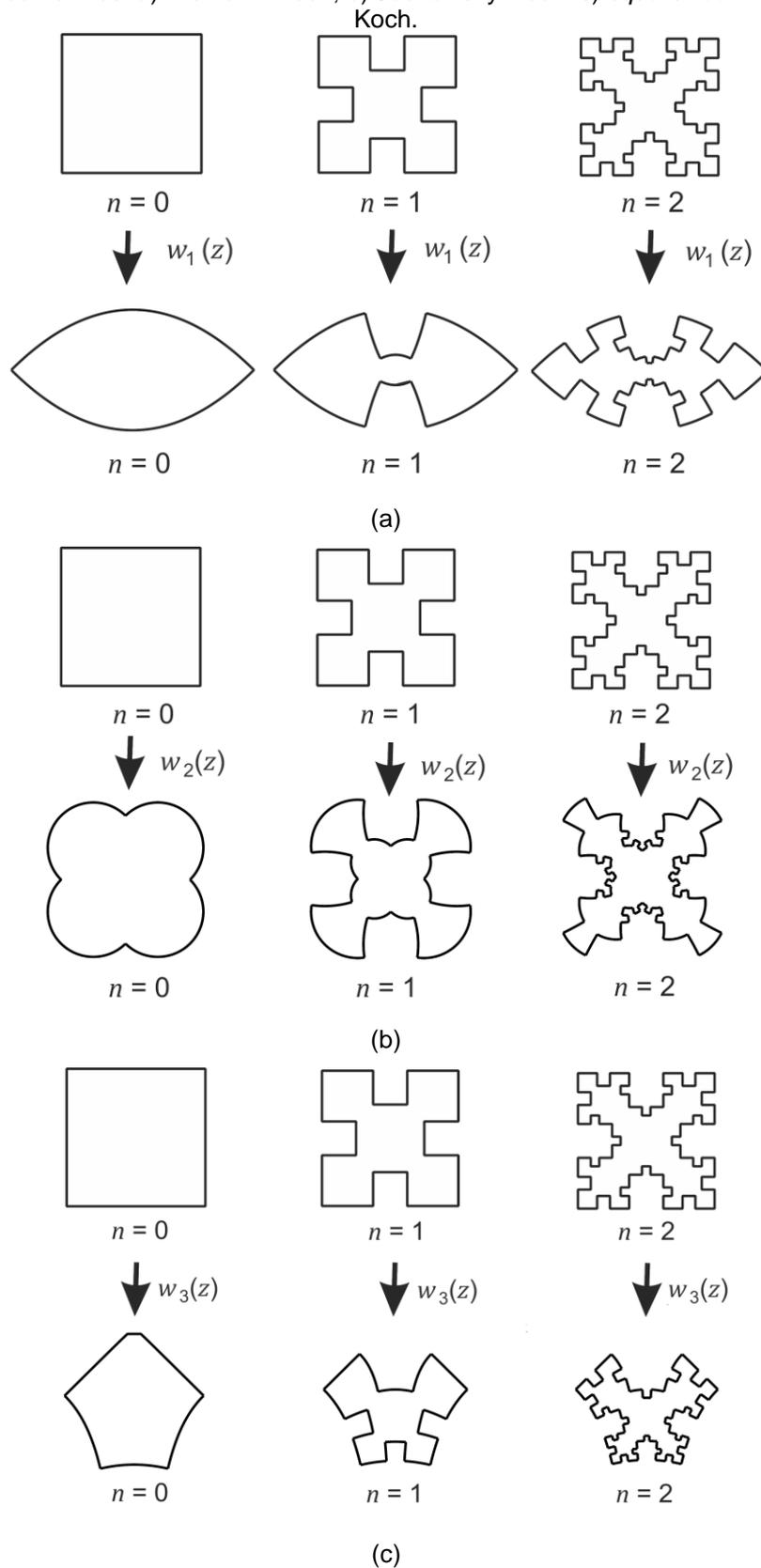
$$w_1(z) = (z^2 - 1)^{1/2} \quad (4.1)$$

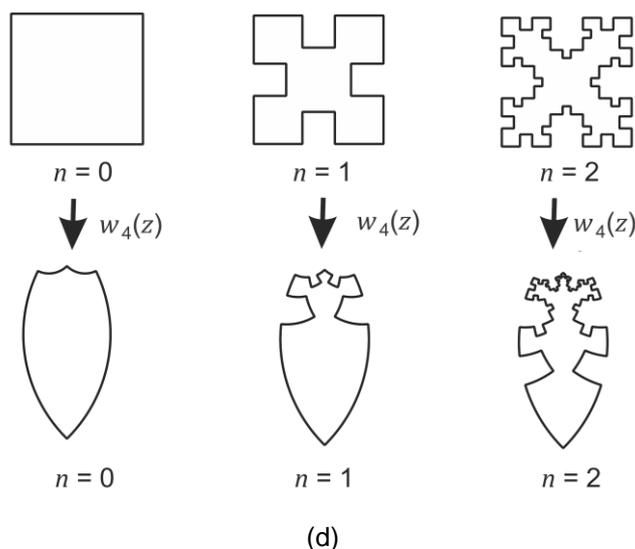
$$w_2(z) = \left(z + \frac{1}{z}\right) \cdot 2 \quad (4.2)$$

$$w_3(z) = \sqrt{z} \quad (4.3)$$

$$w_4(z) = \frac{(az + b)}{(cz + d)} \quad (4.4)$$

Figura 26 – Exemplos de fractais quadrangulares de Koch de níveis 0, 1 e 2 obtidos através de transformações conformes: a) Riemann-Koch; b) Joukowski-Koch c) *square root*-Koch e d) Möbius-Koch.





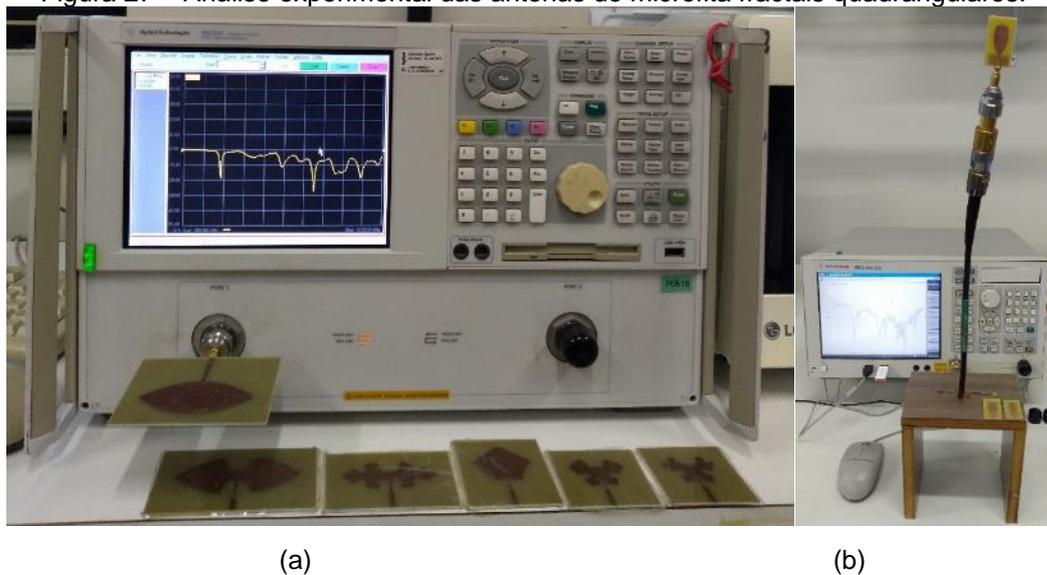
Fonte: Autor, 2019

As dimensões das geometrias dos fractais quadrangulares são ajustadas no *software* MATLAB[®], de forma a aproximar a largura e o comprimento aos valores calculados utilizando as equações das seções 2.2 e 2.3, de acordo com a frequência de ressonância desejada. Após o ajuste das dimensões do plano de terra e da linha de transmissão, são realizadas as simulações das antenas de microfita fractais quadrangulares de Koch no *software* ANSYS Designer[™].

As análises gráficas da frequência de ressonância e largura de banda foram realizadas numericamente através dos parâmetros: $|S_{11}|$ (módulo do coeficiente de reflexão, em dB) e VSWR, com o objetivo de verificar a metodologia desenvolvida nesta dissertação. Os resultados simulados, tais como, densidade de corrente de superfície, ganho, largura de feixe e campo distante foram avaliados a partir dos diagramas de irradiação 2-D e 3-D, com uso do *software* ANSYS Designer[™].

As etapas de fabricação das antenas e medição dos parâmetros ressonantes foram realizadas no Laboratório de Medidas em Telecomunicações do IFPB (Instituto Federal da Paraíba, Campus João Pessoa). O material selecionado para fabricação das antenas foi o substrato de fibra de vidro FR-4, com: permissividade elétrica relativa, $\epsilon_r = 4,4$; espessura, $h = 1,5$ mm; tangente de perdas, $Tg\delta = 0,02$. As medições das antenas foram realizadas com o uso de analisadores de redes vetorial de fabricação da *Agilent Technologies*, modelos N5230A e E5071C, Figura 27.

Figura 27 – Análise experimental das antenas de microfita fractais quadrangulares.



Fonte: Autor, 2019.

4.2 ANTENAS PARA APLICAÇÕES EM 2,4 GHz, 2,5 GHz e 5,25 GHz

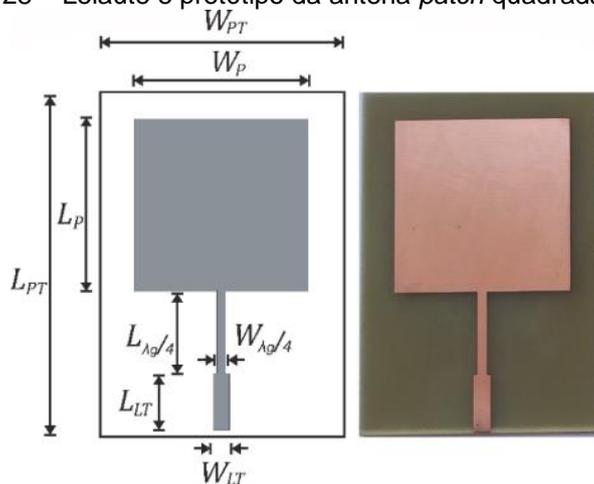
As antenas de microfita, descritas nesta seção, foram projetadas para funcionamento em bandas definidas nos padrões da IEEE802.11 [60] – [62], que correspondem aos principais sistemas e tecnologia de comunicações sem fio, tais como: Wi-Fi, Bluetooth e redes de telefonia móvel (3G, 4G e 5G) [63]. Tendo isso em vista, foram desenvolvidas antenas de microfita do tipo *patch* fractais quadrangulares para as principais faixas de comunicações sem fio, que correspondem às bandas de frequências: WLAN de 2,4 GHz (2,400 – 2,483 GHz) e 5,25 GHz (5,151 – 5,350 GHz); e a banda de telefonia móvel, 4G de 2,5 GHz (2,500 – 2,690 GHz).

Na seção seguinte, descreve-se o desenvolvimento de uma antena *patch* quadrada convencional, cujos resultados são abordados e discutidos como modelo de comparação para a apresentação das antenas *patch* de microfita fractais quadrangulares de Riemann-Koch.

4.2.1 ANTENA *PATCH* QUADRADA PARA FAIXA DE 2,4 GHz

As dimensões da antena *patch* quadrada (APQ) foram calculadas e aproximadas de acordo com as expressões apresentadas na seção 2.1, para a frequência de ressonância aproximada de 2,4 GHz. O leiaute e o protótipo são ilustrados na Figura 28. Para esta antena, as dimensões aproximadas para 2,4 GHz, foram: a largura do plano de terra, $W_{PT} = 40,50$ mm, e comprimento, $L_{PT} = 60,10$ mm; a largura do *patch*, $W_P = 30,05$ mm e comprimento de $L_P = 30,05$ mm; o comprimento do transformador de quarto de onda calculado, $L_{\lambda_g/4} = 14,63$ mm e largura, $W_{\lambda_g/4} = 1,50$ mm; a linha de transmissão o comprimento, $L_{LT} = 10,00$ mm e a largura $W_{LT} = 2,87$ mm.

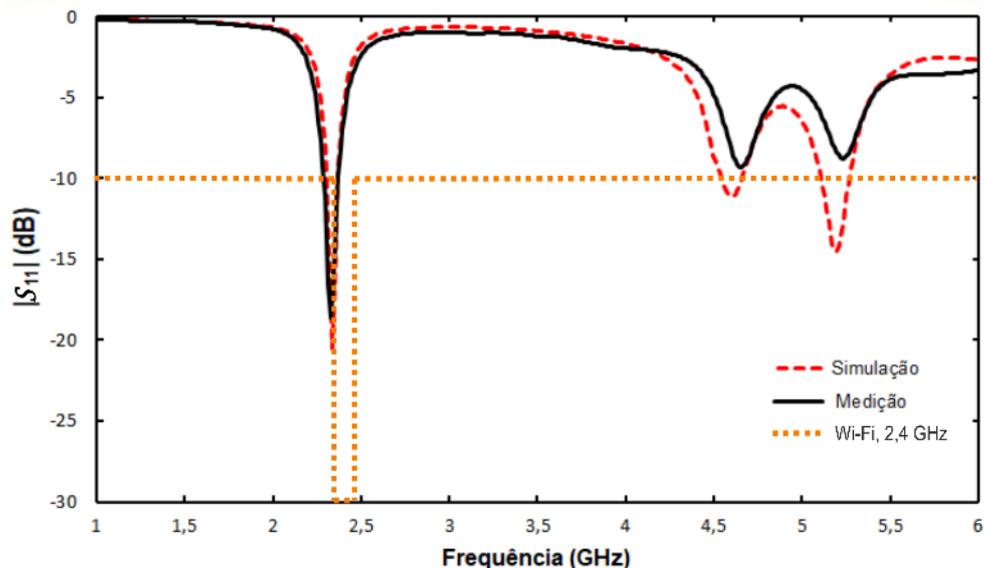
Figura 28 – Leiaute e protótipo da antena *patch* quadrada (APQ).



Fonte: Autor, 2019.

Os resultados da simulação e medição do módulo do coeficiente de reflexão, $|S_{11}|$ em dB, na faixa de 1,0 – 6,0 GHz, são comparados no gráfico da Figura 29. A partir do resultado simulado verifica-se para a frequência de ressonância em 2,33 GHz uma largura de banda de 67,50 MHz. Na medição obteve-se uma frequência de ressonância em 2,32 GHz e uma largura de banda de 78,70 MHz. O desvio entre as frequências de ressonância simulada e medida foi de 0,43%. A largura de banda medida foi 16,59% maior do que a largura de banda simulada.

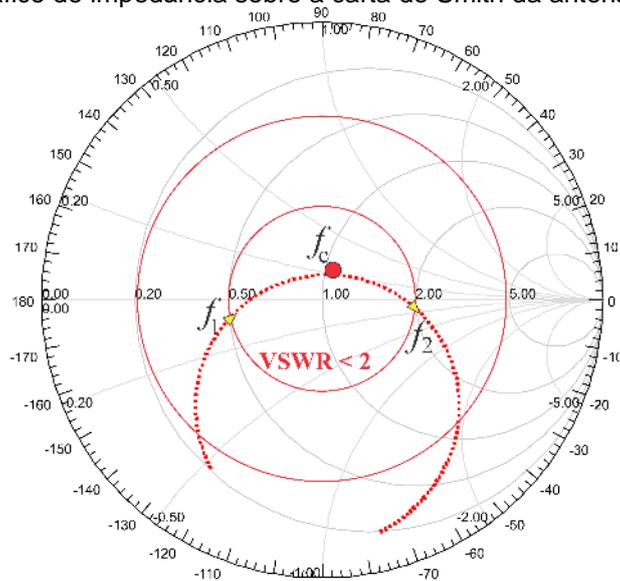
Figura 29 – Comparação do parâmetro $|S_{11}|$ simulado e medido da antena APQ.



Fonte: Autor, 2019.

A impedância sobre a carta de Smith simulada para a antena APQ na faixa de frequência de 2,20 – 2,50 GHz é apresentada na Figura 30. Conforme observado neste resultado, uma pequena faixa de frequências (curva normalizada) próxima do centro da carta de Smith, indica uma banda estreita de impedância próxima de $50,0 \Omega$. O círculo vermelho interno também indica que o VSWR é menor que 2,0 para a faixa de frequências ($f_2 - f_1$), ou seja, as frequências de ressonância que corresponde a valores do parâmetro $|S_{11}|$ inferiores a $-10,0$ dB.

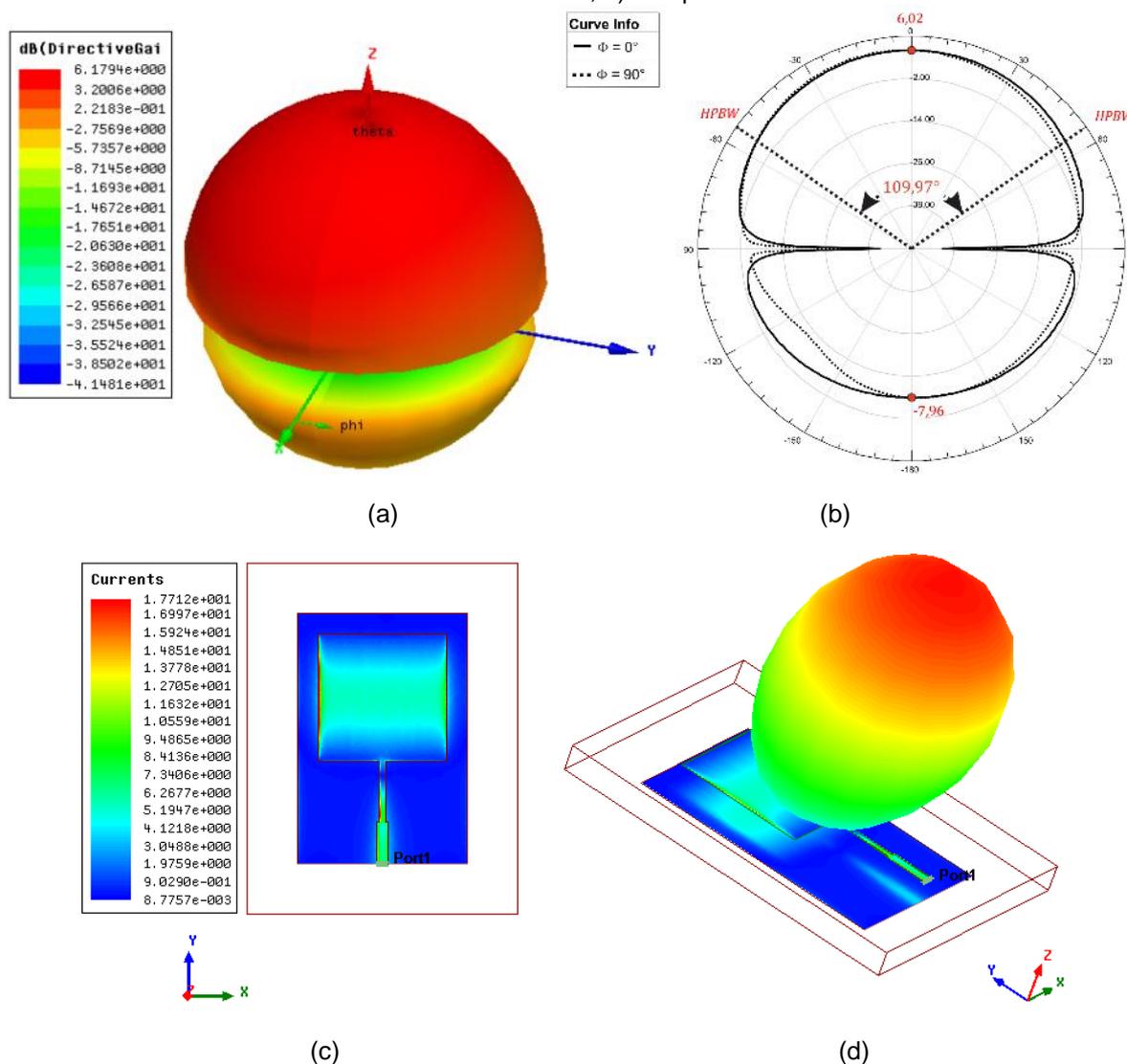
Figura 30 – Gráfico de impedância sobre a carta de Smith da antena APQ simulada.



Fonte: Autor, 2019.

Nas Figuras 31(a) e 31(b) são apresentados os diagramas de irradiação 3-D e 2-D, respectivamente, que foram simulados na frequência ressonante da antena APQ. O ganho máximo observado dessa antena foi de 6,18 dBi, com $HPBW = 109,97^\circ$, no plano-E. O valor máximo da distribuição da densidade de corrente dessa antena, foi de $17,71 \text{ A/m}^2$ em 2,33 GHz, Figura 31(c), com uma concentração de corrente nas laterais do *patch* quadrado. A Figura 31(d) ilustra o resultado simulado do campo distante da antena APQ na direção *broadside*, conforme era esperado.

Figura 31 – Parâmetros de irradiação da antena APQ em 2,33 GHz: a) ganho, 3-D; b) ganho, 2-D; c) densidade de corrente; d) campo distante.



Fonte: Autor, 2019.

A largura de banda medida de 79,7 MHz da antena APQ não foi suficiente para cobrir toda a faixa WLAN em 2,4 GHz.

4.2.2 ANTENAS *PATCH* FRACTAIS QUADRANGULARES DE RIEMANN-KOCH

As antenas *patch* fractais quadrangulares de Riemann-Koch foram projetadas com níveis de iteração de 0, 1 e 2, para aplicação na faixa de frequência WLAN de 2,4 GHz (2,400 – 2,483 GHz). Os leiautes e os protótipos das antenas QRK0, QRK1 e QRK2, são ilustrados nas Figuras 32(a)-(c), respectivamente. As dimensões das três antenas são comparadas com as dimensões da antena APQ, conforme listadas na Tabela 5, cujo os valores do comprimento do *patch*, L_P , das antenas fractais foram ajustados no MATLAB[®], para valores obtidos utilizando as aproximações apresentadas na seção 2.2, considerando à frequência, f_0 igual à 2,44 GHz. As dimensões da antena QRK0 são maiores que as dimensões da antena APQ. Isso se deve ao objetivo do projeto da antena QRK0 que almejou o aumento da largura de banda, aumentando-se principalmente a largura da antena.

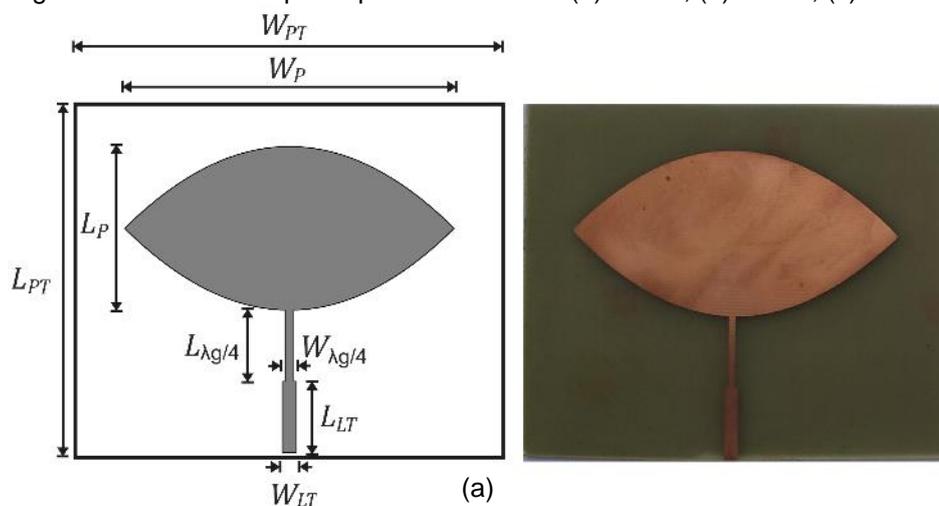
O fator de escala fractal, $s = 1/4$, foi adotado na geometria dos fractais quadrangulares de Riemann-Koch. Os resultados da simulação e medição foram comparados e são discutidos a seguir.

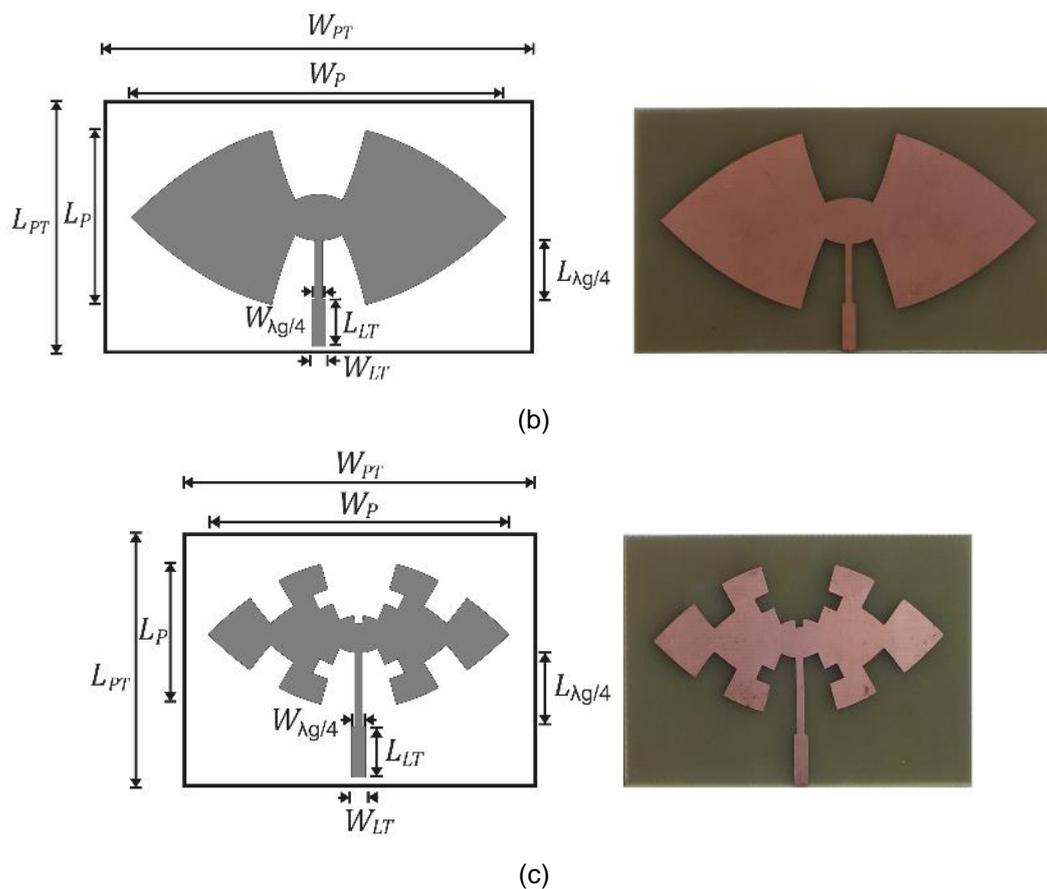
Tabela 5 – Dimensões em (mm) das antenas: APQ, QRK0, QRK1 e QRK2.

Antenas	W_{PT}	L_{PT}	W_P	L_P	$L_{\lambda_g/4}$	$W_{\lambda_g/4}$	L_{LT}	W_{LT}
APQ	40,50	60,10	30,50	30,50	14,63	1,55	10,00	2,87
QRK0	87,20	72,80	67,20	33,60	14,63	1,80	14,63	2,87
QRK1	87,93	50,55	77,93	38,40	12,00	1,55	12,09	2,87
QRK2	69,00	47,04	59,00	27,54	14,63	1,60	10,00	2,87

Fonte: Autor, 2019.

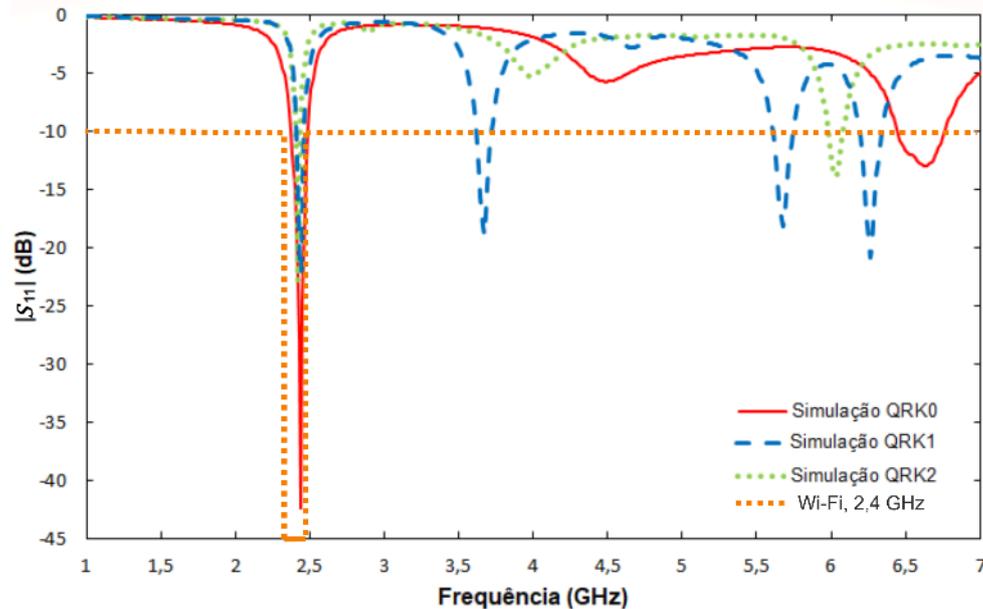
Figura 32 – Leiautes e protótipos das antenas: (a) QRK0; (b) QRK1; (c) QRK2.





Fonte: Autor, 2019.

No gráfico comparativo da Figura 33 são apresentados os resultados de simulação do parâmetro $|S_{11}|$ das antenas QRK0, QRK1 e QRK2, na faixa de 1,0 – 7,0 GHz. A antena QRK0 apresenta duas frequências de ressonância: 2,4 GHz e 6,64 GHz. A antena QRK1 apresenta três frequências de ressonância: 2,44 GHz, 3,50 GHz e 5,80 GHz. A antena QRK2, apresenta duas frequências de ressonância: 2,41 GHz e 6,02 GHz. Esperava-se que, com o aumento do nível de iteração fractal, a antena QRK2 apresentasse um número maior de frequências de ressonância que a antena QRK1, entretanto, as frequências entre 3,50 GHz e 5,80 GHz foram eliminadas. Os valores das simulações do módulo do coeficiente de reflexão estão listados na Tabela 6.

Figura 33 – Comparação do parâmetro $|S_{11}|$ simulado das antenas QRK0, QRK1 e QRK2.

Fonte: Autor, 2019.

Tabela 6 – Resultados simulados: frequências de ressonância (GHz) e $|S_{11}|$ (dB).

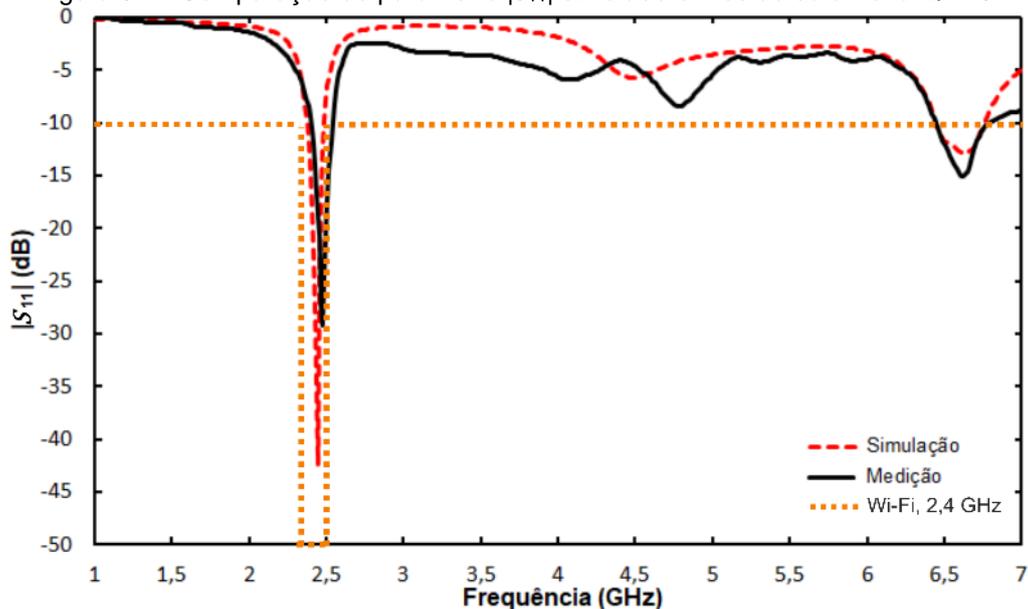
Antenas	f_{01}	f_{02}	f_{03}	f_{04}	$ S_{11} , f_{01}$	$ S_{11} , f_{02}$	$ S_{11} , f_{03}$	$ S_{11} , f_{04}$
QRK0	2,44	6,64	-	-	-42,43	-12,93	-	-
QRK1	2,44	3,66	5,66	6,25	-22,19	-18,94	-18,15	-20,80
QRK2	2,41	6,02	-	-	-22,82	-13,78	-	-

Fonte: Autor, 2019.

Os resultados de simulação e medição do parâmetro $|S_{11}|$ obtidos para antena QRK0 são ilustrados na Figura 34. A largura de banda medida foi maior do que a largura de banda simulada. A largura de banda medida da antena QRK0 de 140 MHz é suficiente para abranger toda a faixa de WLAN, entre 2,400 – 2,483 GHz. Em relação à antena APQ ($BW = 78,7$ MHz) houve um aumento de 77,8% na largura de banda. Na Figura 35 é apresentada uma comparação do parâmetro $|S_{11}|$ medido das antenas APQ e QRK0.

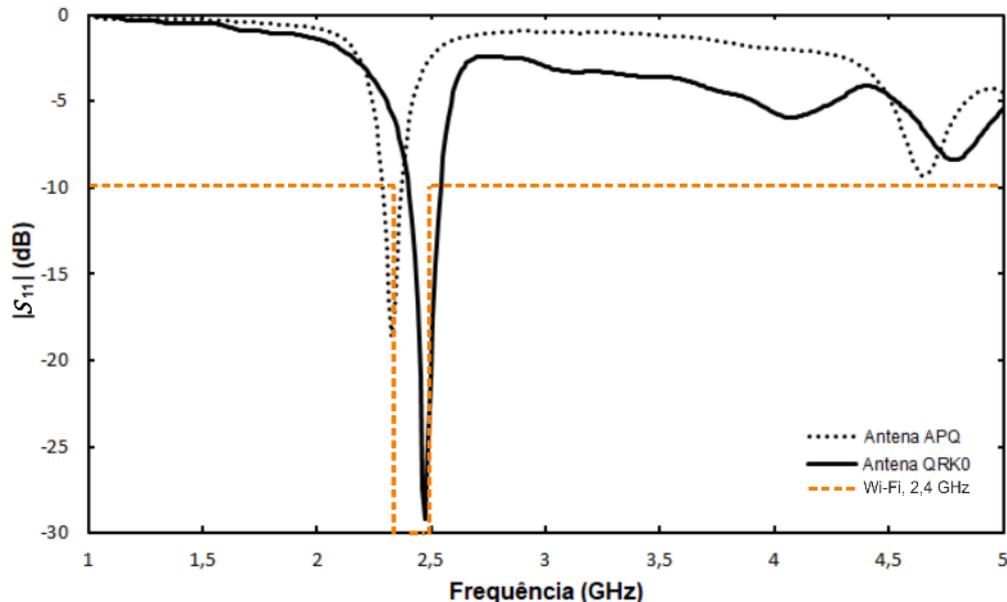
Os valores numéricos de simulação e medição de larguras e banda, frequências de ressonância e $|S_{11}|$, são listados na Tabela 7. A aplicação da geometria fractal quadrangular de Riemann-Koch mostrou-se mais eficiente para obtenção de antenas *patch* de banda larga do que a antena APQ, contudo, as antenas fractais quadrangulares de Riemann-Koch apresentaram larguras de *patch*, W_P , maiores que da antena APQ.

Figura 34 – Comparação do parâmetro $|S_{11}|$ simulado e medido da antena QRK0.



Fonte: Autor, 2019.

Figura 35 – Comparação do parâmetro $|S_{11}|$ medido das antenas APQ e QRK0.



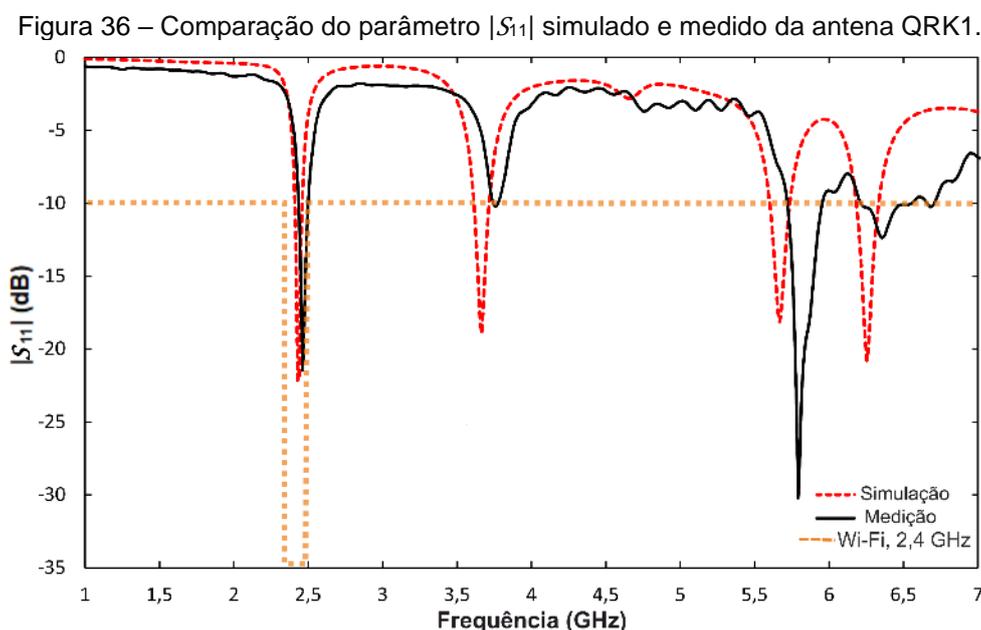
Fonte: Autor, 2019.

Tabela 7 – Valores de largura de banda (MHz), frequências de ressonância (GHz) e $|S_{11}|$ (dB).

Antenas	BW	f_1	f_2	f_0	$ S_{11} $
Antena APQ simulação	67,50	2,30	2,36	2,33	- 20,54
Antena APQ Medição	78,70	2,29	2,37	2,32	- 18,63
Antena QRK0 simulação	112,00	2,37	2,48	2,44	- 42,43
Antena QRK0 medição	140,00	2,40	2,54	2,47	- 29,20

Fonte: Autor, 2019.

A comparação dos resultados simulados e medidos do parâmetro $|S_{11}|$ obtidos para antena QRK1 é apresentada no gráfico da Figura 36. A partir da simulação foram constatadas quatro frequências de ressonância: 2,44 GHz, 3,66 GHz, 5,66 GHz e 6,25 GHz. As respectivas frequências medidas foram: 2,46 GHz, 3,75 GHz, 5,79 GHz e 6,36 GHz. Os desvios observados entre os resultados de simulação e medição foram de: 0,81%, 2,45%, 2,29% e 1,76%, respectivamente. Para as frequências medidas em 2,46 GHz e 5,79 GHz, as larguras de banda foram de 78,8 MHz e 225,0 MHz, conforme os valores listados na Tabela 8.



Fonte: Autor, 2019.

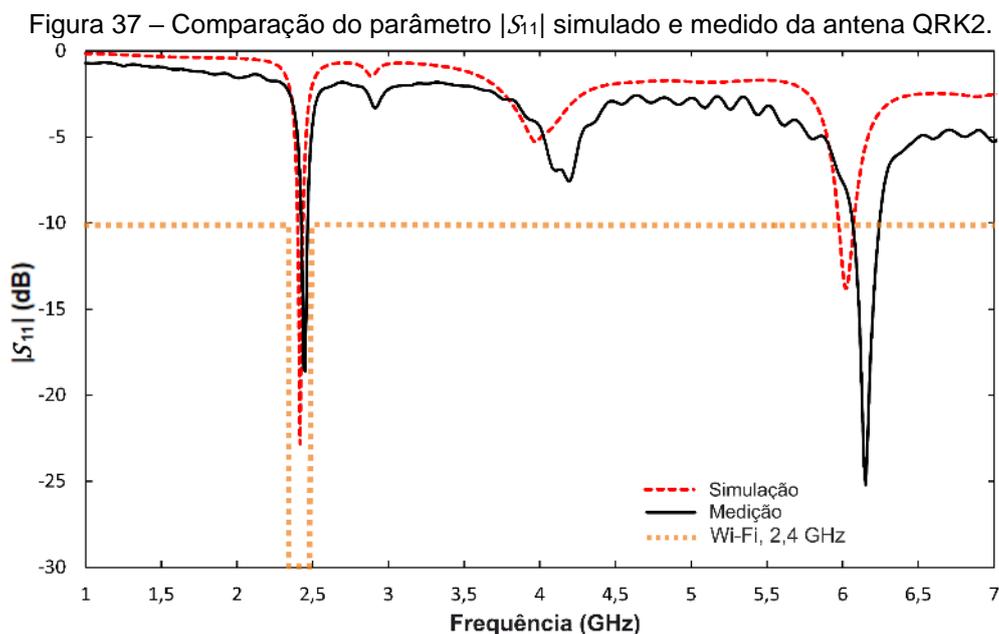
Tabela 8 – Valores de frequências de ressonância (GHz), largura de banda (MHz) e $|S_{11}|$ (dB).

Antenas	f_{01}	f_{02}	BW_1	BW_2	$ S_{11} , f_{01}$	$ S_{11} , f_{02}$
Antena QRK1 simulação	2,44	5,69	60,00	135,00	- 22,19	- 18,15
Antena QRK1 medição	2,46	5,79	78,80	225,00	- 21,46	- 30,20

Fonte: Autor, 2019.

A comparação dos resultados simulados e medidos do parâmetro $|S_{11}|$ obtidos para antena QRK2 é apresentada no gráfico da Figura 37. Na medição da antena pôde-se observar duas larguras de banda: 50,0 MHz e 170,0 MHz, nas frequências de ressonância de 2,45 GHz e 6,15 GHz, respectivamente. O desvio das frequências medidas em relação às simuladas em 2,41 GHz e 6,02 GHz foram de 1,65% e 2,15%, respectivamente. Na Tabela 8 são listados os valores numéricos obtidos de simulação

e medição de larguras de banda, frequências de ressonância e $|S_{11}|$ da antena QRK2.



Fonte: Autor, 2019.

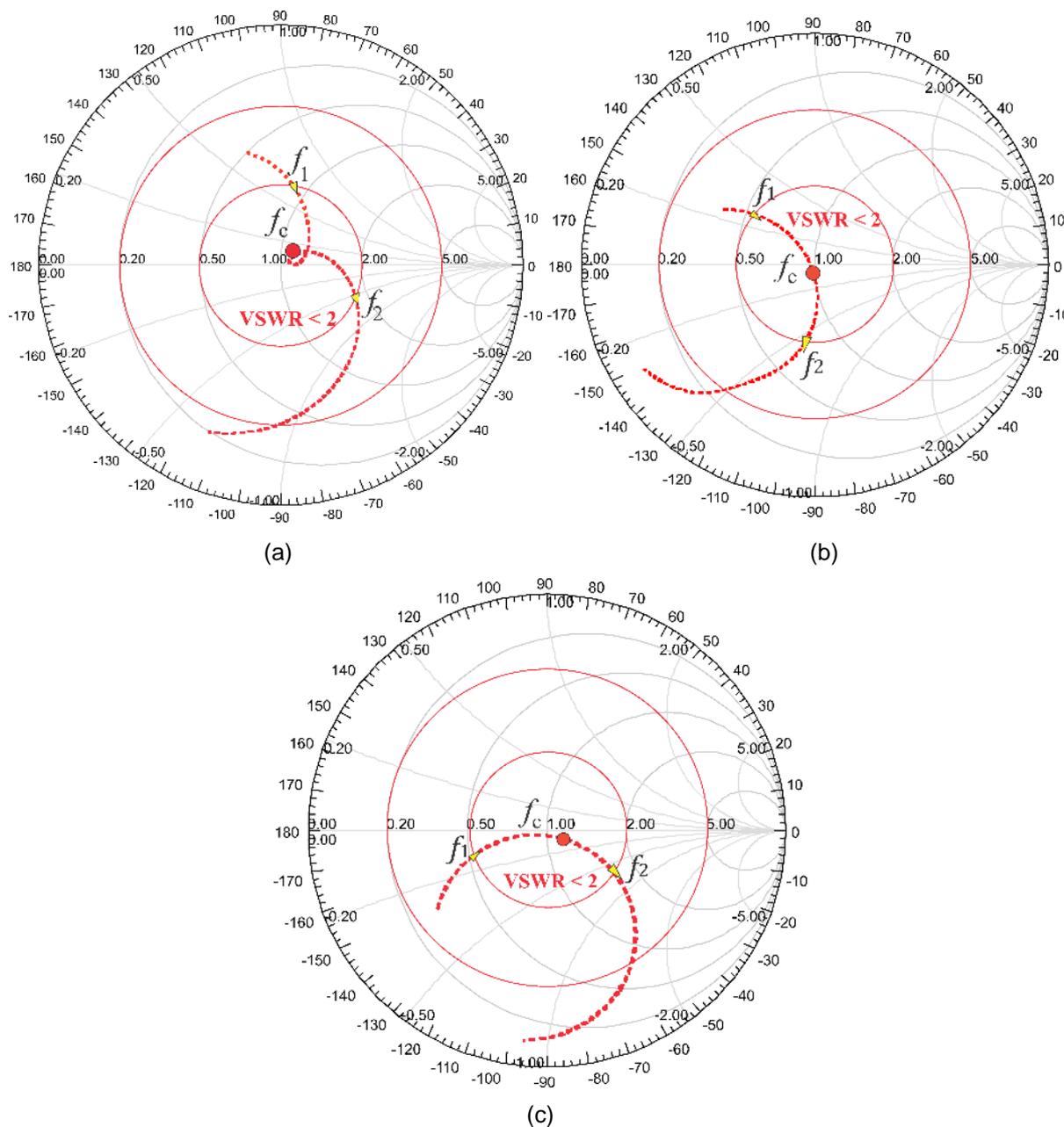
Tabela 9 – Valores de largura de banda (MHz), frequências de ressonância (GHz) e $|S_{11}|$ (dB).

Antenas	f_{01}	f_{02}	BW_1	BW_2	$ S_{11} , f_{01}$	$ S_{11} , f_{02}$
Antena QRK2 simulação	2,41	6,02	45,00	101,25	-22,82	-13,78
Antena QRK2 medição	2,45	6,15	50,00	170,00	-18,60	-25,20

Fonte: Autor, 2019.

As impedâncias sobre as cartas de Smith simuladas na faixa de frequência de 2,2 – 2,5 GHz das antenas QRK0, QRK1 e QRK2, são apresentadas nas Figura 38(a)-(c), respectivamente. Para a antena QRK0, observa-se a maior largura de banda de impedância com a faixa de frequências ($f_2 - f_1$) dentro do círculo vermelho interno da carta, isto é com $VSWR < 2$. As cartas de Smith das antenas QRK1 e QRK2, respectivamente apresentadas nas Figuras 38(b) e 38(c), podem ser observadas uma pequena faixa de frequência ($f_1 - f_2$), dentro do círculo vermelho interno da carta, com o $VSWR < 2$. As frequências centrais, f_0 , próximas do centro da carta, indicam que as três antenas estão bem casadas com uma fonte de alimentação de 50 Ω .

Figura 38 – Gráficos de impedância sobre a carta de Smith das antenas simuladas: a) QRK0; b)QRK1; b)QRK2.

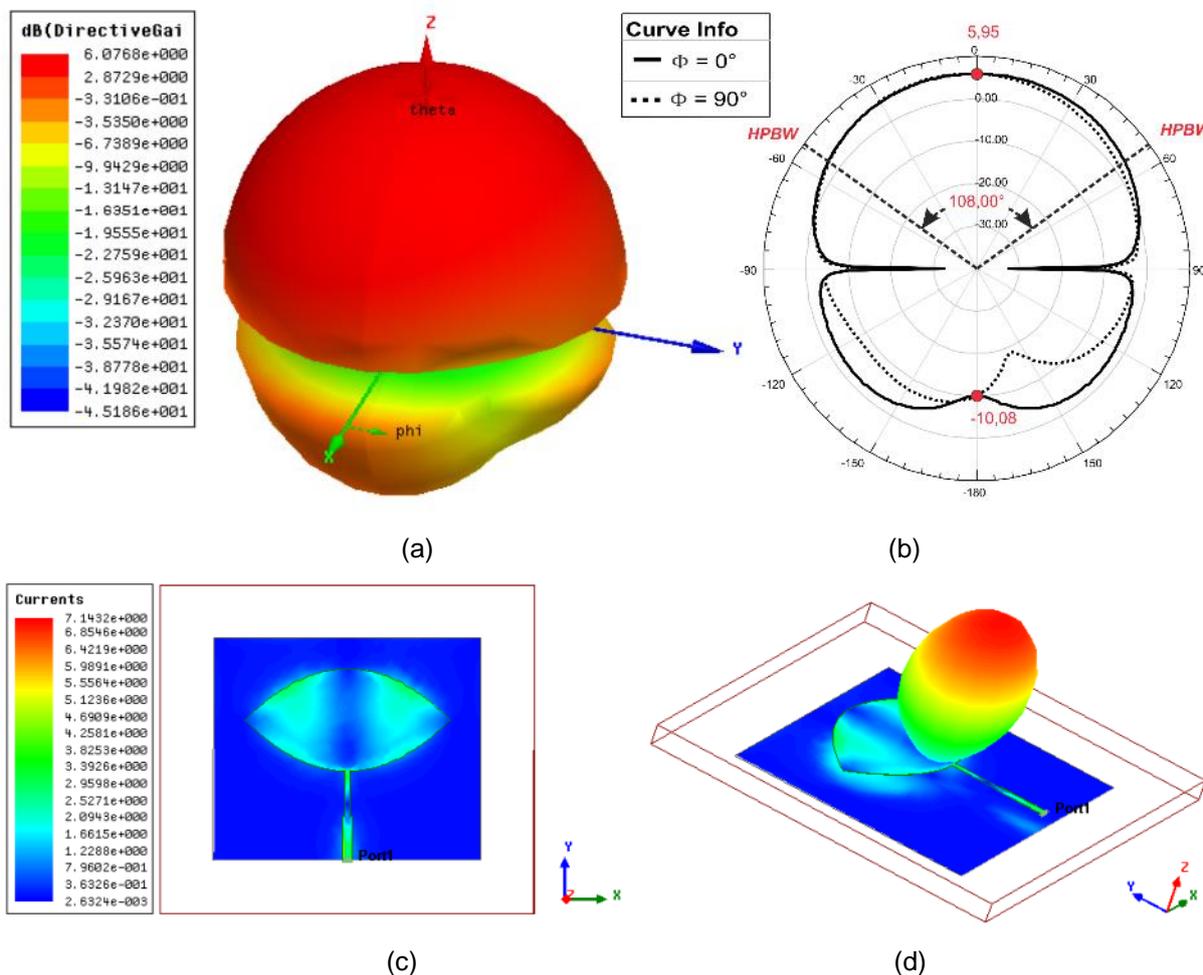


Fonte: Autor, 2019.

Os diagramas de irradiação 3-D e 2-D da antena QRK0 simulados em 2,44 GHz, são ilustrados nas Figuras 39(a)-(b), respectivamente. Como pode ser verificado na Figura 39(a) o ganho máximo da antena QRK0 foi de 6,07 dBi na direção *broadside*. A largura de feixe de meia potência desta antena foi $HPBW = 108,00^\circ$ no plano-E, conforme a simulação do diagrama 2D ilustrada na Figura 39(b). A densidade de corrente de superfície máxima da antena QRK0 foi de $7,14 \text{ A/m}^2$ na

frequência de 2,44 GHz, Figura 39(c). A Figura 39(d), ilustra o resultado do campo distante da antenna QRK0 na direção *broadside*, conforme era esperado.

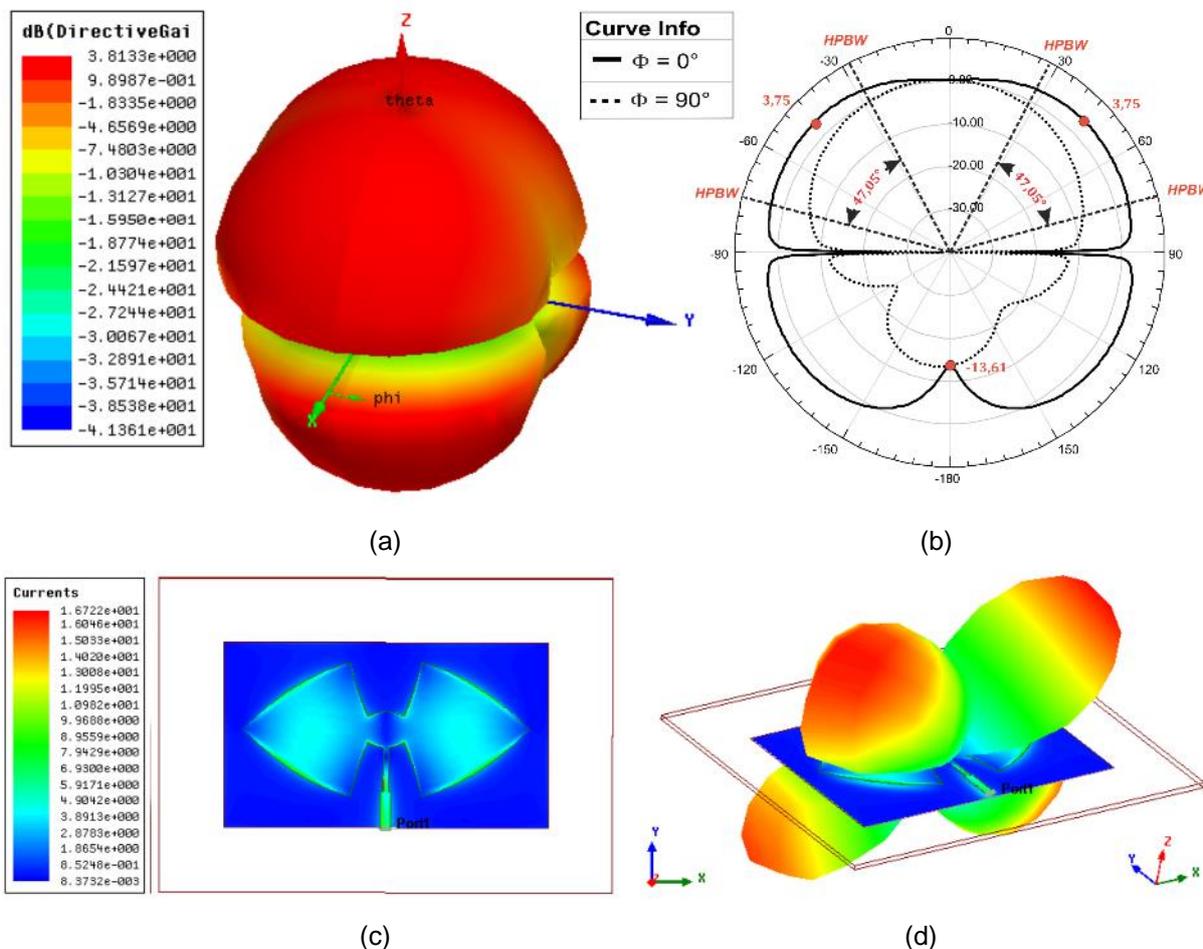
Figura 39 – Parâmetros de irradiação da antenna QRK0 em 2,44 GHz: a) ganho, 3-D; b) ganho, 2-D; c) densidade de corrente; d) campo distante.



Fonte: Autor, 2019.

Nas Figuras 40(a) e (b) são ilustrados os diagramas de irradiação 3-D e 2-D, respectivamente, que foram simulados na frequência ressonante de 2,44 GHz da antenna QRK1. Para esta antenna pôde-se observar dois ganhos máximos de 3,81 dB, com $HPBW = 47,05^\circ$, no plano-E, respectivamente. O valor da densidade de corrente desta antenna foi de $16,72 \text{ A/m}^2$ em 2,44 GHz, Figura 40(c), com concentração de corrente nas bordas laterais superior e inferior do *patch*. O resultado simulado do ganho máximo da antenna QRK1 foi 3,0 dB a menos que o *patch* quadrado, Por outro lado a antenna QRK1 apresenta máximo em duas direções conforme o resultado do campo distante ilustrado na Figura 40(d).

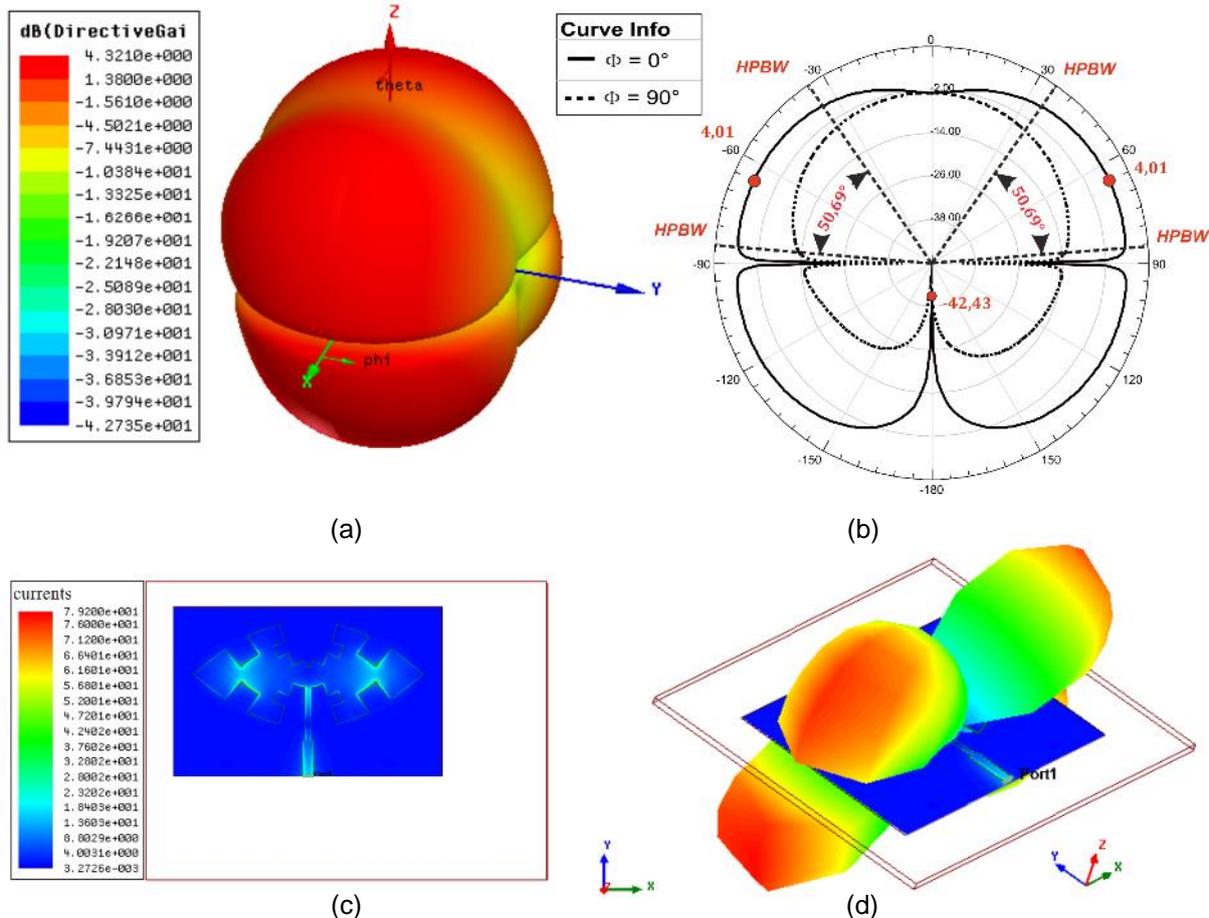
Figura 40 – Parâmetros de irradiação da antena QRK1 em 2,44 GHz: a) ganho, 3-D; b) ganho, 2-D; c) densidade de corrente; d) campo distante.



Fonte: Autor, 2019.

Os diagramas de irradiação 3-D e 2-D da antena QRK2 simulados em 2,41 GHz, são ilustrados nas Figuras 41(a)-(b). Os dois ganhos máximos desta antena foi de 4,0 dB, conforme ilustrados na Figura 41(a), e com larguras de feixe de $HPBW = 50,69^\circ$ no plano-E, respectivamente, Figura 41(b). O valor da densidade de corrente de superfície desta antena foi de 79,20 A/m² na frequência de 2,41 GHz, Figura 41(c), com concentrações de corrente mais nas laterais do *patch* do que no centro. A Figura(d) ilustra o resultado simulado do campo distante da antena QRK2, com dois máximos de 2,0 dB a menos que a antena *patch* quadrada.

Figura 41 – Parâmetros de irradiação da antena QRK2 em 2,41 GHz: a) ganho, 3-D; b) ganho, 2-D; c) densidade de corrente; d) campo distante.

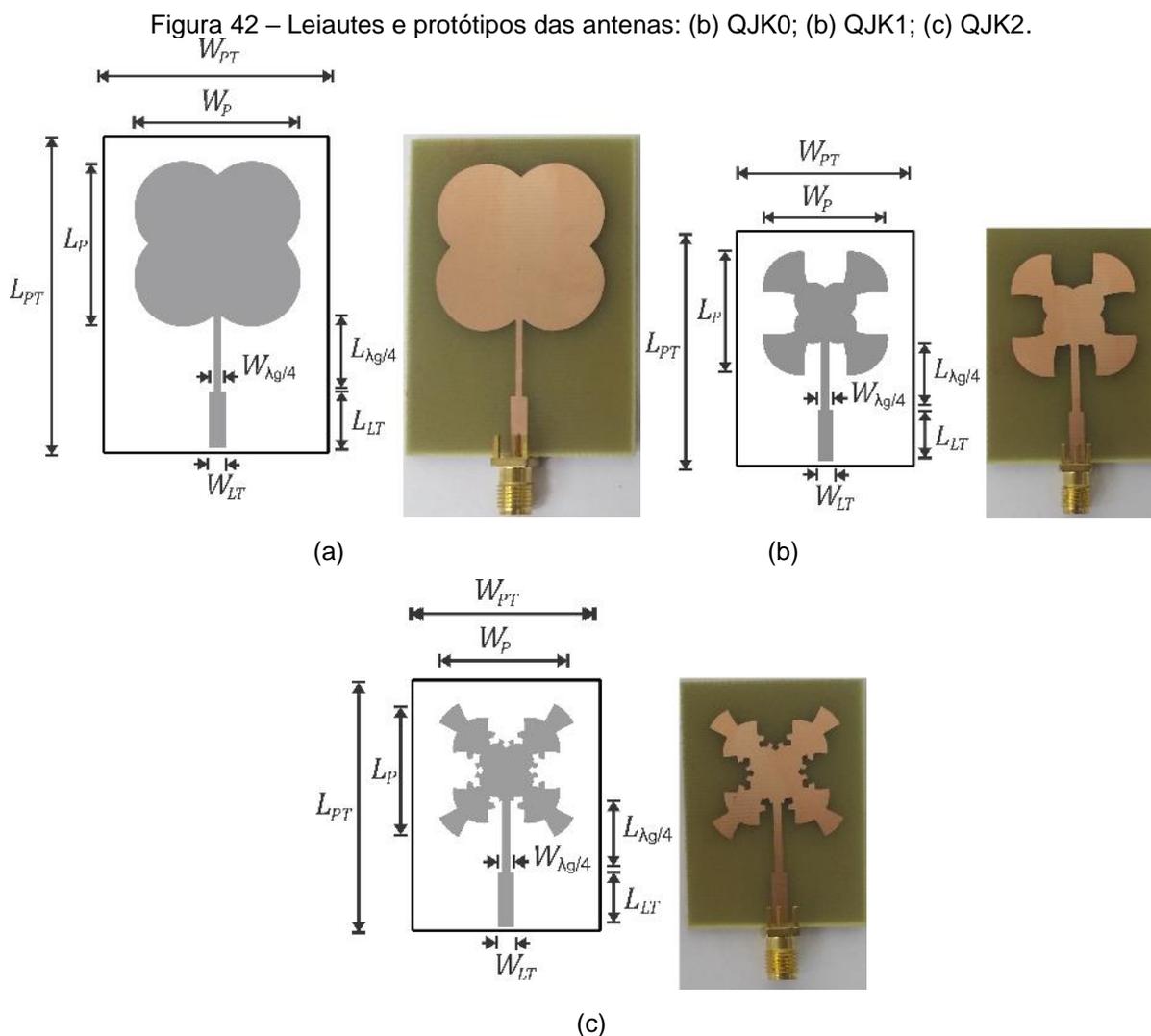


Fonte: Autor, 2019.

Conforme os resultados apresentados, as antenas de microfita fractais quadrangulares de Riemann-Koch podem ser usadas para aplicações em sistemas WLAN, principalmente a antena QRK0 para uso do Wi-Fi em 2,40 GHz, de acordo com o padrão IEEE802.11b. A partir da aplicação de uma nova geometria fractal quadrangular foi possível aprimorar os parâmetros ressonantes e de irradiação de antenas de microfita do tipo *patch*, por exemplo, frequências de ressonância, largura de banda, ganho e densidade de corrente de superfície. Aumentando o nível iteração fractal também foi possível reduzir as dimensões das antenas e aumentar o número de frequências de ressonância, contudo, as antenas QRK0 e QRK1 apresentaram dimensões maiores que a antena *patch* quadrada. A partir da aplicação do segundo nível de iteração fractal que a antena QRK2 apresentou redução nas dimensões, contudo, a largura de banda foi reduzida. Na próxima seção são abordados, os resultados das antenas de microfita *patch* fractais quadrangulares de Joukowski-Koch de níveis 0, 1 e 2, para aplicação 4G na faixa de 2,5 GHz.

4.2.3 ANTENAS FRACTAIS QUADRANGULARES JOUKOWSKY-KOCH

As antenas *patch* fractais quadrangulares de Joukowski-Koch foram projetadas com níveis de iteração fractal de 0, 1 e 2, para aplicação na banda 4G, na faixa de 2,5 GHz (2,50 – 2,69 GHz). As dimensões das antenas QJK0, QJK1 e QJK2 são comparadas com as dimensões da antena APQ, conforme listadas na Tabela 10. Os valores do comprimento do *patch* L_P , e da largura W_P , das três antenas foram ajustados no MATLAB[®], para as aproximações obtidas pelas expressões da seção 2.2, considerando à frequência, f_0 igual à 2,58 GHz. Os leiautes e protótipos são ilustrados na Figura 42(a)-(c). O fator de escala fractal adotado na geometria dos fractais quadrangulares de Joukowski-Koch foi, $s = 1/4$. Os resultados da simulação e medição destas antenas são comparados e apresentados a seguir.



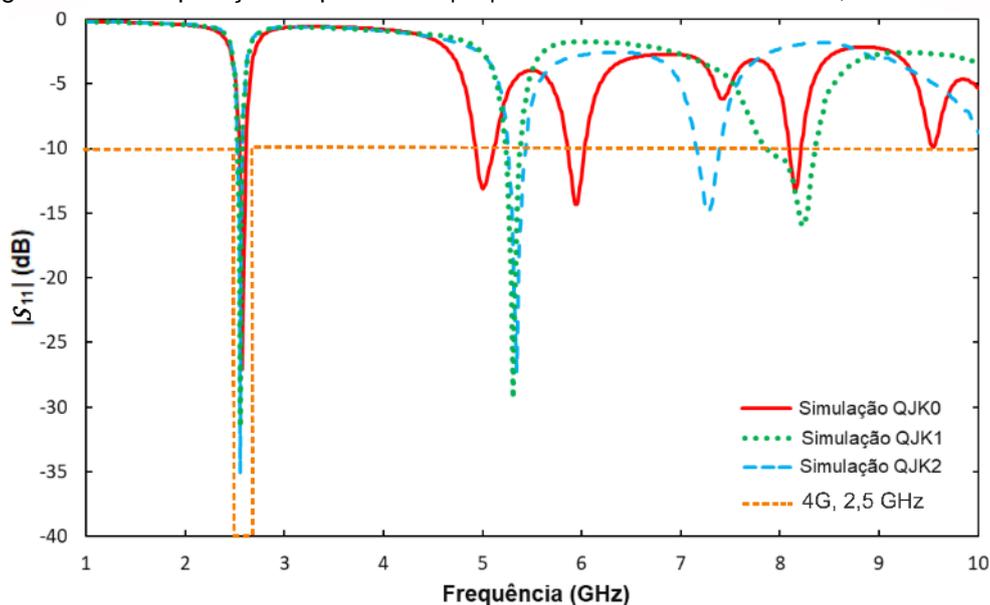
Fonte: Autor, 2019.

Tabela 10 – Dimensões em (mm) das antenas: APQ, QJK0, QJK1 e QJK2.

Antenas	W_{PT}	L_{PT}	W_P	L_P	L_{LT}	W_{LT}	$W_{\lambda_g/4}$	$L_{\lambda_g/4}$
APQ	40,50	60,10	30,50	30,50	10,00	2,87	1,55	14,33
QJK0	39,00	55,58	29,00	28,90	10,00	2,86	1,10	13,37
QJK1	34,38	46,12	24,38	24,20	10,00	2,86	1,60	13,37
QJK2	34,38	46,33	24,38	24,60	10,00	2,86	1,50	13,37

Fonte: Autor, 2019.

As antenas *patch* fractais quadrangulares de Joukowski-Koch apresentaram dimensões físicas reduzidas em comparação a antena APQ. A maior foi da antena QJK2 com 34,56% menor que a antena APQ. Os resultados de simulação do parâmetro $|S_{11}|$ das antenas QJK0, QJK1 e QJK2, na faixa de 1,0 – 10,0 GHz, são comparados no gráfico da Figura 43. Os valores das simulações são listados na Tabela 11. A antena QJK0 apresenta quatro frequências de ressonância: 2,57 GHz, 5,0 GHz, 5,95 GHz e 8,15 GHz. A antena QJK1 apresenta três frequências de ressonância: 2,55 GHz, 5,30 GHz e 8,23 GHz. Contudo, a segunda frequência de ressonância da antena QJK2 foi 300 MHz para a direita da segunda frequência de ressonância da antena QJK1, e a terceira frequência de ressonância foi reduzida 960 MHz para esquerda, respectivamente.

Figura 43 – Comparação do parâmetro $|S_{11}|$ simulado das antenas QJK0, QJK1 e QJK2.

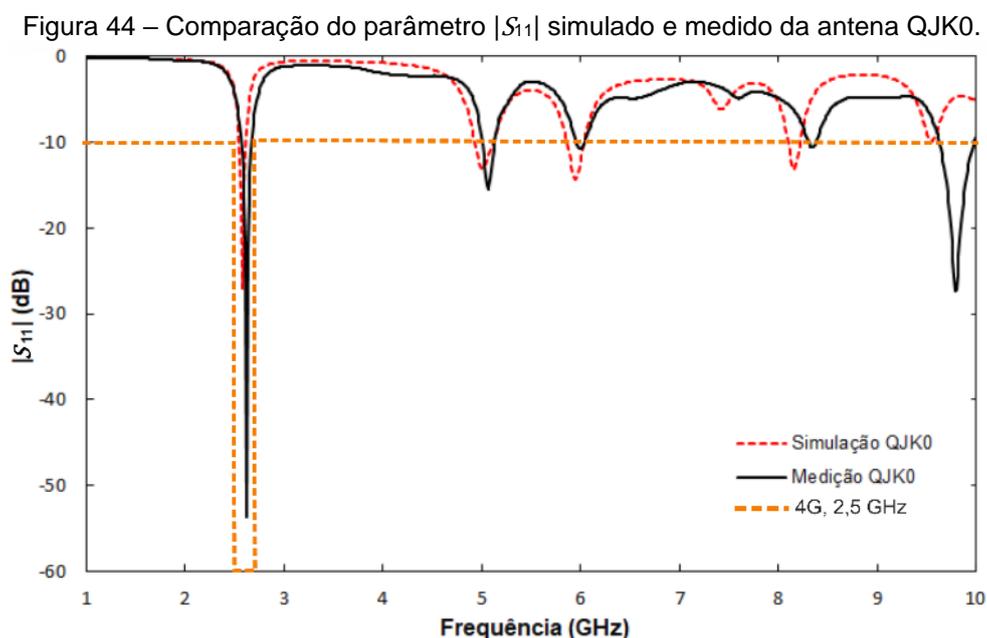
Fonte: Autor, 2019.

Tabela 11 – Resultados simulados: frequências de ressonância (GHz) e $|S_{11}|$ (dB).

Antenas	f_{01}	f_{02}	f_{03}	f_{04}	$ S_{11} , f_{01}$	$ S_{11} , f_{02}$	$ S_{11} , f_{03}$	$ S_{11} , f_{04}$
QJK0	2,57	5,00	5,95	8,15	-27,08	-13,09	-14,33	-13,23
QJK1	2,55	5,30	8,23	-	-31,54	-29,29	-15,95	-
QJK2	2,55	5,34	7,27	-	-35,09	-27,24	-14,98	-

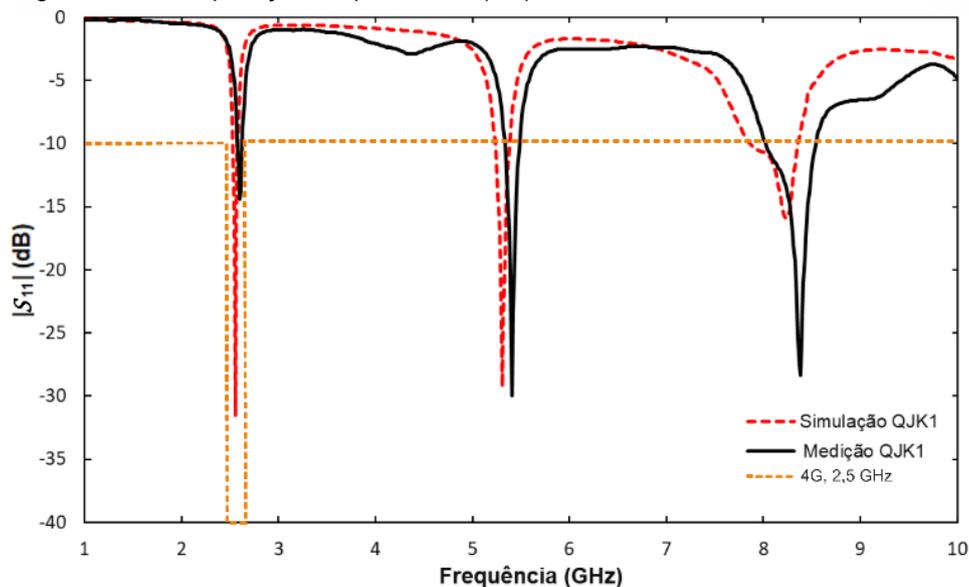
Fonte: Autor, 20019.

A comparação do parâmetro $|S_{11}|$, simulado e medido da antena QJK0, na faixa de 1,0 – 10,0 GHz é apresentada no gráfico da Figura 44. Conforme constatado na simulação, a largura de banda foi de 78,7 MHz com frequência de ressonância central em 2,57 GHz. Na medição, a largura de banda foi 112,5 MHz com frequência central em 2,62 GHz. Entre as frequências de ressonância centrais, simulada e medida, o desvio obtido foi de 1,94%. Na medição também foi constatado, que o valor do parâmetro $|S_{11}| = -53,63$ dB, foi maior do que o resultado da simulação, com $|S_{11}| = -27,28$ dB.



A comparação dos resultados simulados e medidos do parâmetro $|S_{11}|$ obtidos para a antena QJK1 é ilustrada no gráfico da Figura 45. De acordo com a medição da antena pôde-se observar três larguras de banda: 56,2 MHz, 157,5 MHz e 517,5 MHz, nas frequências de ressonância de 2,59 GHz, 5,41 GHz e 8,38 GHz, respectivamente. Os valores do parâmetro $|S_{11}|$ foram: -14,41 dB, -29,96 dB e -28,34 dB, nas respectivas frequências de ressonância. O desvio das frequências medidas em relação às frequências simuladas em 2,55 GHz, 5,30 GHz e 8,23 GHz foram de 1,56%, 2,07% e 1,82%, respectivamente.

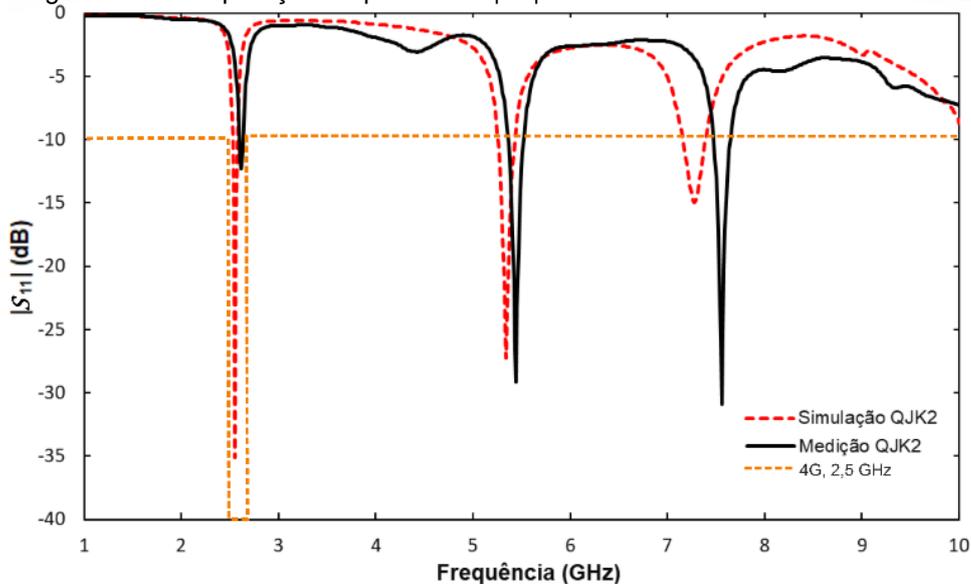
Figura 45 – Comparação do parâmetro $|S_{11}|$ simulado e medido da antenna QJK1.



Fonte: Autor, 2019.

O resultado da comparação parâmetro $|S_{11}|$, simulado e medido da antenna QJK2 é apresentada no gráfico da Figura 46. A partir da medição, pôde-se observar três frequências de ressonância em 2,62 GHz, 5,44 GHz e 7,56 GHz, com valores de $|S_{11}|$ iguais à -12,30 dB, -29,20 dB e -30,09 dB. As larguras de bandas medidas, foram constatadas: 45,0 MHz, 169,0 MHz e 180,0 MHz, nas respectivas frequências centrais de ressonância medidas. Os desvios observados entre os resultados da medição e simulação foram de: 2,74%, 1,87% e 3,85%.

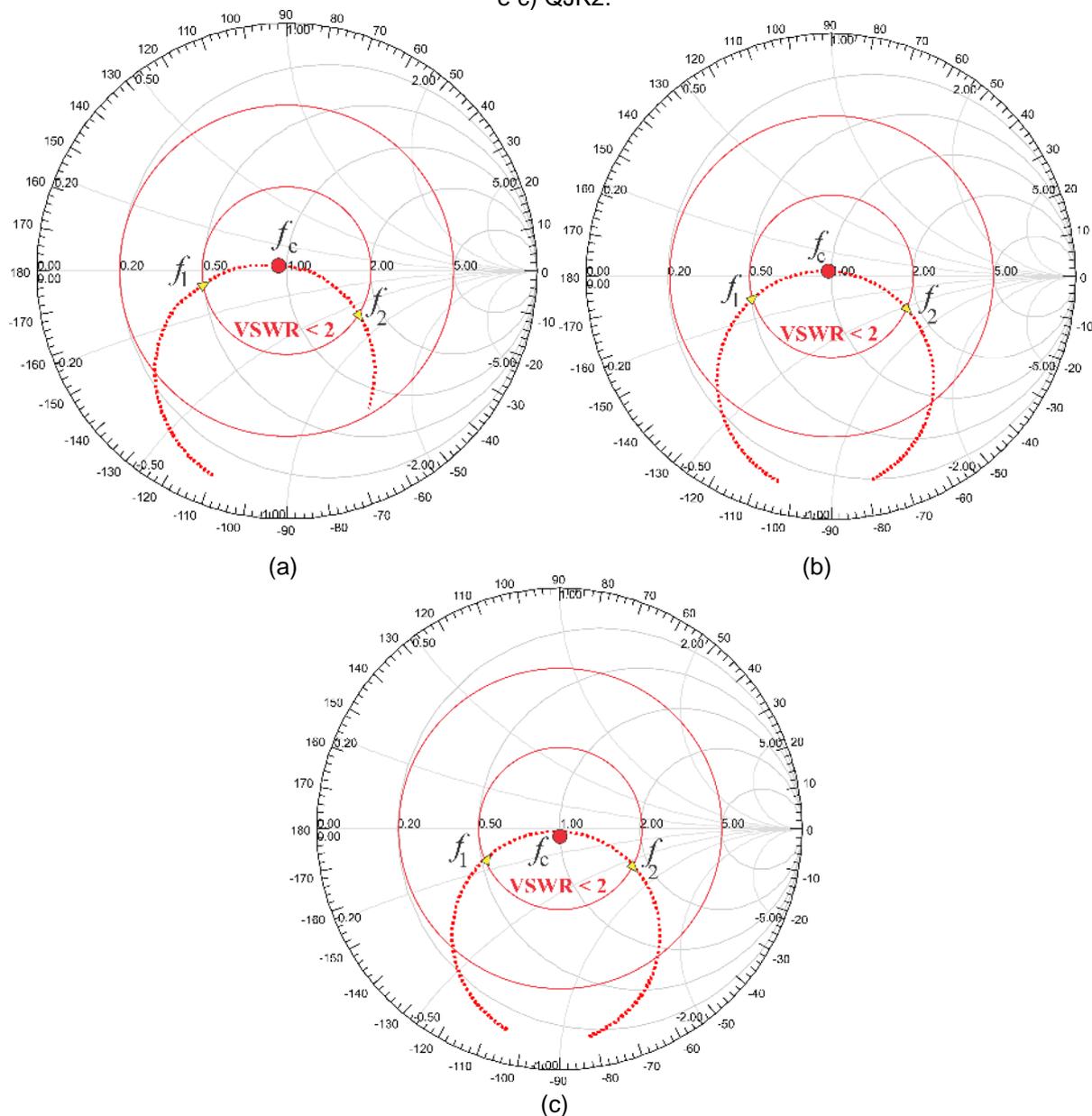
Figura 46 – Comparação do parâmetro $|S_{11}|$ simulado e medido da antenna QJK2.



Fonte: Autor, 2019.

Os resultados das impedâncias sobre as cartas de Smith simuladas na faixa de frequência de 2,40 – 2,70 GHz das antenas QJK0, QJK1 e QJK2, são apresentados nas Figuras 47(a)-(c), respectivamente. Para as três antenas observa-se um bom casamento de impedâncias em 50Ω , nas frequências centrais de ressonância, f_0 . As larguras de banda de impedância com faixas de frequências ($f_2 - f_1$) dentro do círculo vermelho interno das cartas, indicam que o VSWR é menor que 2,0 para toda a faixa de frequências. Portanto, de acordo com estes resultados, pôde-se dizer que estas antenas estão bem casadas com a fonte de alimentação de 50Ω

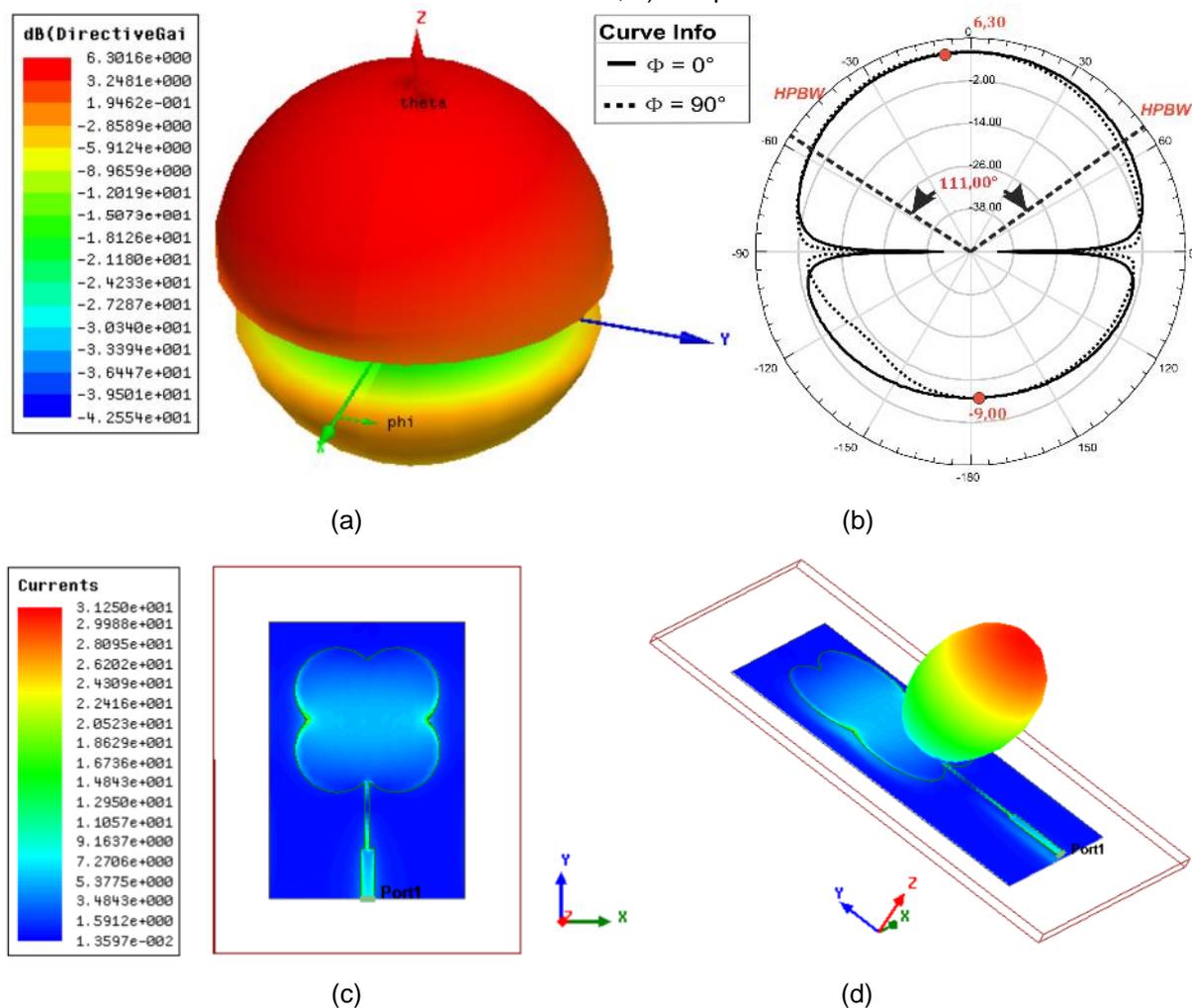
Figura 47 – Gráficos de impedância sobre a carta de Smith das antenas simuladas: a) QJK0; b) QJK1 e c) QJK2.



Fonte: Autor, 2019.

Os diagramas de irradiação 3-D e 2-D da antena QJK0 simulados em 2,57 GHz, são apresentados nas Figuras 48(a)-(b), respectivamente. O ganho máximo desta antena foi de 6,30 dB, conforme ilustrado na Figura 48(a). A largura de feixe desta antena foi de $HPBW = 111,00^\circ$ no plano-E, Figura 48(b). Na Figura(c) a densidade de corrente de superfície de $31,25 \text{ A/m}^2$ em 2,57 GHz pode ser verificada. Na Figura 48(d) pôde-se observar o resultado simulado do campo distante da antena QJK0 com o ganho máximo na direção *broadside*.

Figura 48 – Parâmetros de irradiação da antena QJK0 em 2,57 GHz: a) ganho, 3-D; b) ganho, 2-D; c) densidade de corrente; d) campo distante.

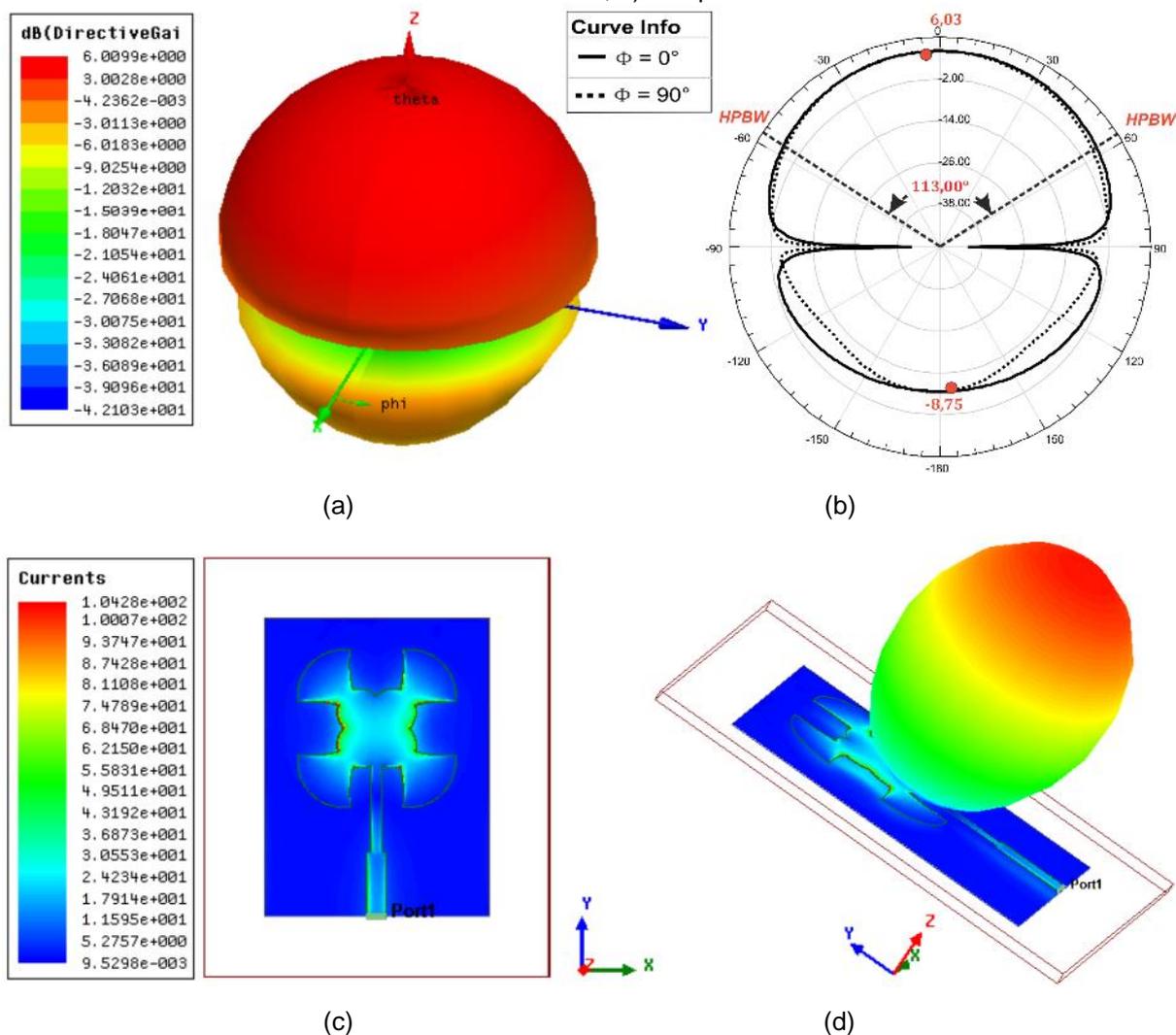


Fonte: Autor, 2019.

Nas Figuras 49(a) e (b) são apresentados os diagramas de irradiação 3-D e 2-D, respectivamente, simulados em 2,55 GHz da antena QJK1. O ganho máximo da antena foi de 6,03 dB, com $HPBW = 113,00^\circ$ no plano-E. O resultado da densidade de corrente de superfície desta antena foi de $104,28 \text{ A/m}^2$ na frequência de 2,55 GHz,

conforme ilustrado na Figura 49(c). Na Figura 49(d) pôde-se observar o resultado do campo distante da antenna QJK1, também com o ganho máximo na direção *broadside*, assim como, o resultado da antenna QJK0.

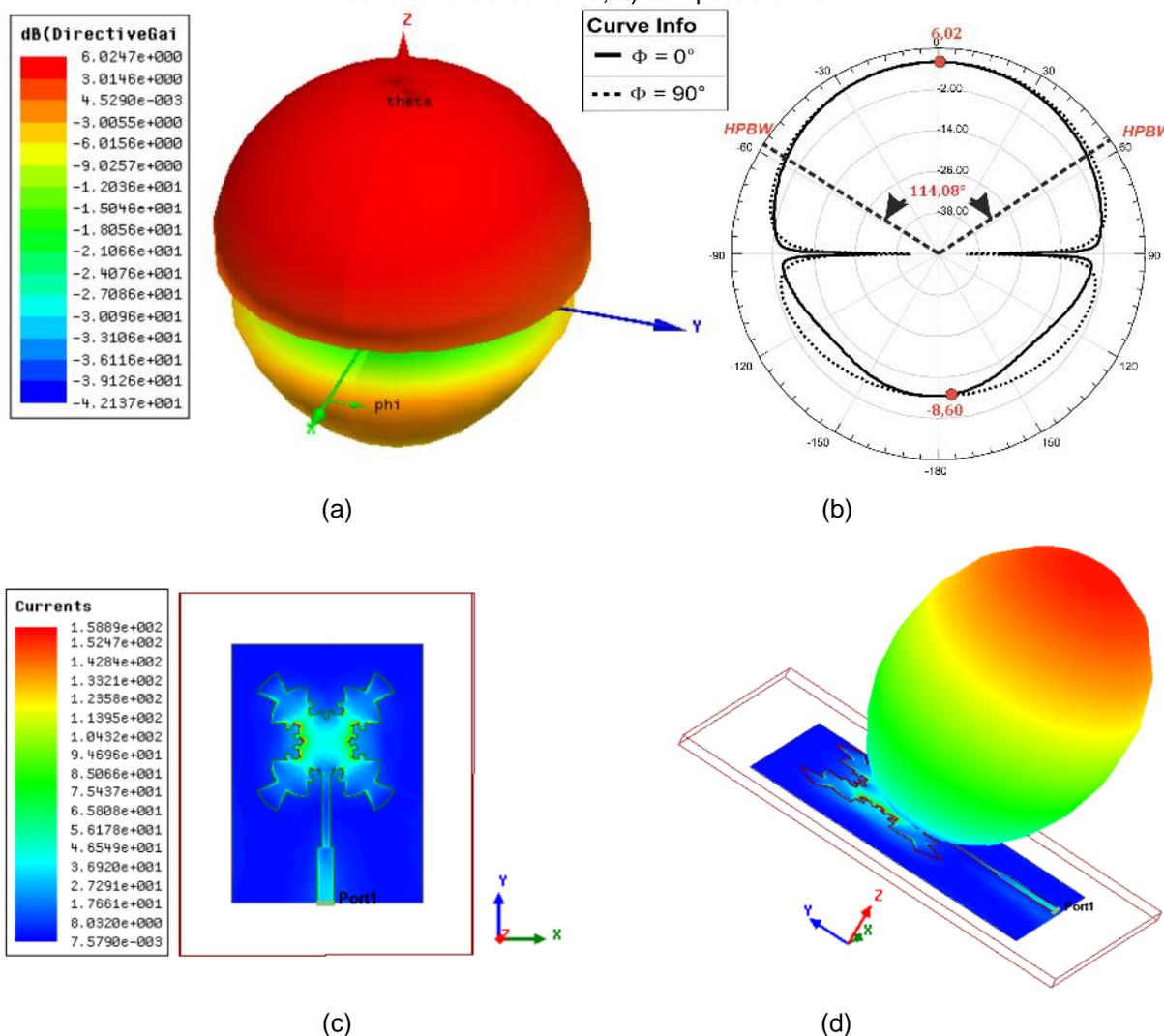
Figura 49 – Diagrama de irradiação da antenna QJK1 em 2,55 GHz: a) ganho, 3-D; b) ganho 2-D; c) densidade de corrente; d) campo distante.



Fonte: Autor, 2019.

Os diagramas de irradiação 3-D e 2-D da antenna QJK2 simulados em 2,55 GHz, são apresentados Figura 50(a)-(b), respectivamente. Pôde-se observar um ganho máximo de 6,02 dB para esta antenna, Figura 50(a). A largura de feixe foi de $HPBW = 114,08^\circ$ no plano-E, como apresentado na Figura 50(b). A densidade de corrente de superfície da antenna QJK2 foi de 158,88 A/m² na frequência de 2,55 GHz, Figura 50(c). Na Figura 50(d), é apresentado o resultado simulado do campo distante da antenna QJK2 com diagrama bem definido e ganho máximo na direção *broadside*,

Figura 50 – Diagrama de irradiação da antena QJK2 em 2,55 GHz: a) ganho, 3-D; b) ganho, 2-D; c) densidade de corrente; d) campo distante.



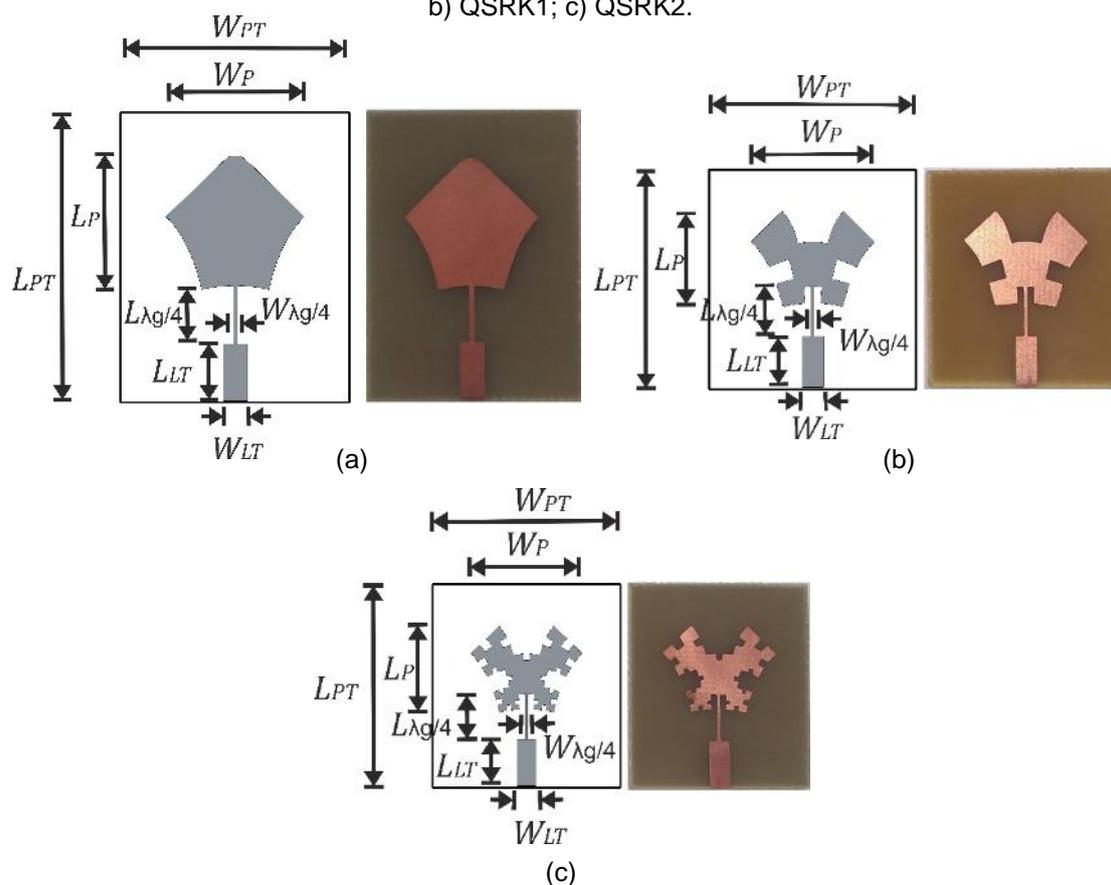
Fonte: Autor, 2019.

Nesta seção foram apresentados os resultados simulados e medidos das antenas tipo *patch* fractais quadrangulares de Joukowski-Koch para sistemas 4G na frequência de 2,5 GHz. De acordo com os resultados apresentados, a largura de banda medida da antena QJK0 foi de 112,5 MHz, com ganho máximo na direção *broadside* de 6,30 dB. As antenas QJK1 e QJK2, apresentaram poucas larguras de banda na faixa de 2,5 GHz, contudo apresentaram três frequências de ressonância. Com isso, estas antenas podem ser utilizadas para sistemas que utilizam várias faixas de frequências, considerando que serão necessários ajustes de projeto para melhorar os resultados da primeira ressonância das duas antenas. As dimensões das duas antenas também foram reduzidas em comparação as dimensões da antena *patch* quadrada.

4.2.4 ANTENAS FRACTAIS QUADRANGULARES SQUARE ROOT-KOCH

Para aplicação na faixa de frequência WLAN de 5,25 GHz (5,151 – 5,350 GHz), as antenas *patch* fractais quadrangulares de *square root-Koch* foram projetadas com os níveis de iteração de 0, 1 e 2. As dimensões das três antenas são listadas na Tabela 12, cujo os valores do comprimento e largura do *patch* ($L_P \times W_P$) foram ajustados no MATLAB[®], e comparadas com os valores obtidos usando as aproximações da seção 2.2, para a largura e comprimento de uma antena *patch* retangular (APR) considerando à frequência, f_0 , igual à 5,25 GHz. Os leiautes e protótipos das três antenas: QSRK0, QSRK1 e QSRK2, são ilustrados na Figura 51(a)-(c). O fator de escala fractal, $s = 1/4$, foi adotado na geometria dos fractais quadrangulares de Joukowski-Koch. Os resultados simulados e medidos, são comparados e discutidos a seguir.

Figura 51 – Leiautes e protótipos das antenas fractais quadrangulares *square root-Koch*: a) QSRK0; b) QSRK1; c) QSRK2.



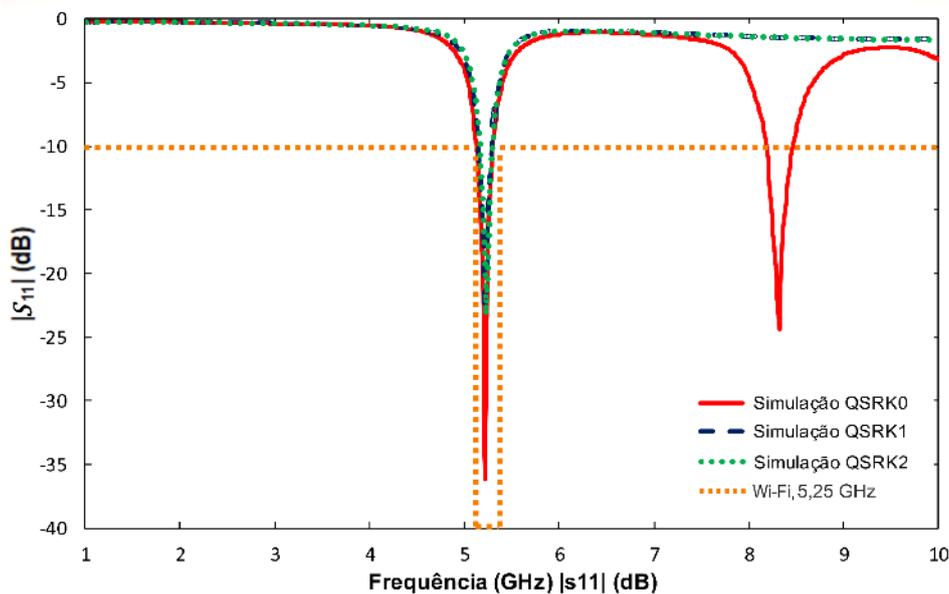
Fonte: Autor, 2019.

Tabela 12 – Dimensões em (mm) das antenas: QSRK0; QSRK1; QSRK2.

Antenas	W_{PT}	L_{PT}	W_P	L_P	L_{LT}	W_{LT}	$W_{\lambda_g/4}$	$L_{\lambda_g/4}$
APR			17,37	13,10				
QSRK0	26,85	34,29	16,40	15,50	6,81	2,86	0,50	6,81
QSRK1	26,81	29,03	16,80	12,70	6,81	2,86	0,40	6,81
QSRK2	26,37	28,71	16,40	12,30	6,81	2,86	0,35	6,81

Fonte: Autor, 2019.

No gráfico comparativo da Figura 52, são apresentados os resultados de simulação do parâmetro $|S_{11}|$, na faixa de 1,0 – 10,0 GHz, das antenas QSRK0, QSRK1 e QSRK2. A antena QSRK0 apresenta duas frequências ressonância de: 5,21 GHz e 8,32 GHz. Para as antenas QSRK1 e QSRK2, apenas uma frequência de ressonância em 5,19 GHz e 5,18 GHz, respectivamente. Os valores obtidos das larguras de banda destas antenas foram de: 191,0 MHz, 146 MHz e 135 MHz, respectivamente, conforme os valores listados na Tabela 13. As antenas QSRK1 e QSRK2, não apresentaram múltiplas frequências de ressonância com o aumento do nível de iteração fractal.

Figura 52 – Comparação do parâmetro $|S_{11}|$ simulado das antenas: QSRK0; QSRK1; QSRK2.

Fonte: Autor, 2019.

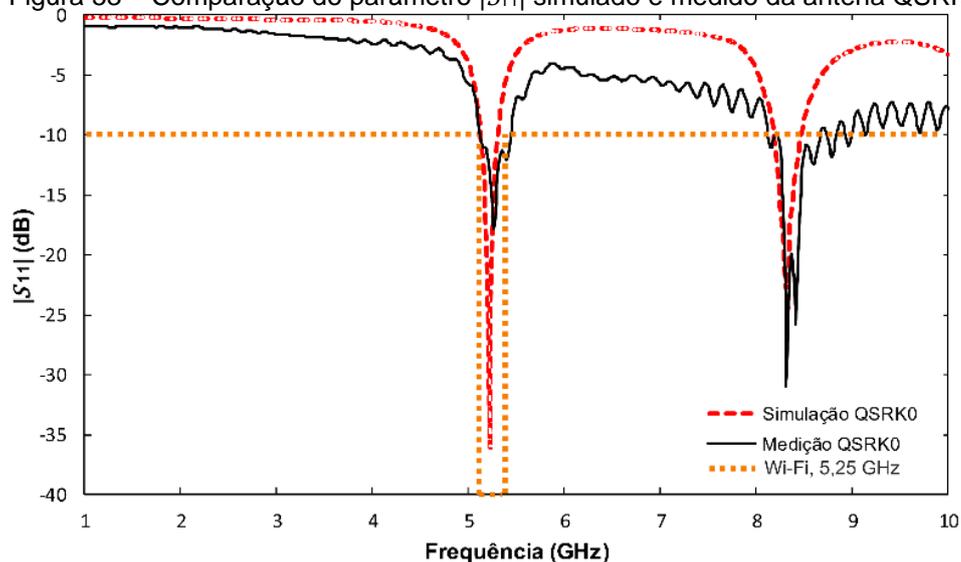
Tabela 13 – Resultados simulados: frequências de ressonância (GHz), $|S_{11}|$ (dB) e largura de banda (MHz).

Antenas	f_{01}	f_{02}	$ S_{11} , f_{01}$	$ S_{11} , f_{02}$	BW_1	BW_2
QSRK0	5,21	8,32	-36,10	-24,40	191,00	282,00
QSRK1	5,19	-	-33,66	-	146,00	-
QSRK2	5,18	-	-30,95	-	135,00	-

Fonte: Autor, 2019.

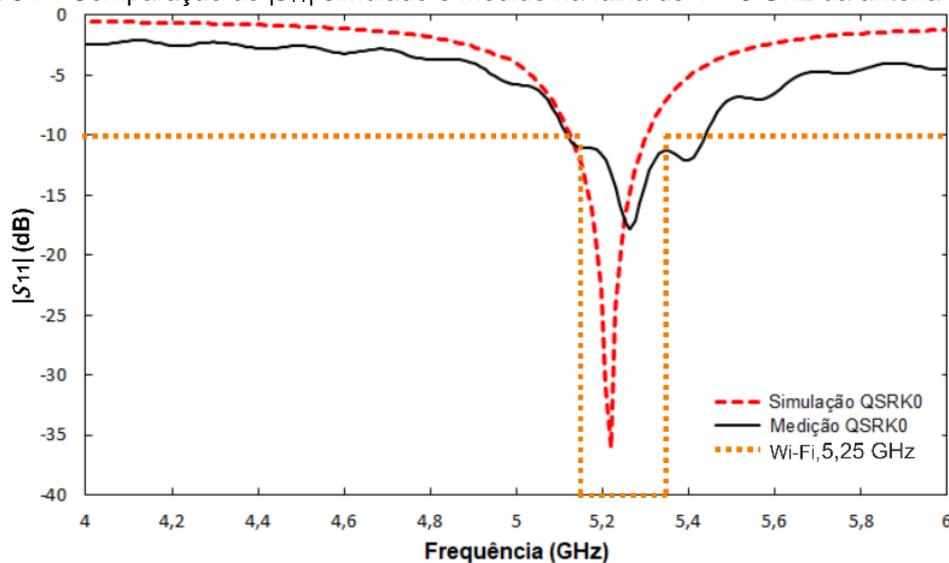
A comparação da simulação e medição do parâmetro $|S_{11}|$ obtidos da antena QSRK0 na faixa de 1,0 – 10,0 GHz, é apresentada na Figura 53. As duas frequências ressoantes da antena medida foi de 5,26 GHz e 8,42 GHz. Os valores medidos das larguras de banda foram: 310 MHz e 448 MHz, respectivamente. Os desvios observados entre as frequências de ressonância centrais, f_0 , medidas e simuladas foram de 0,79% e 1,07%. Portanto, é observada uma boa relação entre as análises. Na Figura 54, é apresentada a comparação do parâmetro $|S_{11}|$ na faixa de 4 – 6 GHz, da antena QSRK0, com o objetivo verificar que a largura de banda medida cubri totalmente a faixa de frequência WLAN em 5,25 GHz.

Figura 53 – Comparação do parâmetro $|S_{11}|$ simulado e medido da antena QSRK0.



Fonte: Autor, 2019.

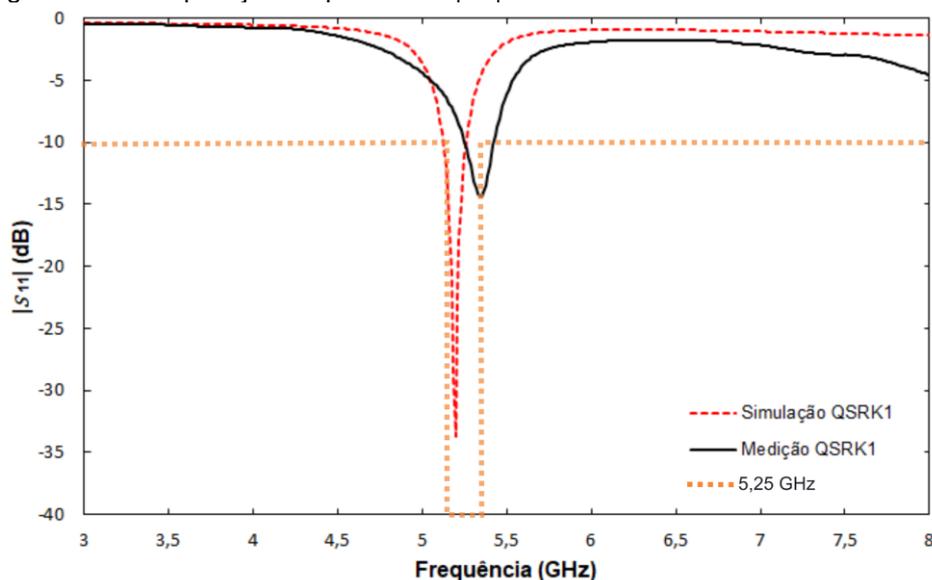
Figura 54 – Comparação do $|S_{11}|$ simulado e medido na faixa de 4 – 6 GHz da antena QSRK0.



Fonte: Autor, 2019.

A comparação da simulação e medição do $|S_{11}|$ da QSRK1, na faixa de 3,0 – 8,0 GHz, é ilustrada na Figura 55. A frequência de ressonância medida desta antena foi de 5,35 GHz com largura de banda medida de 190,0 MHz. A largura de banda medida foi 23,1% maior em relação à largura de banda simulada de 146,0 MHz. Contudo, o desvio observado entre as frequências, f_0 , simulada e medida foi de apenas 3,08%.

Figura 55 – Comparação do parâmetro $|S_{11}|$ simulado e medido da antena QSRK1.

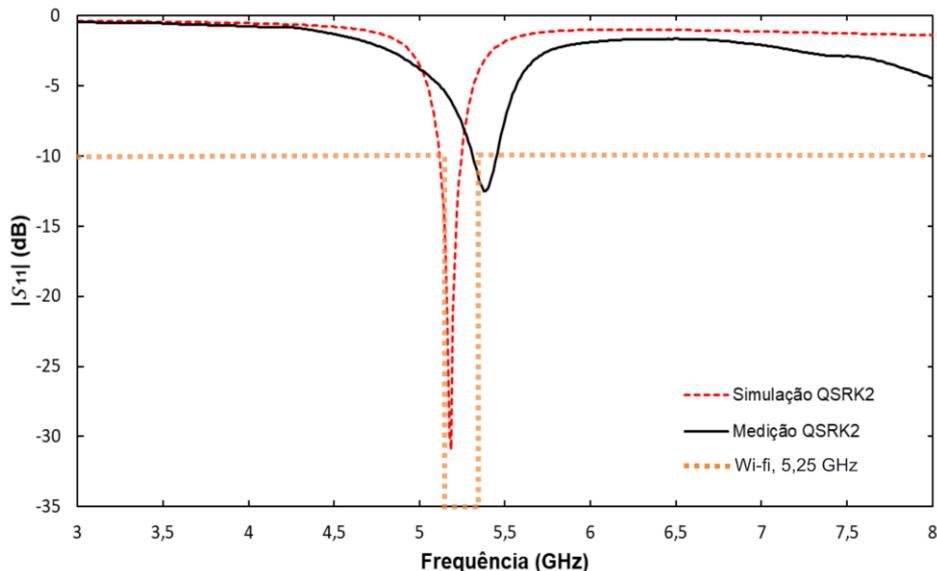


Fonte: Autor, 2019.

Para a antena QSRK2, o resultado da comparação da simulação e medição do $|S_{11}|$ na faixa de 3,0 – 8,0 GHz é ilustrado no gráfico da Figura 56. A frequência de ressonância central medida desta antena foi de 5,38 GHz, com largura de banda medida de 150,0 MHz. A largura de banda medida foi 11,1% maior do que a largura de banda simulada de 135,0 MHz. O desvio obtido entre as frequências da medição de 5,38 GHz e simulação de 5,19 GHz foi de 3,86%.

O aumento no desvio entre a simulação e medição, das antenas QSRK1 e QSRK2, pode estar relacionado a variação da permissividade elétrica da placa FR-4, escolhida para a fabricação das antenas, ou ao erro de fabricação, neste caso, para antenas projetadas para frequências elevadas torna-se comum, devido aos detalhes geométricos das antenas, principalmente quando aplicada o uso de formas fractais com níveis maiores de iteração fractal.

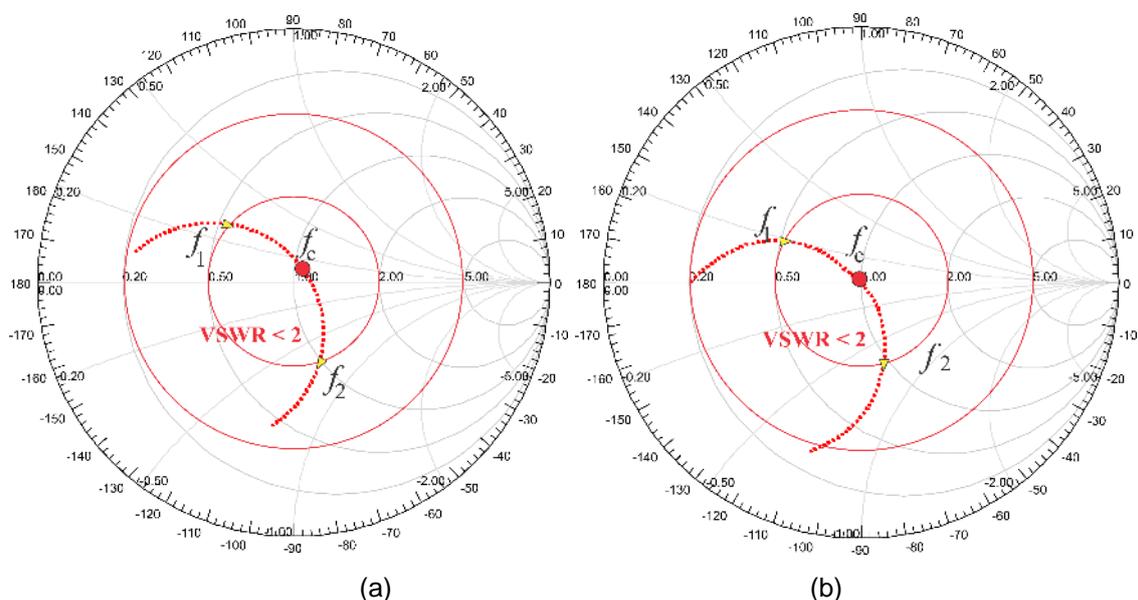
Figura 56 – Comparação do parâmetro $|S_{11}|$ simulado e medido da antena QSRK2.

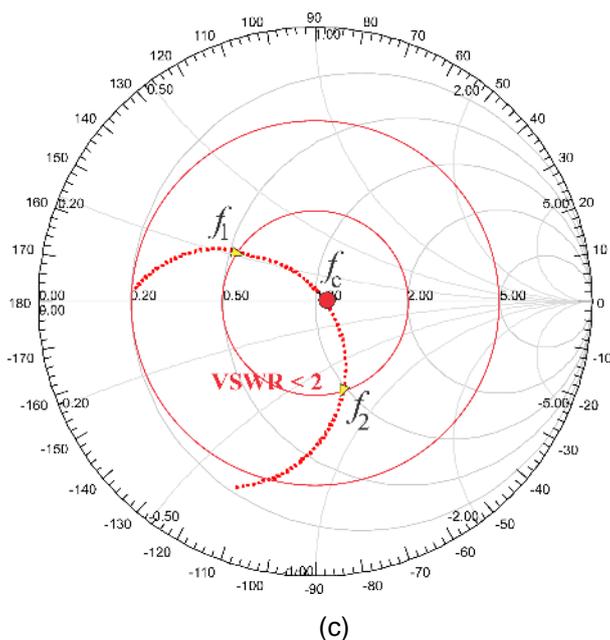


Fonte: Autor, 2019.

As impedâncias sobre as cartas de Smith simuladas na faixa de frequência de 5,0 – 5,4 GHz das antenas QSRK0, QSRK1 e QSRK2, são apresentadas na Figura 57(a)-(c). Para as três antenas, pôde-se observar que, as frequências de ressonância centrais, f_0 , indicadas nos centros das cartas de Smith, estão bem casadas com uma fonte de alimentação de $50,0 \Omega$. Um bom resultado é obtido na faixa de frequência de $(f_2 - f_1)$ dentro do círculo vermelho interno da carta, indicando que o VSWR é menor que 2 para toda a faixa de frequência.

Figura 57 – Gráficos de impedância sobre a carta de Smith das antenas simuladas: a) QSRK0; b) QSRK1; c) QSRK2.

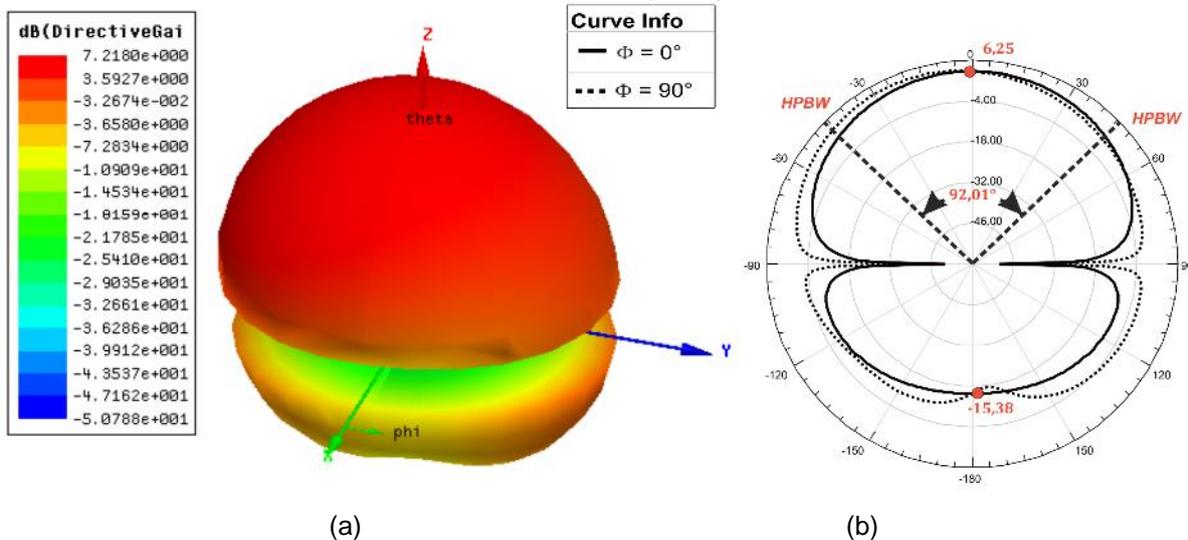


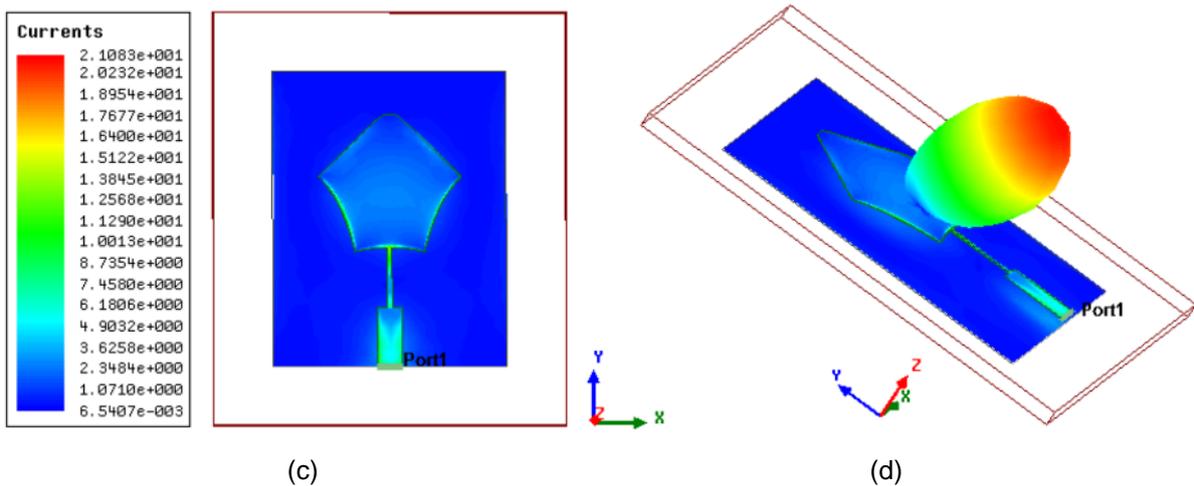


(c)
Fonte: Autor, 2019.

Nas Figuras 58(a) e 58(b) são apresentados os diagramas de irradiação 3-D e 2-D da antena QSRK0, respectivamente simulados na frequência ressonante de 5,21 GHz. O ganho máximo dessa antena foi de 7,21 dB, com $HPBW = 92,01^\circ$ no plano-E, Figura 58(b). Na Figura 58(c), o resultado da densidade de corrente de superfície de 21,0 A/m², é ilustrado na Figura 58(c). Na Figura 58 (d) o resultado simulado do campo distante desta antena é obtido, e conforme ilustrado, o ganho máximo na direção *broadside*.

Figura 58 – Diagrama de irradiação da antena QSRK0 em 5,21 GHz: a) ganho, 3-D; b) ganho, 2-D; c) densidade de corrente; d) campo distante.

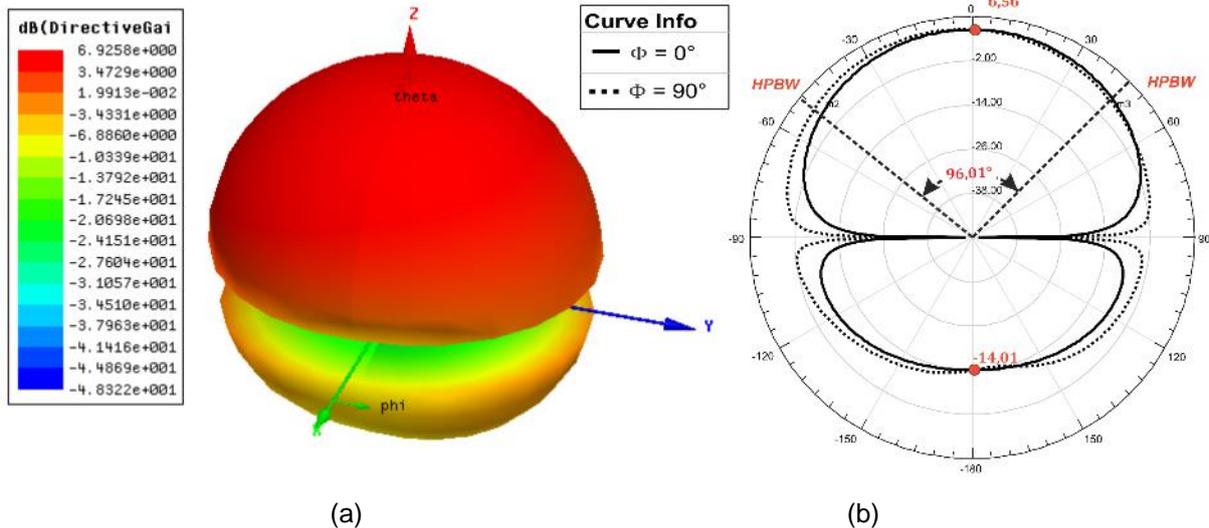


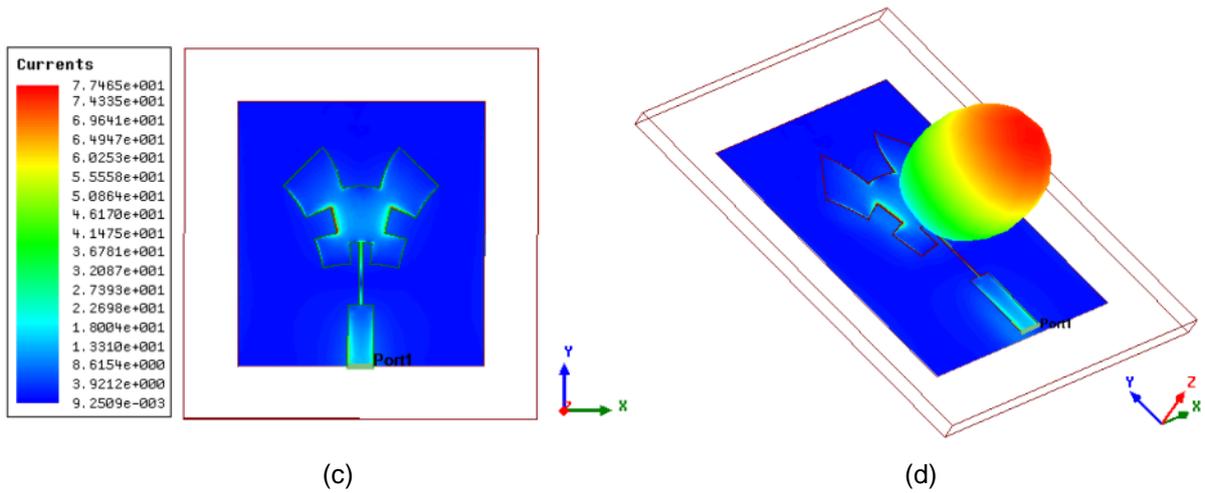


Fonte: Autor, 2019.

Os diagramas de irradiação 3-D e 2-D da antena QSRK1 simulados em 5,19 GHz, são ilustrados na Figura 59(a)-(b). O ganho máximo obtido desta antena foi de 6,92 dB, Figura 59(a) e $HPBW = 96,01^\circ$ no plano-E, Figura 59(b). O valor da densidade de corrente de superfície da antena foi de $77,45 \text{ A/m}^2$ em 5,19 GHz, conforme ilustrado na Figura 59(c). O campo distante simulado desta antena é ilustrado na Figura 59(d), apresentando o ganho máximo na direção *broadside*.

Figura 59 – Diagrama de irradiação da antena QSRK1 em 5,19 GHz: a) ganho, 3-D; b) ganho 2-D; c) densidade de corrente; d) campo distante.

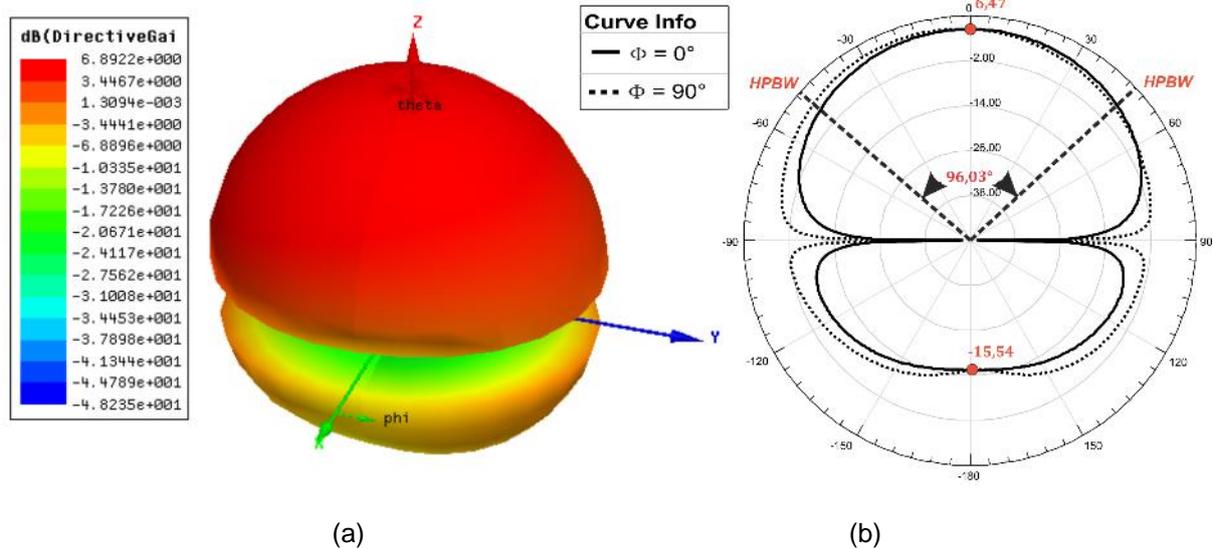


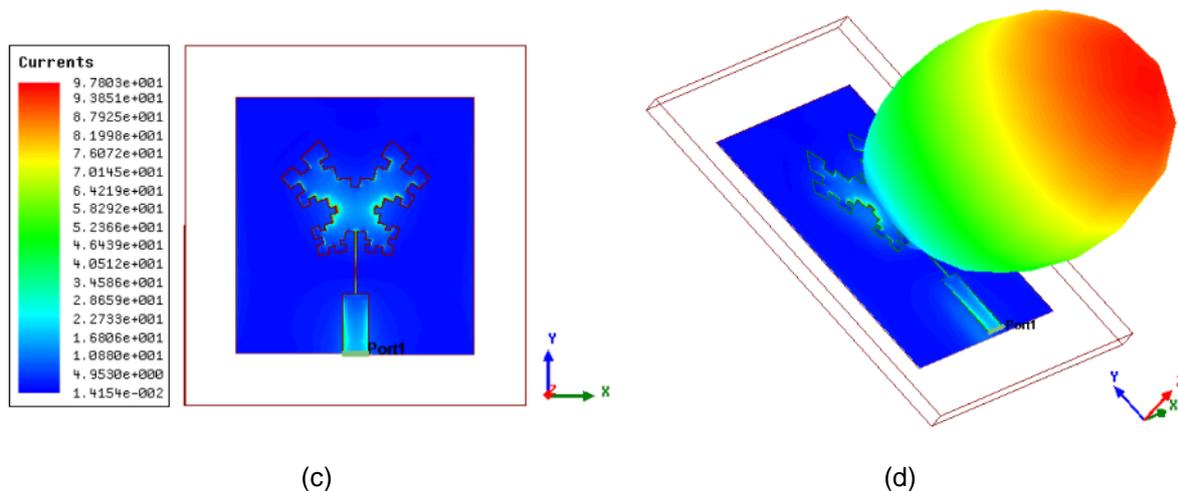


Fonte: Autor, 2019.

Nas Figuras 60(a) e 60(b) são ilustrados os resultados simulados dos diagramas de irradiação 3-D e 2-D em 5,18 GHz da antena QSRK2. O ganho máximo obtido desta antena foi de 6,89 dB, conforme apresentado na Figura 60(a). A largura de feixe $HPBW = 96,03^\circ$ no plano-E, Figura 60(b). Na Figura 60(c), pôde-se observar o valor da densidade de corrente de superfície da antena de $97,80 \text{ A/m}^2$. A Figura 60(d) ilustra o resultado do campo distante da antena na direção *broadside*, ou seja, o mesmo padrão de irradiação das antenas QRSK0 e QRSK1.

Figura 60 – Diagrama de irradiação da antena QSRK2 em 5,18 GHz: a) ganho, 3-D; b) ganho, 2-D; c) densidade de corrente; d) campo distante.





Fonte: Autor, 2019.

Com o uso dos fractais quadrangulares *square root-Koch*, pôde-se observar que, os resultados dos parâmetros de irradiação das antenas projetadas com os fractais quadrangulares de níveis 1 e 2, tais como, ganho, *HPBW* e campo distante não foram afetados com o aumento do nível de iteração fractal. As dimensões das antenas foram reduzidas em comparação com as dimensões calculadas usando as aproximações da seção 2.2, para uma antena *patch* convencional na frequência de 5,25 GHz. Contudo, também pôde-se observar que, as larguras de banda medidas das antenas QSRK0, QSRK1 e QSRK2 foram de 310 MHz, 190 MHz e 150 MHz, respectivamente. Com isso, a antena QSRK0 é adequada para aplicações WLAN na faixa de 5,25 GHz.

4.3 ANTENAS PARA TECNOLOGIA 5G

Para aplicação em sistema de telefonia móvel de quinta geração 5G, foram desenvolvidos dois projetos de antenas de microfita do tipo monopolo impresso. O projeto da antena monopolo impresso (*Printed Monopole Antenna – PMA*), com elemento irradiante quadrado abordado nesta seção. Este projeto serviu de base para o segundo projeto, no qual foi utilizado a geometria dos fractais quadrangulares de Mobius-Koch de níveis 0, 1 e 2, para operação na faixa de 3,5 GHz.

No sistema 5G, as principais faixas de frequências em leilão para aplicação no Brasil, de acordo com a Agência Nacional de Telecomunicações ANATEL [64], são as seguintes faixas: 700 MHz, 2,3 GHz, 3,5 GHz e 26,0 GHz. A faixa de 3,5 GHz (3,400 – 3,600 GHz), é a mais cotada entre os investidores de provedores de internet

de grande e pequeno porte, pois, para esta faixa de frequência, são necessários menos investimento em comparação as demais faixas de frequências. Entretanto, a maior desvantagem dessa faixa são as interferências que podem apresentar nas bandas: WLANs de 2,4 GHz e 5,8 GHz e banda C (de 4 – 8 GHz). A banda C é utilizada para transmissão e recepção de TV aberta. Este fato impulsiona o estudo a respeito das PMAs, que são geralmente projetadas para aplicação em sistemas UWB, com largura de banda 3,10 – 10,60 GHz.

Com isso, o projeto de uma PMA, submetida ao processo de aplicação da nova geometria fractal quadrangular de Mobius-Koch, pode ser usada para reduzir a largura de banda e fazer com que o monopolo impresso transmita na faixa de 3,5 GHz, reduzindo ao máximo frequências de ressonância na faixa de 5,8 GHz.

O *software* ANSYS Designer™ foi utilizado para gerar os resultados simulados das antenas projetadas para aplicação 5G, assim como, as medições foram realizadas no VNA (modelo E5071C). Com isso, os projetos das antenas, com os seus resultados simulados e medidos, são apresentados e discutidos a seguir.

4.3.1 ANTENA MONOPOLO IMPRESSO QUADRADA PARA 3,5 GHz

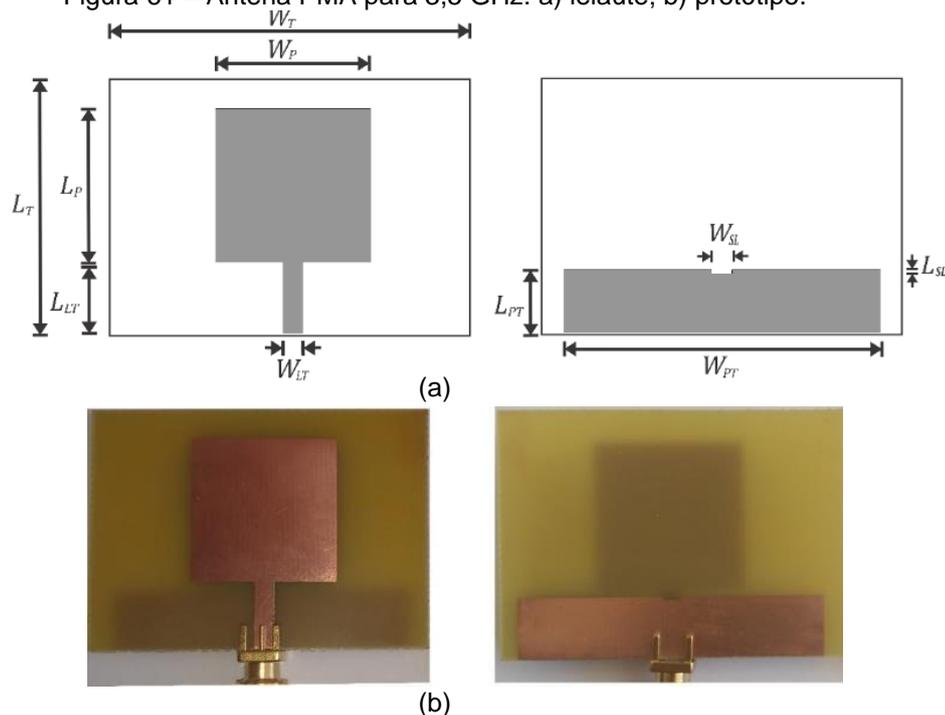
As dimensões da antena PMA quadrada, foram calculadas e aproximadas de acordo com as expressões apresentadas na seção 2.3. Na Tabela 14 são listados os valores das dimensões em milímetros (mm), da antena PMA para a frequência de ressonância de 3,5 GHz. O leiaute e o protótipo desta antena são apresentados nas Figuras 61(a)-(b). Para esta antena, as dimensões do monopolo impresso quadrado para 3,5 GHz foi $W_{PT} = 45,0$ mm e $L_{PT} = 9,0$ mm, o valor do comprimento da linha de transmissão foi, L_{LT} , e o valor da largura da linha de transmissão, $W_{LT} = 2,87$. Para as dimensões da fenda (*slit*), a largura foi $W_{SL} = 2,86$ mm e comprimento $L_{SL} = 0,50$ mm.

Tabela 14 – Dimensões em (mm) da antena PMA.

Antena	W_T	L_T	W_{PT}	L_{PT}	W_P	L_P	L_{LT}	W_{LT}	W_{SL}	L_{SL}
PMA	51,00	35,20	45,00	9,00	22,00	22,00	10,20	2,86	2,86	0,50

Fonte: Autor, 2019.

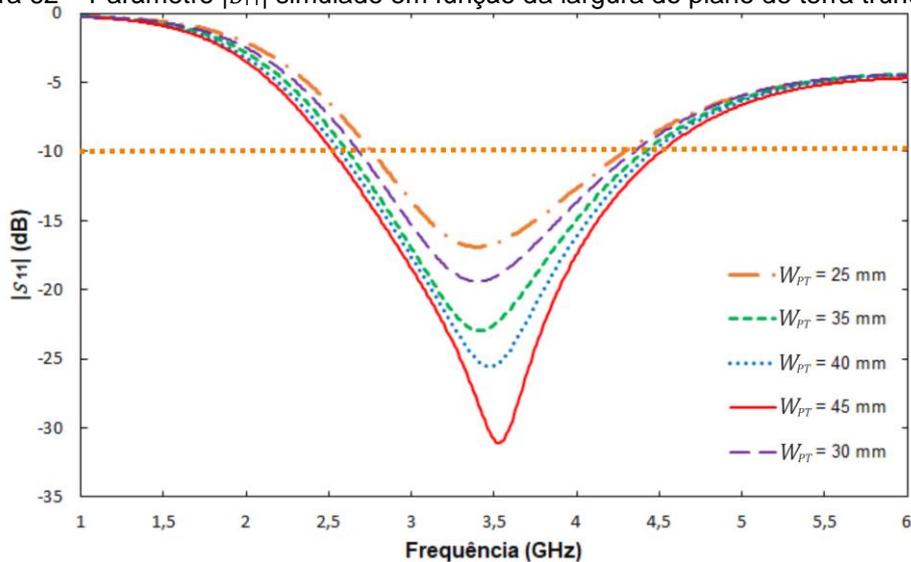
Figura 61 – Antena PMA para 3,5 GHz: a) leiaute; b) protótipo.



Fonte: Autor, 2019.

A partir da variação da largura do plano de terra, diferentes resultados para o $|S_{11}|$ da antena PMA simulados na faixa de frequências de 1 – 6 GHz, são comparados e ilustrados na Figura 62. Conforme o resultado, observa-se que com o aumento da largura do plano de terra truncado W_{PT} , o módulo do coeficiente de reflexão da antena é mais atenuado na faixa de frequência de 3,5 GHz. Pois quando a largura foi $W_{PT} = 45,0$ mm, o $|S_{11}|$ foi igual à -31,09 dB.

Figura 62 – Parâmetro $|S_{11}|$ simulado em função da largura do plano de terra truncado.



Fonte: Autor, 2019.

A comparação da simulação e medição do $|S_{11}|$ da antena PMA na faixa de frequências de 1 – 7 GHz, é ilustrada no gráfico da Figura 63. Na simulação foi constatada frequência central de ressonância, f_{01} igual à 3,5 GHz. A largura de banda simulada de 2,00 GHz (2,51 – 4,51 GHz). Na medição a frequência, f_{01} foi igual à 3,46 GHz com largura de banda de 2,93 GHz (3,09 – 6,02 GHz). O desvio entre as frequências, f_{01} , simulada e medida foi de 1,15%, conforme os valores listados na Tabela 15.

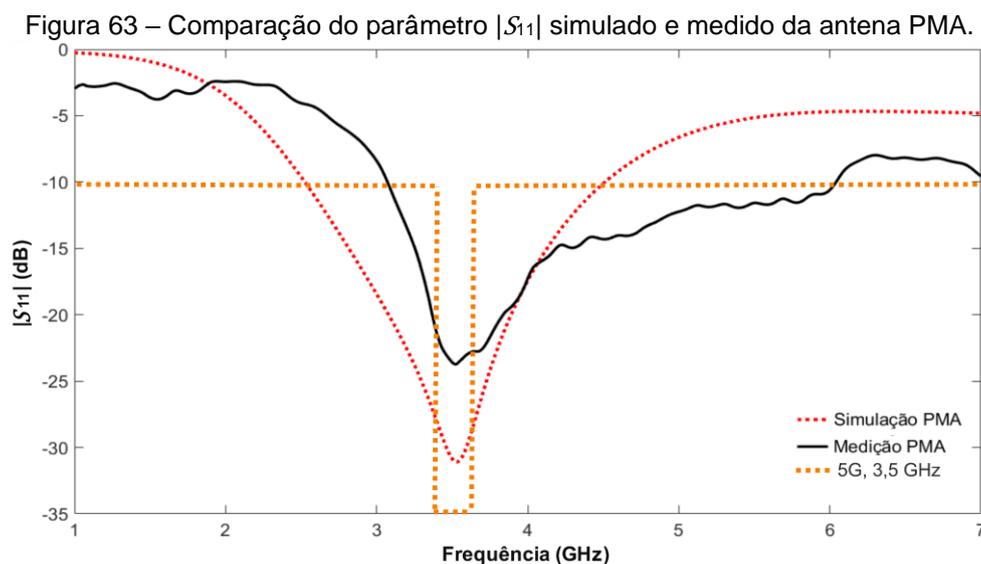


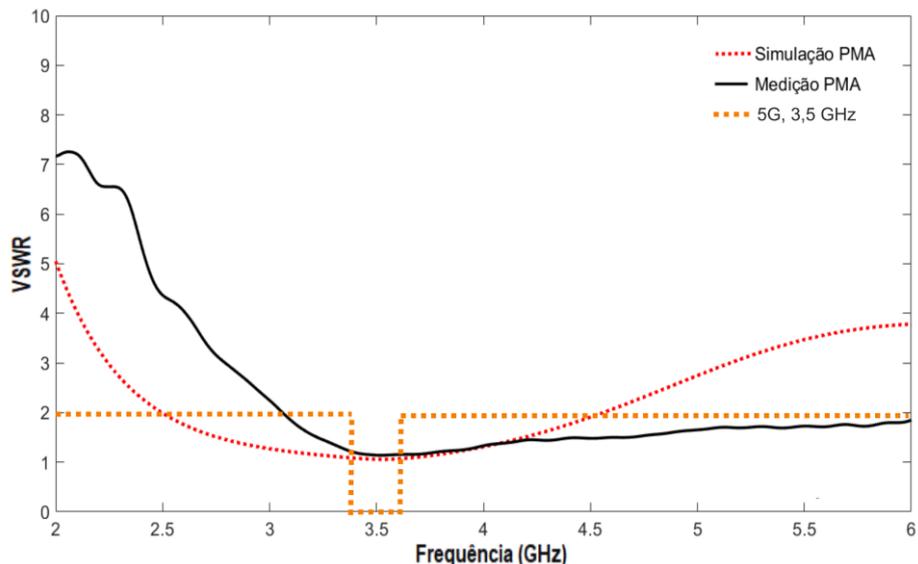
Tabela 15 – Valores de frequências de ressonância (GHz), larguras de banda (GHz) e $|S_{11}|$ (dB).

Antenas	f_1	f_2	f_{01}	BW_1	$ S_{11} , f_{01}$
PMA simulada	2,510	4,510	3,500	2,000	-31,09
PMA medida	3,090	6,020	3,460	2,930	-24,58

Fonte: Autor, 2019.

O resultado da comparação do parâmetro VSWR, simulado e medido da antena PMA na faixa de frequência de 2 – 6,5 GHz, é ilustrado gráfico da Figura 64. Verifica-se que a largura de banda, tanto simulada quanto medida na faixa de 3,5 GHz, apresentou o VSWR próximo de 1,0. Isto indica um ótimo coeficiente de onda estacionária. O VSWR é aumentado a partir da frequência de 3,6 GHz.

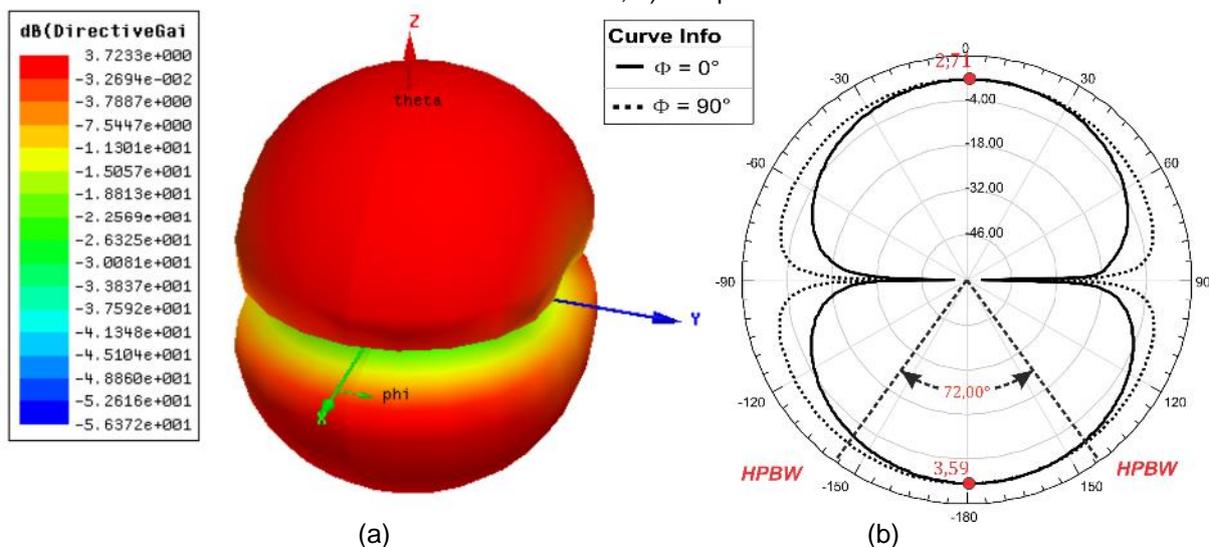
Figura 64 – Comparação do parâmetro VSWR simulado e medido da antenna PMA.

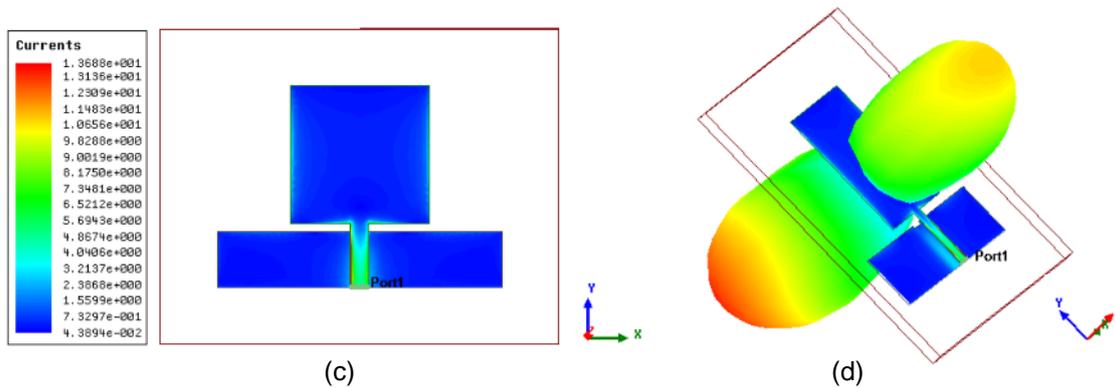


Fonte: Autor, 2019.

Os diagramas de irradiação 3-D e 2-D da antena PMA simulados em 3,50 GHz, são apresentados nas Figura 65(a)-(b). Como ilustrado na Figura 65(a) o ganho máximo da antena PMA foi de 3,72 dB na direção *broadside*, com largura de feixe *HPBW* = 72,0°, Figura 65(b). Na respectiva frequência de ressonância a densidade de corrente de superfície da antena foi de 13,6 A/m², conforme ilustrada na Figura 65(c). A Figura 65(d) ilustra o resultado do campo distante da antena PMA na direção *broadside*, conforme esperado.

Figura 65 – Diagrama de irradiação 3-D e 2-D da antena PMA: a) ganho, 3-D; b) ganho, 2-D; c) densidade de corrente; d) campo distante.





Fonte: Autor, 2019.

Conforme os resultados apresentados da antena PMA, pôde-se observar que a largura de banda medida foi de 2,93 GHz, com frequência central de ressonância de 3,50 GHz. Neste projeto de antena, o aprimoramento da atenuação do módulo do coeficiente de reflexão foi obtido com a variação das dimensões do plano de terra truncado e do *slit*. Na próxima seção são apresentados os resultados das antenas monopolo impresso com aplicação dos fractais quadrangulares de Mobius-Koch de níveis 0, 1 e 2. Projetadas para aplicações 5G.

4.3.2 ANTENAS MONOPOLO IMPRESSO FRACTAIS QUADRANGULARES DE MOBIUS-KOCH

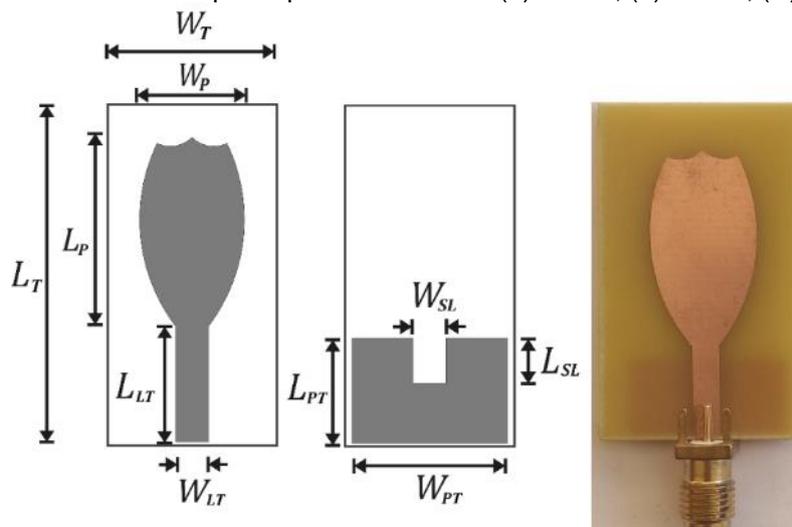
As antenas monopolo impresso fractais quadrangulares de Mobius-Koch com níveis de iteração fractal de 0, 1 e 2, denominadas: QMK0, QMK1 e QMK2, foram projetadas para aplicação 5G na faixa 3,5 GHz (3,40 – 3,60 GHz). As dimensões destas antenas são listadas na Tabela 16, cujo os valores dos protótipos simulados foram ajustados para a fabricação, em vista, reduzir os desvios das frequências medidas, que em média foram maiores do que 15% da frequência de 3,5 GHz, para os primeiros protótipos fabricados e medidos. Com isso, as dimensões das três antenas fabricadas foram ajustadas em 45,8%, 41,01% e 44,51% maiores que as dimensões das antenas simuladas, para obter uma boa comparação entre os resultados simulado e medido do $|S_{11}|$. O fator de escala fractal, $s = 1/4$, foi adotada na geometria dos fractais quadrangulares de Mobius-Koch. Os resultados simulados e medidos são comparados e são discutidos a seguir.

Tabela 16 – Dimensões em (mm) das antenas: QMK0, QMK1 e QMK2.

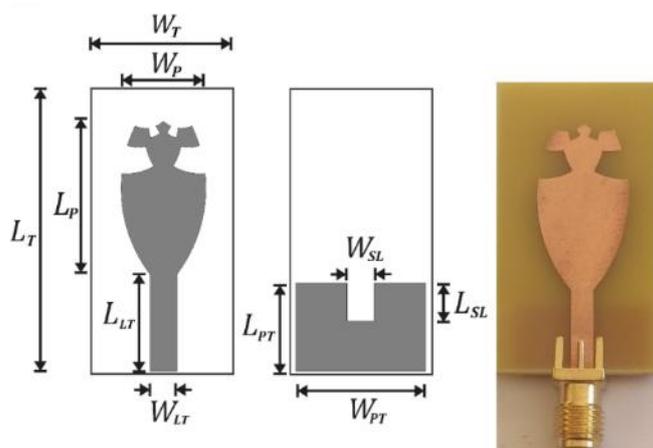
Antenas	W_T	L_T	W_{PT}	L_{PT}	W_P	L_P	L_{LT}	W_{LT}	W_{SL}	L_{SL}
QMK0	16,70	30,00	13,70	9,28	9,19	16,70	10,20	2,87	2,87	4,00
(ajuste)	21,00	35,60	18,00	9,00	12,00	22,40	10,20	2,87	2,87	4,00
QMK1	16,70	29,30	13,70	9,28	8,87	16,10	10,20	2,87	2,87	4,00
(ajuste)	20,00	34,50	17,00	8,50	11,50	21,30	10,20	2,87	2,87	3,50
QMK2	14,70	28,80	11,70	9,28	8,62	15,60	10,20	2,87	2,87	4,00
(ajuste)	19,00	32,20	16,00	8,50	10,30	19,00	10,20	2,87	2,87	3,50

Fonte: Autor, 2019.

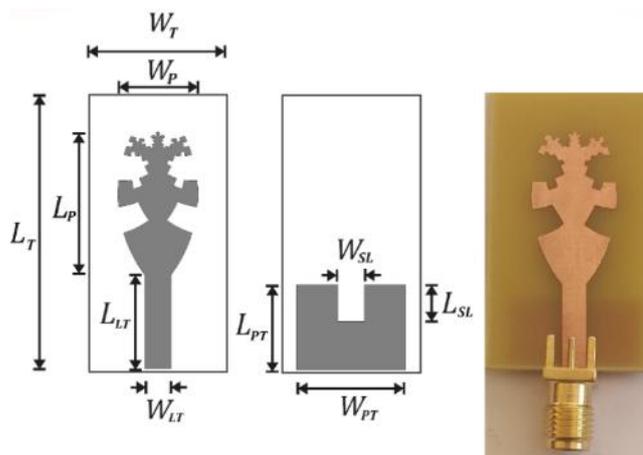
Figura 66 – Leiautes e protótipos das antenas: (a) QMK0; (b) QMK1; (c) QMK2.



a)



b)

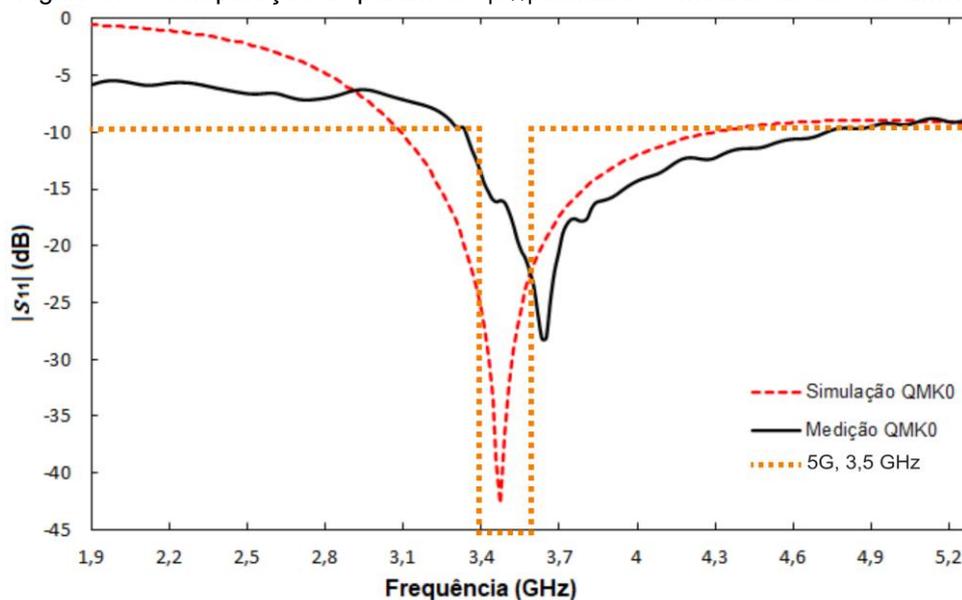


(c)

Fonte: Autor, 2019.

A comparação dos resultados simulados e medidos do parâmetro $|S_{11}|$ na faixa de frequências de 1,9 – 5,2 GHz, obtidos para a antena QMK0 é apresentada no gráfico da Figura 67. As larguras de banda simulada e medida obtidas da antena QMK0 foram de 1190,0 MHz e 1340,0 MHz, respectivamente. As frequências centrais de ressonância, f_0 , simulada e medida foram de 3,47 GHz e 3,63 GHz, respectivamente. O desvio obtido entre as frequências, f_0 , simulada e medida foi de 4,4%. Os valores dos resultados são listados na Tabela 17.

Figura 67 – Comparação do parâmetro $|S_{11}|$ simulado e medido da antena QMK0.



Fonte: Autor, 2019.

Tabela 17 – Valores da frequência de ressonância (GHz), larguras de banda (MHz) e $|S_{11}|$ (dB).

Antenas	f_1	f_2	f_{01}	BW_1	$ S_{11} , f_{01}$
QMK0 simulada	3,09	4,51	3,47	1190,00	-42,72
QMK0 medida	3,33	4,79	3,63	1340,00	-28,17

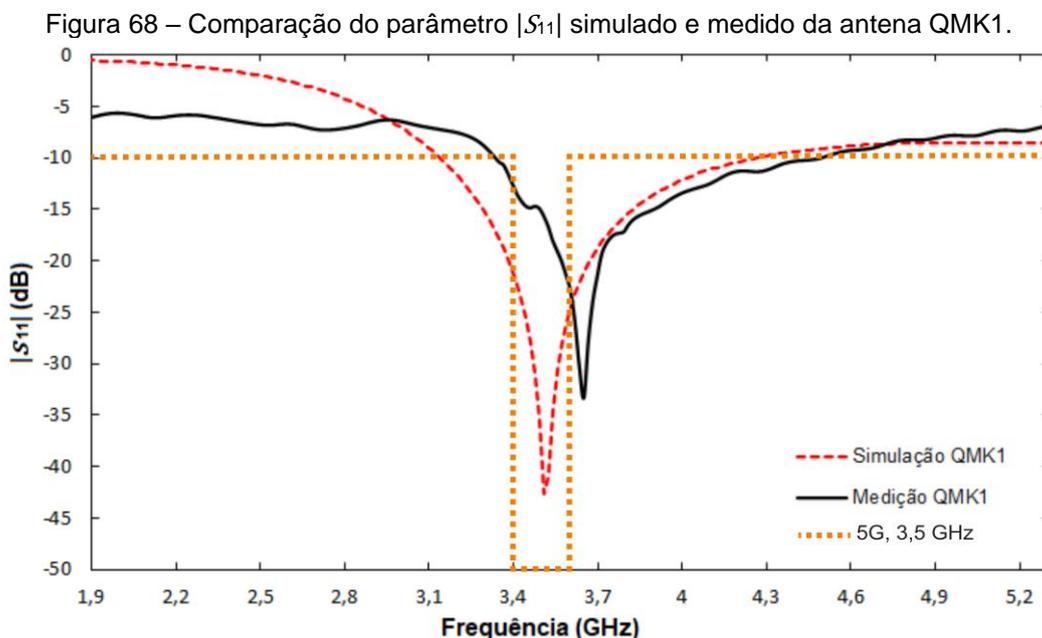
Fonte: Autor, 2019.

Para a antena QMK1, a comparação obtida da simulação e medição do parâmetro $|S_{11}|$, é apresentada no gráfico da Figura 68. As larguras de banda, simulada e medida foram de: 1110,0 MHz e 1080,0 MHz, com frequências, f_0 , de 3,50 GHz e 3,64 GHz, respectivamente. O desvio entre as frequências, f_0 , simulada e medida foi de apenas 3,71%. Os valores numéricos obtidos de simulação e medição, são listados na Tabela 18.

Tabela 18 – Valores de frequências de ressonância (GHz), larguras de banda (MHz) e $|S_{11}|$ (dB).

Antenas	f_1	f_2	f_{01}	BW_1	$ S_{11} , f_{01}$
QMK1 simulada	3,14	4,25	3,50	1110,00	-42,70
QMK1 medida	3,36	4,43	3,64	1080,00	-33,35

Fonte: Autor, 2019.



Fonte: Autor, 2019.

A comparação dos resultados simulados e medidos do parâmetro $|S_{11}|$ obtidos para a antena QMK2, é apresentada na Figura 69. A partir dos resultados, pôde-se

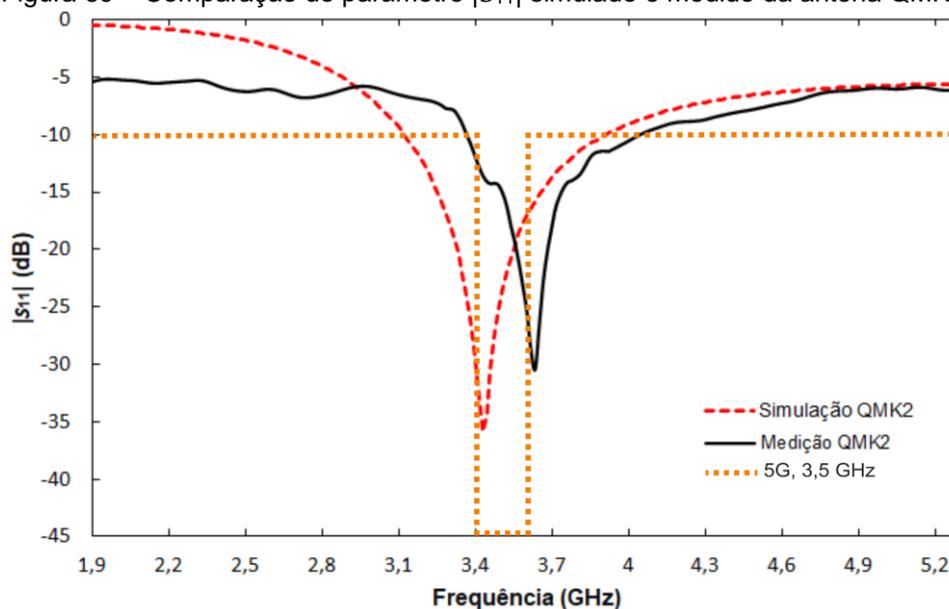
observar que a largura de banda simulada foi de 790,0 MHz com frequência, f_0 em 3,42 GHz. Na medição, a largura de banda foi de 680,0 MHz com frequência, f_0 em 3,63 GHz, com isso o desvio entre as frequências, da simulação e medição foi de 6,1%. Para esta antena, o desvio entre as frequências, f_0 , foi maior do que os resultados das antenas QMK0 e QMK1, no entanto, a largura de banda medida cobriu toda a faixa de 3,5 GHz. Conforme os valores listados na Tabela 19.

Tabela 19 – Valores de frequências de ressonância (GHz), larguras de banda (MHz) e $|S_{11}|$ (dB).

Antenas	f_1	f_2	f_{01}	BW_1	$ S_{11} , f_{01}$
QMK2 simulada	3,10	3,91	3,42	790,00	-35,81
QMK2 medida	3,38	4,06	3,63	680,00	-30,50

Fonte: Autor, 2019.

Figura 69 – Comparação do parâmetro $|S_{11}|$ simulado e medido da antena QMK2.

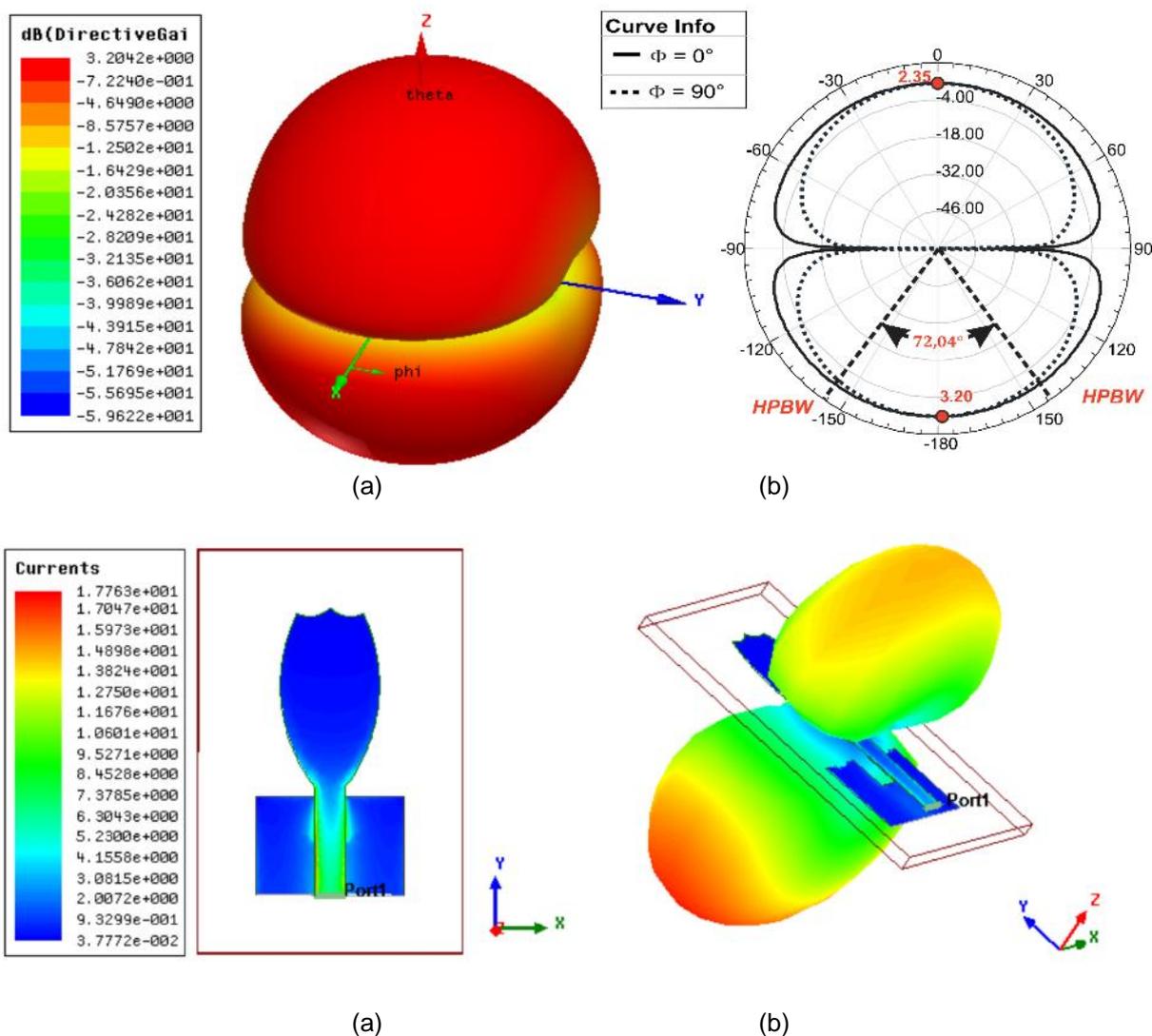


Fonte: Autor, 2019.

Os diagramas de irradiação 3-D e 2-D da antena monopolo impresso QMK0 simulados em 3,47 GHz, são apresentados nas Figuras 70(a)-(b). Conforme verificado na Figura 70(a) o ganho máximo da antena foi de 3,20 dB na direção *broadside*. A Figura 70(b) ilustra a largura de feixe $HPBW = 72,04^\circ$ no plano-E. A densidade de corrente de superfície da antena QMK0 foi de 17,7 A/m² na frequência de 3,47 GHz, como apresentada na Figura 70(c). Na Figura 70(d) ilustra o resultado do campo distante da antena QMK0 na direção *broadside*, apresenta um padrão de

diagrama de irradiação bem definido nos dois lados da antena, resultado semelhante à antena dipolo.

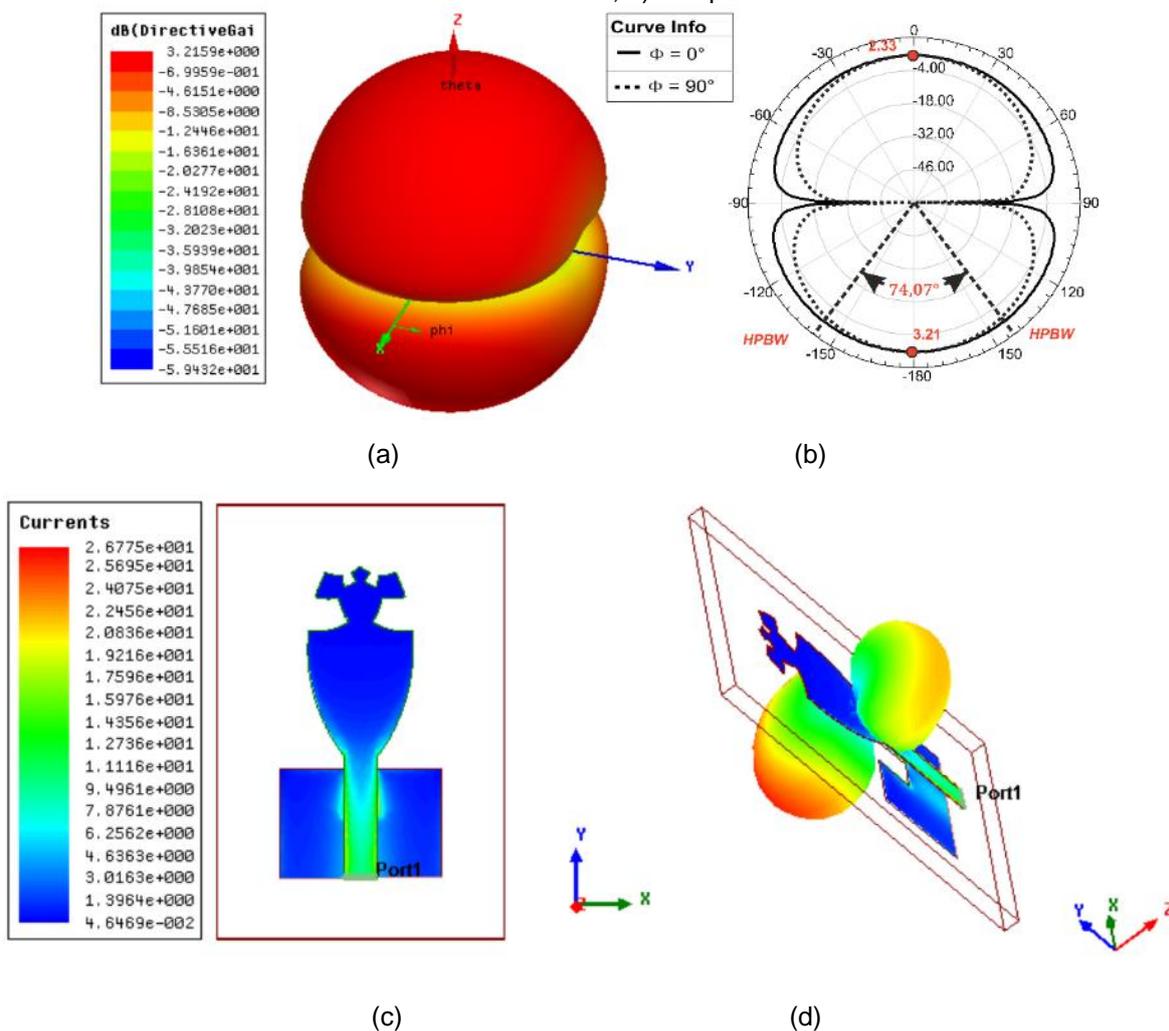
Figura 70 – Diagrama de irradiação da antena QMK0 em 3,47 GHz: a) ganho, 3-D; b) ganho, 2-D; c) densidade de corrente; d) campo distante.



Fonte: Autor, 2019.

Nas Figuras 71(a) e 71(b) são ilustrados os diagramas de irradiação 3-D e 2-D, respectivamente, simulados nas frequências de ressonância de 3,5 GHz da antena QMK1. O ganho máximo obtido desta antena foi de 3,21 dB na direção *broadside*, Figura 71(a), com uma largura de feixe $HPBW = 74,07^\circ$ no plano-E, conforme ilustrada na Figura 71(b). A densidade de corrente de superfície da antena foi de 26,77 A/m² na frequência de 3,50 GHz, Figura 71(c). Na Figura 71(d) é ilustrado o campo distante, pode-se observar o padrão de diagrama de irradiação bem definido e semelhante ao da antena QMK0.

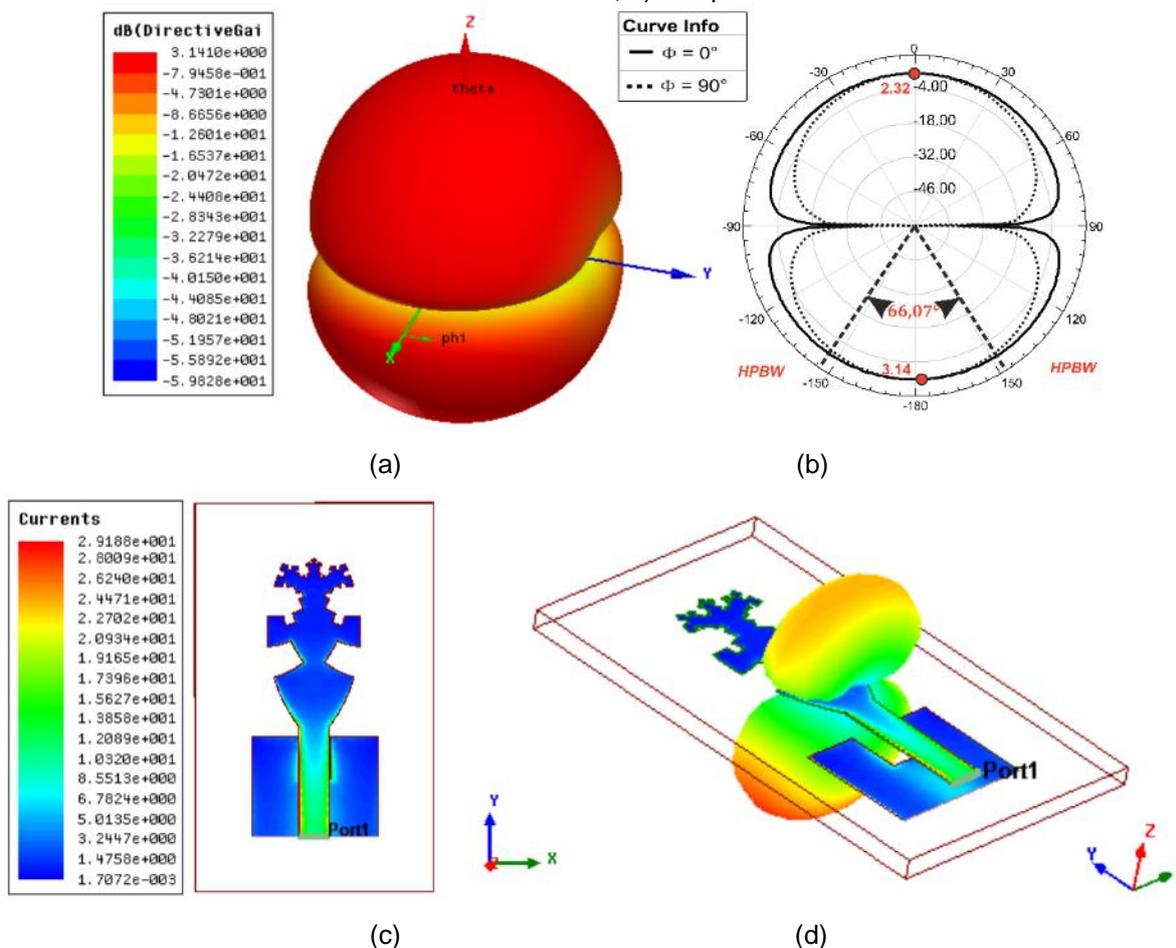
Figura 71 – Diagrama de irradiação da antena QMK1 em 3,50 GHz: a) ganho, 3-D; b) ganho, 2-D; c) densidade de corrente; d) campo distante.



Fonte: Autor, 2019.

Os resultados dos diagramas de irradiação 3-D e 2-D da antena QMK2 simulados em 3,42 GHz, são ilustrados na Figura 72(a)-(b). O ganho máximo desta antena foi de 3,14 dB, Figura 72(a). A largura de feixe foi $HPBW = 66,07^\circ$ no plano-E, conforme apresentada na Figura 72(b). Para esta antena o valor da densidade de corrente de superfície na frequência de 3,42 GHz foi de 29,18 A/m², este resultado ilustrado na Figura 72(c) foi maior que o resultado das antenas QMK0 e QMK1. Isto se deve a aplicação do nível 2 de iteração fractal na geometria do fractal quadrangular de Mobius-Koch. O campo distante da antena QMK2 é apresentado na Figura 72(d), com isso, observa-se um padrão de irradiação semelhantes aos das antenas QMK0 e QMK1, e que apresentam um padrão de irradiação semelhante à uma antena dipolo.

Figura 72 – Diagrama de irradiação da antena QMK2 em 3,42 GHz: a) ganho, 3-D; b) ganho, 2-D; c) densidade de corrente; d) campo distante.



Fonte: Autor, 2019.

A comparação dos projetos das antenas monopolo impresso fractais quadrangulares de Mobius-Koch de níveis 0, 1 e 2, e da antena monopolo quadrada PMA, é apresentada na Figura 73. A comparação entre as dimensões das antenas QMK0 e PMA, foi obtida uma redução de área total de 58,35%, com uso do fractal quadrangular de Mobius-Koch de nível 0. A área total da antena QMK1 foi reduzida em 7,7% em relação à área total da antena QMK0. A área total da antena QMK2 foi reduzida em até 18,16% em relação à área total da antena QMK0. Em comparação à antena PMA, a aplicação da geometria fractal quadrangular de nível 2 na antena QMK2, permitiu uma redução da área total de 65,52%, respectivamente, uma redução de espaço significativa, e que não interferiu no funcionamento da antena. Isto é um fator positivo do ponto de vista prático em aplicações em sistemas de comunicações sem fio, incluindo para tecnologia 5G.

Figura 73 – Comparação dos protótipos das antenas: PMA, QMK0, QMK1 e QMK2.



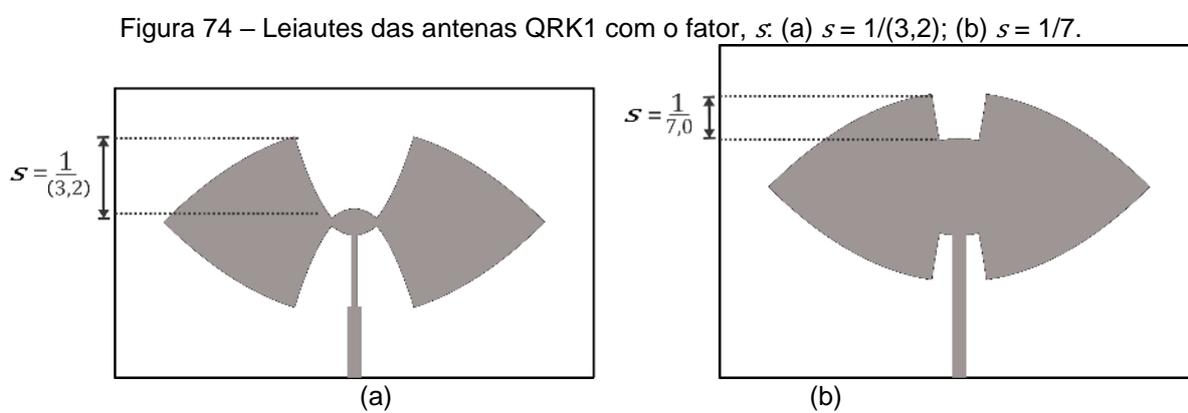
Fonte: Autor, 2019.

4.4 ANÁLISES PARAMÉTRICAS

Nesta seção é apresentado um estudo paramétrico das antenas fractais quadrangulares com níveis de iteração fractal de 1 e 2, variando-se o fator de escala fractal, s . A partir dos resultados apresentados nas seções anteriores das antenas fractais quadrangulares, observou-se que, os parâmetros ressonantes e de irradiação, tais como, frequência de ressonância, coeficiente de reflexão, impedância de entrada, largura de banda e densidade de corrente, apresentaram valores que podem ser estudados com a variação de s . Para reduzir o nível de complexidade dos projetos e focar apenas na análise paramétrica, as dimensões das antenas simuladas, foram iguais das antenas apresentadas e discutidas nas seções anteriores, respectivamente, das antenas fractais quadrangulares de Riemann-Koch, Joukowski-Koch, *square root*-Koch e Mobius-Koch. Os resultados da análise paramétrica de cada antena, foram obtidos por simulações feitas no ANSYS Designer™. A variação do fator de escala fractal, s , pode aumentar ou diminuir os detalhes nas geometrias fractais. Com isso, os resultados das antenas apresentaram variações significativas em uma determinada faixa de variação de s . Portanto, a faixa utilizada para a variação de s , foi de $1/(3,2)$ até $1/7$ para antenas fractais quadrangulares de Riemann-Koch, Joukowski-Koch e *square root*-Koch. Para as antenas monopolo fractais quadrangulares de Mobius-Koch a variação de s , foi de $1/(3,2)$ até $1/6$.

4.4.1 ANTENAS QRK1 e QRK2

As dimensões das antenas fractais quadrangulares de Riemann-Koch de níveis 1 e 2 (QRK1 e QRK2) projetadas com um fator de escala fractal, $s = 1/4$, conforme apresentadas na seção 4.2, foram utilizadas como base, para as dimensões das antenas projetadas com a variação de s . Para as antenas QRK1, os leiautes são ilustrados nas Figuras 74(a)-(b). A partir da variação do fator de escala, s , de $1/(3,2)$ a $1/7$, as simulações das antenas QRK1 foram obtidas. Os resultados são apresentados nas Figuras 75(a)-(c).



Fonte: Autor, 2020.

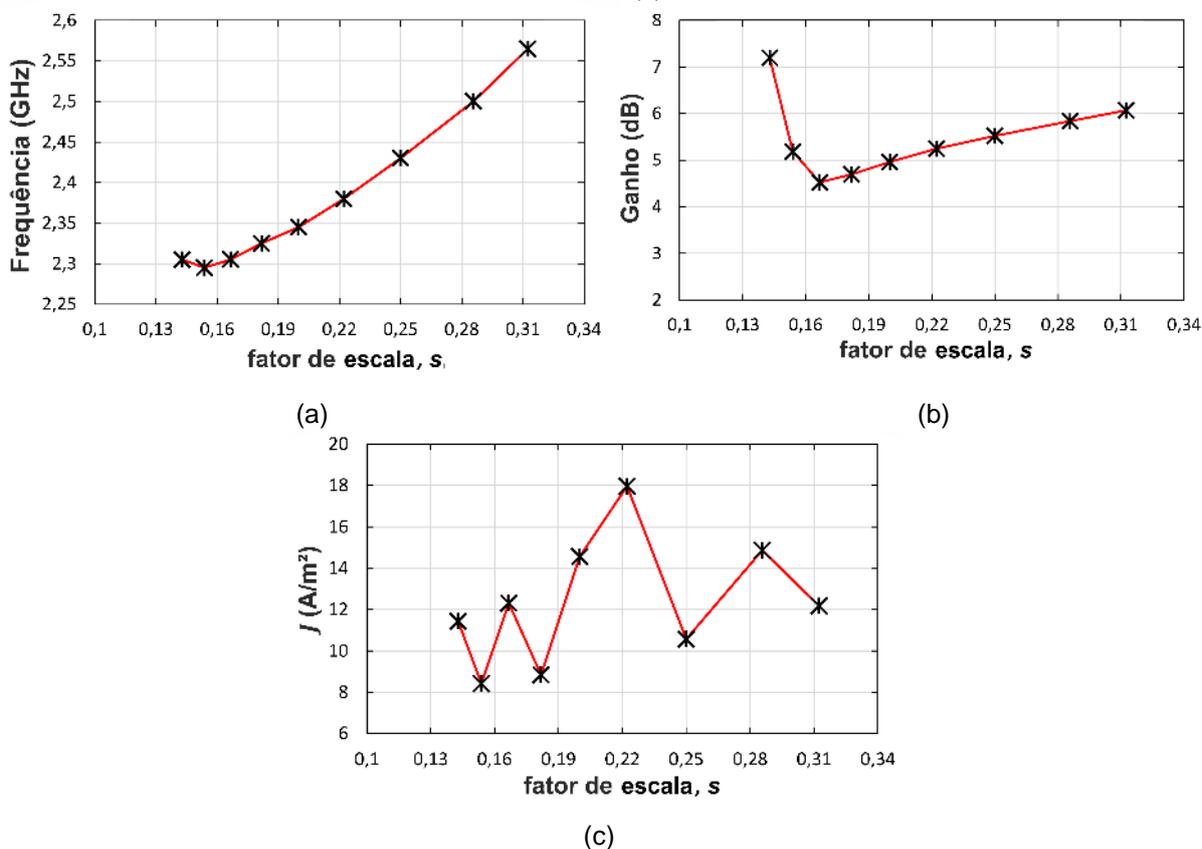
Conforme listados, os valores dos parâmetros simulados na Tabela 20, a frequência de ressonância, f_0 , foi reduzida de 2,56 GHz até 2,30 GHz com a variação do fator s , e a largura de banda 65 MHz para 115 MHz. O ganho da antena aumentou com a redução de s , de 6,06 dB até 7,19 dB. Contudo, o melhor resultado do parâmetro $|S_{11}|$ foi da antena QRK1 projetada com $s = 1/4$, cujo valor foi $|S_{11}| = -32,84$ dB, assim como, o melhor valor da impedância normalizada de $Z_{\text{nor}} = 47,5 \Omega$. A densidade de corrente da antena QRK1, apresentou uma variação de $12,30 \text{ A/m}^2$ até $8,41 \text{ A/m}^2$, com a variação de s .

Tabela 20 – Resultados das análises paramétricas das antenas QRK1 em função do fator, s .

Parâmetro (S)	f_0 (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	BW (MHz)	Ganho (dB)	Z_{nor} (Ω)	j (A/m ²)
1/(3,2)	2,56	-26,56	65,00	6,06	53,50	12,17
1/3,5	2,50	-29,50	60,00	5,83	46,50	14,86
1/4	2,43	-32,84	55,00	5,51	47,50	10,56
1/4,5	2,38	-28,32	55,00	5,24	46,00	17,96
1/5	2,34	-28,48	60,00	4,96	46,50	14,56
1/5,5	2,32	-25,61	110,00	4,69	43,00	8,84
1/6	2,30	-20,09	115,00	4,52	41,00	12,30
1/6,5	2,29	-22,47	115,00	5,18	43,00	8,41
1/7	2,30	-18,74	105,00	7,19	45,00	11,43

Fonte: Autor, 2020.

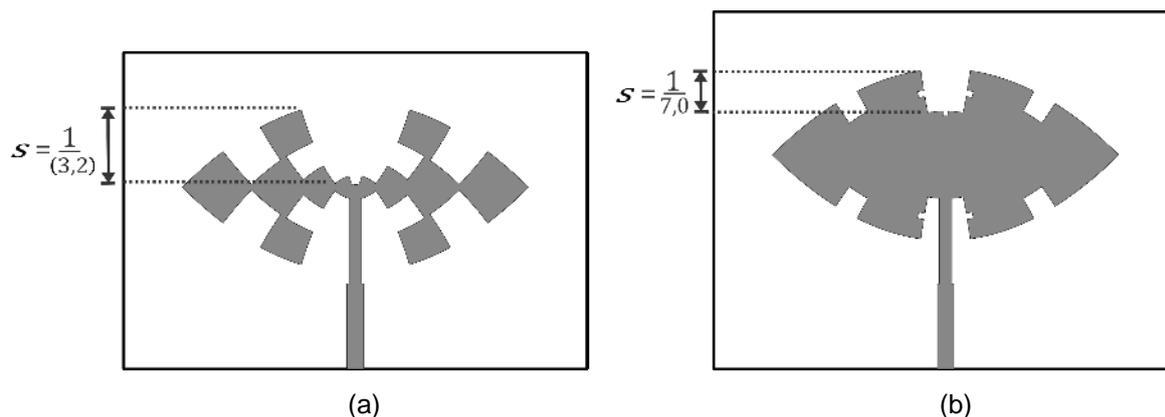
Figura 75 – Análises paramétricas das antenas QRK1 em função do fator, s : (a) frequência de ressonância, f_0 em GHz; (b) ganho em dB; (c) densidade de corrente, J em A/m².



Fonte: Autor, 2020.

Os leiautes das antenas QRK2, com o fator de escala fractal s de 1/(3,2) e 1/7, são ilustrados nas Figuras 76(a) e 76(b), respectivamente. Os resultados simulados de frequência de ressonância, ganho e densidade de corrente, em função do fator s , são ilustrados nas Figuras 77(a)-(c). Os valores dos parâmetros ressonantes e de irradiação são listados na Tabela 21.

Figura 76 – Leiautes das antenas QRK2 com o fator, s : (a) $s = 1/(3,2)$; (b) $s = 1/7$.



Fonte: Autor, 2020.

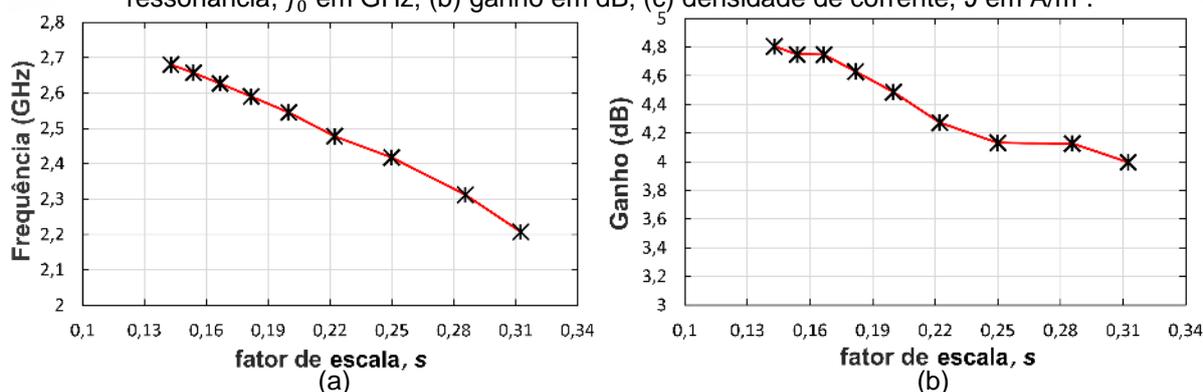
Os resultados dos parâmetros ressonantes e de irradiação, tais como: frequência de ressonância, ganho e densidade de corrente, apresentaram variações significativas em função do fator s , principalmente em antenas QRK2 projetadas com o nível 2 de iteração fractal. Pois, com a redução do fator s , nota-se que a frequência, f_0 , variou-se de 2,20 GHz até 2,68 GHz; o ganho de 3,99 dB até 4,80 dB e a densidade de corrente de superfície de 37,69 A/m² até 95,44 A/m².

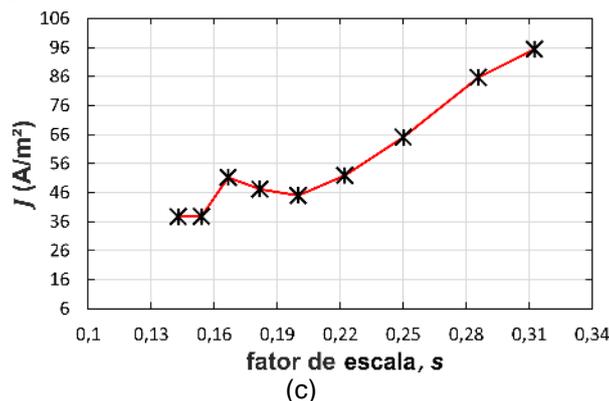
Tabela 21 – Resultados das análises paramétricas das antenas QRK2 em função do fator, s .

Parâmetro (s)	f_0 (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	BW (MHz)	Ganho (dB)	Z_{nor} (Ω)	j (A/m ²)
1/(3,2)	2,20	-24,83	45,00	3,99	53,00	95,44
1/3,5	2,31	-27,63	45,00	4,12	47,00	85,66
1/4	2,41	-24,43	52,00	4,13	46,00	65,10
1/4,5	2,47	-25,43	52,00	4,27	45,50	51,89
1/5	2,54	-24,97	45,00	4,48	45,50	44,98
1/5,5	2,59	-26,67	45,00	4,62	45,50	47,20
1/6	2,62	-25,95	60,00	4,74	45,00	51,26
1/6,5	2,65	-25,49	60,00	4,74	45,00	37,81
1/7	2,68	-23,20	60,00	4,80	43,50	37,69

Fonte: Autor, 2020.

Figura 77 – Análises paramétricas das antenas QRK2 em função do fator, s : (a) frequência de ressonância, f_0 em GHz; (b) ganho em dB; (c) densidade de corrente, J em A/m².



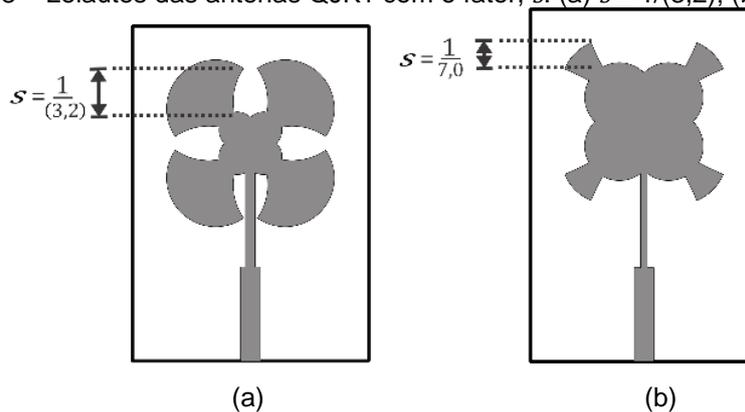


Fonte: Autor, 2020.

4.4.2 ANTENAS QJK1 e QJK2

Nesta seção são apresentados os resultados de simulações das antenas QJK1 e QJK2 variando o fator de escala, s , de $1/(3,2)$ até $1/7$. As dimensões destas antenas são iguais as dimensões das antenas QJK1 e QJK2 apresentadas na seção 4.2.3. Para as antenas QJK1 variando o fator, s , os leiautes são ilustrados na Figura 78. Os valores obtidos dos resultados simulados destas antenas, ou seja, o módulo do coeficiente de reflexão $|S_{11}|$, da largura de banda, do ganho, da impedância de entrada normalizada e da densidade de corrente de superfície em função do fator s , respectivamente, são listados na Tabela 22.

Figura 78 – Leiautes das antenas QJK1 com o fator, s : (a) $s = 1/(3,2)$; (b) $s = 1/7$.



Fonte: Autor, 2020.

A partir dos resultados simulados das antenas QJK1 em função da variação do fator, s , conforme apresentados nos gráficos das Figuras 79(a)-(c). Pôde-se observar que, a frequência de ressonância, f_0 , o ganho e a densidade de corrente de superfície,

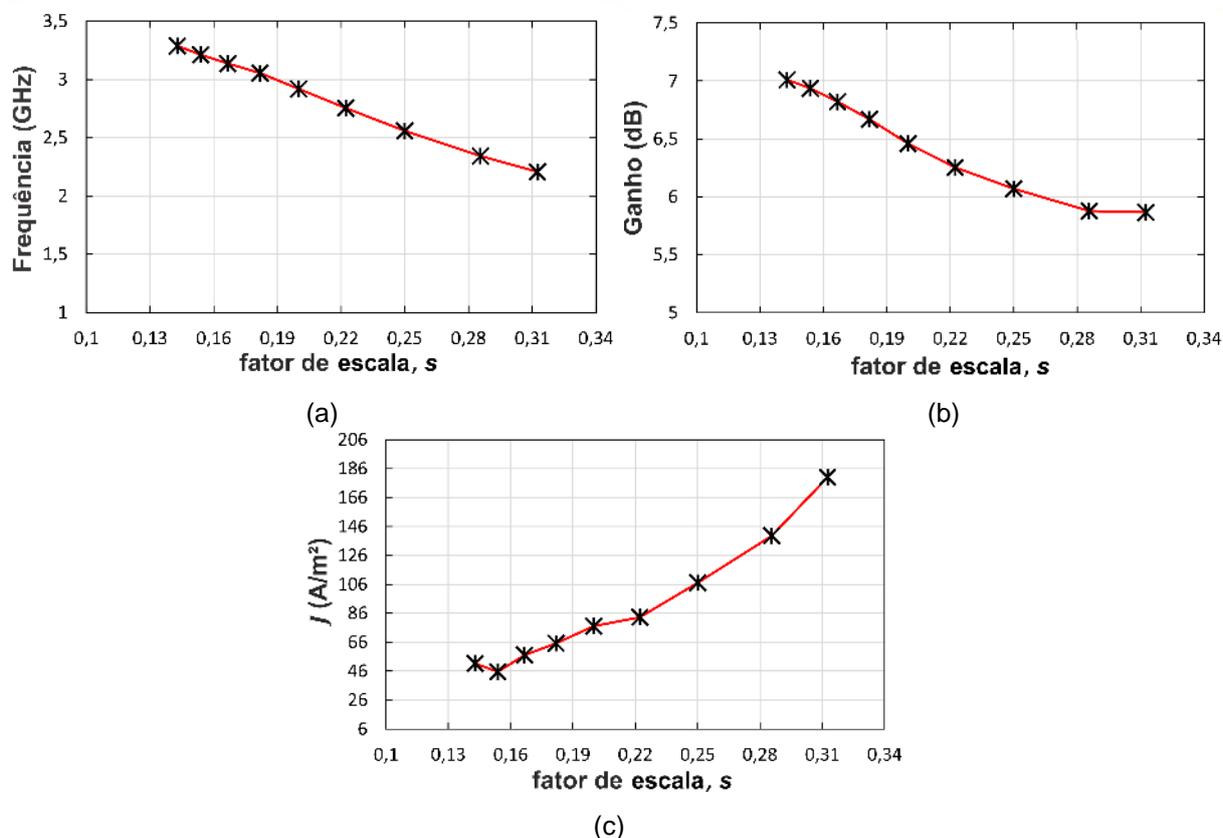
apresentaram variações significativas em função do fator s . Pois de acordo com os valores listados na Tabela 22, a frequência, f_0 , variou de 2,2 GHz até 3,28 GHz; o ganho uma variação de 5,86 dB até 7,01 dB e a densidade de corrente de 51,31 A/m² até 180,0 A/m². Contudo, a partir destes resultados também pôde-se notar que, a largura de banda aumentou de 45 MHz até 90 MHz e a impedância de entrada, Z_{nor} , de 45,0 Ω até 55,50 Ω com a redução de s , respectivamente.

Tabela 22 – Resultados das análises paramétricas das antenas QJK1 em função do fator, s .

Parâmetro (s)	f_0 (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	BW (MHz)	Ganho (dB)	Z_{nor} (Ω)	j (A/m ²)
1/(3,2)	2,20	-25,13	45,00	5,86	45,00	180,00
1/3,5	2,34	-26,06	60,00	5,87	51,50	139,57
1/4	2,56	-30,42	52,00	6,07	53,00	107,02
1/4,5	2,75	-25,96	55,00	6,25	53,50	83,30
1/5	2,92	-24,34	75,00	6,45	56,00	77,07
1/5,5	3,05	-23,42	82,00	6,66	56,50	65,25
1/6	3,13	-23,59	75,00	6,82	56,00	57,09
1/6,5	3,21	-25,16	90,00	6,93	54,00	45,49
1/7	3,28	-28,19	90,00	7,01	55,50	51,31

Fonte: Autor, 2020.

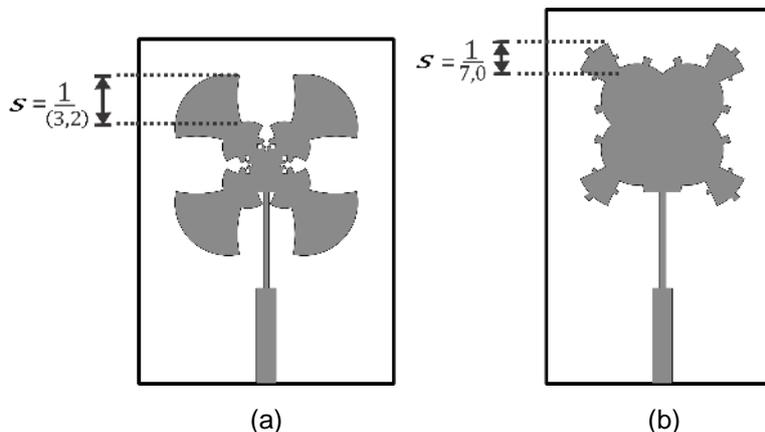
Figura 79 – Análises paramétricas das antenas QJK1 em função do fator, s : (a) frequência de ressonância, f_0 em GHz; (b) ganho em dB; (c) densidade de corrente, J em A/m².



Fonte: Autor, 2020.

Os leiautes das antenas QJK2 são ilustrados na Figura 80(a) e 80(b). Os resultados simulados em função do fator de escala fractal, s , de $1/(3,2)$ até $1/7$, são apresentados nos gráficos das Figuras 81(a)-(c), bem como, os valores das simulações listados na Tabela 23.

Figura 80 – Leiautes das antenas QJK2 com o fator, s : (a) $s = 1/(3,2)$; (b) $s = 1/7$.



Fonte: Autor, 2020.

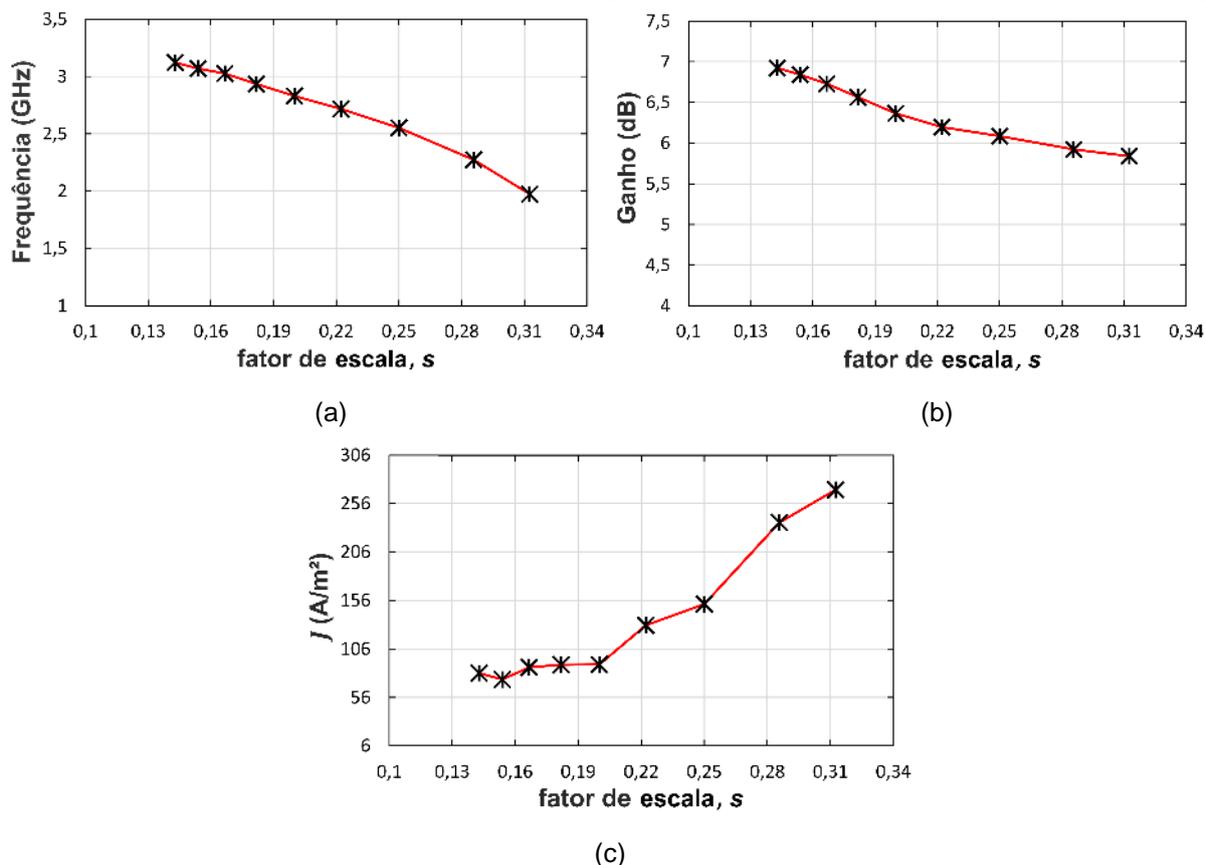
Conforme os resultados de simulações das antenas QJK2, variando o fator s , de $1/(3,2)$ até $1/7$. Com a variação s , a frequência de ressonância, f_0 , variou-se de 1,97 GHz até 3,12 GHz; a largura de banda de 30,0 MHz até 82,0 MHz e o ganho de 5,83 GHz até 6,92 GHz, respectivamente. Estas variações foram observadas com a redução de s . Um ponto importante observado nestes resultados foram os valores da densidade de corrente de superfície da antena QJK2, que foi reduzida de 270,31 A/m² até 81,18 A/m² com a redução do fator de escala fractal.

Tabela 23 – Resultados das análises paramétricas das antenas QJK2 em função do fator, s .

Parâmetro (s)	f_0 (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	BW (MHz)	Ganho (dB)	Z_{nor} (Ω)	j (A/m ²)
1/(3,2)	1,97	-23,16	30,00	5,83	50,50	270,31
1/3,5	2,27	-22,07	45,00	5,92	54,00	236,54
1/4	2,55	-25,77	52,00	6,08	47,50	152,27
1/4,5	2,71	-28,72	60,00	6,19	51,50	130,52
1/5	2,83	-26,60	67,00	6,36	53,50	89,88
1/5,5	2,93	-26,64	75,00	6,56	54,50	89,78
1/6	3,02	-25,72	75,00	6,73	55,00	86,95
1/6,5	3,07	-28,45	75,00	6,84	53,50	74,43
1/7	3,12	-31,72	82,00	6,92	52,00	81,18

Fonte: Autor, 2020.

Figura 81 – Análises paramétricas das antenas QJK2 em função do fator, s : (a) frequência de ressonância, f_0 em GHz; (b) ganho em dB; (c) densidade de corrente, J em A/m².

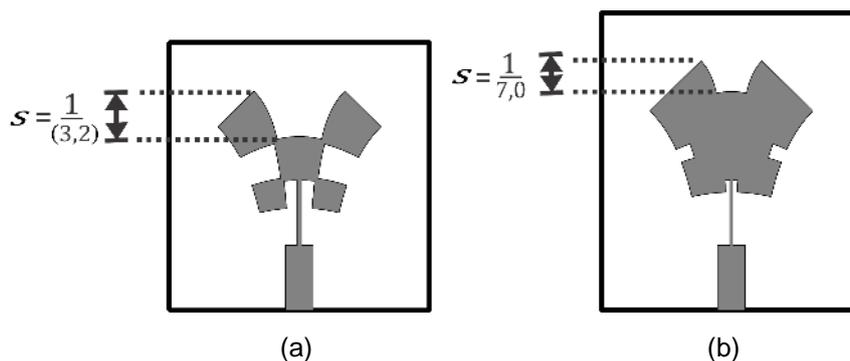


(c)
Fonte: Autor, 2020.

4.4.3 ANTENAS QSRK1 e QSRK2

Para estas antenas, os valores de suas dimensões são iguais das antenas QSRK1 e QSRK2, apresentadas na seção 4.2.4. Nas Figuras 82(a)-(b) são ilustrados os leiautes das antenas QSRK1 com variação do fator de escala fractal, s , de $1/(3,2)$ e $1/7$. Os resultados das antenas QSRK1 obtidos nas simulações, tais como: frequência de ressonância, ganho e densidade de corrente de superfície são listados na Tabela 24, assim como, os resultados do módulo do coeficiente de reflexão $|S_{11}|$, largura de banda e impedancia de entrada normalizada.

Figura 82 – Leiautes das antenas QSRK1 com o fator de escala fractal, s : (a) $s = 1/(3,2)$; (b) $s = 1/7$.



Fonte: Autor, 2020.

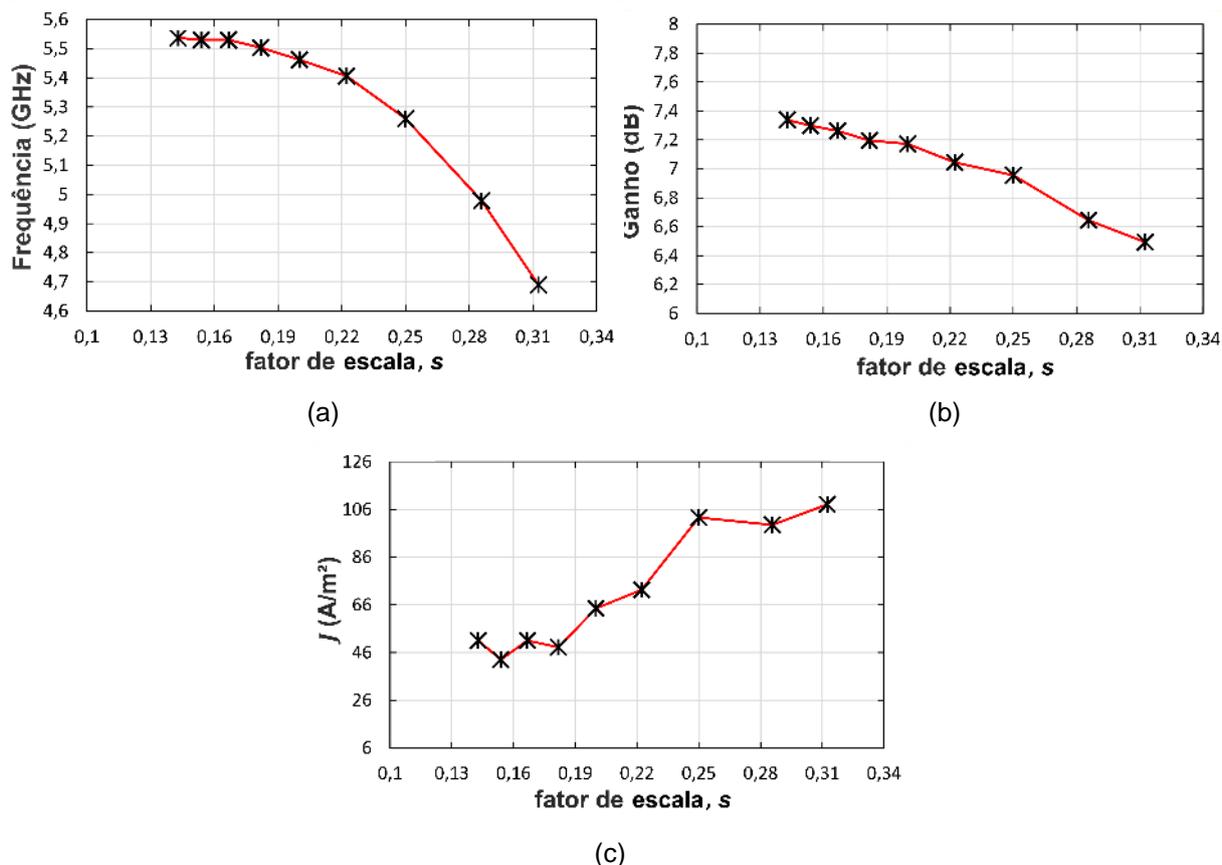
Conforme os resultados das antenas QSRK1, apresentados no gráficos das Figuras 83(a)-(c), pode-se observar que, a variação da frequência de ressonância, f_0 , do ganho e densidade de corrente de superfície em função de s foram de: 4,69 GHz até 5,37 GHz; 6,49 dB até 7,33 dB e 108,13 A/m² até 51,10 A/m², respectivamente, com a redução do fator s . Por outro lado, pôde-se observar um aumento na largura de banda de 101,0 MHz até 187,00 MHz, e uma variação da impedância de entrada normalizada de 59,0 Ω até 39,0 Ω .

Tabela 24 – Resultados das análises paramétricas da antena QSRK1 em função do fator, s .

Parâmetro (s)	f_0 (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	BW (MHz)	Ganho (dB)	Z_{nor} (Ω)	j (A/m ²)
1/(3,2)	4,69	-14,28	101,00	6,49	59,00	108,13
1/3,5	4,97	-16,61	124,00	6,64	58,00	99,55
1/4	5,26	-26,69	124,00	6,95	46,00	102,61
1/4,5	5,40	-20,80	165,00	7,04	58,00	72,31
1/5	5,46	-36,11	172,00	7,17	51,00	64,47
1/5,5	5,50	-49,46	187,00	7,19	49,50	48,17
1/6	5,53	-29,11	176,00	7,26	46,50	51,05
1/6,5	5,53	-20,76	180,00	7,29	42,00	43,06
1/7	5,37	-17,78	172,00	7,33	39,00	51,10

Fonte: Autor, 2020.

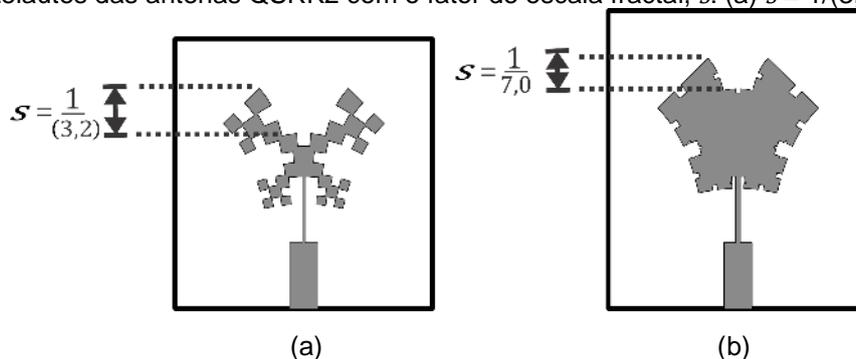
Figura 83 – Análises paramétricas da antena QSRK1 em função do fator, s : (a) frequência de ressonância, f_0 em GHz; (b) ganho em dB; (c) densidade de corrente, J em A/m².



Fonte: Autor, 2020.

Os leiautes das antenas QSRK2, são apresentados nas Figuras 84(a)-(b), com variação do fator s , de $1/(3,2)$ e $1/7$. Os valores dos resultados obtidos nas simulações dos parâmetros de ressonância e de irradiação são listados na Tabela 25.

Figura 84 – Leiautes das antenas QSRK2 com o fator de escala fractal, s : (a) $s = 1/(3,2)$; (b) $s = 1/7$.



Fonte: Autor, 2020.

Os resultados das antenas QSRK2 em função da variação do fator s , são ilustrados nas Figuras 85(a)-(c). A partir destes resultados, observa-se que, com a

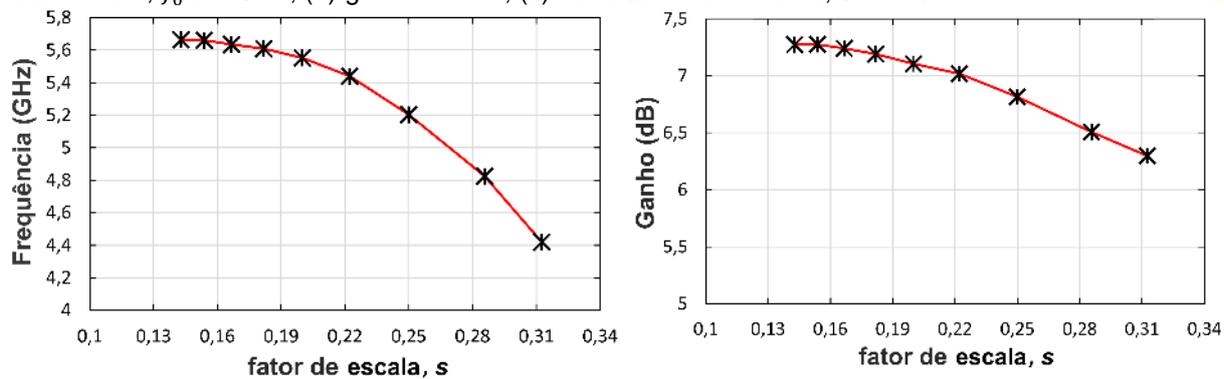
redução do fator s , a frequência de ressonância, f_0 , variou-se de 4,42 GHz até 5,66 GHz; o ganho de 6,29 dB até 7,27 dB e a densidade de corrente de superfície foi de 105,70 A/m² até 55,29 A/m², respectivamente. Na Tabela 25, são listados os resultados de simulações.

Tabela 25 – Resultados das análises paramétricas da antena QSRK2 em função do fator, s .

Parâmetro (s)	f_0 (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	BW (MHz)	Ganho (dB)	Z_{nor} (Ω)	j (A/m ²)
1/(3,2)	4,42	-13,91	79,00	6,29	57,50	105,70
1/3,5	4,82	-14,68	101,00	6,50	60,50	111,97
1/4	5,20	-19,49	131,00	6,81	58,00	91,85
1/4,5	5,44	-17,82	157,00	7,01	62,50	73,18
1/5	5,55	-20,23	176,00	7,10	60,00	65,46
1/5,5	5,60	-20,07	180,00	7,19	59,50	60,23
1/6	5,63	-24,08	199,00	7,24	56,00	68,94
1/6,5	5,66	-23,15	199,00	7,27	56,50	54,75
1/7	5,66	-25,94	203,00	7,27	54,50	55,29

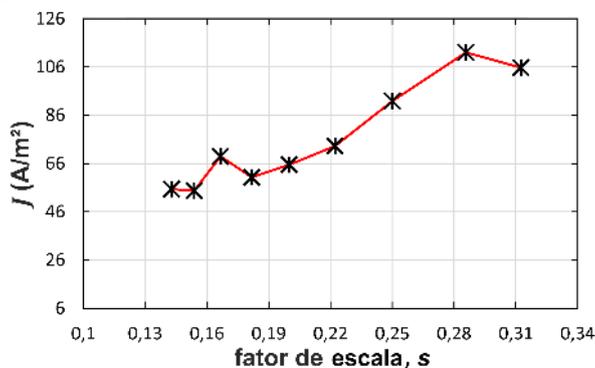
Fonte: Autor, 2020.

Figura 85 – Análises paramétricas da antena QSRK2 em função do fator, s : (a) frequência de ressonância, f_0 em GHz; (b) ganho em dB; (c) densidade de corrente, J em A/m².



(a)

(b)



(c)

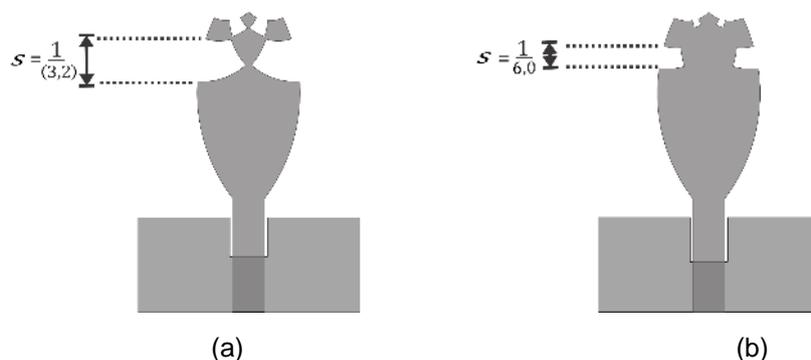
Fonte: Autor, 2020.

4.4.4 ANTENAS QMK1 e QMK2

As análises paramétricas das antenas de microfita fractais quadrangulares de Mobius-Koch de níveis 1 e 2 (QMK1 e QMK2), em função da variação do fator de escala fractal, s , de $1/(3,2)$ até $1/6$, são apresentadas nesta seção. Para realização das análises, as dimensões das antenas QMK1 e QMK2 iguais das antenas apresentadas na seção 4.3.2.

Os leiautes das antenas QMK1 com a variação do fator s de $1/(3,2)$ e $1/6$, são apresentados nas Figuras 86(a)-(b). Os resultados de simulações da frequência de ressonância, f_0 , ganho e densidade de corrente de superfície em função de s , são ilustrados nos gráficos das Figura 87(a)-(c). Os valores dos resultados de simulações, são listados na Tabela 27.

Figura 86 – Leiautes das antenas QMK1 com o fator de escala fractal, s : (a) $s = 1/(3,2)$; (b) $s = 1/6$.



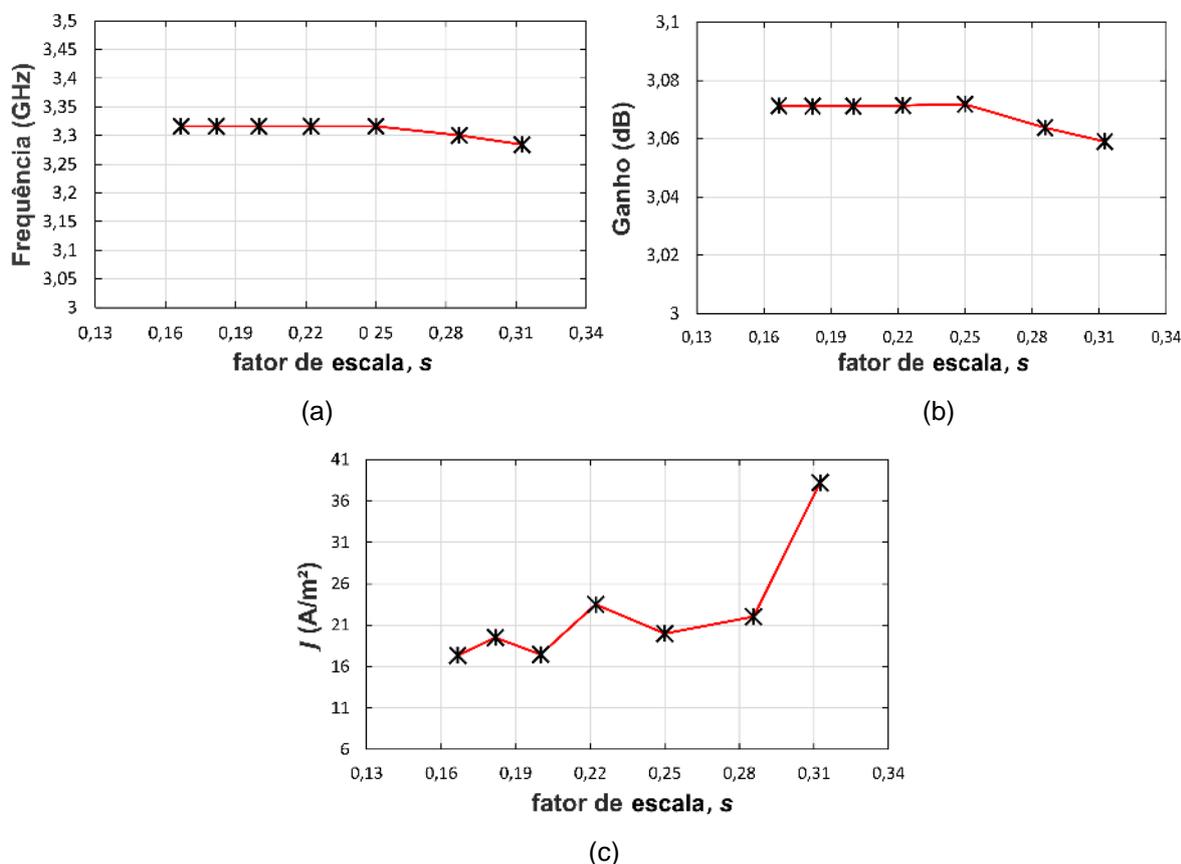
Fonte: Autor, 2020.

Os resultados de simulações das antenas QMK1, foram obtidos, com isso, pôde-se observar poucas variações, por exemplo, nas impedâncias de entrada normalizadas, Z_{nor} , frequências de ressonância, f_0 , e ganho, conforme os valores listados na Tabela 26. Por outro lado, com a redução do fator s , a largura de banda variou-se de 857 MHz até 968 MHz e a densidade de corrente de superfície de 38,21 A/m² até 17,33 A/m².

Tabela 26 – Resultados das análises paramétricas da antena QMK1 em função do fator, s .

Parâmetro (S)	f_0 (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	BW (MHz)	Ganho (dB)	Z_{nor} (Ω)	j (A/m ²)
1/(3,2)	3,28	-28,30	857,00	3,05	53,50	38,21
1/3,5	3,30	-25,54	905,00	3,06	55,00	22,03
1/4	3,31	-24,89	920,00	3,07	55,50	19,97
1/4,5	3,31	-24,80	952,00	3,07	55,50	23,50
1/5	3,31	-24,56	952,00	3,07	55,50	17,46
1/5,5	3,31	-24,48	968,00	3,07	55,50	19,49
1/6	3,31	-24,30	968,00	3,07	55,50	17,33

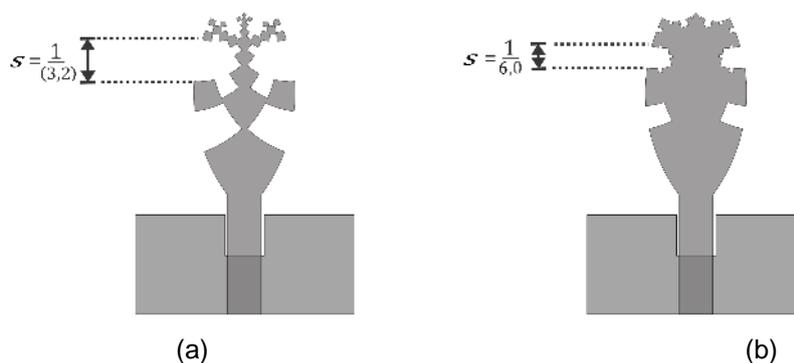
Fonte: Autor, 2020.

Figura 87 – Análises paramétricas da antena QMK1 em função do fator, s : (a) frequência de ressonância, f_0 em GHz; (b) ganho em dB; (c) densidade de corrente, J em A/m².

Fonte: Autor, 2020.

Para as antenas QMK2, os leiautes com o fator de escala fractal, s , de 1/(3,2) e 1/6, são apresentados nas Figuras 88(a)-(b). Os resultados das análises paramétricas desta antena, são apresentados nos gráficos das Figuras 90(a)-(c). Os valores obtidos são listados na Tabela 27.

Figura 88 – Leiautes das antenas QMK2 com o fator de escala fractal, s : (a) $s = 1/(3,2)$; (b) $s = 1/6$.



Fonte: Autor, 2020.

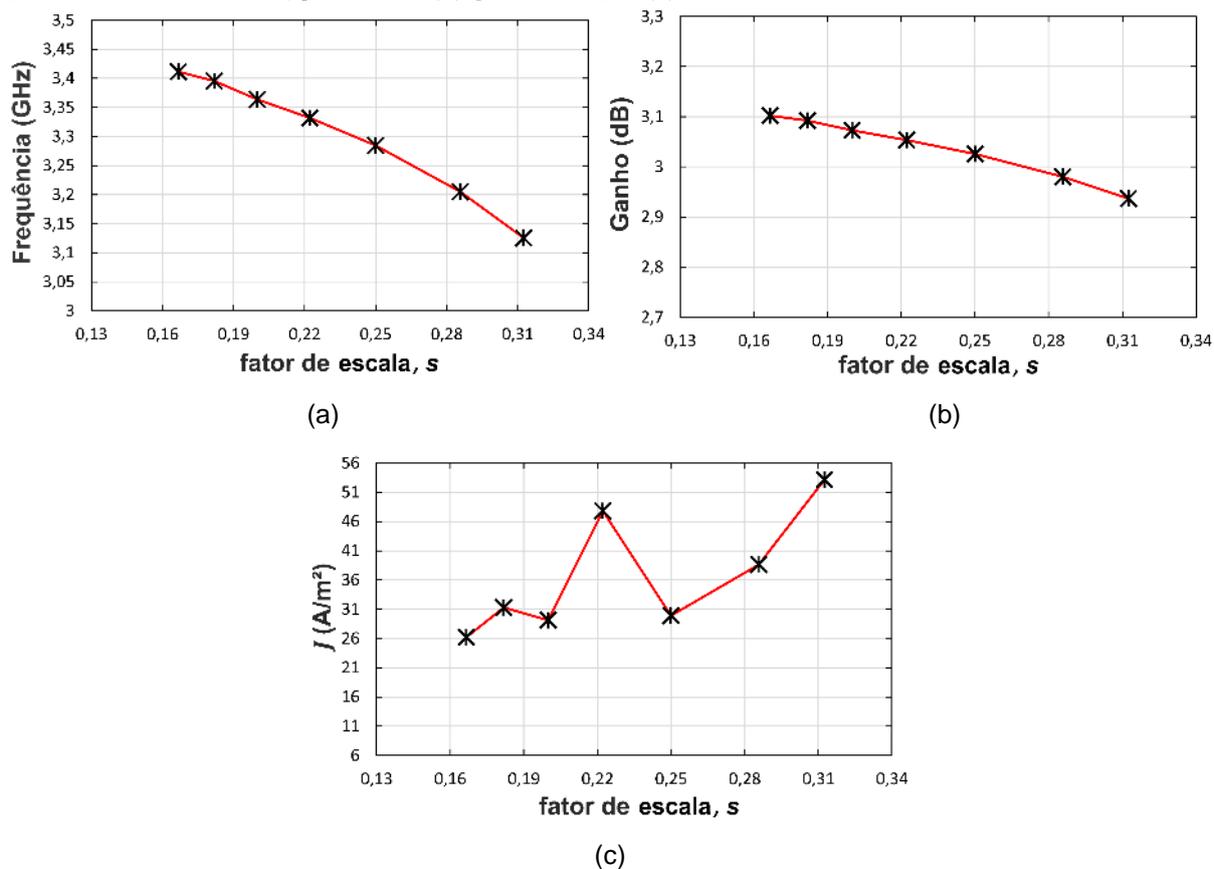
Conforme os resultados obtidos das análises paramétricas da antena QMK2, pôde-se observar que, foram obtidas variações mais significativas nos resultados de: frequências de ressonância, largura de banda e densidade de corrente, quando comparados aos resultados da antena QMK1. Com a redução do fator s , a frequência de ressonância variou-se de 3,12 GHz até 3,41 GHz, a largura de banda de 572,0 MHz até 905 MHz e a densidade de corrente de 53,14 A/m² até 26,22 A/m². Contudo, os resultados de ganho, impedância de entrada normalizada e $|S_{11}|$, apresentaram poucas variações, conforme os valores listados na Tabela 27.

Tabela 27 – Resultados das análises paramétricas da antena QMK2 em função do fator, s .

Parâmetro (s)	f_0 (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	BW (MHz)	Ganho (dB)	Z_{nor} (Ω)	j (A/m ²)
1/(3,2)	3,12	-23,25	572,00	2,93	56,00	53,14
1/3,5	3,20	-23,25	651,00	2,98	55,00	38,64
1/4	3,28	-25,68	747,00	3,02	54,50	29,90
1/4,5	3,33	-26,07	810,00	3,05	54,00	47,78
1/5	3,36	-26,39	841,00	3,07	54,00	29,13
1/5,5	3,39	-26,55	889,00	3,09	54,00	31,28
1/6	3,41	-26,56	905,00	3,10	54,50	26,22

Fonte: Autor, 2020.

Figura 89 – Análises paramétricas da antena QMK2 em função do fator, s : (a) frequência de ressonância, f_0 em GHz; (b) ganho em dB; (c) densidade de corrente, J em A/m².



Fonte: Autor, 2020.

No próximo Capítulo, são apresentadas as conclusões desta dissertação, e em seguida as sugestões para trabalhos futuros e possíveis estudos de melhorias que poderão ser realizadas, com uso das geometrias dos fractais quadrangulares para outros tipos de antenas de microfita.

5. CONCLUSÕES

Nesta dissertação foi desenvolvida uma classe nova de fractais geométricos denominados fractais quadrangulares. Gerados a partir do sistema-L em conjunto com transformações conformes no plano de Argand-Gauss implementados com o uso do *software* MATLAB[®]. Os fractais propostos foram aplicados em projetos de antenas de microfita do tipo *patch* e monopolo impresso.

As antenas fractais quadrangulares foram projetadas para aplicações em sistemas de comunicações sem fio nas faixas de frequências de 2,4 GHz, 2,5 GHz, 3,5 GHz e 5,25 GHz, correspondentes às bandas de aplicações WLANs, 4G e 5G. As antenas propostas foram simuladas com o uso do *software* comercial ANSYS Designer[™] e fabricadas com substrato dielétrico de fibra de vidro FR-4 de baixo custo. As medições das antenas foram realizadas com o uso de analisadores de redes vetorial de fabricação da *Agilent Technologies*, modelos N5230A e E5071C.

A partir dos resultados obtidos, as novas geometrias dos fractais quadrangulares desenvolvidas nesta dissertação, apresentam as mesmas características de autossimilaridade e preenchimento de espaço, presentes nas figuras fractais definidos por Benoit Mandelbrot. Essas características combinadas com transformações conformes e aplicadas em antenas de microfita do tipo *patch* e monopolo impresso possibilitaram variações nos parâmetros de ressonância e irradiação em comparação com as antenas *patch* e monopolo impresso projetadas com geometrias clássicas.

Neste trabalho, três geometrias de fractais quadrangulares foram utilizadas em antenas de microfita do tipo *patch*: os fractais quadrangulares de Riemann-Koch, Joukowski-Koch e *square root*-Koch. Para uma antena de microfita do tipo monopolo impresso foi utilizada a geometria do fractal quadrangular de Mobius-Koch. Os níveis de iteração fractal dos fractais quadrangulares foram de: 0, 1 e 2, aplicados para cada projeto de antena de microfita. Somando-se no total doze protótipos de antenas fractais quadrangulares.

A partir dos resultados das antenas fractais quadrangulares de Riemann-Koch, pôde-se observar larguras de banda de até 6% na frequência de 2,44 GHz, múltiplas frequências de ressonância e diagramas de irradiação com mais de um ganho

máximo direcional. Contudo, as antenas de Riemann-Koch apresentaram dimensões físicas maiores em relação à uma antena *patch* quadrada.

Os resultados das antenas fractais quadrangulares de Joukowsky-Koch, projetadas para aplicação na faixa de 2,50 GHz, observou-se aumento na largura de banda em até 5% na frequência de 2,5 GHz e múltiplas frequências de ressonância com possíveis aplicações nas bandas de 5,8 GHz. As dimensões destas antenas foram mais compactas em comparação a antena *patch* quadrada e de Riemann-Koch.

Para as antenas fractais quadrangulares de *square root*-Koch, os resultados obtidos foram: largura de banda de até 5,7% na frequência de 5,21 GHz e dimensões mais compactas com reduções de área total de até 17,76% com o aumento do nível de iteração fractal em relação as dimensões aproximadas para uma antena *patch* quadrada retangular.

Os resultados das antenas monopolo impresso com aplicação dos fractais quadrangulares de Mobius-Koch, pôde-se observar, dimensões reduzidas em até 65,52% em relação à uma antena PMA convencional. A largura de banda de transmissão destas antenas foram reduzidas com o aumento do nível de iteração fractal, contudo, suficientes para suportar a faixa de 3,5 GHz. Uma das principais faixas de frequências destinadas para aplicação 5G.

Em geral, quando se utiliza geometrias fractais em antenas com o objetivo de reduzir as dimensões e aumentar o número de frequências de ressonância, alguns dos parâmetros ressonantes e de irradiação são afetados, reduzindo o desempenho das antenas, por exemplo, sua largura banda e ganho. Tendo isso em vista, que análises paramétricas em função do fator de escala fractal, s , foram realizadas das antenas fractais quadrangulares projetadas com níveis de iteração fractal 1 e 2. Conforme os resultados apresentados, melhorias foram obtidas nos parâmetros de ressonância e de irradiação, por exemplo: frequência de ressonância f_0 ; módulo de coeficiente de reflexão $|S_{11}|$, largura de banda, impedância de entrada e densidade de corrente.

Conforme os resultados apresentados, as antenas de microfita com aplicação das geometrias dos fractais quadrangulares, podem ser utilizadas em sistemas de transmissão e recepção de banda larga: Wi-Fi nas bandas de 2,4 GHz e 5,25 GHz e sistemas 4G e 5G nas bandas de 2,5 GHz e 3,5 GHz.

5.1 PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

Para trabalhos futuros, novas pesquisas poderão ser realizadas, tais como:

- Aplicações das geometrias dos fractais quadrangulares em arranjos de antenas de microfita;
- Aplicações de fendas nas geometrias dos fractais quadrangulares;
- Geração de outras geometrias fractais quadrangulares, a partir da combinação da transformação conforme com outros tipos de fractais, por exemplo, Minkowski, Hilbert ou Sierpinski;
- Projetos de antenas fractais quadrangulares com uso de substratos dielétricos flexíveis, visando aplicações de antenas vestíveis;
- Aplicação dos fractais quadrangulares em filtros de microfita e FSS (Superfícies Seletivas de Frequências).

6. REFERÊNCIAS

- [1] M. SHAHIDUL ISLAM, M. T. ISLAM, M. A. ULLAH, G. KOK BENG, N. AMIN and N. MISRAN, "A Modified Meander Line Microstrip *Patch* Antenna With Enhanced Bandwidth for 2.4 GHz ISM-Band Internet of Things (IoT) Applications," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 127850-127861, 2019. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2940049.
- [2] C. A. BALANIS. ANTENNA THEORY: Analysis and desing. 2º edição. Canada: John Wiley & Sons, 1997.
- [3] A. G. DESCHAMPS. "Microstrip Microwave Antenas". *Presented at the Third USAF Symposium on Antennas*, 1953.
- [4] CHEN, Z. N. and CHIA, M. Y. W. Broadband Planar Antennas: Design and Applications. Singapore, John Wiley & Sons, pp. 17-19, 2005.
- [5] S. L. S. YANG, A. A. KISHK, K. L. LEE. "Frequency Reconfigurable U-Slot Microstrip *Patch* Antenna". *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 7, 2008.
- [6] R. A. O. SILVA, M. H. C. DIAS, J. C. A. SANTOS. Análise das principais técnicas de alargamento de banda em antenas de microfita com plano de terra contínuo. *Revista Militar de Ciência e Tecnologia*. Vol. 34, Nº2 2017. Rio de Janeiro, 2017.
- [7] M. OSHI. Design and simulation of high gain microstrip *patch* Antenna Array. Lap Lambert Academic Publishing, German, p. 60, 2016.
- [8] P. H. F. SILVA. Projeto de Antenas Bioinspiradas em Plantas para Sistemas de Comunicação sem Fio. 2015. 138 f. Dissertação de (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Instituto Federal da Paraíba, Joao Pessoa, 2015.
- [9] E. E. C. de OLIVEIRA. Antenas de microfita com *patch* quase-fractal para aplicações em Redes WPAN/WLAN. 2008. 117 f. Dissertação (Mestrado em

Automação e Sistemas; Engenharia de Computação; Telecomunicações) -
Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2008.

- [10] B. O. de ANDRADE. Estudo de Arranjos de Antenas de Microfita com *Patch* Quase-fractal para Comunicação Sem Fio. 2014. 72 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e de Computação; Telecomunicações) – Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2014.
- [11] N. COHEN, "Fractal antenna applications in wireless telecommunications," Professional Program Proceedings. Electronic Industries Forum of New England, Boston, MA, USA, 1997, pp. 43-49. doi: 10.1109/EIF.1997.605374.
- [12] H. ORAZI and S. HEDAYATI, "Miniaturized UWB Monopole Microstrip Antenna Design by the Combination of Giuseppe Peano and Sierpinski Carpet Fractals," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 10, pp. 67-70, 2011. doi: 10.1109/LAWP.2011.2109030.
- [13] A. AMROLLAH; O. HOMAYOON; Z. C. A. MOHAMMAD. "Miniaturized UWB Log-Periodic Square Fractal Antenna". *IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters*, vol. 14, 2015.
- [14] S. E. MUTHUMANI, VALLIKANNU R and H. R. Patnam, "Compact slot loaded Koch fractal microstrip *patch* antenna," 2013 IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC), Bhubaneswar, 2013, pp. 1-2. doi: 10.1109/AEMC.2013.7045102.
- [15] B. B. MANDELBROT. The Fractal Geometry of Nature. W. H. Freeman and Company, Nova Iorque, 1975.
- [16] C. A. BALANIS. In: _____. ANTENNA THEORY: Types of Antennas. New York: John Wiley & Sons, 1997. p. 3-7.
- [17] D. K. KARMOKAR and K. M. MORSHED. "Analysis of Inverted-F and Loaded Inverted-F Antennas for 2.4 GHz ISM Band Applications". *Journal of Electrical*

Engineering The Institution of Engineers, Bangladesh, Vol. EE 36, No II, December 2009.

- [18] H. T. CHATTHA, "4-Port 2-Element MIMO Antenna for 5G Portable Applications," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 96516-96520, 2019. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2925351.
- [19] J. L. VOLAKIS; F. E. THOMAS, *ANTENNA ENGINEERING HANDBOOK – Introductions and Fundamentals*. 4 ed. pp. 5-37. 2007.
- [20] H. GUTTON and G. BAISSINOT, Flat Aerial for Ultra High Frequencies. French Patent No. 703 113, 1955.
- [21] M. A. de OLIVEIRA. Projeto de Antenas e Superfícies Seletivas de Frequência a Partir de Transformações Polares. Mestrado em (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Instituto Federal da Paraíba, João Pessoa, 2017.
- [22] C. A. BALANIS. Teoria de Antenas - Análise e Síntese. vol.1, 3rd ed., LTC- Editora S.A., Rio de Janeiro, 2009.
- [23] SUNSTONE. <<https://www.sunstone.com/pcb-manufacturing-capabilities/detailed-capabilities/pcb-materials/rogers-material>>. Acessado em 2 de fevereiro de 2019.
- [24] O. HARAZ, SEBAK, A. R. UWB antennas for wireless applications. Kishk, Ahmed. In: *Advancement in microstrip antennas with recent applications*. In: KISHK, A. *Advancement in microstrip antennas with recent applications*. In Tech, 2013. Cap. 6, p. 125 – 152.
- [25] M. A. R, OSMAN; M. K. A. RAHIM; M. AZFAR; A. K. KAMARDIN; F. ZUBIR; SAMSURI. "Design and analysis UWB wearable textile antenna". In: *5th European Conference on Antennas and Propagation*. 2010, p. 530-533.
- [26] L. X. BAO; AMMANA, M. J. "Investigation on UWB Printed Monopole Antenna with Rectangular Slitted Ground Plane". *Microwave Opt. Technol. Lett.*, v. 49, p. 1578-1585, Jul. 2007.

- [27] K. R. CAVER. and J. W. MINK. Microstrip Antenna Technology. *IEEE Trans, Antennas Propagat.* Vol. AP-29. No. 1, pp. 2-24, January, 1981.
- [28] W. F. RICHARDS, J. F. LO, and D. D. HARRISON. An Improved Theory for Microstrip Antennas and Applications. *IEEE Trans, Antennas Propagat.* Vol. AP-29. No. 1, pp. 38-, January, 1981.
- [29] J. R. JAMES and P. S. HALL. Handbook of Microstrip Antennas. Vols. 1 and 2, Peter Peregrinus, London, UK, 1989.
- [30] M. D. SULLIVAN. Electromagnetic simulation using the FDTD method, IEEE Microwave Theory and Techniques Society, sponsor. ISBN 0-7803-4747-1. New York, 2000.
- [31] J. P. F. da SILVA. Projeto e Análise de Antenas *Patch* com Elementos Polares e Resposta Multibanda. Mestrado em (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Instituto Federal da Paraíba, João Pessoa, 2018.
- [32] A. LINDENMAYER, PRUSINKIEWICZ, P. et al: The algorithmic beauty of plants, Springer-Verlag. Nova York, 1990.
- [33] MDIG. 12 anos diminuindo a sua curiosidade. <<https://www.mdig.com.br/index.php?itemid=30380>>. Acesso em: 04 fevereiro de 2019.
- [34] BARNSELY SAMAMBAIA. <<https://www.gratispng.com/png-z6tgk0/>>. Acesso em 10 de março de 2019.
- [35] S. R. R. NUNES. Geometria Fractal e Aplicações. 2006. 78 f. Dissertação (Mestrado no ensino de matemática) – Faculdade de Ciências da Universidade do Porto, Porto, 2006.
- [36] GRUPO FRACTARTE. <<http://www.fractarte.com.br/artigos/texturas.php>>. Acesso 20 de março de 2019.

- [37] FRACTAIS.<https://docs.ufpr.br/~ewkaras/ensino/fractais/esponja_Menger.pdf>.Acesso em 4 de março de 2020.
- [38] FALCONER, K. Fractal Geometry: Mathematical Foundations and Application. 2. ed. Londres: John Wiley & Sons. 2003. Ltd ISBNs: 0-470-84861-8 (HB); 0-470-84862-6.
- [39] A. J. MIRANDA. Fractais: Conjuntos de Julia e Conjuntos de Mandelbrot. *Sigmae*, vol.1, nº1, p. 110-117, 2012.
- [40] Y. KIM and D. L. JAGGARD. The Fractal Random Array. *Proc. IEEE*, Vol. 74, No. 9, pp. 1278-1280, 1986.
- [41] M. M. SILVA; SOUZA, W. A. Dimensão Fractal. *Revista Eletrônica de Matemática*, nº2. ISSN 2177-5095, 2010.
- [42] E. E. OLIVEIRA; R. A. MARTINS; A. G. D'ASSUNÇÃO; J. B. L. OLIVEIRA. Antenas de Microfita Utilizando a Curva de Fractal de Minkowski. V CONNEPI - Congresso Norte-Nordeste de Pesquisa e Inovação. Maceió, Alagoas. Nov. 2010.
- [43] S. E. MUTHUMANI, VALLIKANNU R and H. R. PATNAM. "Compact slot loaded Koch fractal microstrip patch antenna". *2013 IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC)*, Bhubaneswar, 2013, pp. 1-2. doi: 10.1109/AEMC.2013.7045102.
- [44] P. S. RAHMA, R. A. TENGKU, W. YUYU. "Design and Realization of Minkowski Fractal Antenna Dual Band at Frequency 2450 MHz and 5800 MHz Based on Microstrp". *IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering (IOSR-JEEE)*, Indonesia, 2014, Vol. 9. pp. 06-19. e-ISSN: 2278-1676, p-ISSN: 2320-3331.
- [45] M. S. MAHARANA, G. P. MISHRA and B. B. MANGARAI, "Design and simulation of a Sierpinski carpet fractal antenna for 5G commercial applications,"

- 2017 International Conference on Wireless Communications, Signal Processing and Networking (WiSPNET)*, Chennai, 2017, pp. 1718-1721. doi: 10.1109/WiSPNET.2017.8300056.
- [46] A. PATEL, R. PATEL, A. DESAI, T. UPADHYAYA and J. PATEL, "Design of Wideband Broccoli Fractal Antenna for WiMAX/WLAN Applications," 2018 Second International Conference on Inventive Communication and Computational Technologies (ICICCT), Coimbatore, 2018, pp. 958-961. doi: 10.1109/ICICCT.2018.8473257.
- [47] H. ORAZI and S. HEDAYATI. "Miniaturized UWB Monopole Microstrip Antenna Design by the Combination of Giuseppe Peano and Sierpinski Carpet Fractals". *in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 67-70, 2011.
- [48] J. POURAHMADAZ, C. GHOBADI and J. NOURINIA, "Novel Modified Pythagorean Tree Fractal Monopole Antennas for UWB Applications," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 484-487, 2011. doi: 10.1109/LAWP.2011.2154354.
- [49] S. TRIPATHI, A. MOHAN and S. YADAV, "A Compact Koch Fractal UWB MIMO Antenna With WLAN Band-Rejection," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 1565-1568, 2015. doi: 10.1109/LAWP.2015.2412659.
- [50] M. MALLICK, S. MOHANTY and K. L. SHEEJA, "A hybrid fractal antenna for wideband applications," 2017 International Conference on Wireless Communications, Signal Processing and Networking (WiSPNET), Chennai, 2017, pp. 344-347. doi: 10.1109/WiSPNET.2017.8299775.
- [51] H. ALI, P. SINGH, S. KUMAR and T. GOEL, "A Minkowski fractal ultrawide band antenna for 5G applications," 2017 IEEE International Conference on Antenna Innovations & Modern Technologies for Ground, Aircraft and Satellite Applications (iAIM), Bangalore, 2017, pp. 1-5. doi: 10.1109/IAIM.2017.8402541.

- [52] T. K. DELILLO. The accuracy of numerical conformal mapping methods: a survey of examples and results, *SIAM J. Numer. Anal.* 31 (1994), 788-812.
- [53] D. FRANCIÉLI. Transformações de Möbius e Inversões. 2013. Dissertação (Mestrado Profissional em Matemática Universitária) – Universidade Estadual Paulista, Instituto de Geociências e Ciências Exatas. Campo de Rio Claro, 2013.
- [54] H. ABELSON; A. DISESSA. *Turtle Geometry*. 1981.
- [55] MATHEWS J. H. *COMPLEX ANALYSIS FOR MATHEMATICS AND ENGINEERING*. 3. ed. London: Jones and Bartlett, 1997. ISBN 0-7637-0270-6.
- [56] ÁVILA. G. *Variáveis complexas e aplicações*. 3. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2008. ISBN 978-85-216-1217-9.
- [57] HASSANI, S. *Mathematical Physics A Modern Introduction to Its Foundations*. New York: Springer-Verlag, 1999. pp 236-241. ISBN 0-387-98579-4.
- [58] R. L. FEARN. *JoukowskiAirfoil:Geometry*. <<http://demonstrations.wolfram.com/JoukowskiAirfoilGeometry/>>. *Wolfram Demonstrations Project* Published: March 9 2017. Acesso 25 de março de 2019.
- [59] H. STACHEL, J. WALLNER. Ivory's theorem in hyperbolic spaces. *Siberian Mathematical journal*, vol 45, No. 4, pp. 785-794, 2004.
- [60] IEEE. *IEEE Standard for Information Technology – Telecommunications and Information Exchange Between Systems – Local and Metropolitan Networks – Specific Requirements – Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: Higher Speed Physical Layer (PHY) Extension in the 2.4 GHz Band – Corrigendum 1*. IEEE Std 802.11B-1999/Cor1-2001, p. 1-24, Nov. 2001.
- [61] IEEE. *IEEE Standard for Information Technology - Local and Metropolitan Area*

Networks - Specific Requirements - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz Band. IEEE Std 802.11g-2003 (Amendment to IEEE Std 802.11, 1999 Edn. (Reaff 2003) as Amended by IEEE Stds 802.11a-1999, 802.11b-1999, 802.11b-1999/Cor 1-2001, and 802.11d-2001, and 802.11d-2001), P. 1-104, Jun. 2003.

[62] IEEE. IEEE Standard for Information Technology - Local and Metropolitan Area Networks - Specific Requirements - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput. IEEE Std 802.11n -2009 (Amendment to IEEE Std 802.11-2007 as Amended by IEEE Std 802.11k - 2008, IEEE Std 802.11r-2008, IEEE Std 802.11y-2008, and IEEE Std 802.11w-2009), p. 1–565, Out.

[63] ANATEL. <<https://www.anatel.gov.br/institucional/o-que-e-rss/46-noticias/2373-anatel-realiza-workshop-de-5g-em-preparacao-a-consulta-do-edital-de-3-5-ghz>>. Acesso em: 18 de outubro de 2019.