

## COMPARAÇÃO DE ANTENAS MONOPOLO PLANAR COM GEOMETRIA CIRCULAR E HEXAGONAL

*Data de aceite: 01/12/2023*

### **Paulo Fernandes da Silva Junior**

Departamento de Engenharia da  
Computação  
Universidade Estadual do Maranhão  
Brasil  
Orcid: 0000-0001-6088-6446

### **Vitor Gabriel Ferreira Viana**

Departamento de Engenharia da  
Computação  
Universidade Estadual do Maranhão  
Brasil  
Orcid: 0009-0005-0580-2920

### **Ewaldo Eder Carvalho Santana**

Departamento de Engenharia da  
computação  
Universidade Estadual do Maranhão  
Brasil  
Orcid: 0000-0002-8894-5353

### **Luys Arthur Serejo Alves**

Departamento de Engenharia da  
Computação  
Universidade Estadual do Maranhão  
Brasil  
Orcid: 0009-0009-9704-8257

### **Gabrielle Muniz Fernandes**

Departamento de Engenharia de  
Engenharia Elétrica  
Instituto Federal da Paraíba  
Brasil  
Orcid: 0009-0004-3076-0980

### **Eduarda Froes**

Departamento de Engenharia Elétrica e  
Informática  
Universidade Federal de Campina Grande  
Brasil  
Orcid: 0000-0003-2301-9452

### **Raimundo Carlos Silvério Freire**

Departamento de Engenharia Elétrica e  
Informática  
Universidade Federal de Campina Grande  
Brasil  
Orcid: 0000-0002-5395-7143

### **Carlos A. de Moraes Cruz**

Departamento de Engenharia Elétrica  
Universidade Federal do Amazonas  
Brasil  
Orcid: 0000-0002-0614-1379

**RESUMO:** Neste trabalho é apresentado uma comparação entre antenas monopolo planar com geometria circular e hexagonal, operando em frequências de banda ultra larga, indicando o fator de compactação pela alteração da estrutura da antena. As antenas do tipo monopolo planar são construídas em dielétrico FR4, material de baixo custo, e a simulação é realizada no programa comercial ANSYS. Na comparação dos resultados simulados e medidos de antena

circular e hexagonal pode-se avaliar uma variação na primeira frequência de ressonância de 18,8%, geometria circular, e 21,1% para geometria hexagonal. A variação entre as simulações e medições podem estar relacionadas a diferença na permissividade do material dielétrico e as interferências eletromagnética de aplicações operando em frequências próximas, os quais são mais observadas na antena hexagonal que obteve estrutura mais compacta, diferença na largura de banda entre a simulação e da medição de 7,8% da simulação para a medição, com uma redução no elemento radiante de 64%, e de 29% no comprimento total e 40% na largura total da antena.

**PALAVRAS-CHAVE:** Antena monopolo planar, geometria circular, geometria hexagonal, estrutura compacta.

**ABSTRACT:** This work presents a comparison between planar monopole antennas with circular and hexagonal geometry, operating at ultra-wideband frequencies, indicating the compression factor due to the change in the antenna structure. The planar monopole antennas are built in FR4 dielectric, a low-cost material, and the simulation is carried out using the commercial program ANSYS. When comparing the simulated and measured results of circular and hexagonal antennas, it is possible to evaluate a variation in the first resonance frequency of 18.8%, circular geometry, and 21.1% for hexagonal geometry. The variation between simulations and simulations may be related to the difference in the permittivity of the dielectric material and electromagnetic interference from applications operating at close frequencies, which are more observed in the hexagonal antenna that obtained a more compact structure, difference in bandwidth between the simulation and from the measurement of 7.8% of the simulation to the measurement, with a reduction in the radiating element of 64%, and of 29% in the total length and 40% in the total width of the antenna.

**KEYWORDS:** Planar monopole antenna, circular geometry, hexagonal geometry, compact structure.

## INTRODUÇÃO

O desenvolvimento de dispositivos sem fio compactos operando em várias frequências exige antenas compactas com características de banda larga ou banda ultra larga (UWB), dispositivos com maior proximidade ao usuário, baixa densidade espectral de potência, possuindo um elemento radiante que pode assumir diferentes formas, com baixo custo e facilidade de construção [1-2]. Antenas monopolo planar são candidatas para essas e outras aplicações.

Antenas monopolo planar são antenas do tipo patch, elas apresentam um elemento radiante separado de um plano de terra truncado por um dielétrico, estrutura compacta de pequenas dimensões, banda ultra larga (UWB), padrão de radiação omnidirecional, largura do feixe de meia potência maior que  $100^\circ$ , ganho máximo de 7 dBi e outros [1-5].

Vários trabalhos utilizam a geometria hexagonal no desenvolvimento de uma antena monopolo planar. No [6] uma antena monopolo hexagonal foi projetada e construída operando nas faixas de frequência de 4 a 14 GHz, com fendas no elemento radiante para

alterar a largura de banda. Nesse trabalho [7], apresentou-se uma técnica com fendas retangulares simétricas no plano de terra feita em uma antena monopolo hexagonal, modificando os cortes para variação de largura de banda. No trabalho [8], foi desenvolvido uma antena monopolo hexagonal operando na faixa UWB com variação das dimensões do comprimento de onda na área da antena, com aplicação de cortes nos elementos radiantes.

Neste trabalho é realizado uma comparação dos parâmetros das antenas monopolo planar UWB com geometrias circular e hexagonal. Este trabalho é composto por três seções além dessa Introdução. Na seção 2 são indicados os Materiais e Métodos utilizados, na seção 3, os Resultados e Discussões são analisados, e as Considerações Finais na seção 4.

## MATERIAIS E MÉTODOS

### Antenas Tipo Monopolo Planar

As antenas do tipo monopolo planar são fabricadas em laminados cobreados, apresentam uma estrutura simples com um elemento radiante e um plano terra truncado separados por um dielétrico. Algumas características destas antenas são apropriadas para aplicações em sistemas UWB, tais como: banda ultra larga, tamanho reduzido e diagrama de radiação omnidirecional [6].

Como indicado por Haraz e Sebak [6], a distribuição de corrente é mais concentrada nas extremidades do que no centro de um monopolo planar. Com o aumento do perímetro da antena,  $p$ , a corrente de superfície é distribuída ao longo de um percurso maior. Como consequência do aumento do comprimento equivalente de um monopolo, há uma redução de sua frequência de ressonância,  $f_r$ , cujo valor aproximado é obtido por:

$$f_r (\text{GHz}) = \frac{300}{p\sqrt{\epsilon_{ef}}}, \quad (1)$$

em quem  $\epsilon_{ef}$  é a permissividade efetiva do dielétrico para linha de transmissão e antenas tipo patch, considerando a permissividade relativa do material,  $\epsilon_r$ , podendo ser aproximada por [6]:

$$\epsilon_{ef} \approx \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} \quad (2)$$

Na Figura 1 podem ser observadas as partes constituintes de uma antena monopolo planar. As dimensões aproximadas para um projeto inicial são indicadas em termos do comprimento de onda ( $\lambda_p$ ) para primeira ressonância.

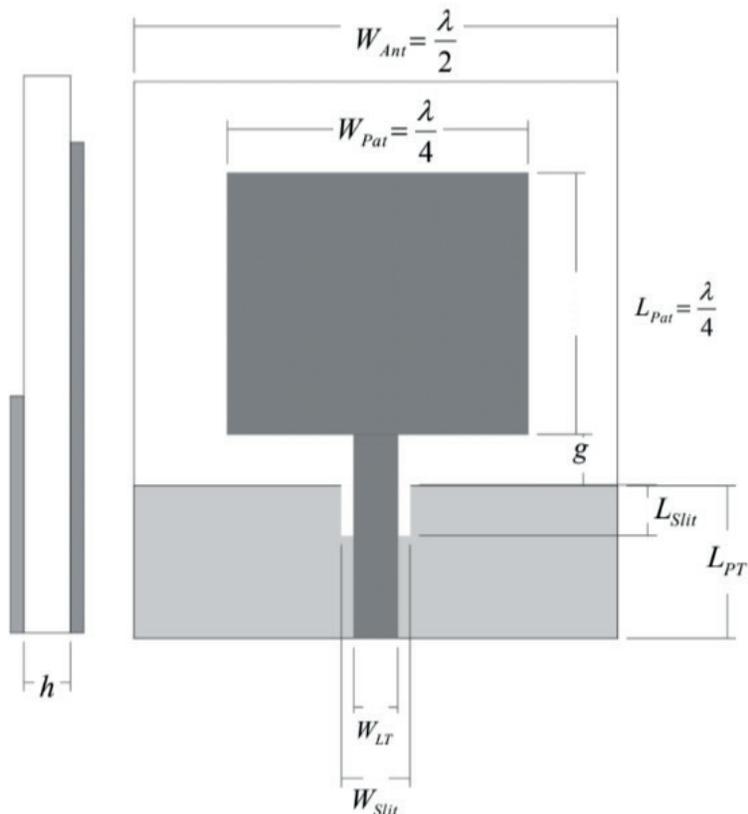


Figura 1– Antena tipo monopolo planar retangular.

Fonte: Autor, 2023.

Em que:

$W_{Ant}$  – largura da antena.

$W_{Pat}$  – largura do *patch*;

$L_{Pat}$  – altura do *patch*;

$L_{PT}$  – altura do plano de terra;

$g$  – distância entre o *patch* e o plano de terra;

$h$  – largura do dielétrico;

Para a execução de projetos as seguintes aproximações são observadas:

$W_{LT}$  – Largura da linha de microfita.

O casamento de impedâncias de uma antena tipo monopolo planar pode ser realizado por diversas técnicas. Na técnica apresentada por [9] para geometrias retangulares propõe-se uma abertura retangular no plano terra (*Slit*), com altura ( $L_{slit}$ ) de 5 mm, e largura ( $W_{slit}$ ) igual à largura da linha de microfita.

## Tecnologia UWB

A base do desenvolvimento físico para propagação do pulso UWB foi estabelecida por Sommerfeld há mais de um século (1901), quando ele observou a difração de um pulso no domínio do tempo por um condutor perfeito [10]. As primeiras pesquisas e patentes registradas para sistemas UWB surgiram na década de 1940. Em relação às tecnologias de comunicação de banda estreita, os sistemas UWB apresentam as seguintes vantagens [11]:

- Maior capacidade do canal e, por conseguinte, maior taxa de transmissão de dados. Este fato pode ser verificado diretamente aplicando-se o teorema de Hartley-Shannon, que é expresso em (1). A capacidade máxima do canal,  $C$  (bits/s), aumenta com o aumento da relação sinal-ruído ( $S/N$ ). Com uma relação  $S/N$  pequena e uma banda ultra larga, há um aumento da capacidade máxima do canal, permitindo inclusive o uso de sinais com potência reduzida [12], com a capacidade de canal dada por;

$$C = BW * \log_2 (1+S/N); \quad (1)$$

- Baixa densidade espectral de potência (DEP), dada a largura de banda do sistema e a potência reduzida dos pulsos UWB. Conforme (2), define-se a densidade espectral de potência como a relação entre a potência transmitida ( $P$ ) e a largura de banda ( $BW$  – *bandwidth*), com a DEP indicada por:

$$DEP = \frac{P}{BW} (W / \text{MHz}); \quad (2)$$

- O compartilhamento do espectro de frequências com outros sistemas sem fio, dada a reduzida DSP dos sinais de um sistema UWB;

- A resistência à interferência eletromagnética decorrente do uso da banda larga. Devido à pequena densidade espectral de potência, os sinais UWB causam pouca interferência em sistemas de rádio de banda estreita, o que permite o uso da tecnologia mesmo sobre faixas de frequências existentes. Na Figura 2 pode ser visualizada a banda de operação de UWB e de WLAN de 5,0 GHz. Como o espectro UWB possui uma DSP menor as tecnologias podem operar juntas sem que haja interferência [13], [14].

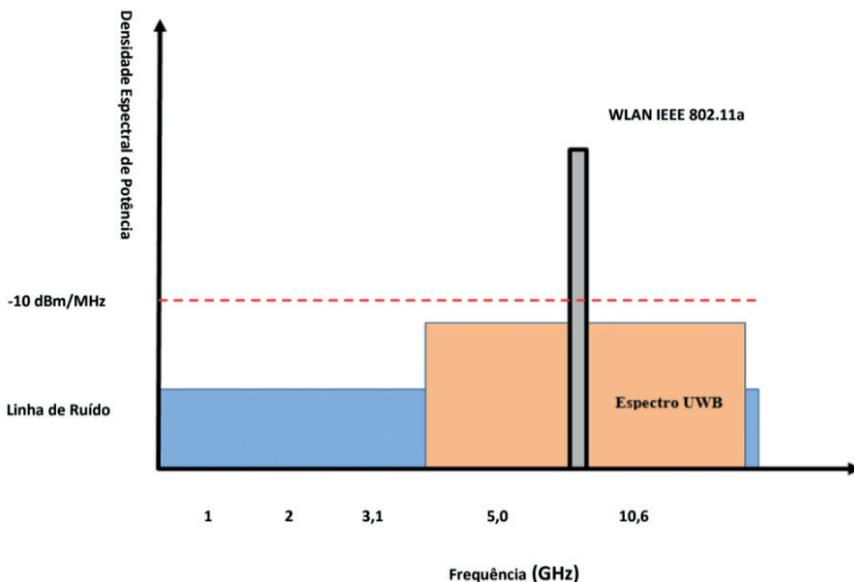


Figura 2 – Diferentes tecnologias e suas frequências de operação, adaptado de [14].

Fonte: Adaptado de [14].

Na Tabela 1 é listada a potência de transmissão ( $P$ ), o  $BW$  e a DEP de alguns sistemas *wireless* [11]. Nelas são observadas as vantagens da tecnologia UWB e suas limitações. Dentre as quais podem se destacar:

- A máxima EIRP (*Equivalent Isotropically Radiated Power*) da ordem de -41,3 dBm/MHz;
- A robustez contra detecção e interceptação do sinal, pela banda larga e pequena DEP, o que permite a detecção dos sinais mesmo em ambientes com elevada interferência eletromagnética;
- O alto desempenho em canais multi-percurso;
- Penetração em diferentes tipos de materiais, como portas e paredes;
- O uso de transceptores simples, de baixo custo e consumo de potência;
- A taxa de transmissão de até 1024 Mbit/s. A Tabela 2 apresenta as taxas de transmissão de alguns padrões de comunicação cabeados e sem fio;
- Baixa complexidade e custo de equipamentos na execução do projeto.

<b>Sistema</b>	<b><math>P</math></b>	<b><math>BW</math></b>	<b>DSP (W/MHz)</b>
Rádio	50 kW	75 kHz	666,6000
Televisão	100 kW	6 MHz	16,7000
IEEE 802.11a	1 W	20 MHz	0,0500
UWB	1 mW	7,5 GHz	0,0013

Tabela 1 – DEP de alguns sistemas *wireless*.

<b>Padrões</b>	<b>Taxa (Mbits/s)</b>
UWB, USB 2.0	480
Fast Ethernet	90
IEEE 802.11 <sup>a</sup>	54
IEEE 802.11g	20
IEEE 802.11b	11
Ethernet	10
Bluetooth	1

Tabela 2 – Taxa de transmissão de bits de alguns padrões de comunicação.

Os sistemas UWB cobrem um largo espectro e pode interferir no funcionamento de outros sistemas *wireless*. A fim de manter este tipo de interferência no mínimo o FCC (*Federal Communication Commision*) e outros grupos de regulamentação especificam as máscaras espectrais para diferentes aplicações, que mostram a potência permitida para frequências específicas.

Na Figura 3 pode ser observado um exemplo da máscara espectral FCC para sistemas UWB interiores. A grande largura de banda de 7,5 GHz contígua está disponível entre 3,1 GHz e 10,6 GHz a uma potência máxima de -41,3 dBm / MHz [12].

Uma das limitações do sistema UWB nas aplicações práticas é a distância máxima de operação, decorrente da baixa DSP, a alta taxa de transmissão de dados e a grande capacidade de canais.

O último relatório do FCC para a tecnologia UWB é de 2002 [13], na qual a tecnologia apresenta características de propagação para ambientes *indoor*, com largura de banda de 7,5 GHz, com frequência inferior de 3,1 GHz e superior de 10,6 GHz, e com largura de banda fracionária ( $B_f$ ) superior a 20% da frequência central ( $f_0$ ).

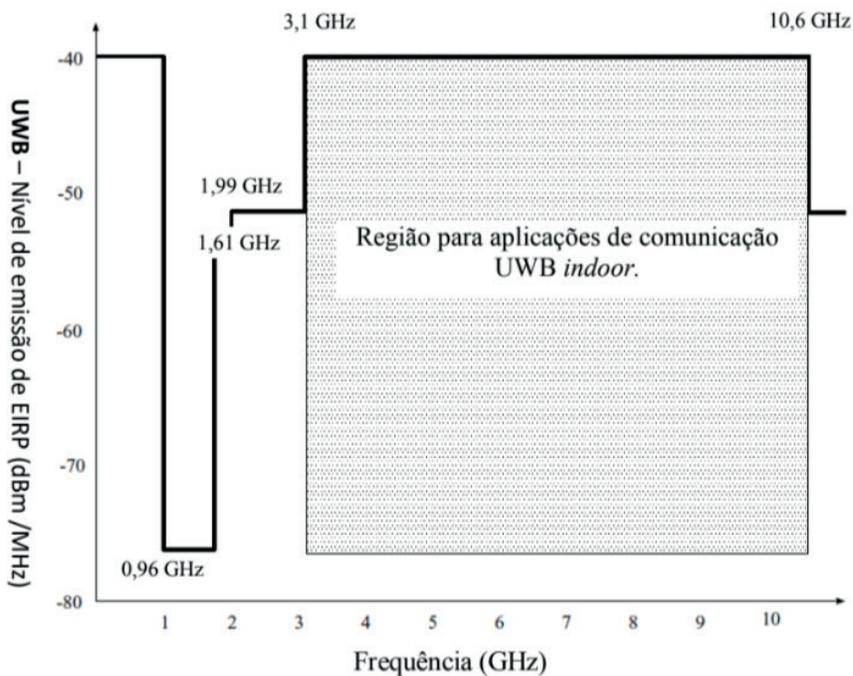


Figura 3 – Máscara espectral para sistemas de comunicação UWB indoor segundo o FCC.

Fonte: Autor, 2023.

## Parâmetros fundamentais de antenas

Os parâmetros fundamentais indicam as principais características observadas em uma antena. Dentre outros podem ser destacados o diagrama de irradiação, a diretividade, ganho, largura de banda e a polarização. A seguir são apresentados os conceitos de cada parâmetro.

## Diagrama de Irradiação

O diagrama de irradiação ou diagrama de uma antena é uma função ou gráfico que descreve as propriedades direcionais de uma antena, podendo descrever o campo elétrico ou magnético, geralmente, no campo distante [15]. A região de campo distante, ou região de Fraunhofer, “é definida como a região de campo de uma antena onde a distribuição angular dos campos independentemente da distância da antena”, tendo a antena uma dimensão  $D$ , a região de campo distante pode ser estabelecida para distâncias superiores a  $2D^2/\lambda_0$ , em que  $\lambda_0$  é o comprimento de onda, dado por:

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_r} \quad (3)$$

em que  $c$  é velocidade da luz no vácuo aproximadamente  $3.10^8$  m/s, e  $f_r$  é a frequência de ressonância da antena.

O diagrama da antena pode ser visualizado em diagramas em duas dimensões, utilizando coordenadas polares, e em três dimensões, com coordenadas esféricas, em que é representado a magnitude do campo elétrico e magnético como uma função do espaço angular em três escalas: na escala linear, chamado de diagrama de campo; em escala linear, em que o diagrama de potência representa o quadrado da magnitude do campo elétrico ou magnético; e em escala logarítmica, em que o diagrama de potência é apresentado em decibéis (dB), plotado a uma distância constante ou a um raio ( $r$ ) [16]. O diagrama de potência em coordenadas esféricas, de raio,  $r$ , e de ângulo  $\theta$  e  $\varphi$  é definido por:

$$P(\theta, \varphi) = P_r(r, \theta, \varphi) r^2 = \text{densidade de potência por unidade de ângulo sólido (W/m}^2\text{)}. \quad (4)$$

A densidade de potência é o componente radial do vetor de *Poynting*, dado por,

$$P_r(r, \theta, \varphi) = \frac{1}{2} \text{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] = \frac{1}{2\eta_0} |\mathbf{E}|^2, \quad (4)$$

em que  $\mathbf{E}$  é a intensidade de campo elétrico (V/m),  $\mathbf{H}$  é a intensidade de campo magnético (A/m), transversal a direção de propagação da onda na direção radial ( $r$ ) e  $\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$  é a impedância da onda no espaço livre, em que  $\mu_0$  e  $\epsilon_0$  são a permeabilidade e a permissividade do espaço livre [17]. Geralmente o diagrama de potência é normalizado para uma potência máxima de valor  $P_{m\acute{a}x}$  conforme,

$$P_n(\theta, \varphi) = \frac{P_n(\theta, \varphi)}{P_{m\acute{a}x}}. \quad (6)$$

Na Figura 4 pode ser observado um exemplo de um diagrama de irradiação tridimensional em dB, com a indicação da largura de feixe de meia potência (*Half-Power Beamwidth* – HPBW), ou seja, em -3 dB do valor máximo, lóbulo maior, lóbulos menores, lóbulos laterais e regiões de nulo, com os sinais de mais (+) e menos (-) indicando a polarização relativa da amplitude entre os vários lóbulos.

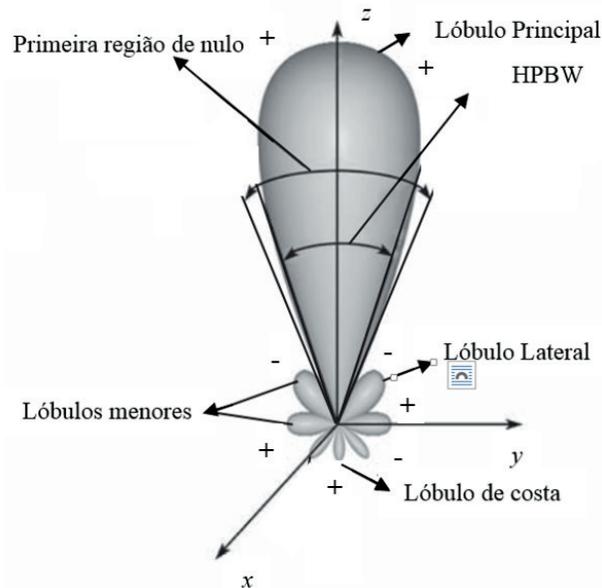
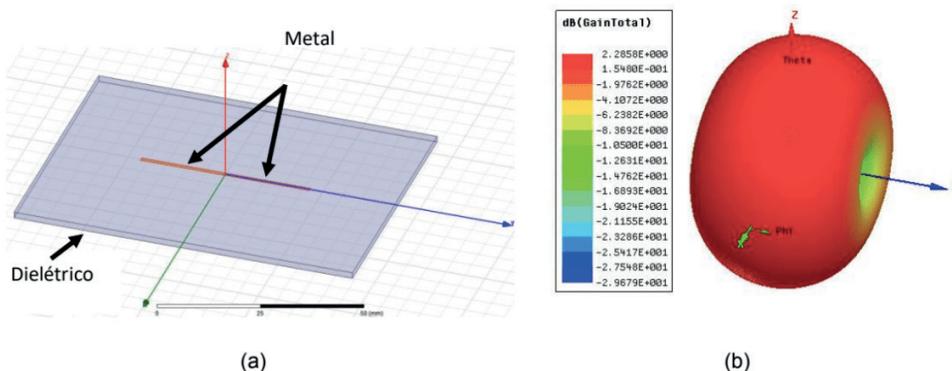


Figura 4 – Exemplo do diagrama de irradiação, adaptado de [16].

Na Figura 5 pode ser visualizado o diagrama de irradiação 2D com para o campo elétrico ( $\theta = 90^\circ$ ), para o campo magnético ( $\varphi = 0^\circ$ ), diagrama 3D com os eixos  $\theta$  e  $\varphi$  indicados, de uma antena dipolo de  $\frac{1}{4} \lambda_0$ , em microfita, com frequência de ressonância em 2,45 GHz, substrato em FR4,  $\epsilon_r = 4,4$ , e espessura ( $h$ )=1,6 mm, simulado no software comercial HFSS.



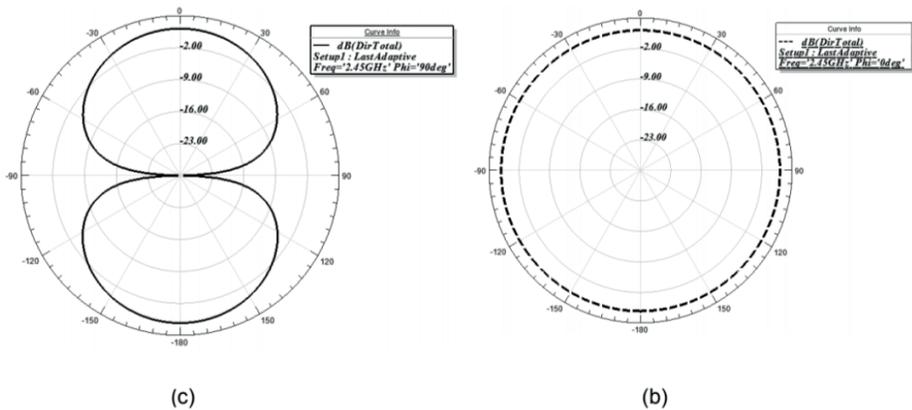


Figura 5 – Diagrama de irradiação de um dipolo planar: a) estrutura do dipolo planar; b) Diagrama de irradiação 3D com indicação do ganho máximo; c) Diagrama de irradiação 2D, plano-E; d) Diagrama de irradiação 2D, plano-H.

## Polarização

A polarização da onda radiada é a propriedade que descreve a direção e amplitude de uma onda eletromagnética, variante no tempo, do vetor de campo elétrico [16]. No campo distante os campos irradiados são tangenciais à superfície de uma esfera que tem como centro uma antena isotrópica, ou seja, com mesma potência para todos os lados, e omnidirecional, ou seja, irradiando para todos os lados. No geral o campo sobre a esfera tem componentes nas direções  $\theta$  e  $\varphi$ , para o caso dos componentes  $E_\theta$  e  $E_\varphi$  estarem em fase, ou quando a diferença de fase é de  $0^\circ$  ou  $180^\circ$ , são consideradas linearmente polarizadas, se estiverem defasadas em  $\pm 90^\circ$  elas têm polarização circular e com polarização elíptica caso a diferença de fase seja arbitrária [17].

As medições do diagrama são realizadas em dois principais planos de antenas linearmente polarizadas, conhecidas como plano-E e plano-H, em que o plano-E é o corte paralelo ao campo elétrico e o plano-H, o corte perpendicular ao campo elétrico. Os componentes de campo elétrico  $E_\theta$  e  $E_\varphi$  no campo distante, em função do tempo,  $t$ , são observados na Figura 6. Na Figura a origem,  $O$ , é uma antena com irradiação indicada pelo vetor unitário,  $\mathbf{u}_r$ , na direção de propagação da onda. A polarização elíptica, circular e linear em função do tempo,  $t$ , são observados na Figura 7.

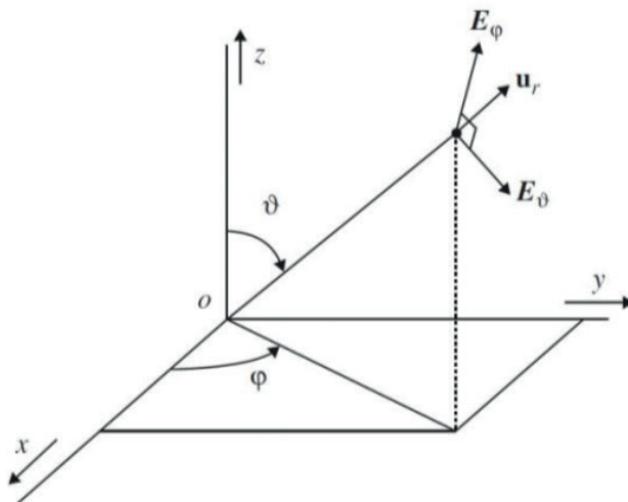


Figura 6 – Componentes do campo elétrico em função do tempo, adaptado de [17].

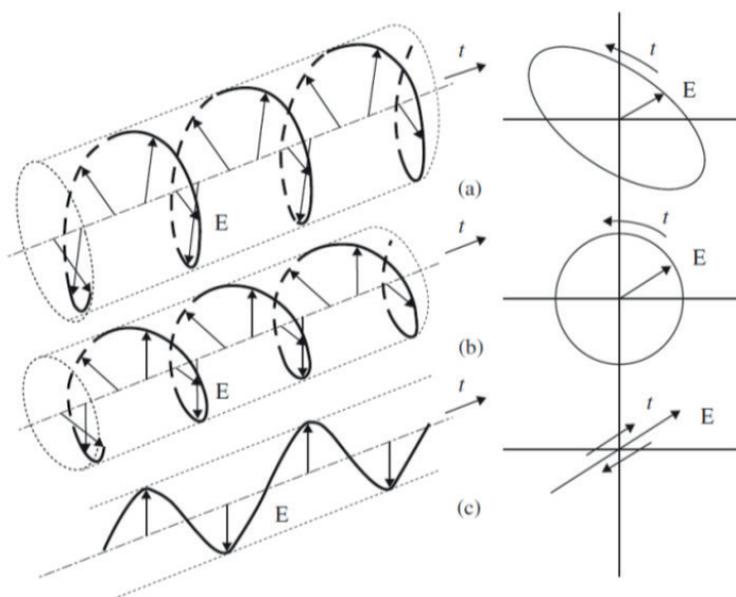


Figura 7 – Tipos de polarização: a) elíptica, b) circular, c) linear.

## Diretividade e Ganho

O ganho de potência de uma antena na direção radial  $(\theta, \varphi)$ , pode ser definido como o raio de potência interceptado por uma estrutura próxima a antena, se a densidade de potência em  $(\theta, \varphi)$  é irradiada isotropicamente na potência total [18]. A potência isotrópica indica que a potência ( $P_r$ ) é irradiada sobre a superfície de uma esfera de raio,  $r$ . A potência

total irradiada,  $P_T$  é dada por:

$$P_T = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int \int_S (E \times H^*) ds, \quad (7)$$

em que  $S$  é a superfície próxima ao campo. Assim a função de ganho de uma antena é obtida pela multiplicação da potência isotropicamente irradiada multiplicada pela área da esfera ( $4\pi r^2$ ), utilizando a relação de (3.5), tem-se que o ganho,  $G(\theta, \varphi)$ , com:

$$G(\theta, \varphi) = \frac{4\pi r^2 P_r(r, \theta, \varphi)}{P_T}, \quad (8)$$

no campo distante, têm-se:

$$G(\theta, \varphi) = \frac{2\pi r^2 |E(r, \theta, \varphi)|^2}{\eta_0 P_T}. \quad (9)$$

O máximo ganho de uma antena é o valor utilizado para descrever a performance de uma antena, outros termos utilizados o ganho é o ganho de máxima potência. O ganho tem relação direta com a potência de entrada da antena, ou a potência fornecida por um gerador a antena, medida em decibel. Para uma antena dipolo curto o irradiador isotrópico é de 3/2 ou 1,76 dBi, com o dBi indicando o ganho em decibéis sobre um irradiador isotrópico [18].

O ganho de uma antena com respeito a uma abertura uniformemente, iluminada em amplitude e fase sobre uma área,  $A$ , é denominado de eficiência,  $\eta_a$ .

$$\eta_a = \frac{G_{\max}}{G_0}, \quad (10)$$

com  $G_0 = (4\pi A) / \lambda_0^2$ .

O ganho máximo de uma abertura por ser aproximado com HPBW  $\theta_E$  radianos no plano-E e  $\theta_H$  radianos no plano-H, dado por:

$$G_{\max} \approx \frac{4\pi}{\theta_E \theta_H} \approx \frac{41253}{\theta_E(\text{graus}) \theta_H(\text{graus})}. \quad (11)$$

A diretividade,  $D$ , é a qualidade relativa do ganho, definida por:

$$D = \frac{4\pi r^2 P_r(r, \theta, \varphi)}{\int \int_{4\pi} P_r(r, \theta, \varphi) r^2 d\theta d\varphi}. \quad (12)$$

A diretividade sempre é superior a 1,  $D \geq 1$ .

## Impedância e Largura de Banda

Além das características de irradiação, no desenvolvimento de antenas, devem ser consideradas as características de impedâncias. A impedância da antena tem uma variável complexa  $Z_A$ ,

$$Z_A = R_A + jX_A, \quad (13)$$

em que  $R_A$  é a parte real ou resistiva, e  $X_A$  a parte imaginária (complexa) ou reativa da impedância da antena, com  $j = \sqrt{-1}$ . A parte real é composta por duas componentes, a perda ôhmica,  $R_L$ , e a perda de radiação,  $R_r$ , ou resistência de radiação da antena.

$$R_A = R_L + R_r \quad (14)$$

Na Figura 6 é apresentado o circuito equivalente das perdas de uma antena, conectado a um gerador,  $V_g$ , com impedância real,  $R_g$ , e a perda reativa e ôhmica é indicada em  $R_r = Z_A$ , e uma corrente  $I$ .

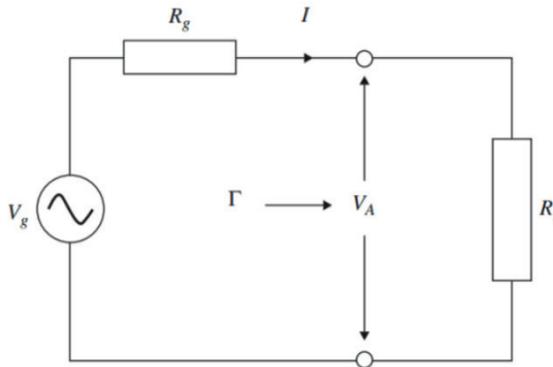


Figura 8 – Circuito equivalente das perdas de uma antena com um gerador, adaptado de [18].

A potência do gerador,  $P$ , entregue a antena é dada por:

$$P = \frac{1}{2} \text{Re}[V_A \cdot I^*], \quad (15)$$

em que  $\text{Re}\{x\}$  é a parte real do número  $x$  e  $I^*$  é o complexo conjugado de  $I$ .

Considerando que a antena recebera apenas a parte real, a potência recebida pela antena é indicada como

$$P = \frac{1}{2} |V_g|^2 \left| \frac{R_g}{R_g + R_r} \right|^2 \frac{1}{R_r}, \quad (16)$$

com

$$V_A = \frac{R_g}{R_g + R_r} V_g, \quad (17)$$

e

$$I^* = I = \frac{V_A}{R_r}. \quad (18)$$

O valor de impedância que resulta na máxima potência transferida do gerador à antena, pode ser encontrado por:

$$\frac{\partial P}{\partial R_r} = 0. \quad (19)$$

Substituindo (17) em (18), encontra-se que a condição de máxima transferência de potência para antena é encontrada quando a impedância do gerador é igual a impedância da antena, ou,

$$R_r = R_g. \quad (20)$$

Nesta condição não há potência refletida da antena para o gerador, assim o coeficiente de reflexão ( $\Gamma$ ) é zero, escrito com relação as impedâncias do gerador e da antena,

$$\Gamma = \frac{R_r - R_g}{R_r + R_g}. \quad (21)$$

Apartir do coeficiente de reflexão é possível calcular o coeficiente de onda estacionária (*Voltage Standing Wave Ratio* – VSWR). Caso o elemento irradiador não apresente a mesma impedância da excitação, a potência cedida não será totalmente absorvida pelo irradiador, o restante da potência será refletida, do irradiador para o transmissor, gerando uma onda estacionária. Para avaliação do parâmetro da antena, o critério geralmente adotado é o valor do  $VSWR \leq 2$ , o que caracteriza a largura de banda e garante que pelo menos 90% da potência de entrega será irradiada [16]. O VSWR é dado por:

$$VSWR = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}. \quad (22)$$

A impedância de uma antena, geralmente varia em função da frequência, e o casamento entre as impedâncias do gerador e da antena, também variam em função da frequência. Assim a antena operará eficientemente em banda restrita de frequência, a qual é chamada de largura de banda da antena. A frequência específica de melhor casamento das impedâncias, apresenta maior perda de retorno, ou de menor coeficiente de reflexão, e é chamada de frequência de ressonância,  $f_r$ , estando no meio da banda de frequências da antena. Essa banda é determinada pelas frequências mais baixas e mais altas em que a degradação do casamento de impedâncias vai até o nível onde o casamento de impedâncias é considerado como inaceitável para transmissão/recepção de um sinal.

Os níveis mais baixos e mais altos determinam os contornos da banda de frequências de transmissão/recepção de uma antena, ou a largura de banda da antena. Os níveis do coeficiente de reflexão para a determinação da largura de banda de uma antena, geralmente, são indicados em -10 dB, com  $\Gamma^2 \leq 0,1$  ou -15 dB, com  $\Gamma^2 \leq 0,03$ , dependendo da aplicação a que se destina a antena. De forma genérica a largura de banda (*Bandwidth* – BW), ou banda passante da perda de retorno (*Return Loss* – RL), em função da frequência,

de uma antena é dada pela diferença entre a frequência mais alta,  $f_2$ , e a frequência mais baixa,  $f_1$ , em -10 dB.

$$BW = f_2 - f_1 . \quad (23)$$

Para antenas de pequena largura de banda, ou banda estreita, a largura de banda é expressa como porcentagem da frequência central,  $f_r$ , chamada de largura de banda fracionária, indicado por:

$$BW_{\%} = \frac{f_2 - f_1}{f_r} . 100\% . \quad (24)$$

Com o parâmetro de perda de retorno é possível medir o casamento de impedâncias de uma antena, o qual pode ser escrito em função do VSWR (dB), definido por:

$$RL(\text{dB}) = 20 \log \left( \frac{VSWR + 1}{VSWR - 1} \right) \quad (25)$$

Escrevendo (25) em função do módulo do coeficiente de reflexão ( $|\Gamma|$ ), tem-se:

$$RL(\text{dB}) = -20 \log(|\Gamma|) . \quad (26)$$

## O Projeto das Antenas Circulares e Hexagonal

Este trabalho apresenta uma comparação dos parâmetros entre antenas monopolo planar com geometrias circular e hexagonal. A simulação foi realizada no software ANSYS, com substrato dielétrico FR4, espessura  $h = 1,5$  mm, constante dielétrica relativa  $\epsilon_r = 4,4$ , tangente de perda de 0,002 e linha de microfita, com impedância de entrada de  $50 \Omega$ . As medições foram realizadas no Laboratório de Medidas de Telecomunicações do Instituto Federal da Paraíba (IFPB), com um analisador de redes vetoriais da *Agilent Technologies* S5071C.

O perímetro das antenas com geometrias euclidianas como quadrados, retângulos e círculos pode ser aproximado pelo comprimento de onda guiado ( $\lambda_g$ ) em (mm), é dado por [6]:

$$\lambda_g(\text{mm}) = \frac{300}{f_1 \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (27)$$

em que  $f_1$  é a primeira frequência de ressonância em -10 dB.

Na Figura 9 pode ser observado o projeto com as antenas simuladas, com a antena circular, Figura 9(a), a antena hexagonal Figura 9(b), e os protótipos, Figura 9(c) e Figura 9(d), com casamento de impedância usando o plano de terra corte. O antena monopolo hexagonal apresentou uma estrutura mais compacta, com redução no comprimento de 29% e 40% na largura.

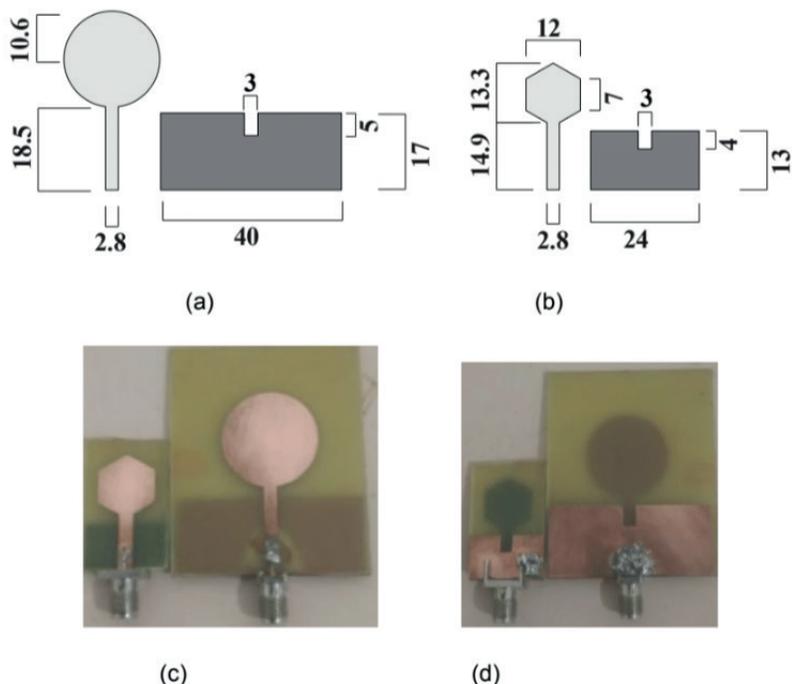


Figura 9 – Antenas monopolo planar simuladas e protótipos: a) formato circular simulado; b) formato hexagonal simulado; c) parte superior dos protótipos das antenas; d) parte inferior dos protótipos das antenas.

## RESULTADOS E DISCUSSÕES

Os resultados simulados e medidos da antena monopolo plana circular, com indicação da largura de banda (BW) da faixa UWB são observados na Figura 10, e a identificação da primeira frequência de ressonância em  $-10$  dB ( $f_1$ ), segunda ( $f_2$ ) frequência de ressonância tem indicado na Tabela 1. A antena apresenta resultados simulados e medidos próximos, com variação de 18,18% na primeira frequência de ressonância e 4,44% na largura de banda da antena com geometria circular e 7,85% na diferença da largura de banda da antena com geometria hexagonal, e diferença de 18,18% na primeira frequência de ressonância e de 21,13% nas frequência de corte mais alta.

As medições em laboratório foram realizadas sem isolamento eletromagnético, as variações nos resultados medidos em comparação com as simulações podem ser atribuídos, à falhas na construção da antena, incluída pelo método de fabricação, derretimento por percloroeto de ferro, à permissividade do material utilizado, FR4 de baixo custo, e na interferência eletromagnética nas frequências mais baixas utilizadas por outras tecnologias, operando na mesma frequência ou em frequências próximas. Os sinais externos podem influenciar as respostas de antenas, como celulares, comunicações de estações base de rádio, satélites e outros, e são mais perceptíveis em estruturas mais compactas, o que pode ser observado na antena com geometria hexagonal.

Na Figura 11 podem ser visualizados os resultados simulados e medidos da antena hexagonal, com indicação da largura de banda UWB em -10 dB, e os valores observados na Tabela 3. A antena medida apresentou um deslocamento no primeiro ( $f_1$ ) e no segundo ( $f_2$ ) frequências ressonantes, com diferença de 21,1% em  $f_1$  e 10,6% em  $f_2$ . Relacionamos esse movimento ao tamanho do elemento radiante, sendo mais suscetível à interferência de outras fontes radiantes, como rede local sem fio, comunicação móvel celular em baixas frequências e transmissões via satélite em frequências mais altas.

<b>Antenas</b>	<b><math>f_1</math> (GHz)</b>	<b><math>f_2</math> (GHz)</b>	<b>BW (GHz)</b>	<b>Diferença Medição/ Simulação (%)</b>
Circular simulado	2,25	13,50	11,25	4,44
Circular medido	2,75	13,50	10,75	
Hexagonal simulado	3,06	11,90	8,69	7,85
Hexagonal medido	3,88	13,31	9,43	

Tabela 3. Resultados medidos e simulados das antenas monopolo planar circular e hexagonal.

Uma comparação entre os resultados medidos da antena monopolo com geometrias circular e hexagonal pode ser observada na Figura 12, e os valores da Tabela 3. A antena circular apresenta largura de banda 19,3% maior que a antena hexagonal, podemos atribuir essa diferença ao tamanho do elemento radiante, pois a antena monopolo com formato circular apresentou um elemento maior sob menor influência de sinais externos, tendo uma melhor aproximação com simulação.

Na Figura 13 são observados os diagramas de irradiação 2D das antenas planares monopolo com formato circular e hexagonal, com indicação de frequência de ressonância, largura de feixe de meia potência (HPBW) no plano-E e no plano-H. Pode-se observar que as antenas apresentavam um diagrama de radiação omnidirecional, com HPBW superior a 100°, com características da tecnologia UWB [11].

NA Figura 14 podem ser observados os diagramas de irradiação 3D da antena monopolo circular, na frequência de ressonância em 8,8 GHz, e antena monopolo hexagonal na frequência de ressonância em 10,25 GHz, com indicação de densidade de corrente em A/m<sup>2</sup>, e ganho máximo em dBi. Apesar de possuírem formatos e áreas diferentes, as antenas obtiveram resultados próximos em densidade de corrente, acima de 6 A/m<sup>2</sup>, e ganho máximo, superior a 6 dBi, no qual podemos entender que a estrutura mais compacta do hexágono proporcionou uma perda mínima de ganho e pouco aumento na densidade de corrente.

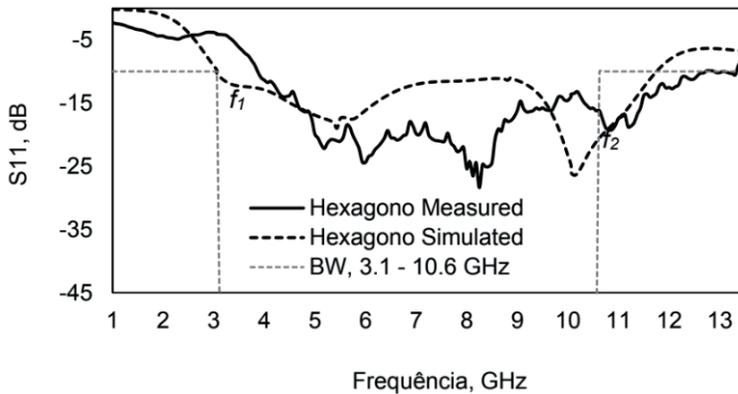


Figura 10 – Comparação entre resultados simulados e medidos da circular antenna monopolo, com indicação da largura de banda UWB.

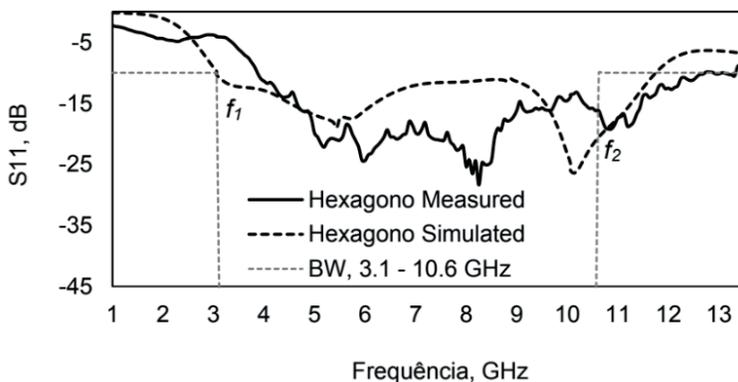


Figura 11 – Comparação entre resultados simulados e medidos da antenna monopolo hexagonal, com indicação da largura de banda UWB.

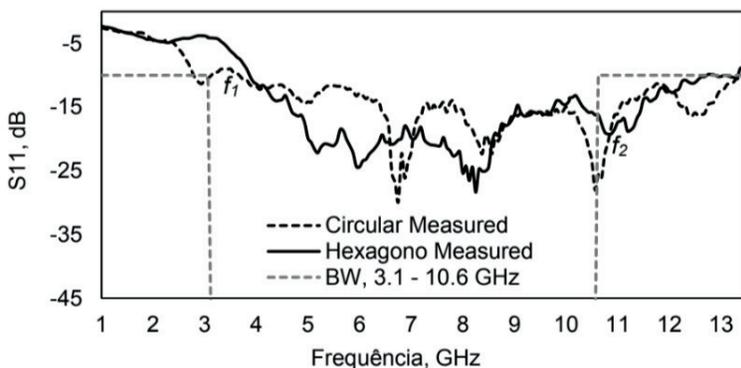


Figura 12 – Comparação entre resultados medidos da antenna monopolo circular e hexagonal, com indicação da largura de banda UWB.

Observa-se pelos resultados medidos e simulados neste trabalho que o uso da geometria hexagonal em antenas planares monopolo promoveu uma pequena alteração no ganho, HPBW e densidade de corrente, com variação na largura de banda, mas cobrindo a faixa de frequência da tecnologia UWB. Observamos também que a estrutura mais compacta da antena monopolo hexagonal é mais propensa a interferências eletromagnéticas de sinais externos, podendo apresentar perdas em frequências mais baixas e em frequências mais altas no limite da banda UWB.

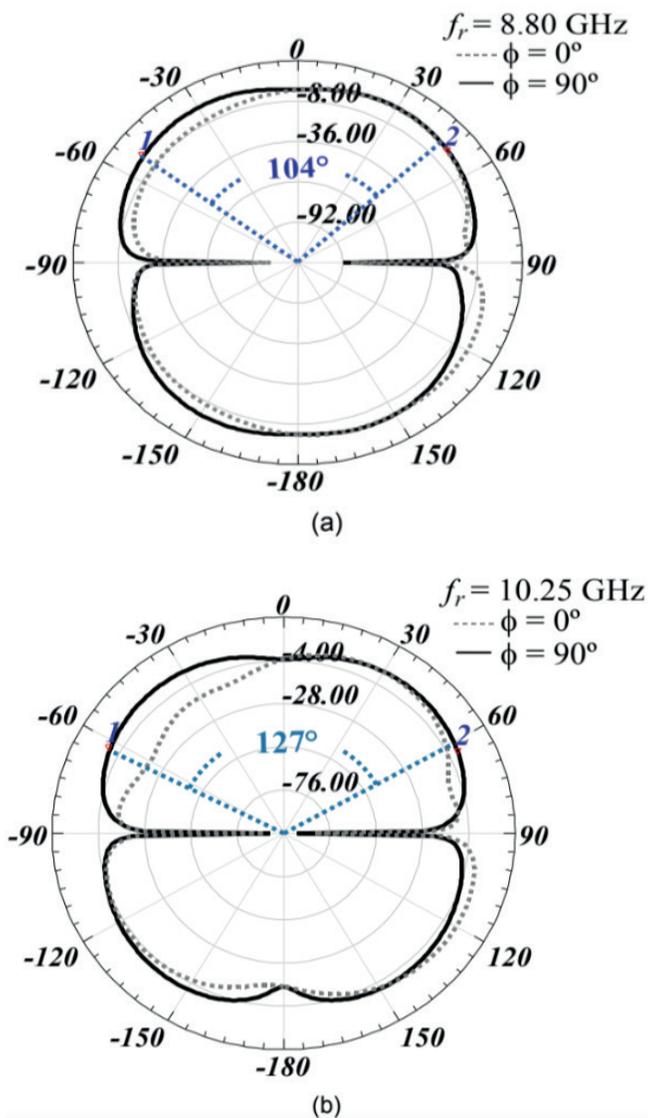


Figura 13 – Diagrama de irradiação 2D das antenas simuladas com indicação de frequência de ressonância e HPBW: a) formato circular; b) formato hexagonal.

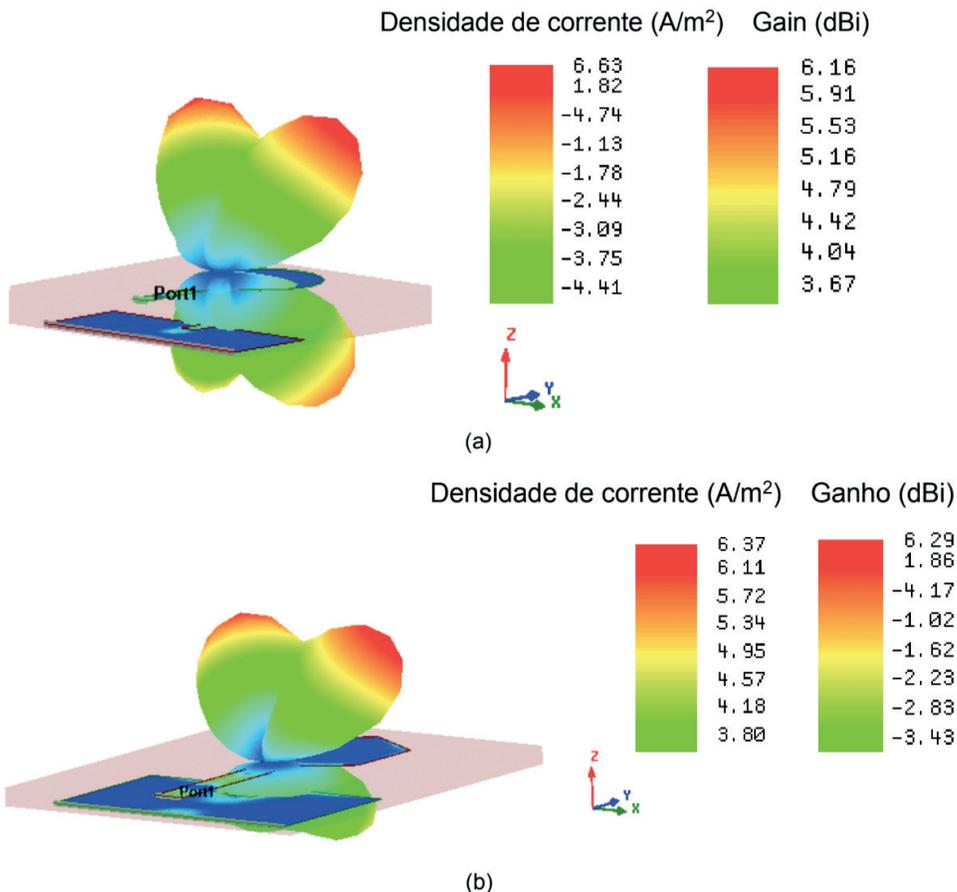


Figura 14 – Diagrama de irradiação 3D simulado das antenas com densidade e ganho de corrente: a) formato circular em 8,8 GHz; b) formato hexagonal em 10,25 GHz.

## CONSIDERAÇÕES FINAIS

Uma comparação entre as antenas planares monopolo com formato circular e hexagonal, construídas em substrato dielétrico FR4, para aplicação em banda ultra larga foi apresentada neste trabalho. As antenas apresentaram resultados simulados próximos com ganho máximo superior a 6 dBi, largura de banda superior a 9 GHz e largura de feixe de meia potência superior a 100°. A antena hexagonal obteve estrutura mais compacta com redução de 64% no elemento irradiante, com maior variação dos resultados medidos e simulados de largura de banda e frequências de ressonância, o que pode ser atribuído a variação na permissividade do material dielétrico, falhas no processo de produção e interferência eletromagnética de frequências próximas utilizadas por outras tecnologias.

## AGRADECIMENTOS

Agradecemos imensamente a CAPES, CNPq, FAPEMA, UEMA, FAPEAM, UFAM, FAPESQ-PB, IFPB, UFCG e UFMA pelo apoio ao trabalho.

## REFERÊNCIAS

1. P. F. Silva Júnior, P. H. F. Silva, A. J. R., Serres, J. C. Silva, R. C. S. Freire. "Bio-inspired design of directional leaf-shaped printed monopole antennas for 4G 700 MHz band". *Microwave and Optical Technology Letters*, v. 58, pp. 1529-1533, 2016. DOI: <http://dx.doi.org/10.1002/mop.29853>.
2. A. Sebban, *Wearable communication systems and antennas: Design, efficiency, and miniaturization techniques*, 2ª ed. IOP Publishing: Bristol, 2022
3. X. L. Liang, *Ultra-Wideband antenna and design*. Intechopen: Rijeka, 2012. DOI: <https://doi.org/10.5772/47805>
4. M. Nabil, "Ultra-Wideband Printed Antennas Design", *Ultra Wideband Communications: Novel Trends - Antennas and Propagation*. InTechopen, 2011. DOI: <https://doi.org/10.5772/16603>.
5. E. Froes, P. F. Silva Junior, E. E. C. Santana, C. M. Sousa Junior, P. H. F. SILVA, C. A. M. CRUZ, V. S. Aquino, L. S. O. Castro, R. C. S. Freire, M. S. S. Pinto. Monopole directional antenna bioinspired in elliptical leaf with golden ratio for WLAN and 4G applications. *Scientific Reports*, vol. 12, p. 18654, 2022. DOI: <http://dx.doi.org/10.1038/s41598-022-21733-z>.
6. O. Haraz, and A. R. Sebak, "UWB Antennas for Wireless Applications. In: Advancement in Microstrip Antennas with Recent Applications," in *Advancement in Microstrip Antennas with Recent Applications*, InTechopen, pp. 125-152, 2013
7. A. A. Shaalan, and M. I. Ramadan, "Design of a compact hexagonal monopole antenna for ultra-wideband applications," *J. Infrared Milli Terahz Waves*. vol. 31, pp. 958–968, 2010. DOI: <https://doi.org/10.1007/s10762-010-9654-8>.
8. B. Roy, S. K. Chowdhury, and A. K. Bhattacharjee, "Symmetrical hexagonal monopole antenna with bandwidth enhancement under UWB operations," *Wireless Personal Communications*, vol. 108, pp. 853-863, 2019. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11277-019-06433-8>.
9. BAO, L. X.; 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.
10. SHEN, X. et al.. *Ultra-Wideband wireless communications and networks*. London: Wiley, 2006, p. 1-10.
11. MARTINS, T. C. Controle de Banda e Sintonia de Antenas Monopolo Planar para Sistemas UWB, *Dissertação*. Belém: UFPA, 127 p. 2007.
12. GHAVAMI, M.; MICAHIEL, L. B.; KOHNO, R. *Ultra Wideband Signals and System in Communication Engineering*. Wiley, 2007.
13. FCC, "Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultrawideband transmission systems," *First Report and Order*, 2002.

14. YADAV, D.; TIWARI, V. UWB Antenna Desifning: Challenges and Solutions. Int'l Journal of Computing, Communications & Instrumentation Engg. (IJCCIE), Vol. 1, pp. 39 – 42, 2014. Disponível em: < <http://dx.doi.org/10.15242/IJCCIE.E0913044> >. Acesso em: 15 Dez. 2014.
15. F. B. Gross, Smart Antennas with MATLAB, San Francisco: McGraw Hill, 2015.
16. C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, 3<sup>a</sup> ed., vol. I, Rio de Janeiro: LTC, 2005.
17. T. S. Bird, Fundamentals of Aperture Antennas and Arrays - From Theory to Design, Fabrication and Testing, Chichester: Wiley, 2016.