



Marcus Vinicius Rocha Cohen

UMA NOVA CONFIGURAÇÃO DA ANTENA MTK-LA

Orientador: Dr. Alfrêdo Gomes Neto

João Pessoa - PB
2026

Marcus Vinicius Rocha Cohen

UMA NOVA CONFIGURAÇÃO DA ANTENA MTK-LA

Dissertação de Mestrado submetida 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: Antenas

Linha de Pesquisa: Eletromagnetismo Aplicado

Orientador: Prof. Dr. Alfrêdo Gomes Neto

João Pessoa – PB
2026

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Biblioteca Nilo Peçanha do IFPB, *Campus* João Pessoa

C678n Cohen, Marcus Vinicius Rocha.

Uma nova configuração da antena MTK-LA / Marcus Vinicius Rocha Cohen. – 2026.

59 f. : il.

Dissertação (Mestrado – Engenharia Elétrica) – Instituto Federal de Educação da Paraíba / Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), 2026.

Orientação : Prof^o Dr. Alfrêdo Gomes Neto.

1. Antenas. 2. Largura da banda. 3. Matrioska. 4. MTK-LA.
5. Miniaturização. I. Título.

CDU 621.396.67(043)

MARCUS VINÍCIUS ROCHA COHEN

UMA NOVA CONFIGURAÇÃO DA ANTENA MTK-LA

DISSERTAÇÃO submetida à Coordenação do Curso Superior de Engenharia Elétrica, do Instituto Federal da Paraíba (IFPB), linha de pesquisa: “Eletromagnetismo Aplicado”, em cumprimento aos requisitos institucionais para a obtenção do Título de **MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA**.

Aprovado em 02 de fevereiro de 2026.

Membros da Banca Examinadora:

Prof. Dr. Alfrêdo Gomes Neto

Instituto Federal da Paraíba (IFPB)

Orientador

Prof. Dr. Jefferson Costa e Silva

Instituto Federal da Paraíba (IFPB)

Examinador interno

Prof. Dr. Gustavo Araújo Cavalcante

Instituto Federal da Paraíba (IFPB)

Examinador interno

Prof. Dr. Alexandre Jean René Serres

Universidade Federal de Campina Grande (UFCG)

Examinador externo

Documento assinado eletronicamente por:

- **Alfredo Gomes Neto**, PROFESSOR ENS BASICO TECN TECNOLOGICO, em 06/02/2026 12:59:23.
- **Jefferson Costa e Silva**, PROFESSOR ENS BASICO TECN TECNOLOGICO, em 06/02/2026 13:23:40.
- **Gustavo Araujo Cavalcante**, PROFESSOR ENS BASICO TECN TECNOLOGICO, em 06/02/2026 16:21:13.
- **Alexandre Jean René Serres**, PROFESSOR DE ENSINO SUPERIOR NA ÁREA DE ORIENTAÇÃO EDUCACIONAL, em 07/02/2026 15:19:21.

Este documento foi emitido pelo SUAP em 06/02/2026. Para comprovar sua autenticidade, faça a leitura do QRCode ao lado ou acesse <https://suap.ifpb.edu.br/autenticar-documento/> e forneça os dados abaixo:

Código 831323
Verificador: bc1f19ac62
Código de Autenticação:



DEDICATÓRIA

A Deus, por permitir que eu tivesse forças para me levantar todos os dias e superar cada obstáculo. À minha mãe, por ser exemplo de esperança, determinação e inspiração para minha vida.

AGRADECIMENTOS

A Deus, pela dádiva da vida e por me possibilitar superar cada obstáculo encontrado na vida pessoal e profissional até aqui.

À minha mãe, por todo amor e apoio incondicional, seja nos momentos fáceis ou difíceis, que me manteve firme na busca dos meus objetivos e sonhos nessa vida.

Ao professor e amigo Moisés Hamssés, por acreditar no meu potencial na engenharia e me apoiar durante e depois da graduação, sempre preocupado se eu estava bem e me encorajando a enfrentar e vencer cada obstáculo que aparecesse.

Ao amigo Alysson e sua família, pela amizade e ajuda durante minha estadia na cidade de João Pessoa.

Aos meus familiares e amigos, que estiveram ao meu lado, pela torcida e amizade demonstrada durante todo esse período de tempo que me dediquei a este mestrado em Engenharia Elétrica, seja perto ou distante.

Ao meu orientador, professor Alfrêdo, por ter me recebido no magnífico Estado da Paraíba, pelas orientações e paciência durante a realização deste mestrado, que foram fundamentais para que eu chegasse neste momento.

A todos os colegas do mestrado, que participaram direta ou indiretamente desta pesquisa e pelo incentivo durante todo esse período do mestrado.

RESUMO

As antenas são estruturas fundamentais para os sistemas de telecomunicações, apresentando a função de transmitir ou receber ondas eletromagnéticas, podendo ser vistas como uma transição entre as estruturas guiantes e o espaço livre. Neste trabalho de dissertação de mestrado é apresentado o desenvolvimento de uma nova configuração da antena MTK-LA, cujo objetivo é aumentar a largura de banda de operação da antena MTK-LA original. As equações do projeto inicial são apresentadas. São apresentados resultados numéricos obtidos através de simulações no *software* ANSYS HFSS. Para verificar experimentalmente as características esperadas, um protótipo da nova antena MTK-LA, de dimensões normalizadas $0,142\lambda_0 \times 0,155\lambda_0$, foi projetado, fabricado e caracterizado, apresentando uma frequência de ressonância de 0,93 GHz. Por meio da análise dos resultados numéricos e medidos, verificou-se uma boa concordância entre os resultados, onde a largura de banda alcançada foi de 50 MHz ($FBW = 5,3\%$), em termos absolutos, aproximadamente oito vezes maior do que a largura de banda obtida na antena MTK-LA de referência, a qual tinha uma largura de banda de 6 MHz ($FBW = 1,9\%$), indicando que a nova geometria pode ser utilizada para incrementar a largura de banda, como inicialmente proposto.

Palavras-chave: Antenas, largura de banda, matrioska, MTK-LA, miniaturização.

ABSTRACT

Antennas are fundamental structures for telecommunications systems, serving the function of transmitting or receiving electromagnetic waves, and can be viewed as a transition between guiding structures and free space. This master's thesis presents the development of a new configuration for the MTK-LA antenna, with the aim of increasing the antenna's operating bandwidth. The equations for the initial design are provided throughout this research, and the numerical results of this design were obtained through simulations using ANSYS HFSS software. To experimentally verify the expected characteristics, a prototype of the new MTK-LA antenna, with standard dimensions of $0.142\lambda_0 \times 0.155\lambda_0$, was designed, manufactured, and characterized, operating at a resonance frequency of 0.93 GHz. Through the analysis of the numerical and measured results, a good agreement between the results was found, where the bandwidth achieved was 50 MHz ($FBW = 5.3\%$). In absolute terms, it is approximately eight times greater than the bandwidth obtained with the reference MTK-LA antenna, which had a bandwidth of 6 MHz ($FBW = 1.9\%$), indicating that the new geometry can be used to enhance the bandwidth, as initially proposed.

Keywords: Antennas, bandwidth, matryoshka, MTK-LA, miniaturization.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Fig. 1 – Torre com várias antenas.....	13
Fig. 2 – Exemplo de antena planar MTK-LA e seus respectivos componentes básicos.....	14
Fig. 3 – Exemplo de diagrama de irradiação de uma antena isotrópica.....	17
Fig. 4 – Exemplo diagrama de irradiação de uma antena omnidirecional.....	18
Fig. 5 – Exemplo de diagrama de irradiação de uma antena diretiva.....	18
Fig. 6 – Diagrama de irradiação 3D projetado em uma antena <i>patch</i> retangular no Ansys HFSS.....	19
Fig. 7 – Diagrama de irradiação 3D de uma antena <i>patch</i> retangular.....	19
Fig. 8 – Diagramas de irradiação 2D de uma antena <i>patch</i> retangular.....	20
Fig. 9 - Exemplos de polarização.....	20
Fig. 10 – Representação em 2D da diretividade em antenas isotrópica e diretiva.....	22
Fig. 11 – Terminais de referência e perdas da antena.....	22
Fig. 12 – Gráfico do coeficiente de reflexão da antena <i>patch</i> retangular simulada no Ansys HFSS.....	26
Fig. 13 – VSWR de uma onda estacionária.....	27
Fig. 14 – Representação gráfica de largura de banda de uma antena <i>patch</i> retangular.....	27
Fig. 15 – Representação da antena planar de microfita com geometria retangular.....	28
Fig. 16 – Formas geométricas convencionais de <i>patch</i>	29
Fig. 17 – Bonecas russas matrioskas.....	30
Fig. 18 – Geometria matrioska de 5 anéis concêntricos.....	30
Fig. 19 – Formação da geometria matrioska com 2 anéis concêntricos.....	31
Fig. 20 – Geometria matrioska de 2 anéis concêntricos expandida.....	32
Fig. 21 – Geometria matrioska de 3 anéis concêntricos expandida.....	32
Fig. 22 – Geometria da antena MTK-LA.....	33
Fig. 23 – Plano terra parcial da antena MTK-LA.....	34
Fig. 24 – Nova configuração da antena MTK-LA.....	35
Fig. 25 – Dimensionamento da nova configuração da antena MTK-LA.....	35
Fig. 26 – Detalhes da conectorização na MTK-LA.....	36
Fig. 27 – Interface do guia de ondas coplanar no <i>software</i> APPCAD.....	37
Fig. 28 – Resposta em frequência da antena MTK-LA, $S_{11} \text{ dB} \times \text{Frequência (GHz)}$	39
Fig. 29 – Representação da nova configuração da antena MTK-LA com a caixa de irradiação.....	40

Fig. 30 – Diagrama de irradiação 3D da nova configuração da antena MTK-LA, em 930 MHz.....	40
Fig. 31 – Diagramas de irradiação 2D da nova configuração da antena MTK-LA, em 930 MHz.....	41
Fig. 32 – Distribuição da densidade de corrente para a frequência de ressonância.	41
Fig. 33 – Respostas em frequência com a variação do w_{gdy2}	42
Fig. 34 – Respostas em frequência com a variação de w_{trap2x}	43
Fig. 35 – Respostas em frequência com a variação de w_6	44
Fig. 36 – Protótipo fabricado da nova antena MTK-LA.....	45
Fig. 37 – Configuração da medição da antena MTK-LA.....	45
Fig. 38 – Resposta em frequência medida da antena MTK-LA, $S_{11} \text{ dB} \times$ <i>Frequência (GHz)</i>	46
Fig. 39 – Posicionamento das antenas para a medição do diagrama de irradiação em torno do eixo x	47
Fig. 40 – Diagrama de irradiação medida da MTK-LA girando em torno do eixo x , θ variando de 0° a 360° e $\phi = 90^\circ$	47
Fig. 41 – Posicionamento das antenas para a medição do diagrama de irradiação em torno do eixo y	48
Fig. 42 – Diagrama de irradiação medida da MTK-LA girando em torno do eixo y	48
Fig. 43 – Posicionamento das antenas para a medição do diagrama de irradiação em torno do eixo z	49
Fig. 44 – Diagrama de irradiação medida da MTK-LA girando em torno do eixo z	49
Fig. 45 – Respostas em frequência medida e numérica da antena MTK-LA.	50

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Cronograma realizado.....	16
Tabela 2 – Dimensões da nova antena MTK-LA (todas as dimensões em mm).....	38
Tabela 3 – Dados das antenas MTK-LA para as frequências de ressonância e larguras de banda obtidas.	51

LISTA DE SIGLAS

RF	Radiofrequência
GTEMA	Grupo de Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado
MHz	megahertz
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações
FBW	<i>Fractional Bandwidth</i> (Largura de Banda Fracionária)
FSS	<i>Frequency Selective Surface</i> (Superfície Seletiva em Frequência)
GHz	gigahertz
BW	<i>Bandwidth</i> (Largura de Banda)
IFPB	Instituto Federal da Paraíba
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
IoT	<i>Internet of Things</i> (Internet das Coisas)
Wi-Fi	<i>Wireless Fidelity</i>
VSWR	<i>Voltage Standing Wave Ratio</i> (Razão de Onda Estacionária de Tensão)
SWR	<i>Standing Wave Ratio</i> (Razão de Onda Estacionária)
5G	Tecnologia de comunicação sem fio de quinta geração
2D	Bidimensional
3D	Tridimensional
ISO	<i>International Organization for Standardization</i> (Organização Internacional de Normalização)
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i> (Comissão Eletrotécnica Internacional)

LISTA DE SÍMBOLOS

ϵ_r	Permissividade dielétrica relativa
f_{res}	Frequência de ressonância
h	Espessura do substrato
W_{mai}	Largura do anel matrioska, onde ($i = 1, 2, 3, \dots, n =$ identificação do anel)
W_{ma}	Largura da fita do anel matrioska
L_{eff}	Comprimento efetivo do anel matrioska
g	Fenda na região de interconexão dos anéis concêntricos que formam o anel matrioska
G	Ganho
P_{in}	Potência de entrada
dB	Decibel
S_{11}	Parâmetro S, correspondente a razão entre as tensões refletida e incidentes na porta 1.
Γ	Coefficiente de reflexão
Z	Impedância
Z_{in}	Impedância de entrada da antena
Z_0	Impedância característica da linha de transmissão
V	Tensão
t	Espessura da camada de metalização
λ_0	Comprimento de onda no espaço livre
ϵ_{reff}	Permissividade dielétrica relativa efetiva
mm	milímetro
θ	Theta
φ	Phi
$U(\theta, \varphi)$	Intensidade de irradiação
P_{rad}	Potência total irradiada
L_{gdx}	Comprimento do retângulo vertical do plano terra parcial no eixo x
L_{gdy}	Comprimento do retângulo horizontal do plano terra parcial no eixo y
w_{subx}	Largura do substrato dielétrico no eixo x
w_{suby}	Largura do substrato dielétrico no eixo y
w_{gdx}	Largura do retângulo horizontal do plano terra parcial no eixo x
w_{gdy}	Largura do retângulo vertical do plano terra parcial no eixo y
w_{trx}	Largura da base triangular do plano terra parcial no eixo x
w_{try}	Altura do triângulo do plano terra parcial no eixo y

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	13
2. OBJETIVOS.....	16
2.1. OBJETIVO GERAL	16
2.2. METODOLOGIA	16
3. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA E METODOLOGIA	17
3.1. ANTENAS	17
3.1.1. Diagrama de irradiação	17
3.1.2. Polarização	20
3.1.3. Diretividade.....	20
3.1.4. Eficiência.....	22
3.1.5. Ganho	23
3.1.6. Impedância de entrada.....	25
3.1.7. Fator de casamento de impedância	25
3.1.8. Coeficiente de reflexão.....	25
3.1.9. VSWR.....	26
3.1.10. Largura de banda	27
3.2. ANTENA PLANAR	28
3.3. GEOMETRIA MATRIOSKA.....	29
3.4. ANTENA MTK-LA.....	32
3.5. ANTENA MTK-LA PROPOSTA	34
4. RESULTADOS OBTIDOS.....	38
4.1. RESULTADOS NUMÉRICOS	38
4.2. RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA NOVA ANTENA MTK-LA	44
4.3. ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OS RESULTADOS NUMÉRICOS E EXPERIMENTAIS.....	50
5. CONCLUSÃO	52
6. TRABALHOS PUBLICADOS E SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS	53
6.1. TRABALHOS DIRETAMENTE RELACIONADOS À DISSERTAÇÃO	53
6.2. DEMAIS TRABALHOS PUBLICADOS DURANTE O MESTRADO	53
6.3. SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS.....	54
REFERÊNCIAS.....	55

1. INTRODUÇÃO

O surgimento e o domínio da radiocomunicação no final do século XIX, atrelado ao estabelecimento de fundamentos sobre a propagação de ondas eletromagnéticas e o desenvolvimento de estudos práticos, como meio de comunicação à distância, possibilitou que a comunicação obtivesse um grande avanço tecnológico no mercado global, principalmente no século XX. Esse avanço permitiu o estabelecimento da comunicação por meio do espaço livre e em tempo real, onde a informação pode ser enviada através de textos, códigos, voz, imagens, entre outros, determinando a maneira como a sociedade se comunica no século XXI [1].

No século XXI, marcado pela diversidade de equipamentos e aplicações de sistemas de telecomunicações, onde uma parte dessas aplicações compõem a Internet das Coisas (IoT), aparelhos como o *smartphone*, têm um público de bilhões de usuários pelo mundo. Desse modo, as restrições de uso dos espaços para alocação de estações de telecomunicações e antenas, Fig. 1, além das restrições para o uso de antenas nas unidades móveis, constituem de um obstáculo para alcançar convergência digital na “Era Moderna” [1]-[4]. Ademais, essa problemática somada aos limites impostos no espectro de radiofrequência, que no Brasil é regulamentado pela Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL), possui como alternativa de solução a necessidade de alocar de forma assertiva a faixa de frequência, para que não haja a deterioração indesejada na qualidade da informação processada [5],[6].

Fig. 1 – Torre com várias antenas.



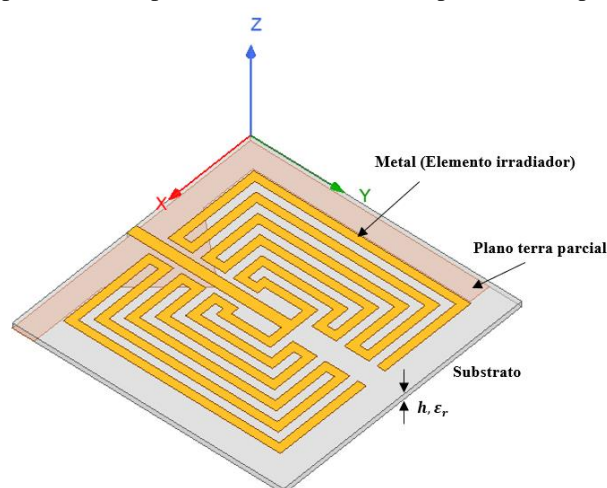
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Contudo, mesmo que haja aparelhos que operem em mais de uma faixa de frequência, há ainda o cuidado em minimizar as interferências que possam degradar os sinais de serviços móveis, visto que o espectro de radiofrequência é um recurso limitado [7]-[9]. Dentro dos sistemas de comunicações, cada estrutura (linhas de transmissão, filtros, antenas etc.) possui um papel imprescindível para que o sistema como um todo opere adequadamente. Uma das estruturas fundamentais para os sistemas de telecomunicações é a antena, um dispositivo com a função de transmitir ou receber ondas eletromagnéticas, que pode ser vista como uma transição entre as estruturas guiantes e o espaço livre [10].

Em um mundo onde as unidades móveis tendem a ser compactas, leves e ter um custo reduzido, as antenas recebem uma especial atenção de grupos de pesquisa [11]-[13], visto que são um desafio para as unidades móveis e para a infraestrutura dos sistemas de telecomunicações. Ademais, é válido considerar que aplicações como drones [14], sensores [15], diagnóstico por imagem [16], entre outras aplicações, requerem o uso de antenas para o seu funcionamento. Dessa forma, o desenvolvimento de novas antenas é uma necessidade constante para o acompanhamento da evolução tecnológica.

No Grupo de Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado, do Instituto Federal da Paraíba, GTEMA-IFPB, recentemente foi proposta uma nova configuração de antena, baseada na geometria matrioska [12],[13]. Basicamente, trata-se de uma antena planar, com plano de terra truncado, Fig. 2, cujas principais características são as dimensões reduzidas e a largura de banda estreita.

Fig. 2 – Exemplo de antena planar MTK-LA e seus respectivos componentes básicos.



Fonte: [13].

Dando continuidade às pesquisas iniciadas em [12], [13], nesta dissertação de mestrado é apresentado o desenvolvimento de uma nova configuração da antena MTK-LA, mantendo a

sua característica de dimensões reduzidas, porém com objetivo de aumentar a sua largura de banda, principalmente para aplicações como dispositivos de identificação por radiofrequência (RFID) que atendem os padrões da norma internacional ISO/IEC 18000-6 [17]. Ademais, essa norma internacional trata-se dos parâmetros gerais para comunicações de interface aérea em uma faixa de frequência de 860 *MHz* a 930 *MHz* [17].

3. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA E METODOLOGIA

Neste capítulo são abordados os seguintes tópicos: antenas, antena planar, geometria matrioska, antena MTK-LA.

3.1. ANTENAS

De acordo com Instituto de Engenheiros Eletricista e Eletrônicos (IEEE), a antena é a parte de um sistema de transmissão ou recepção que é projetada para irradiar ou receber ondas eletromagnéticas [18].

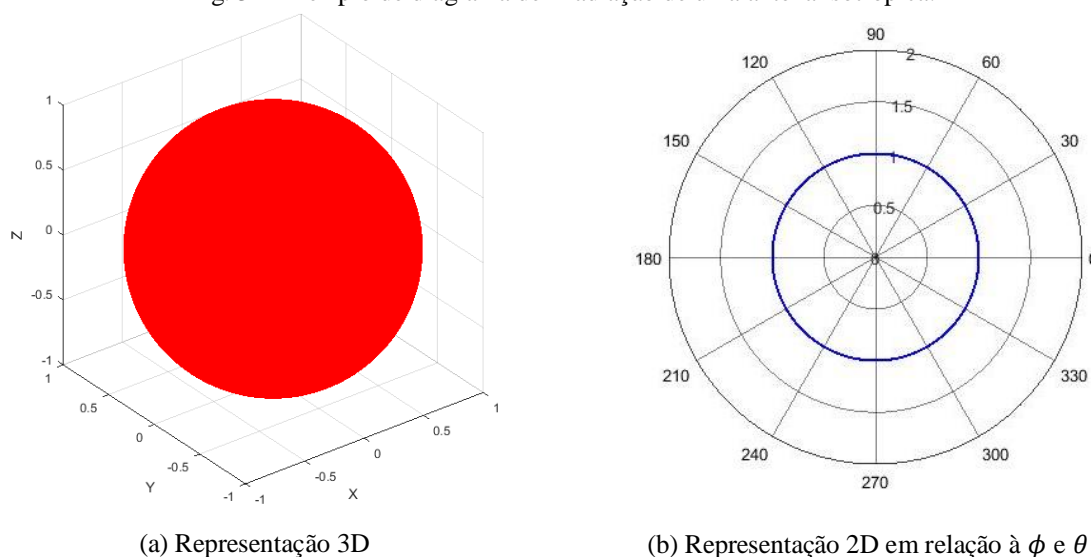
Nos subtópicos a seguir, serão abordadas as definições dos parâmetros das antenas que são analisados para caracterizar a antena em estudo.

3.1.1. Diagrama de irradiação

O diagrama de irradiação é a distribuição espacial de uma quantidade que caracteriza o campo eletromagnético gerado por uma antena. Essa distribuição pode ser expressa como uma função matemática ou uma representação gráfica. De acordo como o seu diagrama de irradiação, a antena pode ser classificada em isotrópica, omnidirecional ou diretiva [18].

A antena isotrópica é uma antena hipotética, sem perdas, com intensidade de irradiação igual em todas as direções, Fig. 3.

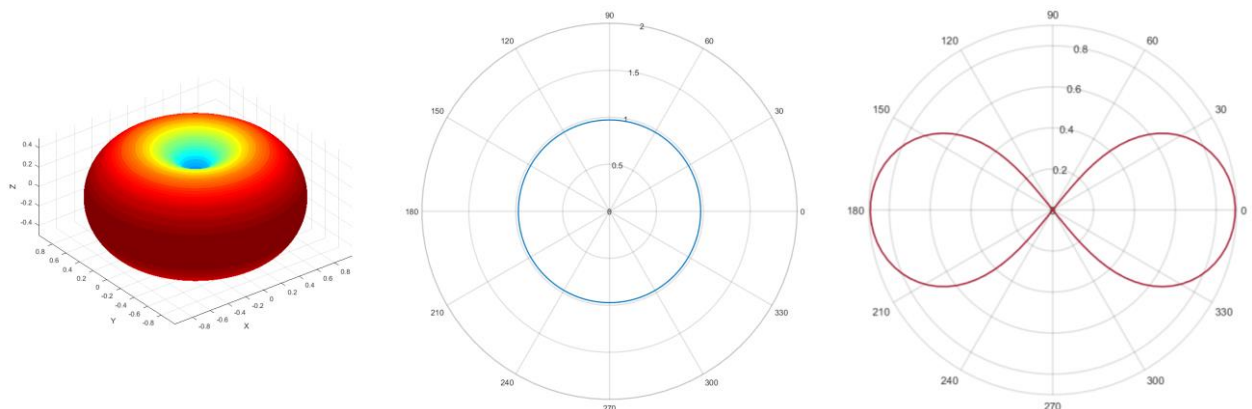
Fig. 3 – Exemplo de diagrama de irradiação de uma antena isotrópica.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

As antenas omnidirecionais apresentam padrão essencialmente não direcional em um determinado plano da antena e um padrão direcional em um plano ortogonal, Fig. 4.

Fig. 4 – Exemplo diagrama de irradiação de uma antena omnidirecional.



(a) Representação 3D

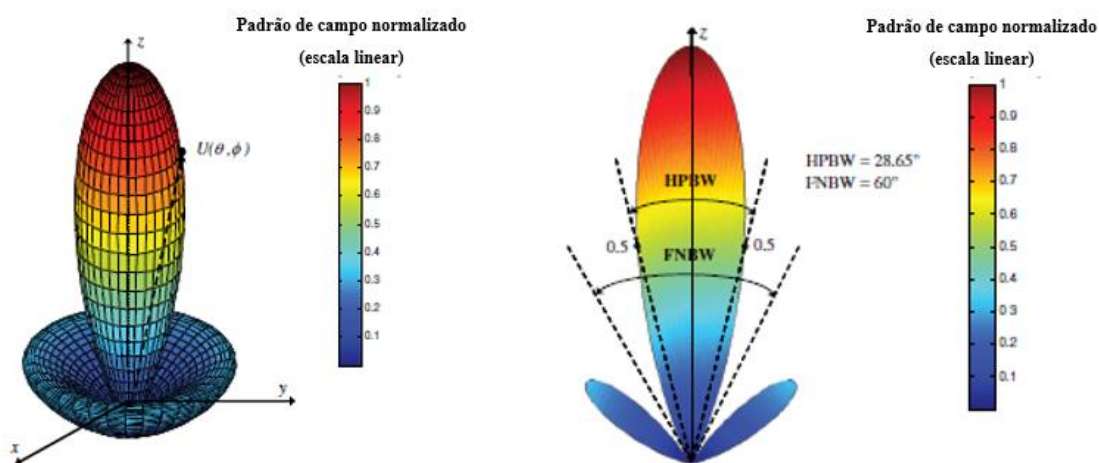
(b) Representação 2D em relação à ϕ (c) Representação 2D em relação à θ

Fonte: Elaboração do próprio autor.

No caso das antenas diretivas, estas apresentam a propriedade de irradiar ou receber ondas eletromagnéticas de forma mais eficaz em determinadas direções do que em outras, Fig. 5. Geralmente, esse termo é aplicado a uma antena cuja diretividade máxima é significativamente maior do que a de um dipolo de meia onda.

Na Fig. 5(b), as siglas HPBW (*High-Power Beamwidth*) e FNBW (*First-Null Beamwidth*) são definidas como Largura do Feixe à Meia Potência e Largura do Feixe no Primeiro Ponto Nulo, respectivamente. Ademais, o HPBW trata-se da largura angular medida no lóbulo principal de um padrão de irradiação de uma antena nos pontos que a potência do sinal é a metade do valor de pico, sendo a separação angular em -3 dB . Em relação ao FNBW, este é o ângulo entre os primeiros pontos nulos adjacentes ao lóbulo principal do padrão de irradiação, onde a potência do sinal é zero [10].

Fig. 5 – Exemplo de diagrama de irradiação de uma antena diretiva.



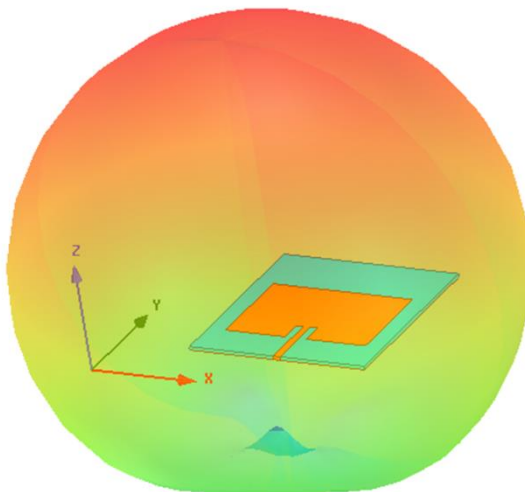
(a) Representação em 3D

(b) Representação em 2D

Fonte: Adaptado de [10].

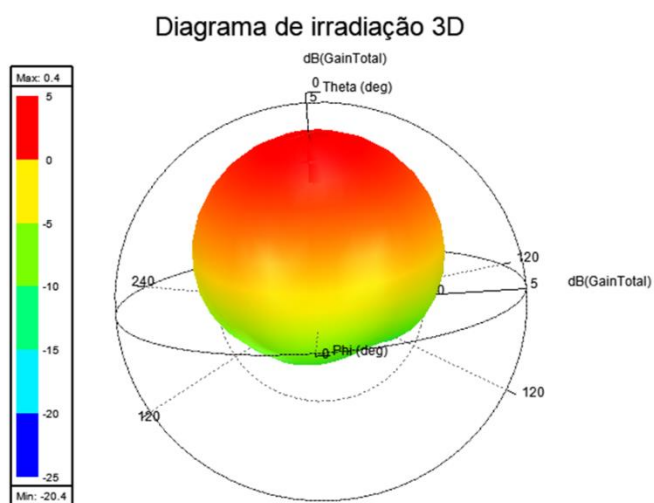
Nas Figs. 6-8 são apresentados os diagramas de irradiação de uma antena *patch* retangular, tanto na representação bidimensional (2D) quanto na tridimensional (3D).

Fig. 6 – Diagrama de irradiação 3D projetado em uma antena *patch* retangular no Ansys HFSS.

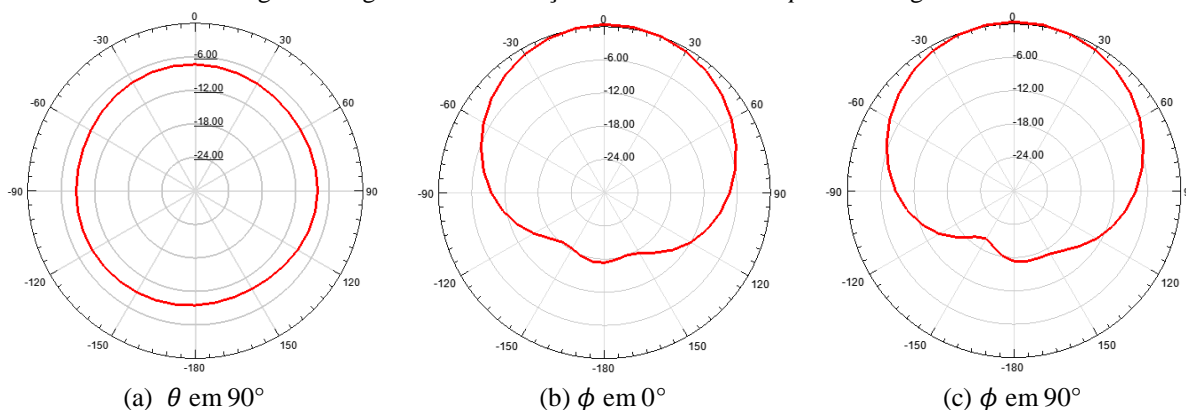


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Fig. 7 – Diagrama de irradiação 3D de uma antena *patch* retangular.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

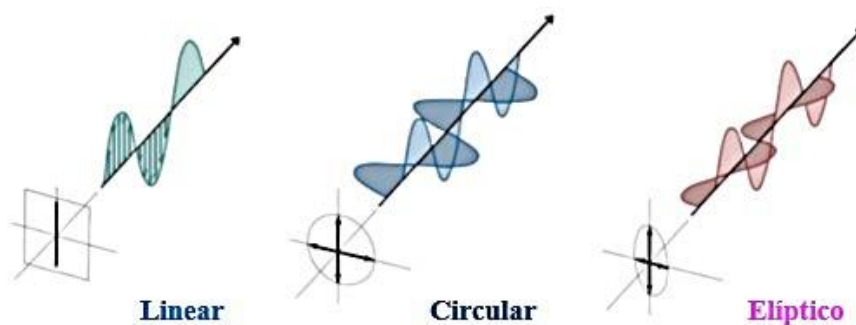
Fig. 8 – Diagramas de irradiação 2D de uma antena *patch* retangular.

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

3.1.2. Polarização

A polarização de uma antena corresponde à polarização da onda irradiada por essa antena em uma determinada direção. Contudo, quando a direção não é especificada, a polarização é considerada como sendo a polarização na direção de ganho máximo. A polarização, então, é a curva traçada pelo ponto final da seta (vetor) que representa o campo elétrico instantâneo. O campo deve ser observado ao longo da direção de propagação [18]. Na Fig. 9 são ilustrados exemplos de polarização.

Fig. 9 - Exemplos de polarização.



Fonte: [19].

3.1.3. Diretividade

O parâmetro da diretividade é a relação entre a intensidade da irradiação em uma determinada direção a partir da antena e a intensidade da irradiação média em todas as direções [18]. Ademais, a intensidade média de irradiação é igual à potência total irradiada pela antena dividida por 4π , Eq. (1). Note que esse valor médio corresponde à potência irradiada por uma antena isotrópica. Quando a direção de irradiação não é especificada, é considerada a direção de

máxima intensidade de irradiação da antena, Eq. (2) [10]. A Fig. 10 ilustra a diretividade no caso de antenas isotrópica e diretiva.

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (\text{sem dimensões}) \quad (1)$$

$$D_{máx} = D_0 = \frac{U_{máx}}{U_0} = \frac{4\pi U_{máx}}{P_{rad}} \quad (\text{sem dimensões}) \quad (2)$$

$$D_0 = D_\theta + D_\phi \quad (\text{sem dimensões}) \quad (3)$$

$$D_\theta = \frac{4\pi U_\theta}{(P_{rad})_\theta + (P_{rad})_\phi} \quad (\text{sem dimensões}) \quad (3a)$$

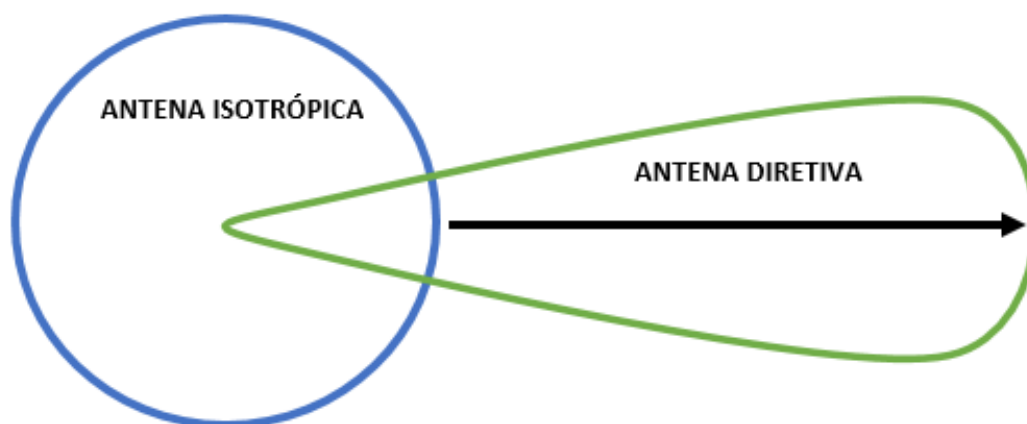
$$D_\phi = \frac{4\pi U_\phi}{(P_{rad})_\theta + (P_{rad})_\phi} \quad (\text{sem dimensões}) \quad (3b)$$

Onde,

- D = Diretividade (adimensional);
- D_0 = Diretividade máxima (adimensional);
- U = Intensidade de irradiação (W por ângulo sólido unitário);
- U_0 = Intensidade de irradiação de fonte isotrópica (W por ângulo sólido unitário);
- $U_{máx}$ = Intensidade de irradiação máxima (W por ângulo sólido unitário);
- P_{rad} = Potência irradiada total (W);
- U_θ = Intensidade da irradiação em uma determinada direção contida na componente de campo θ ;
- U_ϕ = Intensidade da irradiação em uma determinada direção contida na componente de campo ϕ ;
- $(P_{rad})_\theta$ = Potência irradiada em todas as direções contida na componente de campo θ ;
- $(P_{rad})_\phi$ = Potência irradiada em todas as direções contida na componente de campo ϕ ;
- D_θ = Diretividade em uma determinada direção contida na componente de campo θ ;

- D_ϕ = Diretividade em uma determinada direção contida na componente de campo ϕ ;

Fig. 10 – Representação em 2D da diretividade em antenas isotrópica e diretiva.

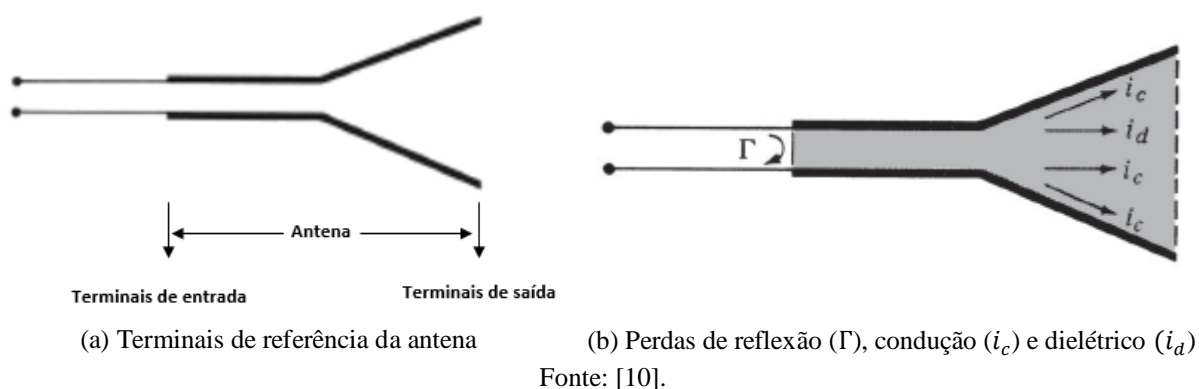


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

3.1.4. Eficiência

De acordo com [10], a antena está associada com diversas perdas, o que determina as suas respectivas eficiências. A eficiência total da antena considera as perdas presentes nos terminais de entrada e na estrutura da antena. As perdas podem ter como causa: as reflexões devido ao descasamento entre a linha de transmissão e a antena; e as perdas dielétricas e por condução. Na Fig. 11 são mostrados os terminais de referência e as perdas de uma antena.

Fig. 11 – Terminais de referência e perdas da antena.



A Eq. (4) ilustra de forma geral como a eficiência total é escrita.

$$e_0 = e_r \times e_c \times e_d \quad (\text{sem dimensões}) \quad (4)$$

Onde,

- $e_0 = \text{Eficiência Total (adimensional)}$;
- $e_r = \text{Eficiência de reflexão (descasamento)} = (1 - |\Gamma|^2)$ (adimensional);
- $e_c = \text{Eficiência de condução (adimensional)}$;
- $e_d = \text{Eficiência dielétrica (adimensional)}$;
- $\Gamma = \text{Coeficiente de reflexão de tensão nos terminais de entrada da antena}$

Geralmente, os cálculos para se obter as eficiências e_c e e_d são muito difíceis, mas podem ser obtidas experimentalmente. Contudo, por meio de medições, esses dois tipos de eficiências não podem ser separados, sendo mais conveniente escrevê-las de acordo com a Eq. (5).

$$e_0 = e_{cd} \times e_r = e_{cd} \times (1 - |\Gamma|^2) \quad (\text{sem dimensões}) \quad (5)$$

Onde, $e_{cd} = e_c \times e_d = \text{eficiência de irradiação da antena}$, que é utilizada para relacionar os parâmetros de ganho e da diretividade.

3.1.5. Ganho

O ganho, sem considerar as perdas por descasamento de impedância entre a antena e a linha de transmissão, é a relação entre a intensidade da irradiação, em uma determinada direção, e a intensidade da irradiação que seria obtida se a potência aceita pela antena fosse irradiada isotropicamente. Na Eq. (6) trata-se do ganho adimensional, onde a potência de entrada (P_{in}) considera uma fonte isotrópica, enquanto $U(\theta, \varphi)$ é a intensidade de irradiação [10].

$$G = \frac{4\pi \times U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \quad (\text{sem dimensões}) \quad (6)$$

De acordo com [10], quando a direção não é especificada, normalmente o ganho de potência é considerado na direção da irradiação máxima. Em relação à Fig. 11(a), pode ser escrito que a potência total irradiada (P_{rad}) está relacionada à potência total de entrada (P_{in}), conforme a Eq. (7).

$$P_{rad} = e_{cd} \times P_{in} \quad (7)$$

Onde e_{cd} é a eficiência de irradiação da antena (adimensional). A Eq. (8) relaciona o ganho com a eficiência de irradiação da antena e a diretividade, considerando as componentes ortogonais θ e ϕ .

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} \times \left[\frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \right] = e_{cd} \times D(\theta, \phi) \quad (8)$$

Em relação ao valor máximo do ganho, este está relacionado à diretividade máxima, conforme a Eq. (9).

$$G_0 = G(\theta, \phi)|_{m\acute{a}x} = e_{cd} \times D(\theta, \phi)|_{m\acute{a}x} = e_{cd} \times D_0 \quad (9)$$

Considerando um sistema de coordenadas esféricas, o ganho máximo G_0 para os componentes ortogonais θ e ϕ de uma antena, Eq. (10), detém a possibilidade de ser descrito semelhantemente à diretividade máxima em (2).

$$G_0 = G_\theta + G_\phi \quad (10)$$

Os ganhos parciais G_θ e G_ϕ são representados pelas Eqs. (10a e 10b).

$$G_\theta = \frac{4\pi U_\theta}{P_{in}} \quad (10a)$$

$$G_\phi = \frac{4\pi U_\phi}{P_{in}} \quad (10b)$$

De acordo com as definições do IEEE, “o ganho não inclui perdas decorrentes do descasamento de impedância (perdas por reflexão) e perdas de polarização”. Para considerar o efeito do descasamento de impedância, foi introduzido o conceito de ganho realizado, sendo este definido como o ganho da antena menos as perdas devidas ao descasamento de impedância, ou seja, quando a impedância de entrada da antena não é igual a impedância característica da linha de transmissão [18].

3.1.6. Impedância de entrada

A impedância de entrada de uma antena é a razão entre a tensão e a corrente nos terminais de entrada da antena, ou da razão entre as componentes de campo elétrico e magnético na entrada da antena [18].

3.1.7. Fator de casamento de impedância

O fator de casamento de impedância é a relação entre a potência aceita por uma antena e a potência incidente nos terminais da antena proveniente do transmissor [18]. Note que o fator de casamento de impedância é igual a 1 menos o quadrado da magnitude do coeficiente de reflexão da antena.

3.1.8. Coeficiente de reflexão

O coeficiente de reflexão de uma antena é a relação entre a onda eletromagnética refletida por uma antena e a onda eletromagnética incidente na antena, indicando o descasamento de impedância [18], de acordo com a Eq. (11). Note que o coeficiente de reflexão pode ser um número complexo.

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (\text{sem dimensões}) \quad (11)$$

Onde Z_{in} é a impedância de entrada da antena e Z_0 é a impedância característica da linha de transmissão que alimenta a antena.

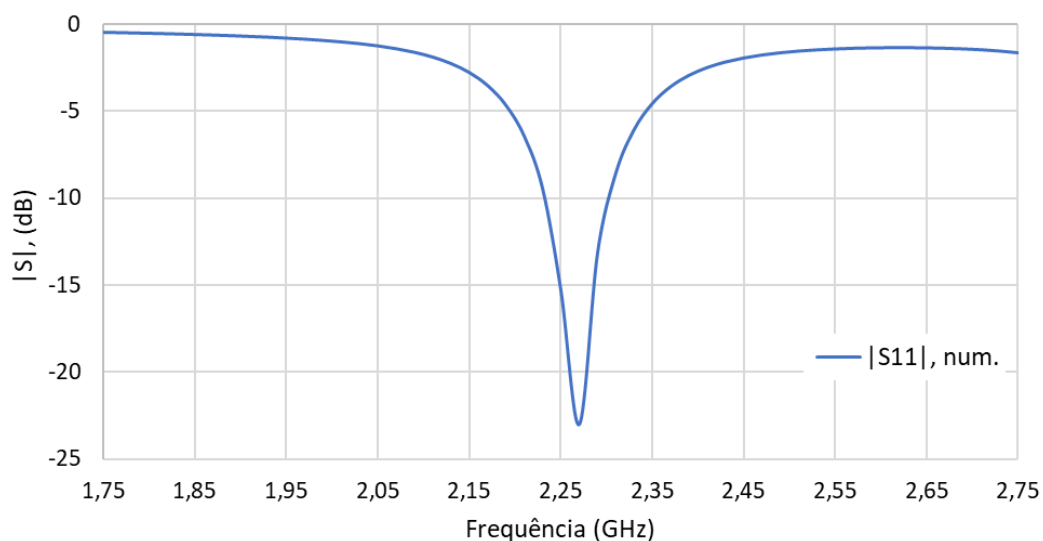
Como a Eq. (11) também é a definição do parâmetro S_{11} , [20] usualmente esse parâmetro é utilizado, muitas vezes em dB , Eq. (12).

$$|S_{11}|(dB) = 20 \log(|S_{11}|) \quad (12)$$

Outra equação bastante utilizada é a Eq. 13.

$$|\Gamma| = |S_{11}| = \sqrt{\frac{P_{refletida}}{P_{incidente}}} \quad (\text{sem dimensões}) \quad (13)$$

Na Fig. 12 é apresentado um gráfico do $|S_{11}|$ em (dB) , ou seja, o coeficiente de reflexão da antena.

Fig. 12 – Gráfico do coeficiente de reflexão da antena *patch* retangular simulada no Ansys HFSS.

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

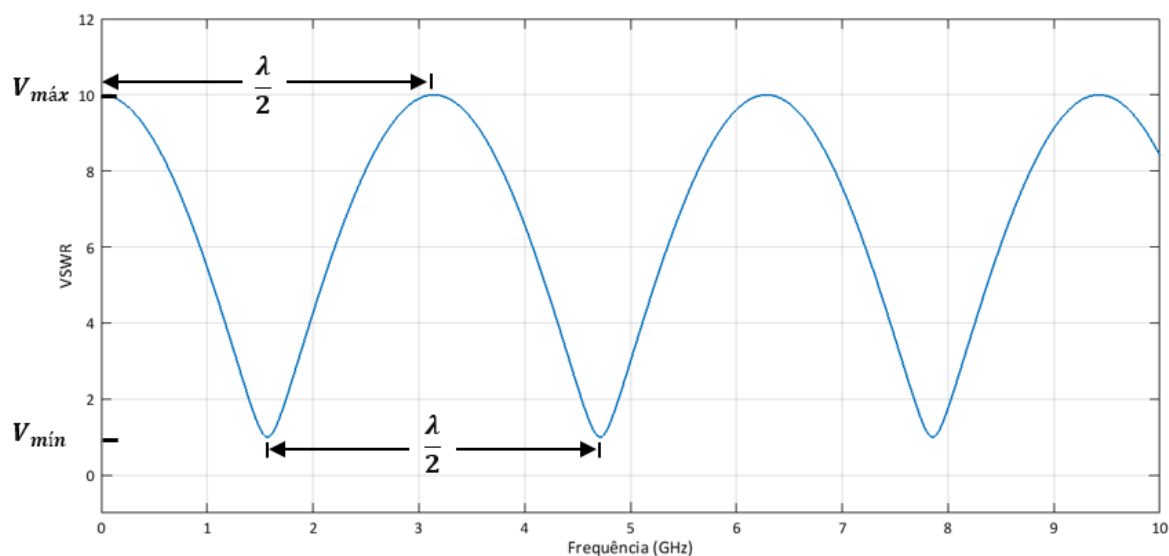
3.1.9. VSWR

O parâmetro VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*) ou Relação de Onda Estacionária de Tensão, representa a relação entre a tensão máxima e a mínima na onda estacionária formada pela interferência das ondas incidentes e refletidas, conforme é mostrado na Eq. (14) e na Fig. 13 [18]. Além disso, a Razão de Onda Estacionária (SWR) pode ser obtida através da Eq. (15) [20].

$$VSWR = \frac{|V|_{máximo}}{|V|_{mínimo}} \quad (\text{sem dimensões}) \quad (14)$$

$$SWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (\text{sem dimensões}) \quad (15)$$

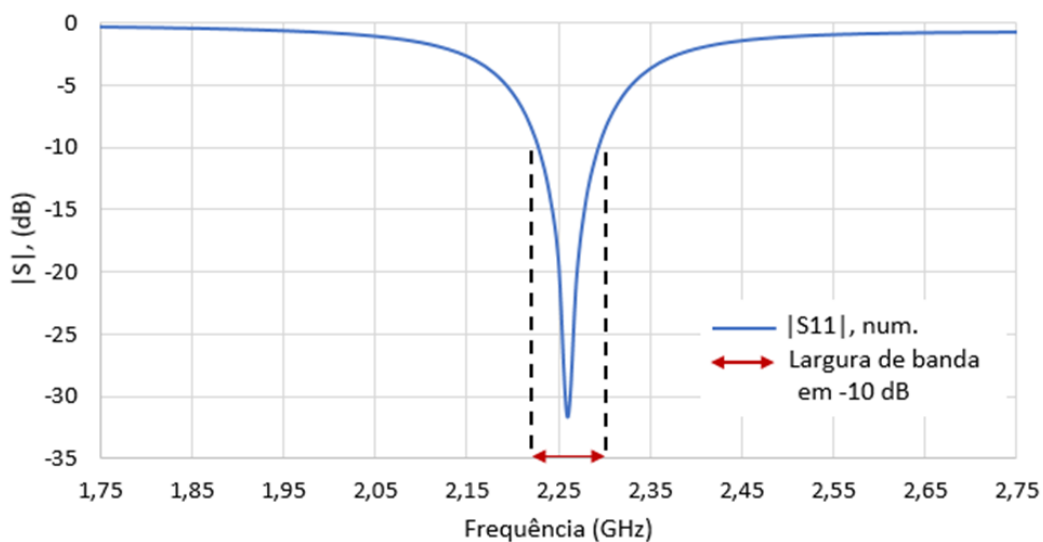
Fig. 13 – VSWR de uma onda estacionária.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

3.1.10. Largura de banda

A largura de banda de uma antena é a faixa de frequências dentro da qual o seu desempenho está em conformidade com um requisito especificado no que diz respeito a alguma de suas características, de acordo com a sua aplicação [18]. Em geral, é adotado o valor de $|S_{11}|(dB) \leq -10 dB$. A Fig. 14 ilustra um exemplo gráfico de largura de banda referente à uma antena *patch* retangular.

Fig. 14 – Representação gráfica de largura de banda de uma antena *patch* retangular.

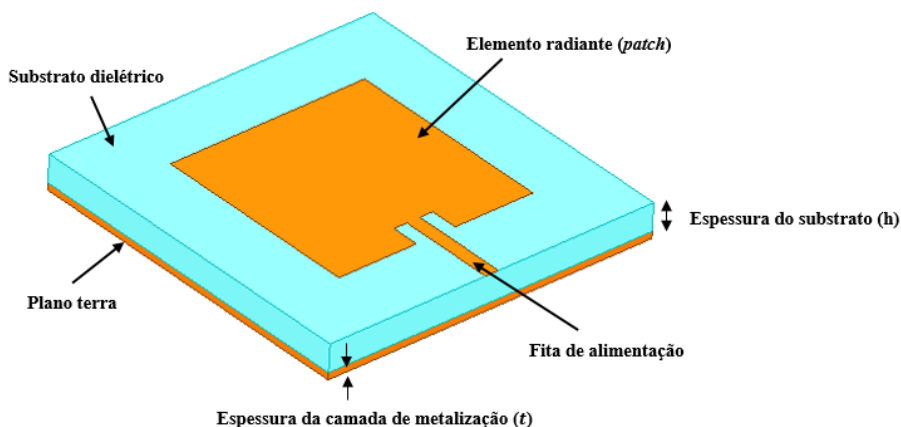
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

3.2. ANTENA PLANAR

O conceito das antenas planares de microfita foi proposto primeiramente em 1953 pelo pesquisador franco-americano G. A. Deschamps nos Estados Unidos da América, porém, a primeira patente relacionada a esse tipo de estrutura aconteceu na França em 1955, através dos pesquisadores Gutton e Baissinot. Enquanto o conceito desse tipo de antena surgiu na década de 50, as primeiras antenas de microfita para utilização prática foram construídas durante a década de 1970 pelos pesquisadores Howell e Munson [21].

A estrutura da antena planar de microfita é constituída basicamente por duas superfícies metálicas condutoras e paralelas, as quais são separadas por um substrato dielétrico de espessura h , conforme a Fig. 15. A placa condutora superior é o elemento irradiante, geralmente denominado de *patch*, enquanto a placa condutora inferior é o plano terra da antena. Note que a espessura t da camada de metalização das duas placas é muito menor que o comprimento de onda, $t \ll \lambda_0$, sendo λ_0 o comprimento de onda no espaço livre relativo à frequência de operação da antena [10]. Destaque-se ainda que a espessura total da antena é muito menor que o comprimento de onda ($\approx h \ll \lambda_0$), daí a denominação antena planar.

Fig. 15 – Representação da antena planar de microfita com geometria retangular.

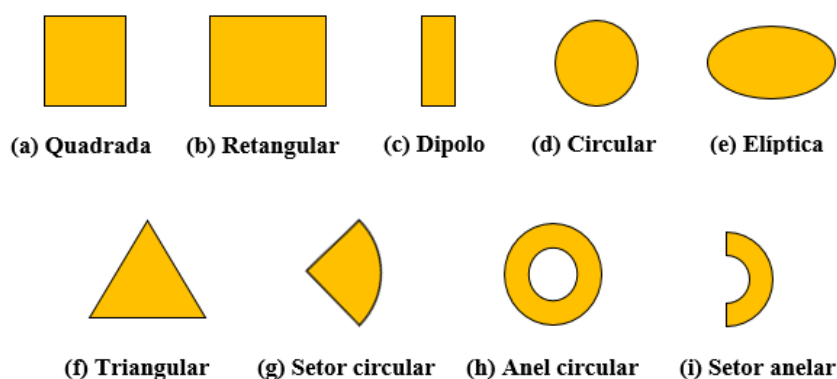


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Os *patches* condutores, geralmente, são compostos por cobre, sendo o material mais utilizado devido à abundância do elemento na natureza, boa condutividade elétrica e o menor valor comercial diante de outros materiais bons condutores elétricos. O substrato dielétrico pode ser constituído por diversos tipos de materiais, com uma permissividade elétrica relativa que varia entre $2,2 < \epsilon_r < 12$. Com base no contexto da aplicação da antena, a espessura do substrato varia para se obter um bom desempenho, tendendo a ser mais espesso e com constantes dielétricas de valores mais baixos [10].

É válido ressaltar que há uma variedade de formas geométricas a serem projetadas como *patch* (elemento irradiante), entre essas formas estão: quadrada, retangular, circular, dipolo, entre outras formas, como pode ser visto na Fig. 16. Usualmente, são mais utilizadas as formas geométricas que apresentam facilidade no momento da fabricação, além de possuir aspectos atrativos relacionados à irradiação, como é o caso das formas quadrada, retangular, circular e dipolo. Contudo, pesquisadores têm desenvolvido novas geometrias, que apresentam características que alteram seu desempenho.

Fig. 16 – Formas geométricas convencionais de *patch*.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

3.3. GEOMETRIA MATRIOSKA

A nomenclatura matrioska é proveniente das bonecas russas, ilustradas na Fig.17, que são constituídas por bonecas inseridas uma dentro da outra, de forma sucessiva. Ademais, o termo matrioska tem sido usado em diversas áreas da engenharia elétrica e eletrônica. Dentre essas áreas estão: segurança de redes de computadores [22]; imagens biomédicas [23]; Internet das Coisas [24]; reconfiguração de redes 5G [25]; reconhecimento de padrões [26]; encapsulamento de circuitos integrados de RF [27]; astronomia [28], entre outras aplicações.

Especificamente, no caso das estruturas planares em RF e micro-ondas, a geometria matrioska apresenta como vantagens o comportamento multibanda e a miniaturização. Essas características têm sido combinadas com os benefícios provenientes da tecnologia planar impressa, destacando-se compactação, baixo custo, ampla opção de impedâncias características, redução de peso, facilidade de fabricação e instalação de componentes eletrônicos [29].

Fig. 17 – Bonecas russas matrioskas.

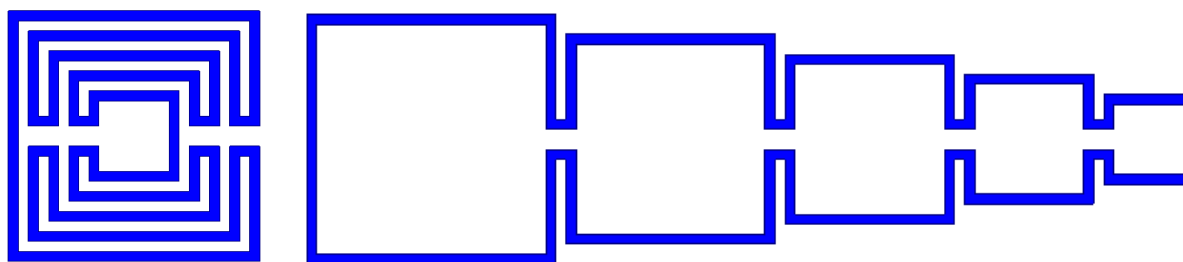


Fonte: [30].

Trabalhos desenvolvidos no GTEMA-IFPB em 2014 [31], cuja premissa era atender aos requisitos de miniaturização e operação multibanda no comportamento das FSS, possibilitaram a apresentação de uma geometria de célula unitária de FSS baseado nas bonecas russas matrioskas. Desde esse período, o GTEMA tem progredido constantemente na elaboração de trabalhos acerca de estruturas planares impressas baseadas na geometria matrioska [29].

Assim como as bonecas matrioska são constituídas por uma sequência de bonecas de tamanhos diferentes inseridas uma dentro da outra, a geometria matrioska é constituída de anéis concêntricos, porém, diferentemente dos anéis concêntricos usuais, na geometria matrioska esses anéis são interligados, formando um único anel, como pode ser visualizado na Fig. 18.

Fig. 18 – Geometria matrioska de 5 anéis concêntricos.



(a) Geometria matrioska

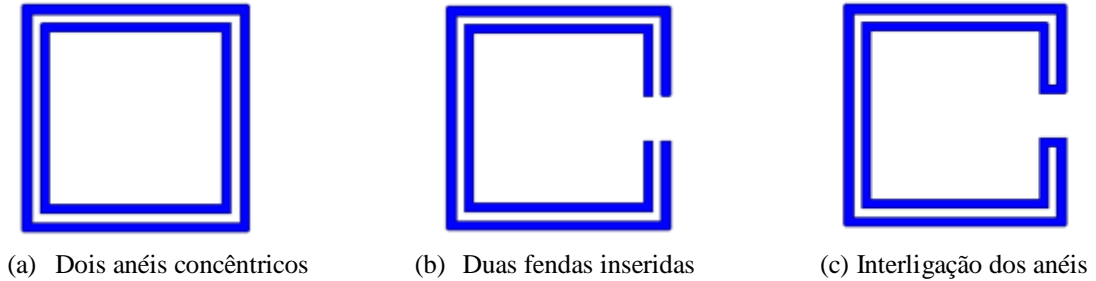
(b) Geometria matrioska expandida

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

De acordo com Cruz [31], a geometria matrioska é constituída por anéis concêntricos, os quais são interligados, sendo a área da geometria delimitada pela área do anel mais externo, formando um único anel, que possui um maior comprimento efetivo. Para exemplificar a obtenção da geometria matrioska, considere-se dois anéis concêntricos, Fig. 19(a). Em seguida, são inseridas duas fendas na mesma posição dos anéis, Fig. 19(b). Concluindo, os anéis são interligados, obtendo-se o anel matrioska, Fig. 19(c). Caso haja a necessidade de aumentar a

quantidade de anéis concêntricos, é inserido um novo anel concêntrico e o procedimento é repetido.

Fig. 19 – Formação da geometria matrioska com 2 anéis concêntricos.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

No caso de dois anéis quadrados concêntricos, como na Fig. 20, $W_{xmai} = W_{ymai} = W_{mai}$, com $i = 1, 2$. Nesse caso, a primeira frequência de ressonância pode ser estimada por:

$$f_{res}(GHz) = \frac{300}{L_{eff}(mm) \times \sqrt{\epsilon_{reff}}}, \quad (16)$$

sendo o comprimento efetivo do anel dado por:

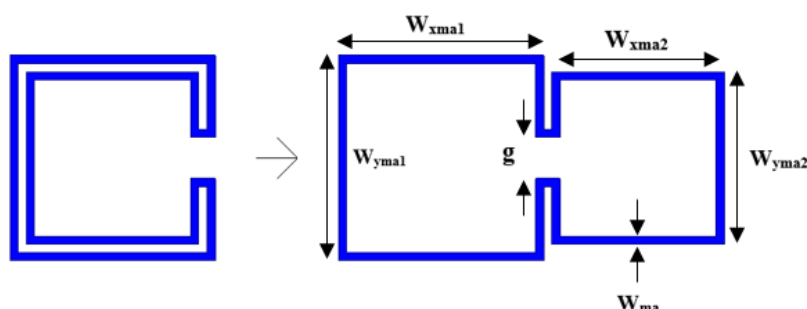
$$L_{eff} = 3 \times (w_{ma1-avg} + w_{ma2-avg}), \quad (17)$$

e a largura média do anel concêntrico, $w_{mai-avg}$, é dado por:

$$w_{mai-avg} = w_{mai} - w_{ma} \quad i = 1, 2. \quad (18)$$

A variável ϵ_{reff} corresponde à permissividade elétrica relativa efetiva, cujo valor vai depender da geometria (por exemplo, com plano terra ou sem plano terra, largura da fita, quantidade de anéis etc.) e das características do substrato, basicamente, a sua constante dielétrica ϵ_r e a sua espessura h .

Fig. 20 – Geometria matrioska de 2 anéis concêntricos expandida.

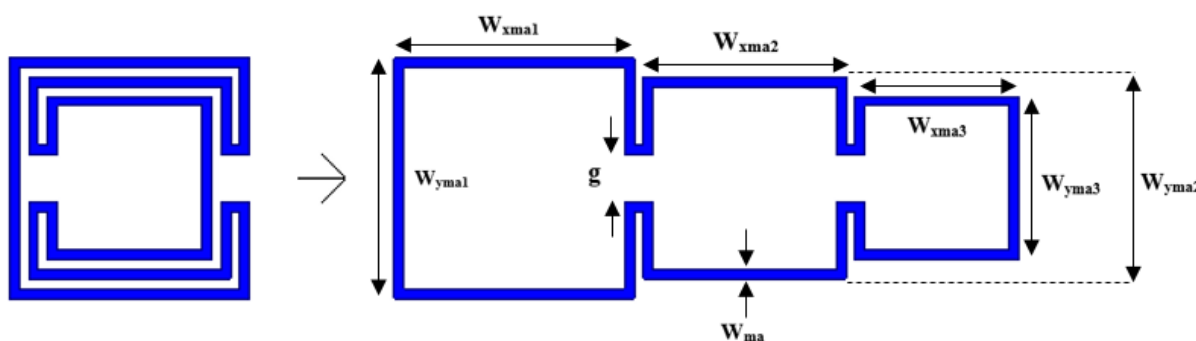


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Para a geometria matrioska com três anéis concêntricos, Fig. 21, a equação para frequência de ressonância permanece a mesma, porém, o cálculo para o comprimento efetivo, é obtido pela Eq. (19):

$$L_{eff} = 3 \times (w_{ma1-avg} + w_{ma3-avg}) + 2 \times w_{ma2-avg} \quad (19)$$

Fig. 21 – Geometria matrioska de 3 anéis concêntricos expandida.



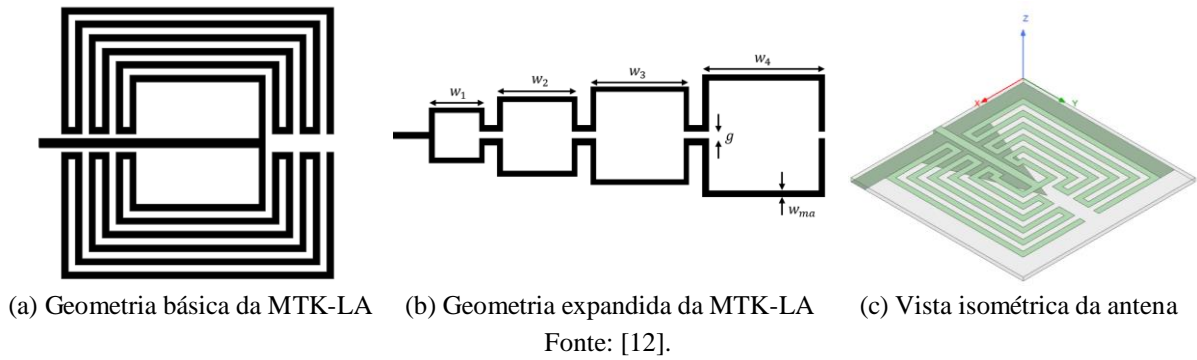
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Parâmetros da geometria, como largura da fita (w_{ma}), as dimensões da fenda (g), a posição da fenda, entre outros, podem ser alterados conforme a necessidade para atingir uma determinada resposta em frequência, ou limitada pelas técnicas de fabricação utilizada.

3.4. ANTENA MTK-LA

A antena denominada de MTK-LA (*Matryoshka-Like Antenna*) foi introduzida em [12], sendo uma antena planar compacta, com elemento irradiador baseado na geometria matrioska, conforme a Fig. 22.

Fig. 22 – Geometria da antena MTK-LA.



Além da implementação de anéis concêntricos interconectados, foi introduzido um plano terra parcial em formato de L, Fig. 23, produzindo uma assimetria na estrutura, que faz a antena se comportar como um dipolo, além de ocasionar a redução da frequência de ressonância. Para melhorar o casamento de impedância, é adicionado *patch* triangular ao plano terra, Fig. 23, tendo sido escolhida essa geometria triangular após análise numérica de diversas geometrias, visando obter um melhor casamento de impedância da antena.

Por se tratar de uma geometria assimétrica, a sua primeira ressonância ocorre quando o comprimento efetivo é aproximadamente meio comprimento de onda, de maneira semelhante a um dipolo de meio comprimento de onda. Portanto, a sua primeira ressonância pode ser calculada por Eq. (20):

$$f_{res}(GHz) = \frac{300}{2 \times L_{eff}(mm) \times \sqrt{\epsilon_{reff}}} , \quad (20)$$

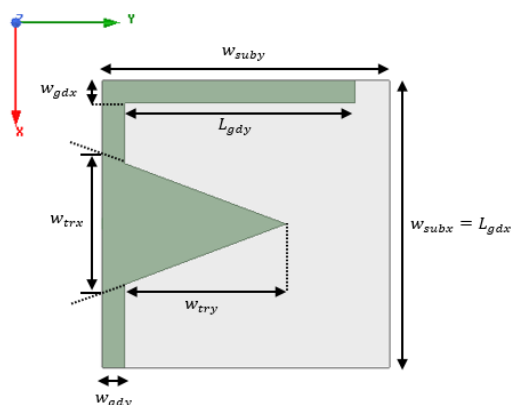
ϵ_{reff} é a constante dielétrica efetiva para um guia de ondas coplanar, sem plano terra, com espessura do substrato h , constante dielétrica ϵ_r , largura da fita central w_{ma} e espaçamento entre a fita central e o plano terra $s = n \times w_{ma}$. Esse valor pode ser calculado utilizando um dos programas computacionais disponíveis, como, por exemplo, [32].

Destaque-se que tanto plano terra parcial em formato de L, quanto o *patch* triangular, são otimizados numericamente. Entretanto, alguns valores podem ser utilizados para iniciar o processo de otimização numérica. Esses valores são sugeridos a seguir:

- Ao longo do eixo x , a dimensão em formato de L é igual a dimensão do substrato, $L_{gdx} = w_{subx}$.
- Ao longo do eixo y , $L_{gdy} = 0,8w_{suby}$.
- Para $w_{subx} = w_{suby}$, $w_{gdx} = w_{gdy} = 0,08w_{subx}$.

- Os valores de w_{trx} e w_{try} podem apresentar várias soluções de acordo com a frequência de ressonância desejada e/ou a largura de banda.

Fig. 23 – Plano terra parcial da antena MTK-LA.



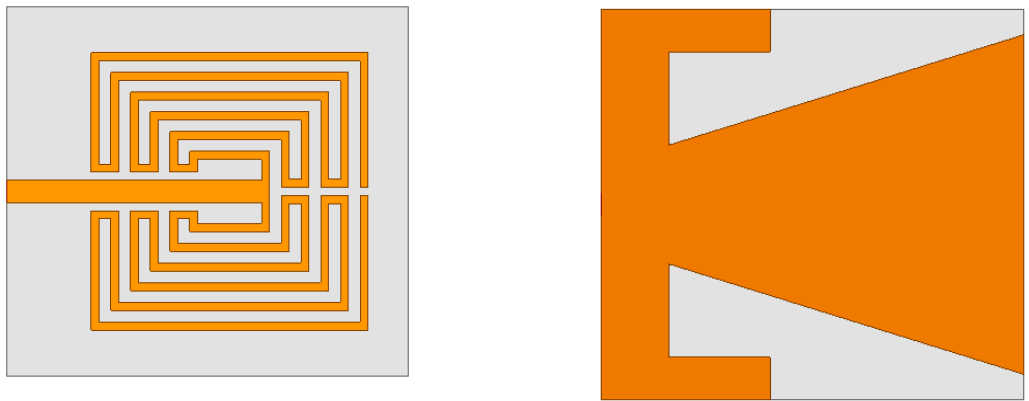
Fonte: [12].

Apesar de ser uma antena compacta $0,052\lambda_0 \times 0,052\lambda_0$ [12] e $0,033\lambda_0 \times 0,033\lambda_0$ [13], a MTK-LA apresenta uma largura de banda estreita, sendo $7,33 \text{ MHz}$ ($FBW = 2,35\%$) [12] e $10,21 \text{ MHz}$ ($FBW = 5,51\%$) [13], o que pode ser uma desvantagem para algumas aplicações. Dando continuidade às pesquisas iniciadas, nesta dissertação de mestrado é apresentado o desenvolvimento de uma nova configuração da MTK-LA, mantendo a sua característica de dimensões reduzidas e aumentando a sua largura de banda.

3.5. ANTENA MTK-LA PROPOSTA

A nova configuração da MTK-LA proposta nesta dissertação de mestrado apresenta um plano terra simétrico, em formato trapezoidal, além de um elemento irradiador com geometria matrioska de 6 anéis concêntricos, como pode ser visualizado nas Figs. 24 e 25. O número de anéis foi adotado considerando as condições de fabricação e a frequência de operação desejada. Entretanto, esse número de anéis pode ser modificado, de acordo com os requisitos do projeto.

Fig. 24 – Nova configuração da antena MTK-LA.

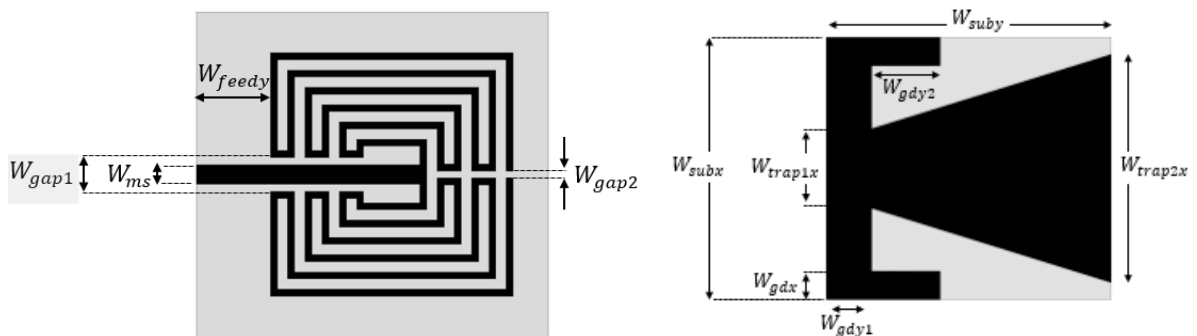


(a) Visão da parte superior da MTK-LA

(b) Visão da parte inferior da MTK-LA

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Fig. 25 – Dimensionamento da nova configuração da antena MTK-LA.



(a) Visão da parte superior da MTK-LA

(b) Visão da parte inferior da MTK-LA

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

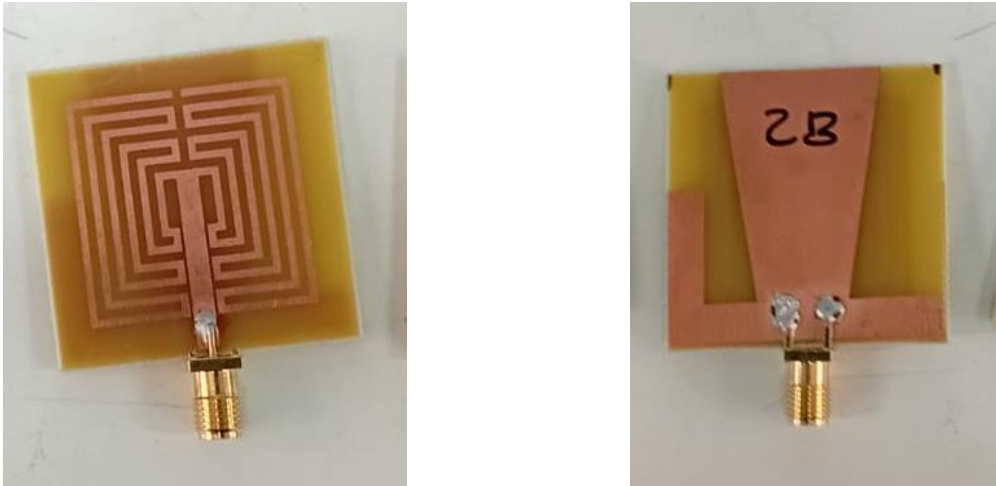
De maneira semelhante aos projetos de antena MTK-LA publicados em [12] e [13], as dimensões da nova configuração da MTK-LA são otimizadas numericamente. Entretanto, alguns valores iniciais podem, ser adotados, conforme sugerido a seguir:

- $W_{trap1x} \approx 0.30 \times W_{subx}$,
- $W_{trap2x} \approx 0.85 \times W_{subx}$,
- $(W_{gdy1} + W_{gdy2}) \approx 0.40 \times W_{suby}$,
- $W_{gdx} < 0.50 \times (W_{suby} - W_n)$.

Na prática, W_{gdy1} é geralmente determinado pelas condições de conectorização, ou seja, da possibilidade de soldar o conector de alimentação na placa, Fig. 26. Os valores W_{gdx} e W_{gdy2} podem ser usados para ajustar a resposta em frequência da MTK-LA. Desse modo, há várias combinações possíveis de dimensões para o plano terra parcial. Considerando a resposta de

frequência desejada e as restrições de fabricação, os valores iniciais sugeridos podem ou não ser adotados, porém, isso dependerá da experiência do projetista da antena.

Fig. 26 – Detalhes da conectorização na MTK-LA.



(a) Vista superior do conector da MTK-LA

(b) Vista inferior do conector da MTK-LA

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Para obter o valor da frequência de ressonância da nova antena MTK-LA é utilizada a equação (22). Destaque-se que como a nova MTK-LA é simétrica, o seu elemento irradiador se comporta como uma espira e a primeira frequência de ressonância ocorre quando o comprimento de efetivo do anel matrioska é aproximadamente igual ao comprimento de onda.

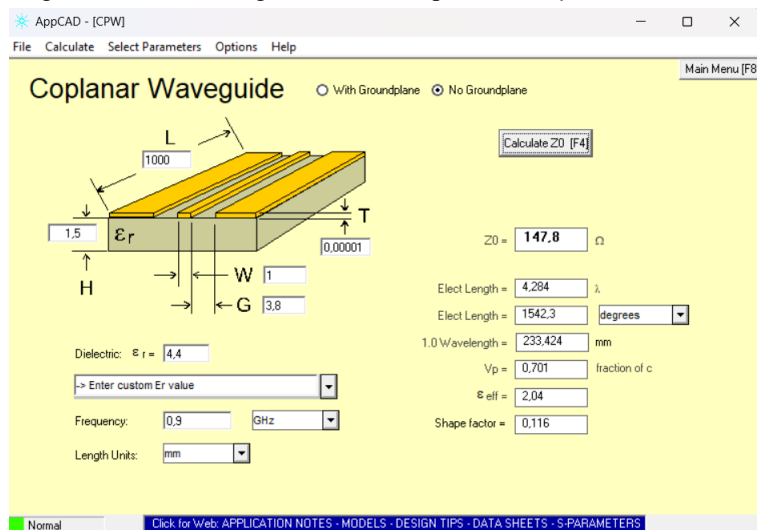
$$f_{res} = \frac{3 \times 10^8}{L_{efe} \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (22)$$

Onde o comprimento efetivo do anel da MTK-LA é calculado através da equação (23),

$$L_{efe} = 2 \left(\sum_{i=1}^n w_i \right) - n(W_{gap1} + W_{gap2}) - W_{gap2} \quad (23)$$

e n é o número de anéis concêntricos.

O valor de ϵ_{reff} corresponde à constante dielétrica efetiva para um guia de ondas coplanar, sem o plano terra, com espessura de substrato h , constante dielétrica ϵ_r , largura de microfita w_{ma} , e espaçamento do plano de aterramento $s = \frac{w_{subx}}{2n}$, Fig. 27, que pode ser calculada através do *software* APPCAD [32].

Fig. 27 – Interface do guia de ondas coplanar no *software* APPCAD.

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

4. RESULTADOS OBTIDOS

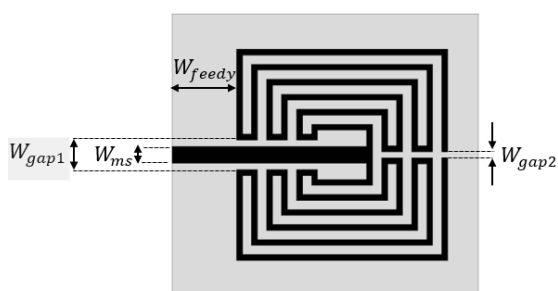
Para verificar as características da MTK-LA proposta, foram realizadas simulações numéricas e fabricado um protótipo, que foi caracterizado experimentalmente. Resultados numéricos e experimentais foram comparados com os obtidos pelas equações (22) e (23). Para a fabricação do protótipo foi escolhida a frequência de 930 MHz, tendo essa escolha sido realizada em função das dimensões para fabricação e da possibilidade de caracterização experimental. Ademais, tanto em relação às simulações numéricas quanto ao protótipo, foi considerado um substrato de fibra de vidro FR-4 ($\epsilon_r = 4,4$, e tangente de perdas 0,02), com espessura de 1,5 mm. As simulações numéricas foram realizadas utilizando o *software* ANSYS HFSS, versão 18.1.

4.1. RESULTADOS NUMÉRICOS

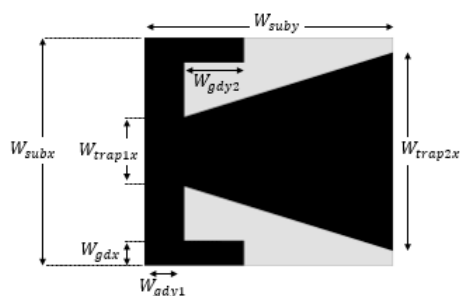
Na Tabela 2 são apresentadas as dimensões otimizadas para a antena projetada.

Tabela 2 – Dimensões da nova antena MTK-LA (todas as dimensões em mm).

w_{subx}	w_{suby}	w_{gdx}	w_{gdy1}	w_{gdy2}	w_{trap1x}	w_{trap2x}
46,0	50,0	5,0	8,0	12,0	14,0	40,0
w_1	w_2	w_3	w_4	w_5	w_6	w_{ma}
10,0	15,0	20,0	25,0	30,0	35,0	1,0
w_{gap1}	w_{gap2}	w_{feedy}	h	w_{ms}		
4,8	1,0	10,5	1,6	2,8		



(a) Vista superior da nova MTK-LA



(b) Vista inferior da nova MTK-LA

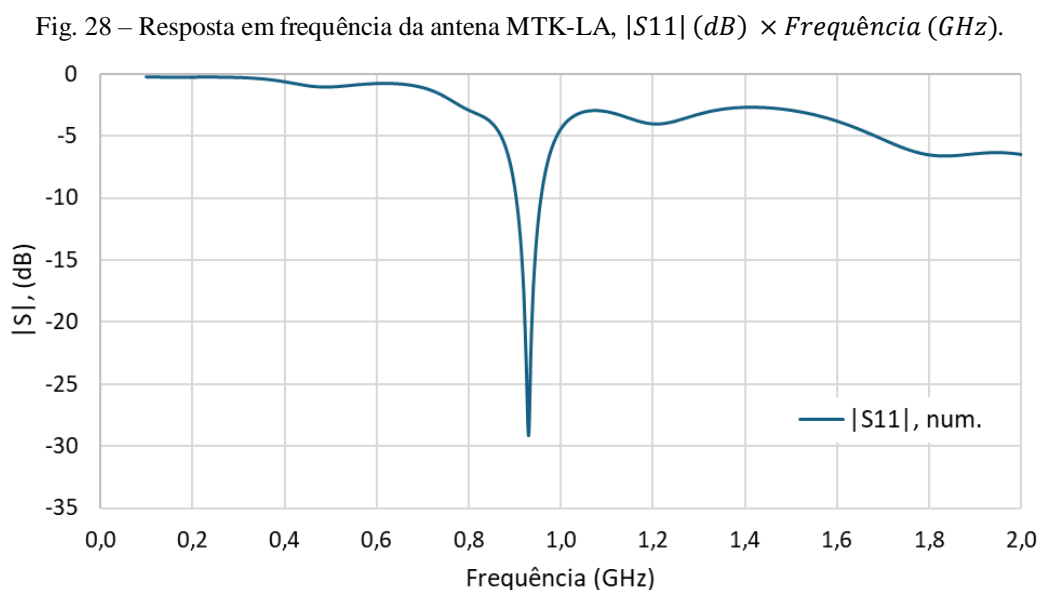
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Inicialmente, observe-se que:

$$L_{efe} = 234,2 \text{ mm} \quad (24)$$

$$s = 3,83 \text{ mm} \quad (25)$$

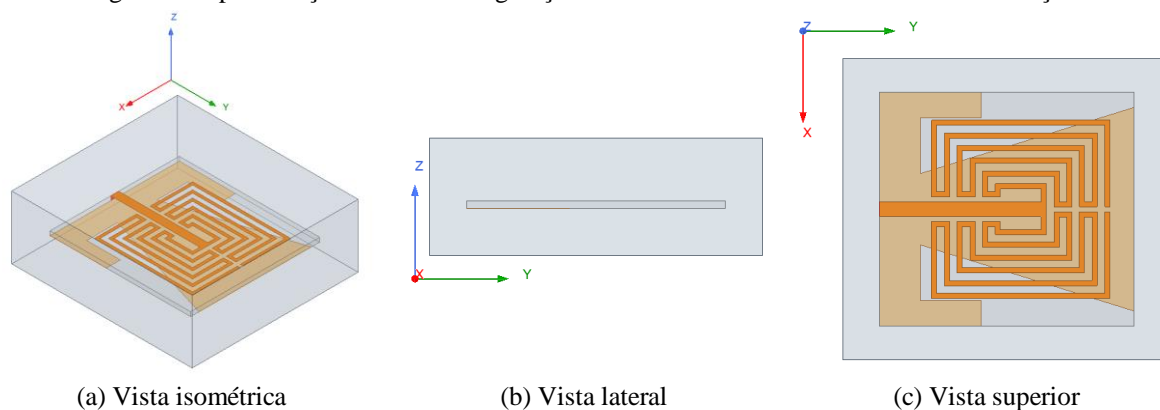
A partir do valor de w_{ma} , h , ϵ_r e s , usando o programa APPCAD [32], determina-se o valor da frequência de ressonância, que é de 900 MHz. Como esse valor é próximo ao da frequência de ressonância desejada, apenas 3,2% menor, é feita a simulação numérica, cujo resultado é apresentado na Fig. 28, para a qual a frequência de ressonância obtida é 930 MHz. Portanto, as equações iniciais de projeto apresentaram resultados que indicam a sua aplicabilidade. Destaque-se ainda a largura de banda de 60 MHz, $FBW = 6,45\%$, maior do que a observada em [13], que foi de 10,2 MHz ($FBW = 5,51\%$), e em [12], cuja largura de banda foi 7,3 MHz ($FBW = 2,35\%$). Além disso, é válido ressaltar as dimensões normalizadas da antenna, $0,142\lambda_0 \times 0,155\lambda_0$, já incluindo as dimensões do substrato, ou seja, uma antenna bastante compacta.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Vale destacar algumas informações sobre a simulação numérica, em que os resultados foram obtidos considerando uma caixa de irradiação de aproximadamente $60 \text{ mm} \times 64 \text{ mm} \times 23 \text{ mm}$, Fig. 29, considerando uma fonte tipo concentrada, *lumped port*.

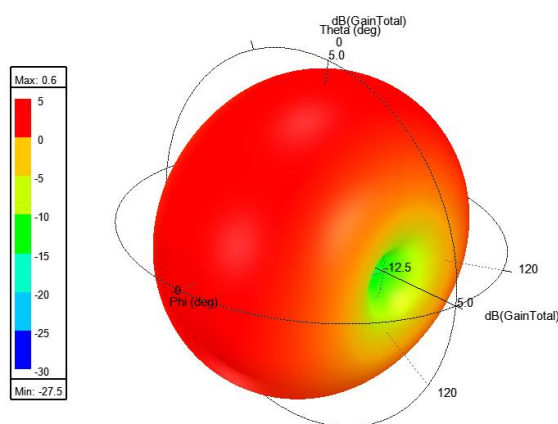
Fig. 29 – Representação da nova configuração da antena MTK-LA com a caixa de irradiação.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

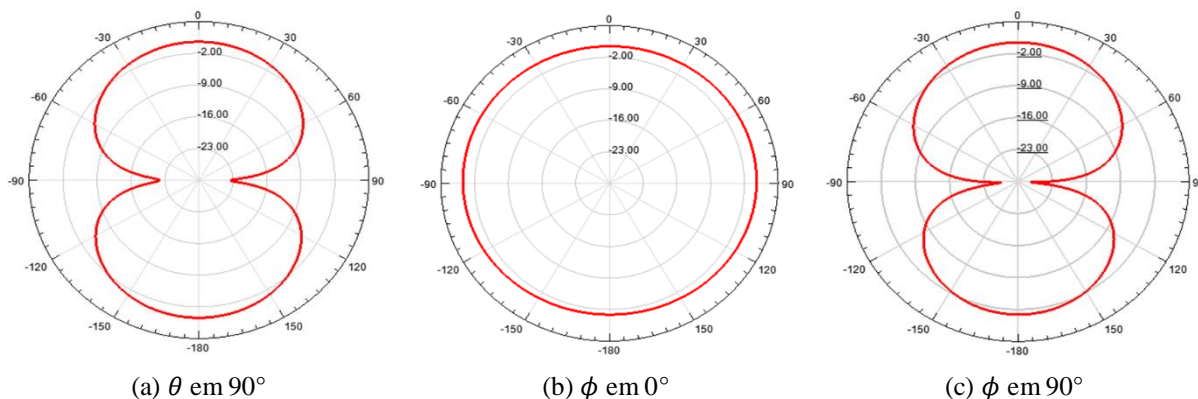
Além da resposta em frequência, $|S_{11}|(dB) \times \text{Frequência (GHz)}$, para a frequência de ressonância foram determinados os diagramas de irradiação 3D e 2D, Figs. 30 e 31, respectivamente, tendo sido verificado um ganho máximo de 0,6 dB, compatível com os valores esperados para uma antena com plano terra parcial e um dielétrico com perdas.

Fig. 30 – Diagrama de irradiação 3D da nova configuração da antena MTK-LA, em 930 MHz.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

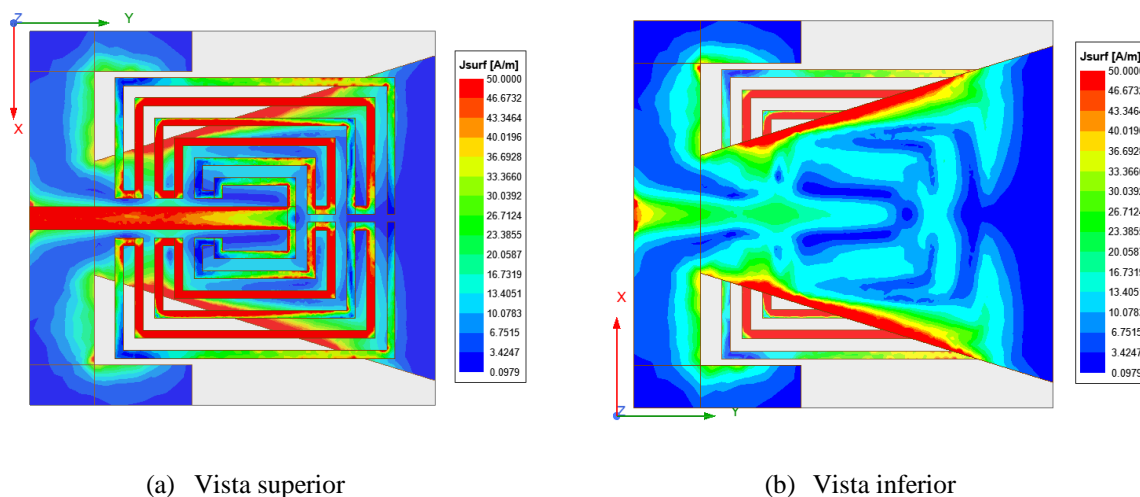
Fig. 31 – Diagramas de irradiação 2D da nova configuração da antena MTK-LA, em 930 MHz.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

A Fig. 32 apresenta a distribuição da densidade de corrente para a frequência de ressonância de 930 MHz na nova antena MTK-LA, tendo uma densidade de corrente maior e semelhante sobre as regiões condutoras do elemento irradiante, principalmente nos menores anéis concêntricos. Ademais, sob o ponto de vista do plano terra parcial, a densidade de corrente possui uma concentração maior nas áreas que coincidem paralelamente com o elemento irradiante, especialmente as áreas centrais da estrutura, onde fica os anéis concêntricos, definindo mais a forma que a energia eletromagnética é irradiada pela antena para o espaço.

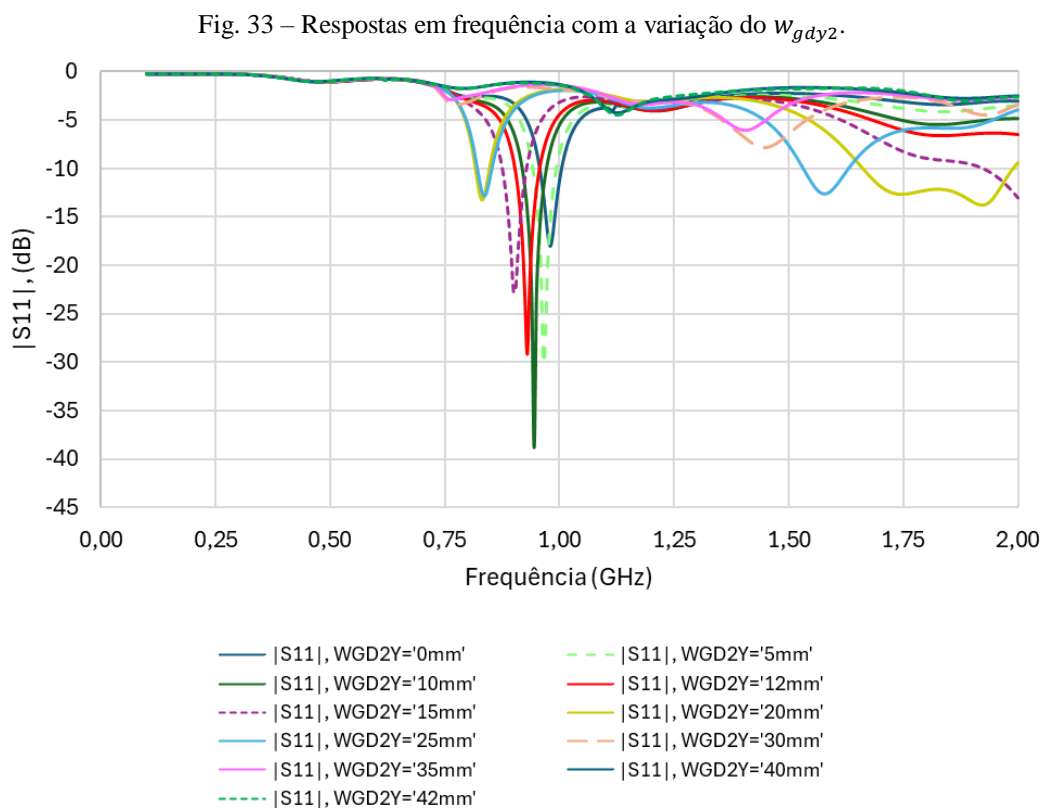
Fig. 32 – Distribuição da densidade de corrente para a frequência de ressonância.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

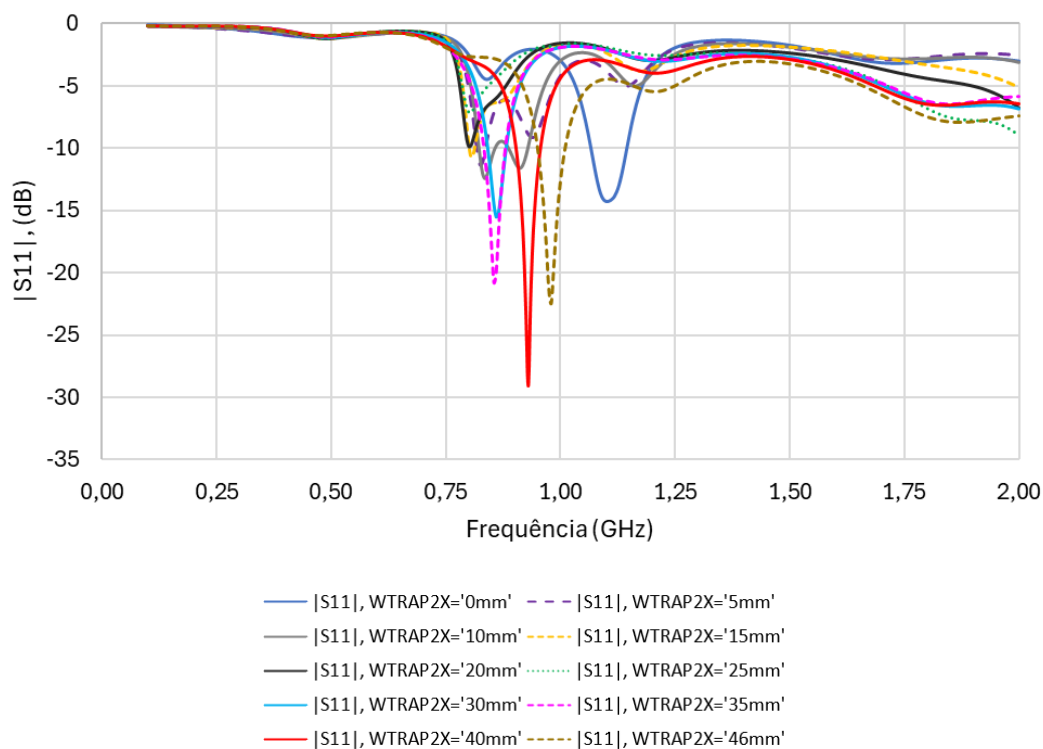
Na Fig. 33 é apresentado o comportamento da frequência de ressonância com a variação do w_{gdy2} , cuja curva, $w_{gdy2} = 12mm$, representa o projeto de antena escolhido para dar prosseguimento à etapa de fabricação, caracterização e medição no laboratório. A escolha desse comprimento de w_{gdy2} está associado à largura de banda em $-10 dB$ e à frequência de ressonância próxima do valor calculado através das equações. Em relação aos demais valores de

w_{gdy2} , é analisado que o comportamento da frequência de ressonância tende a diminuir com o aumento do comprimento de w_{gdy2} .



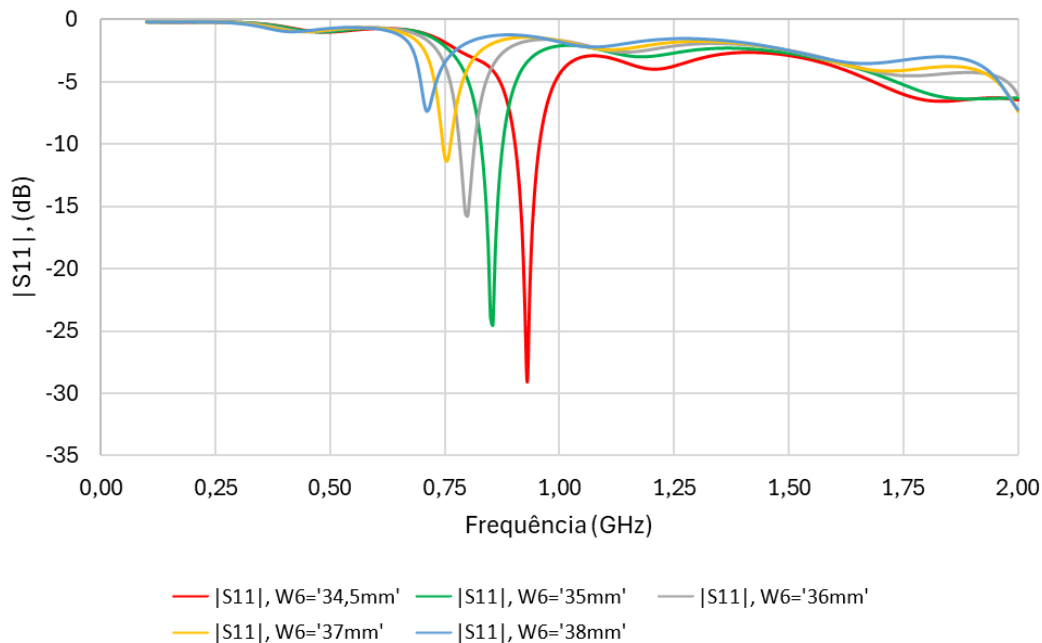
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Na Fig. 34 é apresentada o comportamento da frequência de ressonância com a variação do w_{trap2x} , sendo que o valor de w_{gdy2} é fixado em 12 mm . Com base na Fig. 34, o valor da frequência de ressonância tende a aumentar junto o comprimento de w_{trap2x} , enquanto o $|S11|$ tende a diminuir até um determinado valor. Na situação em que w_{trap2x} possui 40 mm , o comportamento da curva de resposta tende ao valor mínimo do $|S11|$, de acordo com todos os resultados numéricos obtidos na variação de w_{trap2x} . Contudo, para os valores de w_{trap2x} acima de 40 mm , o $|S11|$ tende a valores cada vez mais próximos de 0 dB , enquanto a resposta da frequência de ressonância aumenta.

Fig. 34 – Respostas em frequência com a variação de w_{trap2x} .

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Em relação a Fig. 35, é apresentado o comportamento da frequência de ressonância com a variação das dimensões do anel matrioska, em que a curva de resposta de w_6 para 35 mm representa a resposta em frequência numérica do projeto escolhido para nova MTK-LA. Ademais, a partir da análise das outras curvas da Fig. 35, verifica-se que o aumento das dimensões do anel matrioska acarreta em uma frequência de ressonância menor, além do $|S_{11}|$ está mais próximo de 0 dB, isso relacionado a uma faixa de frequência operacional de 0 a 2 GHz.

Fig. 35 – Respostas em frequência com a variação de w_6 .

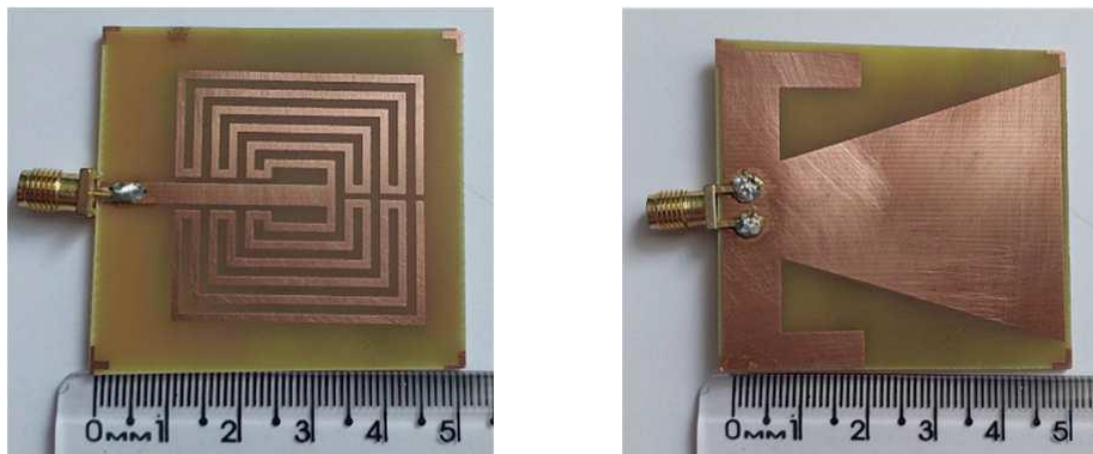
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

A partir da análise desses resultados numéricos obtidos, conclui-se que o projeto da nova configuração da MTK-LA possui uma distribuição da densidade de corrente simétrica, assim como tem uma resposta em frequência próxima e aceitável dentro dos valores calculados através das equações. Ademais, esses resultados numéricos possibilitam prosseguimento para a etapa experimental, que é a fase de fabricação e caracterização da antena para as medições no laboratório do GTEMA IFPB, visto que esses resultados atendem os parâmetros de largura de banda, ganho, frequência de ressonância e miniaturização sugeridos para essa nova MTK-LA.

4.2. RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA NOVA ANTENA MTK-LA

Após análise dos resultados numéricos, foi fabricada e caracterizada a antena MTK-LA projetada, Fig. 36, de acordo com as dimensões apresentadas na Tabela 2.

Fig. 36 – Protótipo fabricado da nova antena MTK-LA.



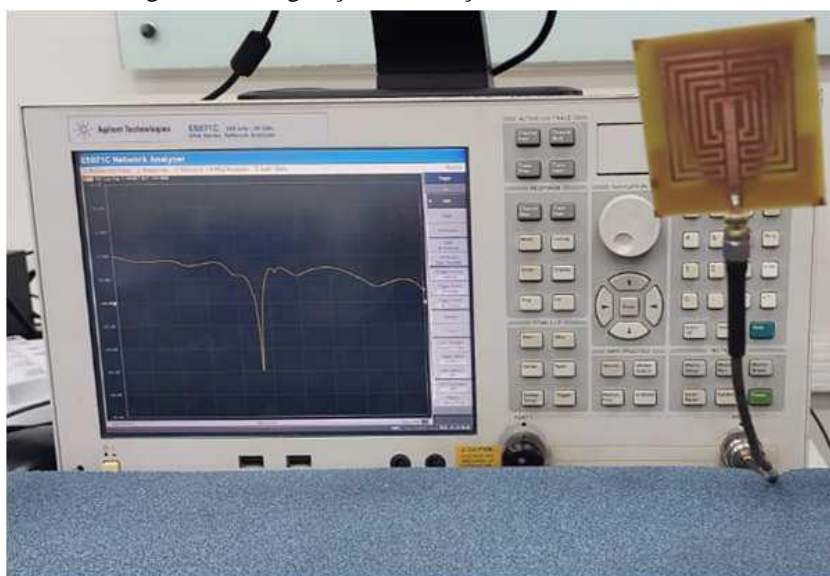
(a) Visão da parte superior da MTK-LA

(b) Visão da parte inferior da MTK-LA

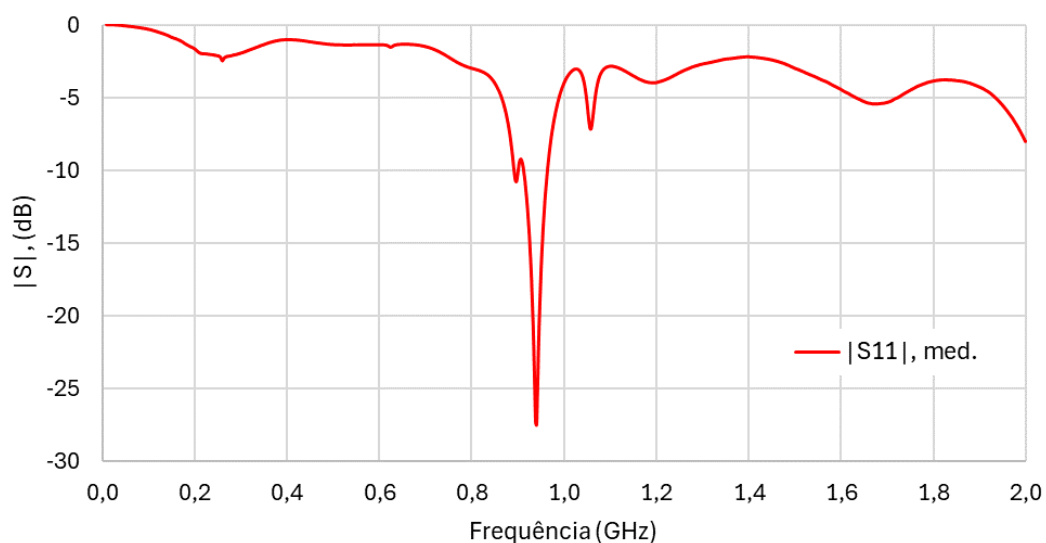
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Os resultados experimentais foram obtidos no Laboratório de Medidas em Telecomunicações do GTEMA/IFPB, utilizando um analisador de rede de duas portas Agilent E5071C, Fig. 37. A frequência de ressonância medida foi de 940 MHz e uma largura de banda de 50 MHz , sendo essa resposta em frequência apresentada na Fig. 38.

Fig. 37 – Configuração da medição da antena MTK-LA.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Fig. 38 – Resposta em frequência medida da antena MTK-LA, $|S_{11}|$ (dB) \times Frequência (GHz).

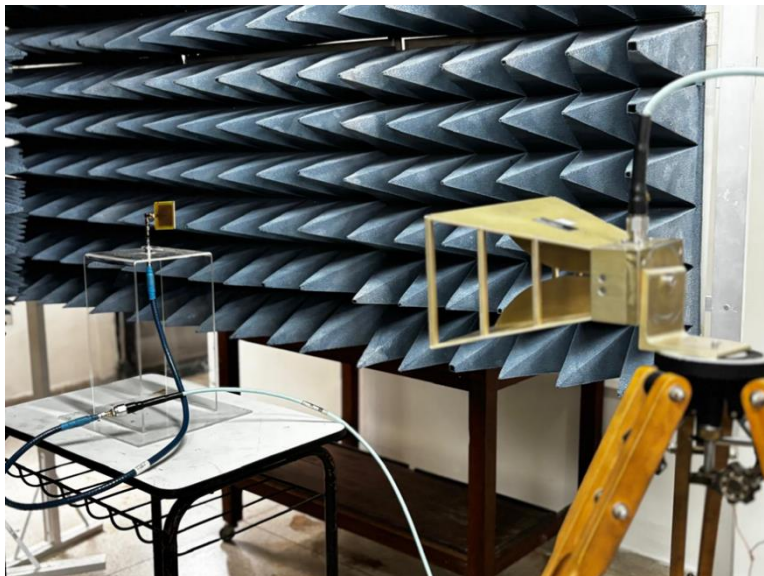
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Para a medição do diagrama de irradiação foram considerados apenas os resultados onde a antena receptora (nova antena MTK-LA) fosse rotacionada em torno do eixo em que se encontrava o campo elétrico da antena transmissora, que neste caso foi utilizada uma antena do tipo *double ridge*, modelo SAS-571 [33]. A distância estabelecida entre as antenas foi de 71 cm. Os valores apresentados correspondem ao valor de $|S_{21}|$ (dB), normalizados em relação ao máximo valor em cada medição.

A primeira situação de medição do diagrama de irradiação foi com a antena receptora girando em torno do eixo x , enquanto a direção do campo elétrico da antena transmissora também está no eixo x , Fig. 39, o que corresponde ao diagrama de irradiação com θ variando de 0° a 360° e ϕ é 90° , Fig. 40.

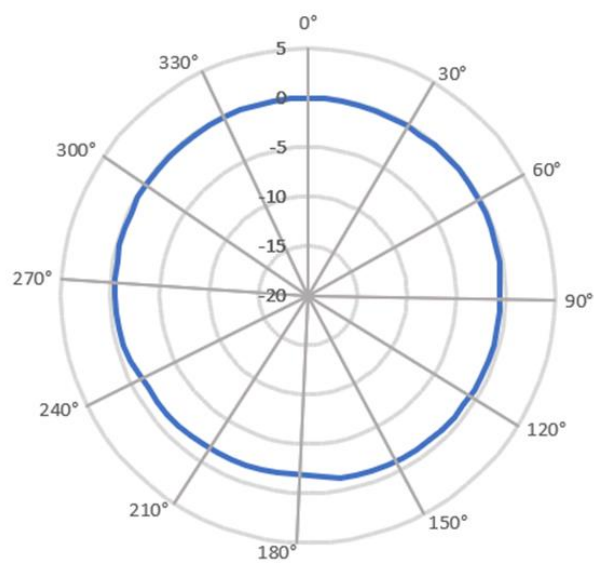
Na segunda situação de medição do diagrama de irradiação, a antena receptora está girando em torno do eixo y e a direção do campo elétrico da antena transmissora também é no eixo y , Fig 41. A respeito das coordenadas ortogonais, θ está variando 0° a 360° e ϕ é fixado em 0° , Fig. 42.

Fig. 39 – Posicionamento das antenas para a medição do diagrama de irradiação em torno do eixo x .



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Fig. 40 – Diagrama de irradiação medida da MTK-LA girando em torno do eixo x , θ variando de 0° a 360° e $\phi = 90^\circ$.



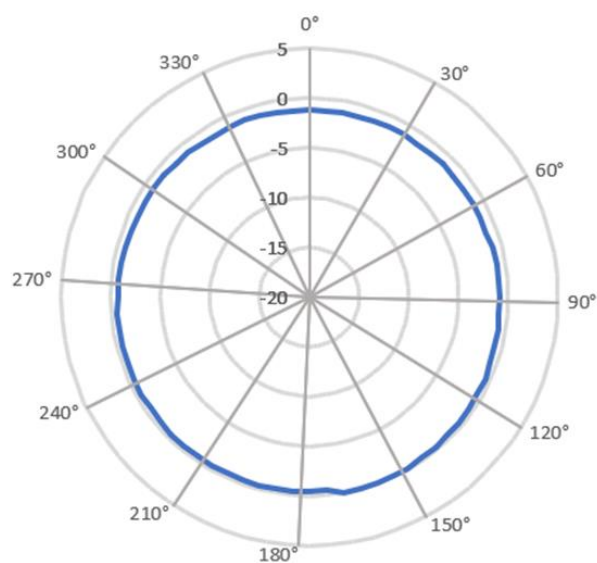
Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Fig. 41 – Posicionamento das antenas para a medição do diagrama de irradiação em torno do eixo y .



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

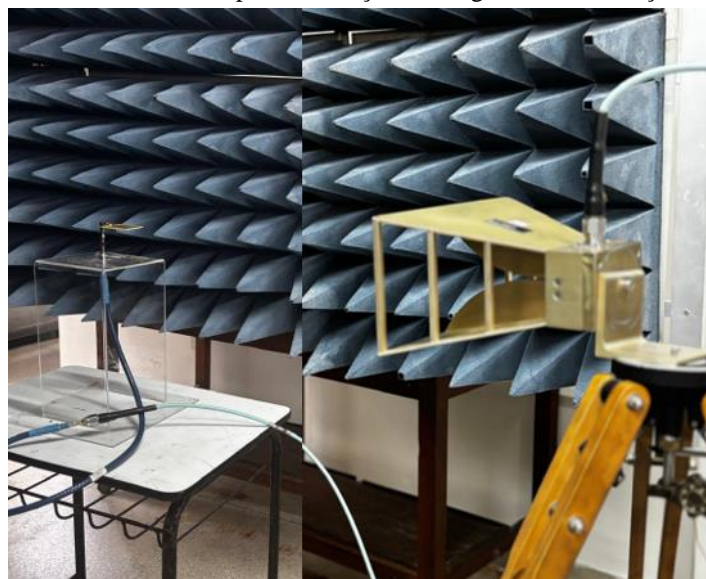
Fig. 42 – Diagrama de irradiação medida da MTK-LA girando em torno do eixo y .



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

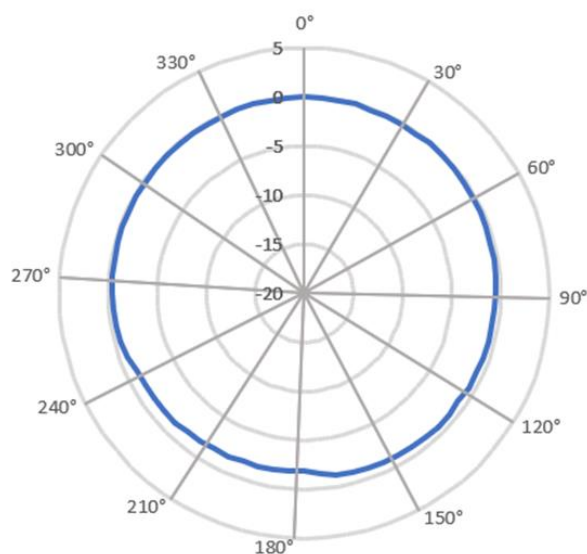
Na terceira situação de medição desse diagrama de irradiação 2D da antena MTK-LA, o eixo considerado tanto para o giro da antena receptora quanto para a direção do campo elétrico da antena transmissora foi o eixo z , Fig. 43. Contudo, nesta situação de medição, o θ é fixado em 90° e ϕ está variando de 0° a 360° , Fig. 44.

Fig. 43 – Posicionamento das antenas para a medição do diagrama de irradiação em torno do eixo z.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Fig. 44 – Diagrama de irradiação medida da MTK-LA girando em torno do eixo z.

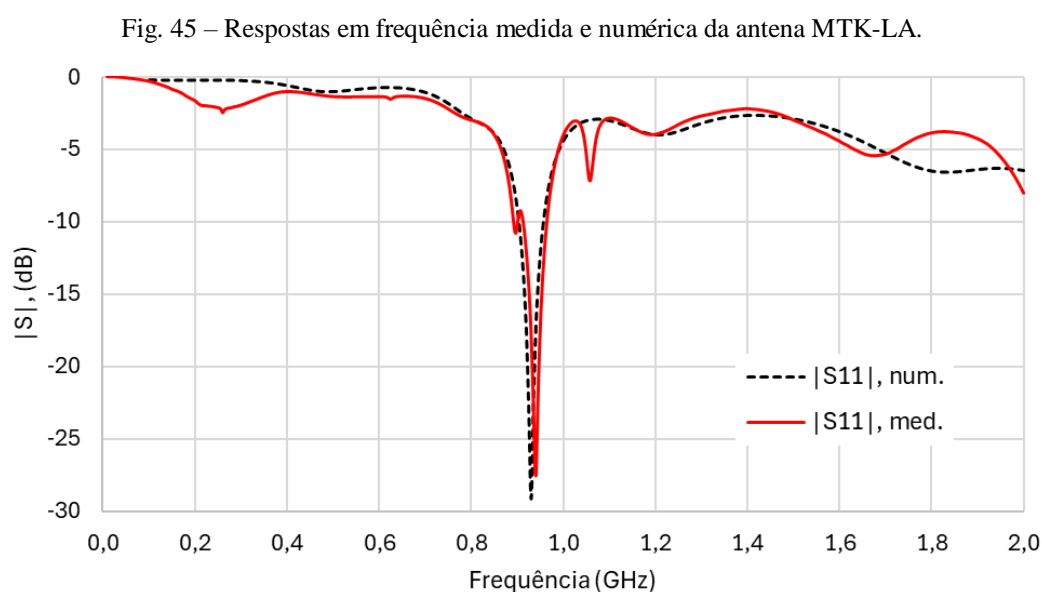


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

A partir da análise dos diagramas de irradiação medidos, conclui-se que os resultados gerados são compatíveis com o padrão de irradiação omnidirecional para um substrato FR-4 que possui perdas. Ademais, esses diagramas de irradiação medidos possuem um comportamento próximo ao esperado pelos diagramas simulados numericamente no software ANSYS HFSS.

4.3. ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OS RESULTADOS NUMÉRICOS E EXPERIMENTAIS

De acordo com a análise dos resultados obtidos, Fig. 45, nota-se uma concordância muito boa entre os valores das frequências de ressonância numérica (930 MHz) e medida (940 MHz), cuja diferença foi de 1,06%. Além disso, é importante destacar que os valores das larguras de banda medida (50 MHz) e numérica (60 MHz) estão próximos, confirmando a similaridade entre as respostas em frequência experimentais e numéricas.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Na Tabela 3 são apresentados os dados numéricos, medidos e calculados para as frequências de ressonância e largura de banda que foram obtidos para os projetos de antena MTK-LA. Desse modo, além do projeto da nova MTK-LA desta dissertação de mestrado, foram considerados os projetos de MTK-LA publicados no LACAP (2024) e EuCAP (2025).

A partir da análise comparativa entre os resultados numéricos dos projetos de MTK-LA, conclui-se que a largura de banda da nova configuração da MTK-LA é maior ($FBW = 6,45\%$) do que as larguras de banda dos projetos MTK-LA publicados no LACAP 2024 ($FBW = 5,51\%$) e no EuCAP 2025 ($FBW = 2,35\%$). Essa diferença fica maior ainda quando são considerados os valores absolutos da largura de banda.

Tabela 3 – Dados das antenas MTK-LA para as frequências de ressonância e larguras de banda obtidas.

TIPO DE DADOS	PARÂMETROS	Nova MTK-LA	MTK-LA (LACAP 2024)	MTK-LA (EuCAP 2025)
NUMÉRICO	f_0 (MHz)	930	185	312
	FBW (f_0)	6,45%	5,51%	2,35%
	BW (MHz)	60	10,2	7,3
MEDIDO	f_0 (MHz)	940	197	318
	FBW (f_0)	5,32%	3,95%	1,89%
	BW (MHz)	50,0	7,8	6,0
CALCULADO	f_0 (MHz)	900	199	330

Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Essa mudança dos projetos MTK-LA que possuem as maiores larguras de bandas entre os resultados numéricos e medidos, pode ser justificado pelos processos de caracterização e fabricação das antenas antes de serem submetidas às medições no laboratório.

5. CONCLUSÃO

Neste trabalho, foi apresentada uma nova configuração da antena MTK-LA, mantendo a geometria matrioska do elemento irradiador da antena MTK-LA original, porém com um plano terra parcial modificado. O objetivo dessa modificação foi obter uma antena MTK-LA com maior largura de banda e que atendesse aplicações na faixa de frequência de 900 MHz, como RFID baseado na norma internacional ISO/IEC 18000-6.

Primeiramente, foi efetuado um estudo a respeito da importância das antenas e suas aplicações. Dentre os diversos tipos de antenas existentes, as antenas planares receberam uma atenção mais detalhada neste trabalho, principalmente os parâmetros que são considerados para caracterizar o projeto de uma antena. Ademais, a geometria matrioska foi descrita com a finalidade de compreender os seus parâmetros.

Os procedimentos de projeto foram apresentados e os valores iniciais para as dimensões da nova configuração da MTK-LA foram sugeridos. Seguindo as equações apresentadas ao longo deste trabalho, uma primeira frequência de ressonância de 900 MHz foi calculada, após ser considerada uma frequência de operação de 900 MHz no *software* APPCAD [32]. Posterior a isso, foi desenvolvido o projeto da antena, sendo que uma frequência de ressonância de 930 MHz foi obtida numericamente junto com um ganho de 0,6 dB para a MTK-LA. Desse modo, obteve-se uma concordância muito boa entre os resultados numéricos e calculados, possibilitando o avanço do trabalho para o processo experimental no laboratório de medições de micro-ondas GTEMA/IFPB.

Na parte experimental, uma antena MTK-LA foi fabricada e caracterizada para dar prosseguimento às medições laboratoriais. A partir dessas medições, foi obtida uma resposta em frequência muito boa da antena MTK-LA, cuja frequência de ressonância foi de 940 MHz, um valor muito próximo e concordante em relação a frequência desejada. Além disso, a largura de banda alcançada na fase experimental foi de 50 MHz ($FBW = 5,32\%$) sendo, em termos absolutos, aproximadamente oito vezes maior que a largura de banda obtida na MTK-LA original, a qual foi de 6 MHz ($FBW = 1,89\%$). É válido destacar que os resultados dos diagramas de irradiação obtidos nas medições laboratoriais foram semelhantes aos diagramas de irradiação gerados na fase numérica através do *software* ANSYS HFSS.

Estes resultados numéricos e experimentais indicam que a nova configuração da antena MTK-LA pode ser usada para controlar efetivamente a largura de banda desse tipo de antena.

6. TRABALHOS PUBLICADOS E SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS

Durante o mestrado, foram publicados, ou aceitos para publicação, 11 trabalhos, conforme listado a seguir.

6.1. TRABALHOS DIRETAMENTE RELACIONADOS À DISSERTAÇÃO

Cohen, M. V. R.; Nascimento, G. O.; Carneiro, P. K. P. M.; Silva, J. C. E.; Gomes Neto, A. . “A new MTK-LA antenna configuration”. In: *2026 20th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. IEEE, Dublin, 2026.

Cohen, M. V. R.; Nascimento, G. O.; Araujo, E. M.; Carneiro, P. K. P. M.; Silva, J. C. E.; Gomes Neto, A. . “A new MTK-LA configuration with increased bandwidth”. In: *2026 2nd IEEE Latin American Conference on Antennas & Propagation (LACAP)*. IEEE, Natal, 2026.

Alfredo Gomes Neto et al. “A Compact Planar Antenna Based on Matryoshka-Like Geometry”. In: *2025 19th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. IEEE, 2025. p. 01-04.

Alfredo Gomes Neto et al. “A Matryoshka-like Geometry Planar Antenna”. In: *2024 IEEE 1st Latin American Conference on Antennas and Propagation (LACAP)*. IEEE, 2024. p. 1-2.

Donato, E. C. L. ; Cohen, M. V. R. ; Henrique, R. L. ; Silva, J. C. E. ; Gomes Neto, A. . Uma Antena Planar Compacta Baseada na Geometria Matrioska. In: *6º Simpósio de Pesquisa Inovação e Pós-Graduação do Instituto Federal da Paraíba, 2025, João Pessoa. Anais do Simpósio de Pesquisa, Inovação e Pós-Graduação do IFPB. João Pessoa, 2025. v. 6.*

6.2. DEMAIS TRABALHOS PUBLICADOS DURANTE O MESTRADO

Carneiro, P. K. P. M.; Cohen, M. V. R.; Serres, G. K. F.; Herbster, A. F.; Serres, A. J. R.; Gomes Neto, A. . “Compact and Low-Cost CPW-Fed Vivaldi Antenna for UWB Communications”. In: *2026 2nd IEEE Latin American Conference on Antennas & Propagation (LACAP)*. IEEE, Natal, 2026.

Carvalho, G. J. A. ; Cohen, M. V. R. ; Andrade, D. J. B. ; Ferreira, B. S. ; Gomes Neto, A. . “Um filtro passa-baixa compacto de microfita com ampla banda de rejeição e roll-off acentuado”. In: *6º Simpósio de Pesquisa Inovação e Pós-Graduação do Instituto Federal da*

Paraíba, 2025, João Pessoa. Anais do Simpósio de Pesquisa, Inovação e Pós-Graduação do IFPB. João Pessoa, 2025. v. 6.

Alexandre, M. L. R. ; Sousa, A. O. ; Cohen, M. V. R. ; Silva, J. C. E. ; Carvalho, J. N. ; Gomes Neto, A. . “An RF Sensor for Monitoring the Moisture Content of Bean Grains”. In: *21st SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Campina Grande, 2025.

Carvalho, G. J. A. ; Cohen, M. V. R. ; Ferreira, B. S. ; Medeiros, I. K. B. ; Silva, J. C. E. ; Gomes Neto, A. . “A Compact Microstrip Lowpass Filter with Wide Rejection Band and Sharp Roll-off”. In: *21st SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Campina Grande, 2025.

Carvalho, G. J. A.; Cohen, M. V. R.; Ferreira, B. S.; Medeiros, I. K. B.; Silva, J. C. E.; Gomes Neto, A. . “Uma nova configuração de filtro passa-baixas em microfita com larga banda de rejeição”. In: XV Conferência Nacional em Comunicações, Redes e Segurança da Informação, São Cristóvão, 2025.

Carneiro, P. K. P. M.; Serres, G. K. F.; Cohen, M. V. R.; Gomes Neto, A.; Herbster, A. F.; Serres, A. J. R. . “Analysis of the effects of slots in antipodal Vivaldi antennas with RSIW structures”. In: *2025 IEEE International Symposium on Antennas & Propagation and North American Radio Science Meeting*, Ottawa, 2025.

6.3. SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS

Para continuidade da pesquisa realizada nesta dissertação são propostos os seguintes temas:

- i. Modificar a geometria do plano terra por meio da inserção de fendas, para avaliar o efeito na resposta em frequência da MTK-LA (frequência de ressonância e plano terra).
- ii. Avaliar a implementação de arranjos baseados na antena MTK-LA.
- iii. Implementar uma MTK-LA na configuração coplanar.
- iv. Implementar uma MTK-LA reconfigurável.

REFERÊNCIAS

- [1] Emerson Soares Cruz; Yuzo Iano; Gabriel Caumo Vaz, “Evolução das redes de telefonia móvel até o 5G,” *2024 Brazilian Technology Symposium*, ISSN 2447-8326, v. 1, 2024.
- [2] Statista. “Number of smartphone mobile network subscriptions worldwide from 2016 to 2023,” Disponível em: <https://www.statista.com/statistics/330695/number-of-smartphone-users-worldwide/>. Acesso em 02 de ago. de 2025.
- [3] Erick Joir Gonçalves de Lima; João Padilha Moreira. “Internet das Coisas, Desafios e Tecnologias Futuras”. **Revista Acadêmica da Faculdade Professor Sérgio Silva**, v. 2, n. 2, 2024.
- [4] U. Gustavsson, et al. "Implementation challenges and opportunities in beyond-5G and 6G communication," in *IEEE Journal of Microwaves*, v. 1, n. 1, pp. 86-100, 2021.
- [5] ANATEL. “Plano de Atribuição, Destinação e Distribuição de faixas de frequências no Brasil - PDF,” Disponível em: <<https://informacoes.anatel.gov.br/legislacao/resolucoes/2023/1834-resolucao-759>>. Acesso em: 02 de agosto de 2025.
- [6] ANATEL. “Regulamento sobre Equipamentos de Radiocomunicação de Radiação Restrita,” Disponível em: <<https://informacoes.anatel.gov.br/legislacao/resolucoes/2017/936-resolucao-680>>. Acesso em: 02 de agosto de 2025.
- [7] R. A. Gheorghiu, V. Iordache and I. Badescu, "Analysis of possible Wi-Fi interferences of wireless communications implemented in vehicular environments," in *2017 13th International Conference on Advanced Technologies, Systems and Services in Telecommunications (TELSIKS)*, 2017, pp. 244-247, doi: 10.1109/TELSIKS.2017.8246273.
- [8] **ITU-R: Managing the radio-frequency spectrum for the world**. Disponível em: <<https://www.itu.int/en/mediacentre/backgrounders/Pages/itu-r-managing-the-radio-frequency-spectrum-for-the-world.aspx#es>>. Acesso em: 2 ago. 2025.
- [9] P. Dhawankar et al., "Next-Generation Indoor Wireless Systems: Compatibility and Migration Case Study," in *IEEE Access*, vol. 9, pp. 156915-156929, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3126827.
- [10] C. A. Balanis, **Antenna Theory – Analysis and Design**, 4th ed., Hoboken, New Jersey, John Wiley & Sons, Inc., 2016.
- [11] Murillo Batista dos Santos. **Giroestabilização: um estudo sistêmico do projeto de uma base de antena satelital fixa em um corpo móvel**. 2024. Tese de Doutorado. Universidade de São Paulo.

- [12] Alfredo Gomes Neto et al. “A Compact Planar Antenna Based on Matryoshka-Like Geometry”. In: *2025 19th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. IEEE, 2025. p. 01-04.
- [13] Alfredo Gomes Neto et al. “A Matryoshka-like Geometry Planar Antenna”. In: *2024 IEEE 1st Latin American Conference on Antennas and Propagation (LACAP)*. IEEE, 2024. p. 1-2.
- [14] CAVALCANTE, Junior Batista et al. Projeto e síntese de antena planar compacta para aplicação em drones. **Brazilian Journal of Development**, v. 7, n. 4, p. 34576-34588, 2021.
- [15] Isaú de Sousa Silva Júnior. **Desenvolvimento de sensor de umidade de solo baseado em antena patch de microfita com capacitor interdigital**. 2025. Dissertação de Mestrado. Univerisdade Federal do Rio Grande do Norte.
- [16] Bruno de Melo Pinheiro. **Concepção das antenas internas e análise eletromagnética do Osseus, um equipamento de diagnóstico e triagem de pacientes para osteoporose**. 2021. Tese de Doutorado. Universidade Federal do Rio Grande do Norte.
- [17] ISO, “Tecnologia da informação – identificação por radiofrequência para gerenciamento de itens – Parte 6: Parâmetros gerais para comunicações de interface aérea de 860 MHz a 930 MHz”. Disponível em: <https://www.iso.org/obp/ui/en/#iso:std:iso-iec:18000:-6:ed-4:v1:en>. Acesso em: 10 jan. 2026.
- [18] “IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas - Redline,” in *IEEE Std 145-2013 (Revision of IEEE Std 145-1993) - Redline*, vol., no., pp.1-92, 6 March 2014.
- [19] SBG systems, “Polarização da antena”. Disponível em: <<https://www.sbg-systems.com/br/glossary/antenna-polarization-gnss/>>. Acesso em: 26 set. 2025.
- [20] J.-S. Hong, M. J. Lancaster, **Microstrip Filters for RF / Microwave Applications**. John Wiley & Sons, 2004.
- [21] G. Kumar e K. P. Ray, **Broadband Microstrip Antennas**, Artech House Publishers, 2003.
- [22] C. Ghali; F. Hamady; I.H. Elhajj; A. Kayssi, “Matryoshka: Tunneled Packets Breaking the Rules”. In *Proceedings of the International Conference on High Performance Computer & Simulation*, Istanbul, Turkey, 4–8 July 2011.
- [23] R. Ahmad; P. Kuppusamy; L.C. Potter, “Nested Uniform Sampling for Multiresolution 3-D Tomography”. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Dallas, TX, USA, 14–19 March 2010.
- [24] S. Leroux; S. Bohez; E. De Coninck; T. Verbelen; B. Vankeirsbilck; P. Simoens; B. Dhoedt, “Multi-Fidelity Matryoshka Neural Networks for Constrained IoT Devices”. In *Proceedings of the International Joint Conference on Neural Networks*, Vancouver, BC, Canada, 24–29 July 2016.

- [25] M. Pozza; P.K. Nicholson; D.F. Lugones; A. Rao; H. Flinck; S. Tarkoma, “On Reconfiguring 5G Network Slices”. *IEEE J. Sel. Areas Commun.* **2020**, 38, 1542–1554.
- [26] H. Wang; J. Zhong; K. Tak U, “Matryoshka Attack: Research on an Attack Method of Recommender System Based on Adversarial Learning and Optimization Solution”. In *Proceedings of the International Conference on Wavelet Analysis and Pattern Recognition*, Adelaide, Australia, 2 December 2020.
- [27] S. Moon; S.K. Khanna; W.J. Chappell, “Multilayer Silicon RF System-in-Package Technique Using Magnetically Aligned Anisotropic Conductive Adhesive”. In *Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Boston, MA, USA, 7–12 June 2009.
- [28] R. Drimmel; A. Sozzetti; K.-P. Schroder; U. Bastian; M. Pinamonti; D. Jack; M.A.H. Huerta, “A Celestial Matryoshka: Dynamical and Spectroscopic Analysis of the Albireo System”. *Monthly Notices of the Royal Astronomical Society*. **2019**, 502, 328–350.
- [29] Alfredo Gomes Neto, Jefferson Costa e Silva, Joabson Nogueira de Carvalho, and Custódio Peixeiro. 2024. "Planar Printed Structures Based on Matryoshka Geometries: A Review" *Micromachines* 15, no. 4: 469. <https://doi.org/10.3390/mi15040469>
- [30] P. Sergio, “Você sabe o que é uma Matrioska?”. Disponível em: <<https://loja.sergiolongo.com.br/voce-sabe-o-que-e-uma-matrioska/>>. Acesso em: 30 maio. 2025.
- [31] Josiel do Nascimento Cruz, **Caracterização de FSS com geometria matrioska aberta**. Dissertação (Mestrado) – Instituto Federal da Paraíba – IFPB, João Pessoa – PB, 2015.
- [32] APPCAD. Disponível em: <<http://www.hp.woodshot.com/>>. Acesso em 23/10/2025.
- [33] A. H. Systems, inc., “Double Ridge Guide Horn Antenna”. Disponível em: <https://www.ahsystems.com/catalog/SAS-571.php/>. Acesso em 09/01/2026.