



UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
FACULDADE DE ENGENHARIAS ELÉTRICA E BIOMÉDICA

BÁRBARA BARROS PENTEADO

**ANÁLISE DE DESEMPENHO EM ANTENAS mmWAVE PARA O 6G: ESTUDO
COMPARATIVO ENTRE CONDUTORES CONVENCIONAIS E GRAFENO VIA
MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS**

BELEM

2025

BÁRBARA BARROS PENTEADO

ANÁLISE DE DESEMPENHO EM ANTENAS mmWAVE PARA O 6G: ESTUDO
COMPARATIVO ENTRE CONDUTORES CONVENCIONAIS E GRAFENO VIA
MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Instituto de Tecnologia, da Universidade Federal do Pará, como requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Karlo Queiroz da Costa

BELÉM

2025

BÁRBARA BARROS PENTEADO

ANÁLISE DE DESEMPENHO EM ANTENAS mmWAVE PARA O 6G: ESTUDO
COMPARATIVO ENTRE CONDUTORES CONVENCIONAIS E GRAFENO VIA
MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Instituto de Tecnologia, da Universidade Federal do Pará, como requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Karlo Queiroz da Costa

Data de aprovação: __/__/__

Conceito:

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Karlo Queiroz da Costa – Orientador
Instituto de Tecnologia – FEEB/UFPA
Presidente da Banca Examinadora

Prof. Dr. Nilton Rodolfo Nascimento Melo Rodrigues
Instituto de Tecnologia – FEEB/UFPA
Membro Interno

Dr. André Mendes Cavalcante
ERICSSON Telecomunicações S.A
Membro Externo

À minha mãe e à memória de minha saudosa avó, Maria de Fátima dos Santos El-Kantar. Seu amor, perseverança e encorajamento seguem vivos em cada página deste trabalho e toda conquista é em sua homenagem.

AGRADECIMENTOS

Antes de tudo, agradeço à minha mãe, Danielle, que diariamente me mostra o verdadeiro significado do amor incondicional. Poderia passar uma eternidade agradecendo por cada sacrifício, gesto de generosidade, carinho, lição e demonstração de resiliência que me permitiram espelhar-me em sua força para chegar até esta etapa e escrever estas palavras.

Também sou imensamente grata pelo privilégio de ter tido uma rede de apoio familiar que embarcou nessa jornada comigo e me apoiou em qualquer situação: minha irmã, Renata; meu pai, Renato; minha avó, Gercy; meu avô, Daniel; meus primos, Heitor e André; meu tio, Fernando; e às eternas memórias de meu avô Franklin e tio Júnior. Agradeço ao meu tio e padrinho, Juliano, por seu suporte contínuo e por ser minha grande inspiração na engenharia.

Ao Prof. Dr. Karlo Queiroz, meu orientador, e MSc. Wêndria Cunha, que contribuiu imensamente para o trabalho, agradeço pela oportunidade e por todos os valiosos ensinamentos. Agradeço, igualmente, a todos os meus professores do corpo docente da UFPA, tanto em Tucuruí quanto em Belém – todos abriram as portas e desenrolaram o mundo da engenharia elétrica, transmitindo conhecimentos que levarei por toda a vida.

Aos grandes amigos que a vida me deu e que me fortaleceram ao longo desta jornada, deixo minha gratidão coletiva, pois cada um sabe o espaço que ocupa em meu coração. Obrigada pelas risadas, conversas, acolhimento e por me permitirem ser quem sou. Menciono especialmente aqueles que estiveram comigo desde o primeiro dia de aula, em Tucuruí, e seguirão comigo por toda a vida: Caroline, Wallas, Vitor e Ayla. Agradeço, também, às amizades que encontrei em Belém, pois me alegram, escutam no meio do caos, encorajam e me apoiaram nos dias mais difíceis, notadamente Akemi, Gabriela e Raissa.

À minha terapeuta, por me ajudar a me reconstruir em tantos momentos e por ensinar as ferramentas necessárias para alcançar a estabilidade ao longo desses anos, contribuindo para que eu tivesse clareza e resiliência para, enfim, alcançar este objetivo.

Por fim, agradeço à pessoa a quem este trabalho é dedicado: Maria de Fátima dos Santos El-Kantar, minha avó. Sou grata por ter crescido com o exemplo de alguém que foi personificação de bondade, amor, perseverança e muito maior que todos os obstáculos que a vida impôs. A dor da saudade não supera a gratidão em ter sido sua neta e por tudo que me ensinou, demonstrou e fez para que esse sonho fosse alcançado.

“Qual é o significado da vida? [...] A grande revelação nunca chegara. A grande revelação talvez nunca chegasse. Em vez disso, havia pequenos milagres cotidianos, iluminações, fósforos inesperadamente riscados na escuridão; aqui estava um.”

- Virginia Woolf

RESUMO

A sexta geração (6G) de comunicações móveis tem como objetivo revolucionar a conectividade, habilitando aplicações como Inteligência Artificial (IA) integrada, comunicações holográficas, realidade imersiva estendida (XR) e veículos autônomos. A viabilização dessas aplicações exigirá taxas de transmissão de Terabits (Tbs) por segundo e latência ultrabaixa, o que depende essencialmente da exploração de faixas do espectro de frequência pouco utilizadas, como as ondas milimétricas (mmWave) e Terahertz (THz). Nesse contexto, é essencial ter antenas eficientes a disposição. Portanto, este trabalho analisa uma antena dipolo de meia-onda em 28 GHz, frequência candidata para o 6G, a partir de um estudo comparativo de seu desempenho entre diferentes materiais condutores. Utilizando o Método dos Elementos Finitos (MEF) no *software* COMSOL Multiphysics, foram modeladas antenas com cobre e ouro, ótimos condutores metálicos convencionais, e com outro material emergente de propriedades eletrônicas únicas, o grafeno. O modelo foi validado com base em um trabalho de referência que utilizou o Método dos Momentos (MoM), garantindo a confiabilidade da análise. As simulações mostraram que, mesmo sob o efeito pelicular, os dipolos de cobre e ouro apresentaram alta eficiência, com 93,88% e 93,82%, respectivamente, confirmando sua robustez para aplicações práticas em mmWave. Em contrapartida, o dipolo de grafeno, apesar de ter sido dopado para aprimorar sua condutividade, alcançou eficiência de apenas 70,70%, além de resultar em um severo descasamento de impedância, o que o torna pouco aproveitável para operação nesta faixa. Conclui-se que os condutores metálicos convencionais se mantêm como a solução mais madura para a implementação do 6G em mmWave, e que o potencial disruptivo do grafeno para as comunicações sem fio reside em frequências de THz, onde suas propriedades plasmônicas podem ser exploradas.

Palavras-chave: dipolo; 6G; ondas milimétricas, grafeno; método dos elementos finitos.

ABSTRACT

The sixth generation (6G) of mobile communications aims to revolutionize connectivity by enabling applications such as integrated Artificial Intelligence (AI), holographic communications, extended immersive reality (XR), and autonomous vehicles. The feasibility of these applications will require Terabit-per-second (Tbps) data rates and ultra-low latency, which fundamentally depends on exploring underutilized frequency spectrum bands, such as millimeter waves (mmWave) and Terahertz (THz). In this context, having efficient antennas available is essential. Therefore, this work examines a half-wave dipole antenna at 28 GHz, a candidate frequency for 6G, through a comparative study of its performance with different conductive materials. Using the Finite Element Method (FEM) in the COMSOL Multiphysics *software*, the antennas were modeled with copper and gold, both excellent conventional metallic conductors, and with graphene, an emerging material with unique electronic properties. The model was corroborated through a reference paper that used the Method of Moments (MoM), ensuring consistency of the analysis. The simulations showed that, even when subjected to *skin effect*, copper and gold dipoles exhibited high efficiency, at 93.88% and 93.82% respectively, confirming their sturdiness for practical mmWave applications. In contrast, despite being doped to enhance its conductivity, the graphene dipole achieved an insufficient efficiency of only 70.70% and was severely mismatched, making it unfeasible for mmWave. It is concluded that conventional metallic conductors remain as the most mature solution for 6G implementation in mmWave, and that the disruptive potential of graphene for wireless communications lies in the THz frequency range, where its plasmonic properties can be explored.

Keywords: dipole; 6G; millimeter wave; graphene; finite element method.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Espectro de frequência no 4G, 5G e 6G (Alraih et al., 2022) [Adaptado]	23
Figura 2 - Visão para futuras aplicações de IoT baseadas em 6G (Nguyen et al., 2021)	25
Figura 3 - Comparação do direcionamento de feixe em sistemas MIMO massivo e um sistema tradicional. Beamforming possibilita que vários usuários sejam servidos no mesmo recurso de tempo/frequência (Figueiredo, 2022).....	26
Figura 4 - Esquemática da estrutura de uma folha de grafeno (Roberts et al., 2010) [Adaptado]	28
Figura 5 – A antena como um dispositivo de transmissão de ondas EM (Sadiku, 2012).....	30
Figura 6 - Diagrama de irradiação tridimensional de uma antena (Balanis, 2016).....	32
Figura 7 - Ilustração da diretividade (a) intensidade de irradiação distribuída isotopicamente e (b) intensidade de irradiação de uma antena real (Stutzman 2012).....	34
Figura 8 - Antena em modo de transmissão (Balanis, 2016).....	35
Figura 9 - Regiões de irradiação do campo eletromagnético (Ni et al., 2025) [Adaptado].....	36
Figura 10 – Frentes de ondas nas regiões eletromagnéticas (Cui & Dai, 2021)[Adaptado]. ...	37
Figura 11 – Arranjo genérico do dipolo infinitesimal em (a) suas componentes do campo elétrico (b) numa superfície esférica (Balanis, 2016).....	38
Figura 12 - Dipolo de meia-onda (Sadiku, 2012).....	39
Figura 13 - Diagrama de irradiação 3D do dipolo de meia-onda (Balanis, 2016).	40
Figura 14 - Diagrama de irradiação 2D do dipolo de meia-onda (Balanis, 2016).	41
Figura 15 - Efeito pelicular em frequências mais altas ($\delta \ll a$) (Sadiku, 2012)	42
Figura 16 - Subdivisão em elementos finitos de um domínio irregular (Sadiku, 2012).....	45
Figura 17 - Exemplo de tipos de elementos possíveis dependendo da geometria e do contorno do problema. (Silvano, 2013)	45
Figura 18 – Refinamento de malha. É possível notar que em a) malha grosseira; b) refinamento médio; e c) densidade fina de malha. (Jiang et al., 2014)	46
Figura 19 - Interface gráfica do COMSOL Multiphysics (Autor, 2025).	48
Figura 20 - Em azul, PML aplicada como uma esfera no COMSOL (Autor, 2025).	51
Figura 21 - Antena dipolo modelada no COMSOL Multiphysics (Autor, 2025).	53
Figura 22 - Geometria discretizada do estudo de caso no COMSOL Multiphysics (Autor, 2025).....	54
Figura 23 - Dipolo 2D de grafeno no COMSOL Multiphysics (Autor, 2025).	54
Figura 24 - Lumped Port aplicado à antena de grafeno (Autor, 2025).....	55

Figura 25 - Aplicação da Impedance Boundary Condition em um condutor (COMSOL Multiphysics, 2019).....	56
Figura 26 - Elementos tetraédricos extra finos na PML e na camada de Ar (Autor, 2025).....	58
Figura 27 - Refinamento do dipolo de meia-onda (Autor, 2025).....	58
Figura 28 – Comparativo de impedância de entrada entre MoM e MEF (Silva et al., 2024) ..	61
Figura 29 - Diagrama de diretividade do PEC via (a) MoM e (b) MEF (Silva et al., 2024; Autor, 2025).....	62
Figura 30 - Resultados da impedância de entrada (Z_{in}) para (a) Cobre e (b) Ouro (Autor, 2025).....	63
Figura 31 - Impedância de entrada (Z_{in}) do grafeno (a) dopado com 0,5 ps e (b) dopado com 2 ps (Autor, 2025).....	64
Figura 32 - Resultados do Parâmetro S11 para o cobre, ouro e grafeno ressonante (Autor, 2025).....	65
Figura 33 - Distribuição de corrente no dipolo em (a) cobre; (b) ouro; (c) grafeno (Autor, 2025).....	69
Figura 34 - Distribuição do campo E no (a) cobre e no (b) ouro (Autor, 2025).	70
Figura 35 - Distribuição do campo magnético H no (a) cobre; (b) ouro; (c) grafeno (Autor, 2025).....	71
Figura 36 - Diagrama de irradiação das antenas dipolo de (a) cobre; (b) ouro e (c) grafeno (Autor, 2025).	72

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Desempenho esperado do 6G em comparação com o 5G (CHEN, PENG & LIANG, 2020; ALHAIR et al., 2022).....	23
Tabela 2 - Parâmetros globais da antena dipolo	49
Tabela 3 - Parâmetros globais da geometria do grafeno.....	50
Tabela 4 - Parâmetros da malha de elementos finitos utilizada (Autor, 2025).....	58
Tabela 5 - Resultados das perdas dos modelos de cobre e de ouro	66
Tabela 6 - Valores de potência, irradiação e eficiência no cobre e no ouro.....	67
Tabela 7 - Resultados de perdas, potências e eficiência do grafeno ressonante	68
Tabela 8 - Resultados da diretividade e do ganho no cobre e no ouro.	73

LISTA DE ABREVIATURAS

1D	Unidimensional
2D	Bidimensional
3D	Tridimensional
mmWave	Ondas Milimétricas (Millimeter Waves)

LISTA DE SIGLAS

5G	Quinta Geração
6G	Sexta Geração
AR	Realidade Aumentada (Augmented Reality)
ELAA	Arranjos de Antenas Eletricamente Grandes (Electrically Large Antenna Arrays)
EM	Ondas Eletromagnéticas
IA	Inteligência Artificial
IBC	Impedance Boundary Condition
IIoT	Internet das Coisas Industrial (Industrial Internet of Things)
IoE	Internet de Tudo (Internet of Everything)
IoT	Internet das Coisas (Internet of Things)
LEDs	Diodos Emissores de Luz (Light Emitting Diodes)
LT	Linha de Transmissão
MEF	Método dos Elementos Finitos
MIMO	Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas (Multiple-Input Multiple-Output)
MoM	Método dos Momentos
MR	Realidade Mista (Mixed Reality)
OWC	Comunicações Ópticas Sem Fio (Optical Wireless Communications)
EDPs	Equações Diferenciais Parciais (Partial Differential Equations)
PEC	Condutor Elétrico Perfeito (Perfect Electric Conductor)
PML	Camada Perfeitamente Casada (Perfectly Matched Layer)
RF	Radiofrequência
RIS	Superfícies Inteligentes Reconfiguráveis (Reconfigurable Intelligent Surfaces)
SNR	Relação Sinal-Ruído (Signal-to-Noise Ratio)
SPPs	Plasmons de Superfície Polaritons (Surface Plasmon Polaritons)
TBC	Transition Boundary Condition
Tbs	Terabits
Tbps	Terabits-per-second
THz	Terahertz
UFPA	Universidade Federal do Pará

VLC	Comunicação por Luz Visível (Visible Light Communication)
VR	Realidade Virtual
XR	Realidade Estendida (Extended Reality)

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Área
B	Densidade de fluxo magnético
D	Diretividade da antena
e	Carga do elétron
e_0	Eficiência total
e_{cd}	Eficiência de condução-dielétrica (ou de irradiação)
e_r	Eficiência de reflexão
E	Vetor campo elétrico
EF	Nível de Fermi
f	Frequência
G	Ganho da antena
H	Vetor campo magnético
\hbar	Constante de Planck reduzida
I_0	Amplitude máxima da corrente
J	Densidade de corrente elétrica
k	Número de onda
K_B	Constante de Boltzmann
l	Comprimento do dipolo
P	Perímetro
P_d	Potência dissipada
P_{in}	Potência de entrada
P_{med}	Densidade de potência média
P_{rad}	Potência irradiada
R_{dc}	Resistência DC
R_{hf}	Resistência em alta frequência
R_{in}	Resistência de entrada da antena
R_{losses}	Resistência de perdas ôhmicas
R_r	Resistência de irradiação
R_s	Resistência superficial do condutor

R_{sheet}	Resistência de folha (para o grafeno)
S_{11}	Coefficiente de reflexão (Parâmetro S)
T	Temperatura
U	Intensidade de irradiação
V_0	Tensão de excitação
X_{in}	Reatância de entrada da antena
Z_A e Z_{in}	Impedância de entrada da antena
Z_0	Impedância característica da linha
Γ	Coefficiente de reflexão / Taxa de espalhamento
δ	Espessura/Profundidade pelicular (<i>skin depth</i>)
ϵ_r	Permissividade relativa
η	Impedância intrínseca do meio
λ	Comprimento de onda
μ_c	Potencial químico
μ_r	Permeabilidade relativa
μ_0	Permeabilidade magnética
σ	Condutividade elétrica
τ	Tempo de relaxamento
ω	Frequência angular

SUMÁRIO

1.	INTRODUÇÃO	19
1.1.	Objetivos.....	20
1.1.1.	<i>Objetivos específicos</i>	20
1.2.	Estrutura do trabalho	21
2.	ABORDAGEM TEÓRICA.....	22
2.1.	Redes de Comunicações Móveis do Futuro.....	22
2.1.1.	<i>Visão geral dos requisitos para o 6G</i>	22
2.1.2.	<i>Aplicações e tecnologias habilitadoras para a sexta geração</i>	24
2.1.3.	<i>Condutores convencionais na era 6G e ascensão do grafeno.....</i>	27
2.1.3.1.	<i>Condutividade elétrica do grafeno</i>	29
2.2.	Teoria de Antenas	30
2.2.1	<i>Parâmetros de desempenho.....</i>	31
2.2.2	<i>Casamento de Impedância e Parâmetro S11</i>	31
2.2.3	<i>Diagrama de irradiação.....</i>	32
2.2.4	<i>Intensidade de irradiação.....</i>	33
2.2.5	<i>Diretividade</i>	33
2.2.6	<i>Ganho e eficiência.....</i>	34
2.2.7	<i>Impedância de entrada</i>	35
2.2.8	<i>Regiões do campo eletromagnético</i>	36
2.2.9	<i>O Dipolo</i>	37
2.2.10	<i>Efeito pelicular</i>	42
2.2.11	<i>Modelagem de antenas via métodos numéricos</i>	44
3.	MODELAGEM ELETROMAGNÉTICA.....	47
3.1.	COMSOL Multiphysics.....	47
3.2.	Definições Globais dos modelos.....	49
3.2.1	<i>PEC, Cobre e Ouro.....</i>	<i>Erro! Indicador não definido.</i>
3.2.2	<i>Grafeno.....</i>	49
3.3.	Componentes.....	50
3.3.1.	<i>Perfectly Matched Layer (PML).....</i>	50
3.3.2.	<i>Materiais.....</i>	51
3.3.2.1.	<i>Conductor Eletricamente Perfeito (PEC)</i>	51
3.3.2.2.	<i>Cobre</i>	51
3.3.2.3.	<i>Ouro.....</i>	52
3.3.2.4.	<i>Grafeno.....</i>	52
3.3.3.	<i>Geometria.....</i>	53
3.3.3.1.	<i>PEC, Cobre e Ouro.....</i>	53
3.3.3.2.	<i>Grafeno.....</i>	54
3.3.4.	<i>Física (Ondas Eletromagnéticas, Domínio da Frequência).....</i>	54
3.3.4.1.	<i>Perfect Electric Conductor (PEC).....</i>	55
3.3.4.2.	<i>Lumped Port</i>	55
3.3.4.3.	<i>Impedance Boundary Condition.....</i>	56
3.3.4.4.	<i>Transition Boundary Condition.....</i>	56
3.3.4.5.	<i>Malha.....</i>	57
4.	RESULTADOS.....	61
4.1.	Análise Comparativa com Método dos Momentos.....	61
4.2.	Análise de Parâmetros de Antenas.....	62
4.2.1.	<i>Impedância de Entrada e Parâmetro S11</i>	62
4.2.2.	<i>Eficiência e Análise de Perdas</i>	66
4.2.3.	<i>Distribuição de Corrente.....</i>	69

4.3. Análise de Campos Eléctromagnéticos.....	70
4.3.1. <i>Análise de Campo Próximo</i>	70
4.3.2. <i>Análise de Campo Distante</i>	72
4.3.2.1. <i>Diagramas de irradiação</i>	72
4.3.2.2. <i>Ganho e Diretividade</i>	73
5. CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	75
REFERÊNCIAS	77

1. INTRODUÇÃO

Em 1926, o inventor Nikola Tesla disse: “quando a tecnologia sem fios for perfeitamente aplicada, toda a Terra será convertida num enorme cérebro, o que de fato é, sendo todas as coisas partículas de um todo real e rítmico”. Considerando a trajetória evolutiva das redes de comunicação e a projeção de suas aplicações para o futuro, é seguro constatar que sua previsão está alinhada à realidade.

A sexta geração (6G) de redes móveis projeta um ecossistema de comunicações onipresentes, com integração total de inteligência artificial (IA) e redes de satélites, para materializar um futuro em que hologramas móveis, cirurgia robótica remota e veículos autônomos sejam cotidianos (GIORDANI, 2020). A viabilidade disso, contudo, depende de um desempenho com altos níveis de exigência, com taxas de transmissão na casa dos Terabits por segundo e latência mínima, o que força a migração para o espectro de ondas milimétricas (mmWave) e Terahertz (THz) (ALRAIH et al., 2022). É nesta nova fronteira que o desafio tecnológico se estende aos limites físicos dos próprios materiais condutores que compõem as antenas.

O aprofundamento de estudos acerca do comportamento de condutores convencionais como o cobre e o ouro é um pré-requisito essencial para a transição rumo a uma nova geração. Embora sejam os pilares da eletrônica atual e ótimos condutores elétricos, seu desempenho em mmWave é progressivamente degradado pela intensificação do efeito pelicular e por perdas ôhmicas que se tornam restritivas (YAMADA, 2013). Por isso, sua análise é crucial para compreender como esses fenômenos acontecem e, também, para estabelecer uma fundação que serve como ponto de partida de novas tecnologias.

Nesse cenário, materiais emergentes como o grafeno se tornam cruciais para a pesquisa científica envolvendo esse universo. O grafeno é um alótropo bidimensional (2D) distinto, constituído por uma única camada de átomos de carbono organizados em rede cristalina hexagonal e unidos por ligações sp^2 . Suas propriedades excepcionais, entre elas resistência mecânica aproximadamente 200 vezes superior à do aço, condutividade elétrica cerca de mil vezes maior que a do cobre e condutividade térmica superior à do diamante, tornam-no um material de elevado desempenho. Em razão dessas características, o grafeno tem potencial de revolucionar diversos campos, incluindo eletrônica, radiofrequência (RF), fotônica, biomedicina etc. (SAMAH et al., 2024).

O grande potencial do grafeno está numa faixa de frequências que ainda apresenta enormes desafios práticos de fabricação e análise: a THz. Em tal faixa, as propriedades

eletromagnéticas desse condutor se alteram fundamentalmente. Segundo Hanson (2008), condutividade superficial do grafeno pode se tornar indutiva ($Im(\sigma) > 0$) em THz, uma condição que permite à sua superfície suportar a propagação de um novo tipo de onda: os *Plasmons de Superfície Polaritons* (SPPs). É a natureza desses SPPs que torna o comportamento do grafeno radicalmente diferente e mais vantajoso que o dos metais convencionais.

Conforme Jablan et. al (2009), os plasmons em grafeno oferecem um confinamento de campo extremo, em escalas que podem ser duas ordens de magnitude menores que o comprimento de onda da luz, e com perdas relativamente baixas, o que lhes garante maiores distâncias de propagação. Além disso, essas propriedades plasmônicas são altamente sintonizáveis através do ajuste da densidade de portadores. Essa combinação de confinamento, baixa perda e sintonização abre novas possibilidades para antenas e dispositivos em THz, tornando o grafeno um candidato promissor para aplicações 6G.

Portanto, este trabalho realiza uma análise comparativa de uma antena de dipolo em mmWave utilizando cobre, ouro e grafeno. A inclusão do grafeno não visa provar sua superioridade como um condutor emergente, mas sim investigar seu comportamento no regime que antecede sua performance ideal em THz. Dessa forma, a análise em mmWave confere validação ao modelo numérico, estabelecendo uma base fundamental para futuras investigações em frequências mais altas.

1.1. Objetivos

Este trabalho tem como objetivo investigar o desempenho de uma antena dipolo operando na faixa de frequência de 28 GHz, em mmWave, por meio de modelagem computacional baseada no Método dos Elementos Finitos (MEF), uma ferramenta numérica consolidada para a análise de problemas eletromagnéticos. A análise será conduzida a partir de parâmetros fundamentais de antenas: S_{11} , impedância de entrada, eficiência de irradiação, perdas ôhmicas, distribuição de corrente superficial, campos na região de Fresnel e diagramas de irradiação em campo distante. Como referência ideal, será considerado um modelo de Condutor Elétrico Perfeito (PEC), cuja consistência dos resultados será validada por meio da comparação com estudo análogo que empregou outro método numérico, o Método dos Momentos (MoM).

1.1.1. Objetivos específicos

Para o alcance do objetivo geral são propostos os seguintes objetivos específicos:

- Introduzir revisão bibliográfica da sexta geração de redes móveis e de antenas;
- Apresentar conceitos relacionados aos condutores nas faixas de operação do 6G;
- Apresentar conceitos fundamentais sobre o grafeno e suas propriedades elétricas;
- Modelar o dipolo no COMSOL Multiphysics como um Conductor Elétrico Perfeito (PEC) e mediante aplicação de três materiais distintos: cobre, ouro e grafeno;
- Aplicar o Método dos Elementos Finitos (MEF) ao dipolo;
- Validar o modelo com base em referência do Métodos dos Momentos (MoM);
- Obter e analisar parâmetros de desempenho do dipolo, como: coeficiente de reflexão, impedância de entrada, região de Fresnel, eficiência, ganho, diretividade, perdas ôhmicas e diagrama de irradiação.

1.2. Estrutura do trabalho

O presente trabalho está disposto da seguinte forma: o Capítulo 1 apresenta a introdução e os objetivos da pesquisa. O Capítulo 2 aborda os conceitos fundamentais relacionados às redes de comunicação do futuro, incluindo visão geral, aplicações, desafios e condutores associados ao 6G, além de tratar da teoria de antenas, de seus principais parâmetros, do fenômeno de efeito pelicular e dos métodos numéricos empregados. O Capítulo 3 descreve a modelagem computacional e a metodologia aplicada no *software* COMSOL Multiphysics para resolução através do MEF. No Capítulo 4, são apresentados e discutidos os resultados obtidos nas simulações, bem como a comparação entre o PEC e o MoM. Por fim, o Capítulo 5 traz as considerações finais.

2. ABORDAGEM TEÓRICA

2.1. Redes de Comunicações Móveis do Futuro

A tecnologia sem fio evolui com urgência para comportar as demandas de conectividade rápida e em larga escala que as sociedades modernas demandam. Assim que uma geração é lançada, os esforços de pesquisa concentram-se nos aperfeiçoamentos necessários para a geração seguinte. Com as redes de quinta geração (5G), esse processo não foi diferente: embora o primeiro smartphone compatível com 5G tenha sido lançado em 2019, já em 2017 a União Europeia havia iniciado um projeto de pesquisa voltado aos fundamentos da tecnologia de sexta geração (6G) (YANG et al., 2019).

O 5G representou um grande avanço em relação ao 4G e espera-se que o 6G vá além, cumprindo não apenas às exigências técnicas de próxima geração, mas também esferas mais amplas. Além de atender requisitos rigorosos de rede, o 6G deverá considerar de forma integrada os contextos econômico, social, tecnológico e ambiental projetados para a próxima década (GIORDANI et al., 2020).

2.1.1 Visão geral dos requisitos para o 6G

O 5G é capaz de alcançar baixa latência (1 ms) para aplicações avançadas de internet tátil. No entanto, esse tempo é insuficiente para algumas outras aplicações da próxima geração, como a Internet das Coisas Industrial (IIoT). Por exemplo, em veículos autônomos, latência mínima é essencial para diminuir as taxas de colisão e melhorar a segurança. Dessa forma, os requisitos do 6G preveem confiabilidade ultraelevada, alta capacidade, eficiência espectral e energética, e latência extremamente baixa (<1 ms), até mesmo na ordem de submilissegundos, a fim de viabilizar o avanço de aplicações como veículos autônomos, realidade virtual, realidade aumentada e a maior integração da tecnologia à área da saúde, por meio de cirurgias remotas e avanços em imagens médicas (YANG et al., 2019; GIORDANI et al., 2020). As diferenças de desempenho entre as gerações são significativas, de forma que as redes 6G se tornarão extremamente densas, com capacidade estimada entre 10 e 1.000 vezes superior à das redes 5G atualmente em operação (YANG et al., 2019).

Segundo Alraih et al. (2022), uma das principais características das comunicações móveis de próxima geração é o uso do espectro de frequências pouco exploradas. Por isso, um dos fatores necessários para que as redes 6G possam alcançar tais parâmetros será a utilização de faixas mais elevadas, como ondas milimétricas (mmWave) e terahertz (THz), em contraste

com as redes tradicionais, do 1G ao 5G, que operam no espectro de até 6 GHz. Na Tabela a seguir, são comparados parâmetros significativos entre a geração atual e o esperado do 6G.

Tabela 1 – Desempenho esperado do 6G em comparação com o 5G (CHEN, PENG & LIANG, 2020; ALHAIR et al., 2022)

<i>Característica</i>	5G	6G
Taxa de dados de pico	20 Gb/s	Até 1 Tb/s
Experiência uniforme do usuário	1 Gb/s	> 10 Gb/s
Densidade de tráfego	10 Tb/s/km ²	> 100 Tb/s/km ²
Densidade de conexão	1 milhão/km ²	> 10 milhões/km ²
Atraso (Delay)	nível de ms	< 1 ms
Mobilidade	350 km/h	> 1000 km/h
Eficiência espectral	3~5x em relação ao 4G	> 3x em relação ao 5G
Eficiência energética	1000x em relação ao 4G	> 10x em relação ao 5G
Consciência de rede	Inteligibilidade parcial	Inteligência onipresente
Cobertura (%)	Cerca de 70%	> 99%
Confiabilidade	1-10 ⁻⁵	1-10 ⁻⁹
Precisão de posicionamento	Nível métrico	Nível centimétrico
Integração de satélite	Parcial	Completa
Integração de automação	Parcial	Completa

A partir do 5G, o espectro de frequência se ampliou até a ondas milimétricas. Para que os requisitos das futuras redes 6G sejam atendidos, será necessário ir além deste espectro convencional — com a adoção de bandas além das milimétricas e faixas sub-6 GHz — para incluir aquelas ainda não padronizadas nos sistemas atuais de comunicação, como a faixa de terahertz e as comunicações por luz visível (VLC – Visible Light Communication) (GIORDANI et al., 2020).

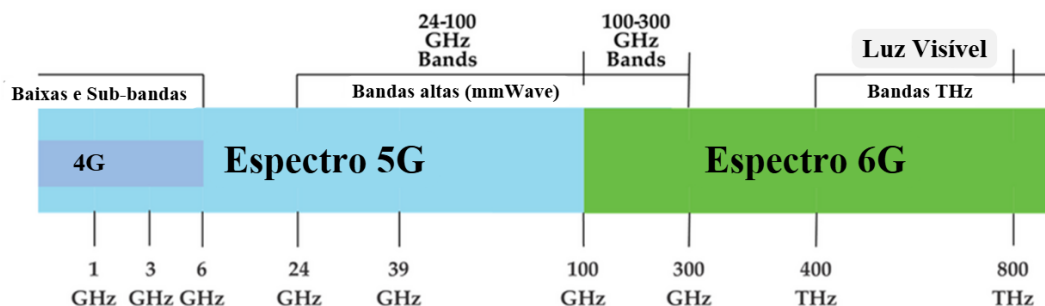


Figura 1 - Espectro de frequência no 4G, 5G e 6G (Alraih et al., 2022) [Adaptado]

2.1.2 Aplicações e tecnologias habilitadoras para a sexta geração

A quinta geração de redes móveis trouxe avanços significativos em aspectos como latência, custo, complexidade de hardware, taxa de transferência e confiabilidade de ponta a ponta. Além disso, representou um marco para a integração de tecnologias emergentes, como a inteligência artificial, que já está integrada no cotidiano da sociedade. Nesse contexto, o desenvolvimento da sexta geração (6G) precisa atender de forma holística às rigorosas demandas tecnológicas previstas para o futuro próximo, considerando também os fatores econômicos, sociais, tecnológicos e ambientais projetados para a era de 2030 (GIORDANI, 2020).

Dentre as ambições da nova geração, se tem a plena integração da inteligência artificial (IA), tornando-a acessível a qualquer pessoa, em qualquer lugar, a qualquer momento. Ao promover uma integração total entre comunicação e computação, o 6G abrirá caminho para uma gama de aplicações industriais. Entre elas, destaca-se a realidade estendida (XR) verdadeiramente imersiva, que combina realidade virtual (VR), aumentada (AR) e mista (MR), com aplicações relevantes nas áreas de entretenimento, medicina, ciência e educação.

Outras aplicações promissoras incluem os veículos totalmente autônomos conduzidos por Inteligência Artificial (IA) e os hologramas móveis de alta fidelidade, considerados uma evolução da tecnologia de mídia quase utópica que visa oferecer serviços tridimensionais em tempo real com alta resolução e resposta instantânea (ALRAIH et al., 2022).

Muitas das aplicações ambiciosas para o 6G são uma evolução direta dos fundamentos estabelecidos pelo 5G na Indústria 4.0, que impulsionou a digitalização da manufatura por meio de sistemas ciberfísicos e serviços baseados em Internet das Coisas (IoT). Com o 6G, essa transformação será intensificada ao eliminar as barreiras entre o ambiente físico da fábrica e o espaço computacional virtual, permitindo diagnósticos, manutenção, controle operacional e comunicação direta entre máquinas por meio da internet de forma eficiente, econômica e altamente adaptável (GIORDANI, 2020). A Figura 2 oferece uma visão ampla de aplicações esperadas para a IoT com a sexta geração.

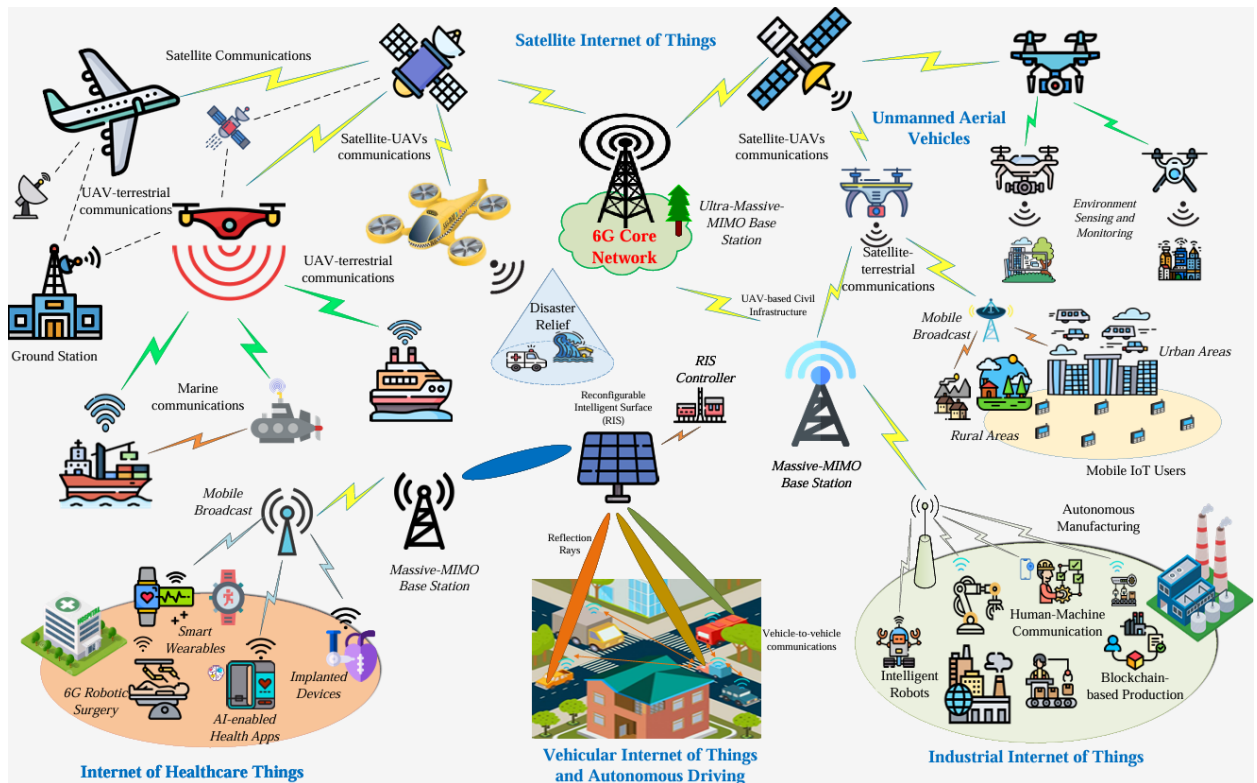


Figura 2 - Visão para futuras aplicações de IoT baseadas em 6G (Nguyen et al., 2021)

Para que as ambições do 6G se tornem realidade, é indispensável a disponibilidade de tecnologias de suporte capazes de operar em cenários de alta densidade de dispositivos, grande volume de dados e requisitos extremos. Nesta linha, assim como os grandes arranjos de antenas com sistemas de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO) foram definidores para o 5G, o 6G tende a ir à mesma direção (FIGUEIREDO, 2022). O desenvolvimento de sistemas MIMO estimulou uma visão para remodelar e controlar ambientes de transmissão de ondas eletromagnéticas (EM) de propagação. Essa visão leva ao surgimento de tecnologias que avançaram gradativamente e aportarão a sexta geração, como MIMO massivo, com número de elementos nos arranjos em ordem de magnitude ainda maior, e superfícies inteligentes reconfiguráveis (RIS), que aprimoram a cobertura do serviço e eliminam zonas mortas em redes sem fio (LIU et al., 2025).

Um subproduto da utilização de grandes arranjos de antenas operando em frequências elevadas é a ocorrência de comunicação no regime de campo próximo (região de Fresnel). Isso contrasta com os sistemas sem fio convencionais, que operam predominantemente em campo distante. Nessa nova condição, o modelo clássico baseado em frentes de onda planas do campo eletromagnético torna-se inadequado, uma vez que as frentes de onda passam a se comportar de forma esférica, mesmo em distâncias práticas. Com isso, surgem técnicas de transmissão promissoras, como o direcionamento de feixe (*beamforming*), que possui maior precisão

espacial e possibilita a concentração da energia transmitida em pontos específicos do espaço, e não apenas em direções angulares fixas como ocorre no direcionamento de feixe tradicional em campo distante (ZHANG et al., 2022).

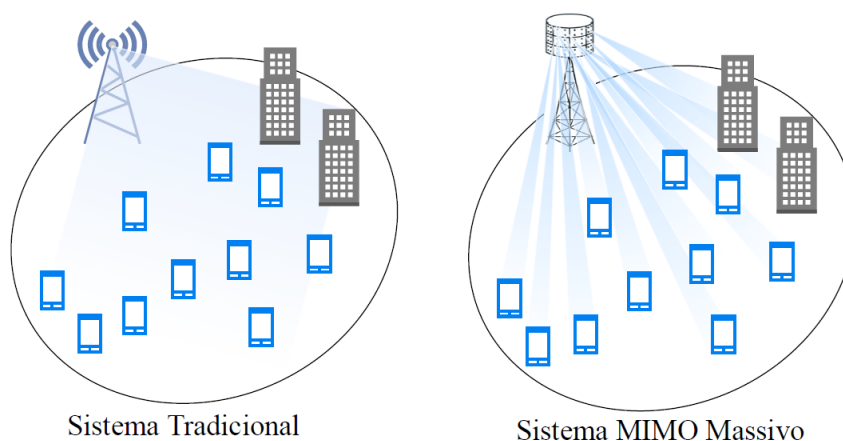


Figura 3 - Comparação do direcionamento de feixe em sistemas MIMO massivo e um sistema tradicional. Beamforming possibilita que vários usuários sejam servidos no mesmo recurso de tempo/frequência (Figueiredo, 2022).

Atrelado ao uso de MIMO massivo, ilustrado na Figura 3, a utilização e exploração do espectro de frequência na faixa de THz são altamente relevantes na pesquisa e implementação do 6G. As comunicações Terahertz operam entre 0.1 THz e 10 THz e, comparadas às ondas milimétricas, elevam ao extremo o potencial da conectividade de alta frequência, permitindo taxas de dados da ordem de centenas de gigabits por segundo, em linha com os requisitos mais ousados do 6G. Por outro lado, os principais problemas que impediram a adoção da faixa THz em sistemas comerciais até o momento são a perda de propagação, limitações dos condutores convencionais, baixa maturidade de conhecimento sobre componentes emergentes, penetração de onda e os desafios de engenharia para antenas e circuitos de RF. Em compensação, com mmWave, a perda de propagação pode ser compensada usando conjuntos de antenas direcionais, permitindo que aconteça a multiplexação espacial com interferência limitada (GIORDANI, 2020).

As comunicações ópticas sem fio (OWC), que utilizam os espectros infravermelho, luz visível e ultravioleta, são vistas como complemento para as comunicações móveis em RF. Entre essas faixas, a luz visível (430 a 790 THz, espectro não licenciado) apresenta maior potencial, impulsionada pelo amplo uso de LEDs e avanços tecnológicos. Estes LEDs, de baixo custo, permitem variações rápidas na intensidade da luz, viabilizando a modulação de dados. A comunicação por luz visível (VLC) explora esse recurso tanto para iluminação quanto para

transmissão de dados em alta velocidade. A VLC oferece largura de banda ultraelevada e operação livre de interferência eletromagnética (ALRAIH, 2022). Apesar de seu potencial, a comunicação por luz visível apresenta cobertura limitada, depende de uma fonte de iluminação e é sensível a ruídos de fontes externas, como a luz solar, sendo, portanto, mais adequada para ambientes internos (GIORDANI, 2020).

Apesar de extremamente promissoras, as tecnologias habilitadoras para as aplicações mais ousadas do 6G ainda habitam terrenos pouco explorados, logo sua implementação impõe desafios significativos relacionados ao consumo energético, limitação de materiais, complexidade de arquitetura e escalabilidade de rede etc. Nesse cenário, o estudo das antenas se torna ainda mais estratégico para alcançar os resultados desejados.

2.1.3 Condutores convencionais na era 6G e ascensão do grafeno

À medida que as frequências operacionais avançam para as faixas de ondas milimétricas e Terahertz, o desempenho dos componentes tradicionais se torna um desafio de ciência dos materiais. Por isso, o caráter estratégico do estudo das antenas está intrinsecamente ligado a essa limitação. Condutores metálicos tradicionais, como o cobre e o ouro, que formam a base da eletrônica de RF, são completamente essenciais para os estudos e aplicações do 6G, contudo, esses metais começam a atingir seus limites físicos nestas faixas. O aumento da frequência intensifica o *efeito pelicular*, confinando a corrente a uma camada superficial cada vez mais fina, o que eleva drasticamente as perdas ôhmicas, comprometendo a eficiência (ABDOALBASET ABOHMRA et al, 2020).

Dentre os materiais emergentes, se destaca o grafeno, um alótropo bidimensional (2D) de carbono, que opera com base em um conjunto de princípios da física da matéria diferente, o que o torna inerentemente adequado para a eletrônica, pois sua estrutura atômica e eletrônica única dá origem a propriedades que contornam diretamente as limitações dos metais convencionais (CASTRO NETO et al., 2009). A geometria do grafeno, vista na Figura 4, consiste em uma folha plana de átomos de carbono, formando uma camada monoatômica organizada em células hexagonais, semelhante a favos de mel. Essa estrutura única resulta em propriedades que traduzem uma resistência mecânica maior que a do aço, sintonização elétrica, mobilidade eletrônica mais elevada que o silício e melhor condutividade elétrica já descoberta (VIEIRA & VILAR, 2016).

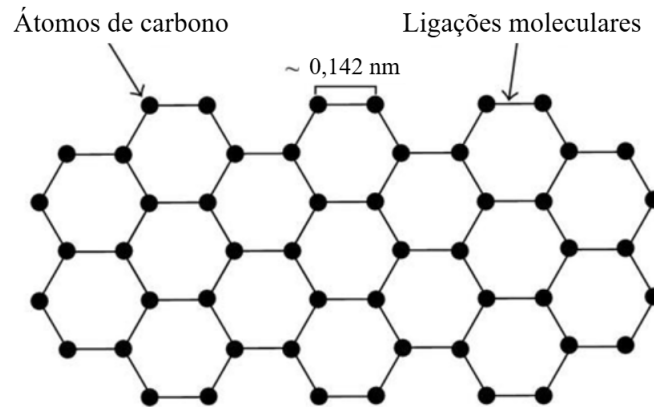


Figura 4 - Esquemática da estrutura de uma folha de grafeno (Roberts et al., 2010) [Adaptado]

Conforme Samaha et al. (2024), o grafeno é um dos materiais mais promissores para suprir a lacuna tecnológica existente na faixa de frequências de THz. Estudos recentes indicam que a resposta do grafeno em regime nessa faixa de frequência é fortemente influenciada por transições ópticas intrabanda, associadas à absorção por portadores livres, as quais desempenham papel fundamental nessa faixa espectral. Essas características estabelecem as bases para o uso do material em dispositivos de geração, detecção e modulação de irradiação em THz.

Uma propriedade promissora do grafeno para a concepção de dispositivos THz está associado ao fenômeno que deu origem ao vasto campo de estudo da plasmônica de grafeno, sua capacidade de sustentar ondas de *Plasmons de Superfície Polaritons* (SPPs), que são ondas EM acopladas ao movimento coletivo de elétrons em uma interface condutor–dielétrico. O acoplamento permite que a energia luminosa seja guiada e confinada em dimensões muito menores do que o comprimento de onda no espaço livre, com elevado grau de confinamento e baixas perdas associadas (LI et al., 2020).

Os metais nobres, como ouro e prata, apresentam plasmônica eficiente apenas no espectro visível e infravermelho próximo, mas na faixa de THz comportam-se como condutores quase perfeitos, resultando em SPPs pouco confinados e com altas perdas, o que limita seu uso em dispositivos. O grafeno, devido à sua natureza bidimensional e menor densidade de portadores, supera essa limitação ao sustentar SPPs no intervalo de THz ao infravermelho médio, com forte confinamento de campo e menores perdas de propagação (LOW & AVOURIS, 2014).

Essa combinação de confinamento extremo e baixas perdas é o que torna a plasmônica de grafeno uma alternativa tecnológica disruptiva para o THz. As propriedades físicas únicas desse material, manifestadas através de suas propriedades eletrônicas e capacidades

plasmônicas, abordam alguns dos principais desafios materiais impostos pela transição para o 6G e habilitam a arquitetura de sistemas (LI et al., 2020). A análise do grafeno, portanto, não se restringe à busca por um substituto para metais condutores, mas abrange a compreensão de suas propriedades fundamentais como base para o desenvolvimento de dispositivos mais eficientes em comunicações sem fio de alta frequência.

2.1.4 Condutividade elétrica do grafeno

Segundo Zheng et al. (2022), para capturar com precisão a condutividade elétrica de superfície do grafeno, se utiliza a fórmula de Kubo, que aborda um tratamento semi-quântico e considera as contribuições das transições eletrônicas intrabanda (associada ao movimento dos portadores presentes na mesma banda de energia) e interbanda (relacionada às transições eletrônicas entre bandas de valência e condução). Contudo, abaixo de 8 THz, a energia de cada um dos fótons da onda é muito inferior à necessária para causar transições interbanda, logo, só a contribuição intrabanda é considerada em mmWave. Sendo as ondas milimétricas o objeto de interesse desse estudo, temos que a fórmula de Kubo para essa faixa do espectro é dada por:

$$\sigma_{graphene} = \sigma_{intra}(\omega, \mu_c, \Gamma, T) = -j \frac{e^2 K_B T}{\pi h^2 (\omega, j2\Gamma)} \left[\frac{\mu_c}{K_B T} + 2 \ln \left(e^{-\frac{\mu_c}{K_B T}} + 1 \right) \right] S \quad (1)$$

onde e é a carga do elétron (C), K_B é a constante de Boltzmann (J/K), Γ é a taxa de espalhamento elétron-fônon (s^{-1}), h é a constante de Planck reduzida (J·s), ω é a frequência da onda incidente (rad/s), T é a temperatura (K) e μ_c é o potencial químico (J), também conhecido como nível de Fermi (E_F).

O grafeno é um semimetal, e, por isso, apresenta uma resistência elétrica maior que a dos metais comuns, os quais possuem muitas cargas livres. Essa resistência elevada é o principal desafio para sua aplicação em dispositivos de ondas milimétricas. Contudo, sua estrutura permite que portadores de carga sejam induzidas e controladas com grande facilidade, tanto por meio de dopagem química quanto por eletro-saturação ('*gating*'). À medida que o nível de Fermi aumenta com a aplicação do *gating*, a condutividade do grafeno se torna ainda melhor. Essa facilidade de manipulação confere ao grafeno uma capacidade de sintonização elétrica única, permitindo a existência de antenas reconfiguráveis (LOW & AVOURIS, 2014; OKUDA et al., 2023; WANG et al., 2020).

Adicionalmente, a mobilidade dos portadores de carga é uma métrica para a qualidade da amostra de grafeno. Em configurações otimizadas, como o grafeno esfoliado sobre substratos

de nitreto de boro (BN), é possível alcançar mobilidades muito elevadas, que se traduzem em um tempo de relaxamento de momento da ordem de $\tau \approx 3$ ps (LOW & AVOURIS, 2014).

De acordo com Okuda et al. (2023), o grafeno tem sido estudado como alternativa aos metais, e diversos estudos têm sido conduzidos para alcançar baixa resistência ao mesmo tempo em que se mantém a transparência, utilizando métodos como a deposição em múltiplas camadas e a dopagem química.

2.2 Teoria de Antenas

De acordo com o postulado no *IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas* (IEEE 145-2013), uma antena é definida como “parte de um sistema de transmissão ou recepção que é projetado para irradiar ou receber ondas eletromagnéticas”. Logo, se pode compreender uma antena como um transdutor utilizado para fazer o intermédio entre o espaço livre a linha de transmissão ou uma guia de ondas (que conduz a onda a ser emitida) — ou vice-versa. (SADIKU, 2012).

A antena é essencial por duas razões principais: melhorar a eficiência de irradiação e para o casamento de impedâncias, visando minimizar a reflexão. Este dispositivo usa, ou a corrente e a tensão de uma linha de transmissão (LT), ou campos EM de um guia de onda para emitir uma onda EM no meio (SADIKU, 2012). A Figura 5 ilustra essa configuração.

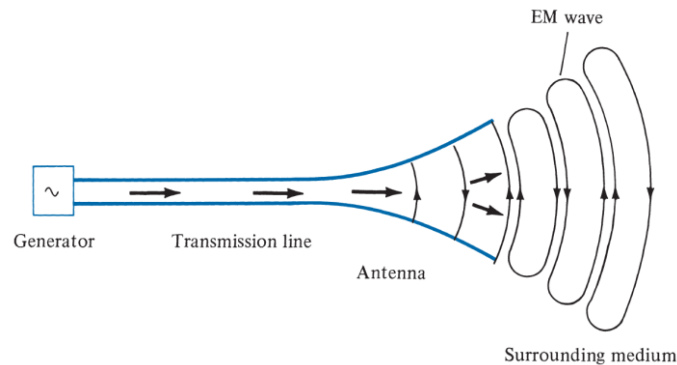


Figura 5 – A antena como um dispositivo de transmissão de ondas EM (Sadiku, 2012)

Além de transmitir ou receber energia, a antena pode direcionar ou intensificar a irradiação em determinadas direções e atenuá-la em outras. Dessa forma, a antena também atua como um dispositivo direcional, além de exercer a função de irradiar ou receber ondas EM. Logo, as antenas podem assumir diferentes formatos, de acordo com a aplicação e os requisitos do sistema. Entre os principais tipos, destacam-se: antenas dipolo, cornetas, helicoidais, antenas parabólicas de reflexão e arranjos de antenas (arrays), cada uma com características específicas de irradiação, diretividade e faixa de operação (BALANIS, 2016; SADIKU, 2012).

Em sistemas de comunicação sem fio, a antena é um dos componentes mais importantes. Um projeto eficiente pode reduzir as exigências do sistema e melhorar seu desempenho global. Um exemplo comum é o da televisão, cuja recepção pode ser significativamente melhorada com uma antena de alto desempenho (BALANIS, 2016).

Ainda segundo Balanis (2016) “[...] a antena, para um sistema de comunicação, tem a mesma função que os olhos e os óculos têm para um ser humano”.

2.2.1 Parâmetros de desempenho

Para analisar o desempenho de uma antena, é necessário consolidar a definição de diversos parâmetros, tais como: parâmetros S_{11} , diagrama de irradiação, intensidade de irradiação, diretividade, ganho, eficiência e impedância entrada.

2.2.2 Casamento de Impedâncias e Parâmetro S_{11}

O casamento de impedâncias é um conceito central em teoria de antenas e sistemas de micro-ondas, pois garante que a energia transferida da fonte para a carga ocorra de forma eficiente, sem perdas excessivas por reflexão. Essa rede de casamento idealmente é isenta de perdas, para evitar dissipação desnecessária de potência, e é projetada de modo que a impedância vista a partir da linha de transmissão seja igual à impedância característica da linha Z_0 (POZAR, 2012).

Ainda de acordo com Pozar (2012), quando o casamento é perfeito, o coeficiente de reflexão (Γ) na interface entre a rede de casamento e a linha é igual a zero, ou seja, não há onda refletida de volta. Em termos práticos, isso significa que não há reflexão na linha de transmissão. Utiliza-se o parâmetro de espalhamento S_{11} para quantificar esse efeito, pois ele corresponde exatamente ao coeficiente de reflexão de entrada. Um valor de $|S_{11}|$ baixo indica bom casamento, enquanto valores altos indicam desadaptação. O casamento de impedâncias é importante pelos seguintes motivos:

- Garante que a máxima potência seja entregue quando a carga está casada com a linha, minimizando perdas na linha de alimentação;
- Em receptores sensíveis, pode melhorar a relação sinal-ruído (SNR) do sistema;
- Em redes de distribuição de potência, pode reduzir erros de amplitude e fase.

2.2.3 Diagrama de irradiação

O diagrama de irradiação de uma antena é definido como uma função matemática ou representação gráfica das propriedades de irradiação da antena em função das coordenadas espaciais. Na maioria dos casos, esse padrão é obtido na região de campo distante e representado em termos de coordenadas direcionais (BALANIS, 2016). A Figura 6 ilustra um diagrama de irradiação tridimensional de uma antena no sistema de coordenadas esféricas.

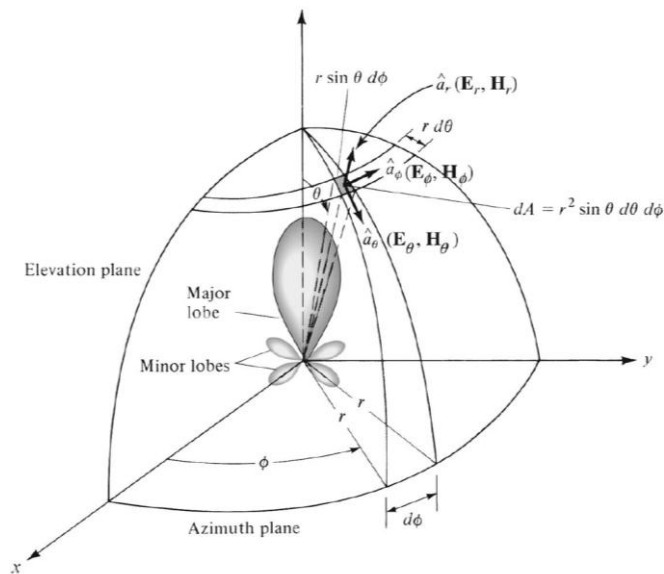


Figura 6 - Diagrama de irradiação tridimensional de uma antena (Balanis, 2016)

Para Stutzman et al. (2012), “uma forma útil de compreender o conceito de padrão de irradiação é visualizar uma bola esférica de massa de pão. Essa bola representa o padrão de irradiação isotrópico hipotético, que irradia igualmente em todas as direções. Ao apertar a bola de massa, sua forma se distorce, representando maior irradiação em algumas direções e menor em outras. A potência total irradiada em todas as direções permanece a mesma, mas a densidade de potência (em W/m²) em pontos de uma superfície esférica distante varia conforme a direção, em proporção ao quadrado do padrão”.

Estas formas, vistas na Figura 6, são denominados “lóbulos”: porções do diagrama de irradiação delimitadas por regiões de baixa intensidade. Embora alguns lóbulos apresentem maior intensidade que outros, todos se enquadram nessa classificação. O lóbulo principal (ou feixe principal) é “o lóbulo de irradiação que contém a direção de máxima irradiação”. Todos os demais são considerados lóbulos menores. Dentre estes, os lóbulos laterais (side lobe) surgem em qualquer direção fora do feixe principal, enquanto o lóbulo traseiro (back lobe) tem seu eixo aproximadamente a 180° em relação ao feixe principal (BALANIS, 2016). Como

representam irradiação em direções indesejadas ao que a antena está programada para radiar, é essencial minimizá-los.

2.2.4 Intensidade de irradiação

A intensidade da irradiação (U) é definida como a potência irradiada (P_{rad}) por uma antena em uma dada direção por unidade de ângulo sólido e está relacionada à densidade de potência média \mathcal{P}_{med} na superfície de uma esfera de raio r no regime de campo distante (BALANIS, 2016). É expressa como (2):

$$U(\theta, \phi) = r^2 \mathcal{P}_{med} \quad (2)$$

A potência média total irradiada pode ser demonstrada por:

$$P_{rad} = \oint_S \mathcal{P}_{med} dS = \mathcal{P}_{med} r^2 \sin\theta d\theta d\phi \quad (3)$$

$$P_{rad} = \oint_S U(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi \quad (4)$$

$$P_{rad} = \int_{\phi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} U(\theta, \phi) d\Omega \quad (5)$$

Em (3), $d\Omega = \sin\theta d\theta d\phi$ representa o ângulo sólido diferencial em esferorradiano (sr). Por esse motivo, a intensidade de irradiação $U(\theta, \phi)$ é medida em watts por esferorradiano (W/sr). Como o valor médio de $U(\theta, \phi)$ corresponde à potência total irradiada dividida pelo ângulo sólido total de um espaço tridimensional (4π sr) e, considerando que a propagação ocorre em meio isotrópico e homogêneo, tem-se (BALANIS, 2016; SADIKU, 2012):

$$U_{med} = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (6)$$

2.2.5 Diretividade

A diretividade D de uma antena é definida como “a razão entre a intensidade de irradiação em uma dada direção da antena e a intensidade de irradiação (U) média em todas as direções” (BALANIS, 2016). Matematicamente, entende-se isso por:

$$D = \frac{U_{max}}{U_{med}} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (7)$$

O conceito de diretividade D pode ser visualizado na Figura 7. Considerando-se uma fonte isotrópica, ou seja, que irradia uniformemente em todas as direções, a intensidade de irradiação seria igual em qualquer direção, fazendo com que o valor máximo da intensidade

seja igual ao valor médio, resultando em uma diretividade igual a 1. Por outro lado, antenas reais concentram sua irradiação em determinadas direções, representadas por $U(\theta, \phi)$. A intensidade máxima na direção analisada pode ser expressa como $U_{max} = DU_{med}$, indicando que D representa quantas vezes a potência irradiada é mais concentrada nessa direção em comparação ao caso isotrópico. Assim, direcionar a potência total em uma direção específica aumenta a intensidade (STUTZMAN, 2012).

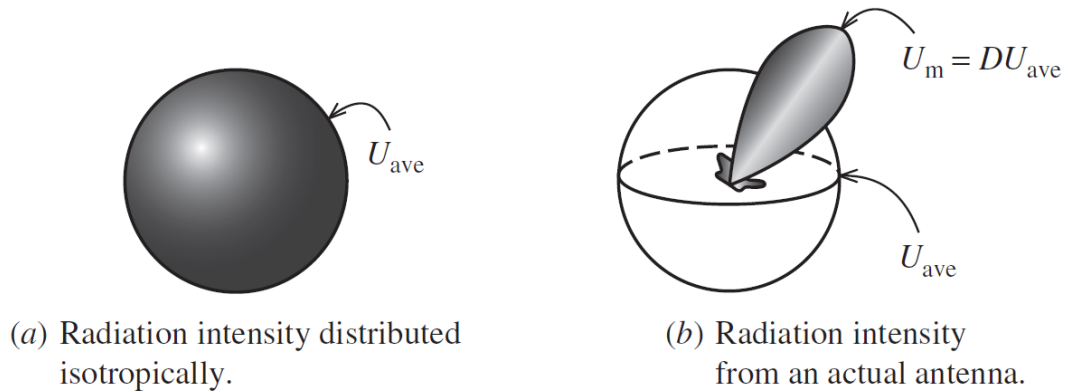


Figura 7 - Ilustração da diretividade (a) intensidade de irradiação distribuída isotropicamente e (b) intensidade de irradiação de uma antena real (Stutzman 2012)

2.2.6 Ganho e eficiência

O ganho diretivo $G_d(\theta, \phi)$ é a medida de concentração da potência irradiada em uma determinada direção (θ, ϕ) ; podendo ser compreendida como a habilidade de uma antena direcionar potência irradiada uma direção (Sadiku, 2012). Pode ser expresso como:

$$G_d(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{med}} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (8)$$

Até agora, foi elucidado que a diretividade pode ser vista como o ganho que uma antena teria se toda a potência de entrada P_{in} aparecesse como potência irradiada P_{rad} . O ganho da antena G considera o fato de que as antenas reais não se comportam dessa maneira e parte da energia de entrada é perdida na antena. A fração da potência de entrada que não aparece como potência irradiada é absorvida na antena e nas estruturas próximas, considerando todas as perdas, o que constrói as bases para a definição da eficiência de condução-dielétrica (ou eficiência de irradiação) e_{cd} (BALANIS, 2016; STUTZMAN, 2012). Este parâmetro é:

$$e_{cd} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (9)$$

A eficiência total e_0 considera perdas nos terminais de entrada e no interior da antena, possivelmente causados por reflexões no descasamento de impedâncias entre a LT e a antena. Este parâmetro é definido matematicamente na equação (10) (BALANIS, 2016).

$$e_0 = e_r e_{cd} \quad (10)$$

Sendo e_r a eficiência de reflexão (descasamento) e $e_r = (1 - |\Gamma|^2)$, onde Γ representa o coeficiente de reflexão de tensão nos terminais de entrada da antena. Substituindo as expressões, temos que:

$$e_0 = e_{cd}(1 - |\Gamma|^2), \quad (11)$$

Dessa forma, podemos expressar o ganho total da antena como:

$$G(\theta, \phi) = e_0 D = e_{cd} \left[\frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \right] \quad (12)$$

2.2.7 Impedância de entrada

A impedância de entrada (Z_A) é a impedância apresentada por uma antena em seus terminais de entrada, ilustrados na Figura 8.

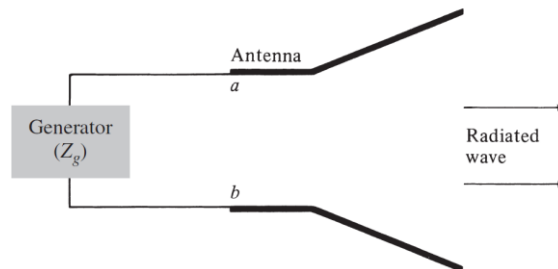


Figura 8 - Antena em modo de transmissão (Balanis, 2016)

Essa impedância é influenciada pela geometria da antena, pelas condições de contorno do meio e até mesmo pela presença de outras antenas ou objetos próximos (STUTZMAN, 2012). Como em circuitos convencionais, a impedância da antena possui uma parte real e imaginária (BALANIS, 2016). A impedância de entrada, então, é definida por:

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} \quad (13)$$

Onde X_{in} se refere à reatância nos terminais a-b da antena, associada à energia armazenada nos campos próximos da antena, e R_{in} é a resistência. A resistência de entrada representa as perdas dissipativas associadas à antena, que ocorrem associadas à resistência de irradiação (R_r), ou seja, à potência que é efetivamente irradiada e não retorna à antena e outra corresponde às perdas ôhmicas (R_{losses}) (STUTZMAN, 2012). A resistência de entrada, então, é composta de duas partes:

$$R_{in} = R_r + R_{losses} \quad (14)$$

Dentre as componentes que tangem a impedância de entrada, a resistência de irradiação se destaca pois é por meio desse parâmetro que a potência é transferida da onda guiada para a onda irradiada no espaço livre. Essa potência pode ser determinada por meio da integração do vetor de Poynting sobre uma superfície fechada que envolve a antena.

2.2.8 Regiões do campo eletromagnético

O campo radiativo de uma onda eletromagnética pode ser dividido em regiões distintas: campo próximo radiante (Fresnel) e campo distante (Fraunhofer), sendo a primeira classificada entre campo próximo reativo e radiativo, como visto na Figura 9. A região de campo próximo reativo é limitada ao espaço próximo da antena (dentro da distância de Fresnel), onde ondas evanescentes predominam. A região de campo próximo radiativo se estende entre a distância de Fresnel e a distância de Rayleigh (ZHANG & WU et al., 2025).

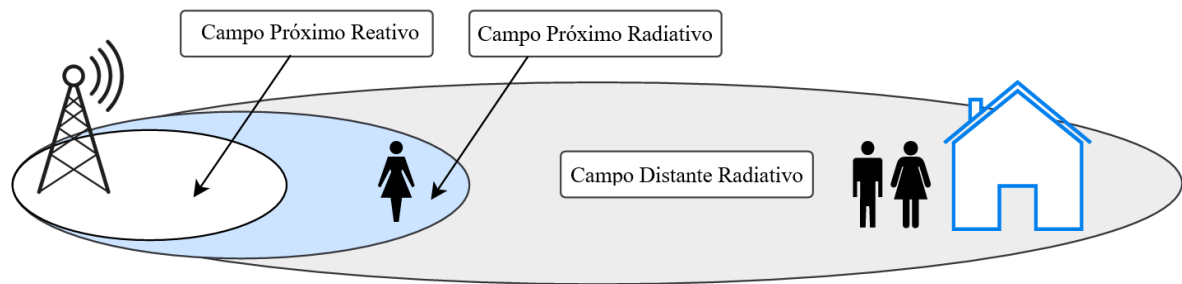


Figura 9 - Regiões de irradiação do campo eletromagnético (Ni et al., 2025) [Adaptado]

Essas regiões são designadas para identificar a estrutura do campo em cada uma delas. Embora não haja mudanças abruptas nas configurações do campo ao se cruzar os limites, existem diferenças distintas entre elas (BALANIS, 2016). O limiar que divide estes dois campos é chamado de distância de Rayleigh, dado por $Z = 2D^2/\lambda$, onde D e λ são, respectivamente, a abertura máxima da antena e o comprimento de onda (WEI & DAI, 2022).

Quando antenas irradiam ondas eletromagnéticas no espaço livre ao redor, elas se propagam exibindo uma frente de onda esférica. No entanto, nas comunicações sem fio tradicionais, a frente de onda pode ser bem aproximada como sendo plana devido às grandes distâncias envolvidas em relação ao comprimento de onda de operação. Nas condições radiativas do campo próximo, contudo, essa aproximação deixa de ser válida e a frente de onda que incide a partir da estação base para o receptor é esférica (ZHANG, 2022). A Figura 10 ilustra as regiões do campo eletromagnético e suas respectivas frentes de onda.

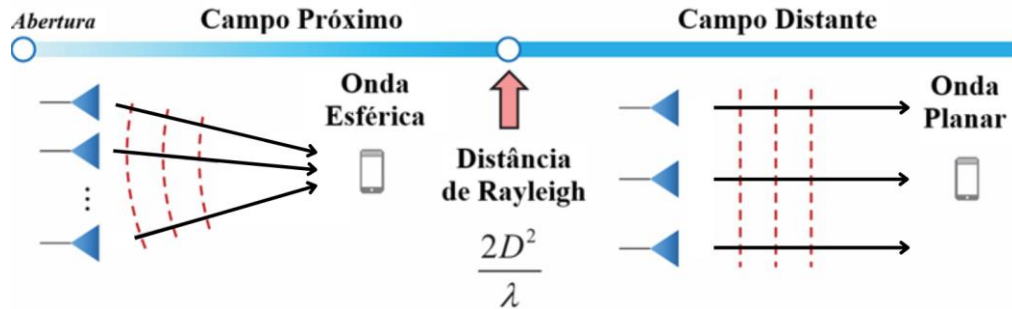


Figura 10 – Frentes de ondas nas regiões eletromagnéticas (Cui & Dai, 2021)[Adaptado].

Segundo Cui et al. (2022), em sistemas MIMO massivos do 5G, o número de antenas ainda é relativamente pequeno, o que torna a distância de Rayleigh, geralmente de apenas alguns metros, pouco relevante. Por isso, as tecnologias de comunicação utilizadas atualmente no 5G são baseadas principalmente em modelos de propagação de campo distante.

Por outro lado, com o avanço para o 6G, espera-se um aumento expressivo tanto na quantidade de antenas quanto na frequência de operação. Isso fará com que a região de campo próximo dos arranjos de antenas eletricamente grandes (ELAA) se expanda significativamente. Dessa forma, as comunicações em campo próximo passarão a ser fundamentais nas redes móveis 6G, exigindo o uso de modelos de propagação esférica, que diferem dos modelos planos usados no 5G (CUI et al., 2022)

2.2.9 O Dipolo

Entre as diversas estruturas radiantes utilizadas em sistemas de comunicação, o dipolo infinitesimal (ou dipolo Hertziano) se destaca como fundamental para os estudos de teoria das antenas. Sua geometria básica, associada a um comportamento muito bem compreendido, torna-o uma referência clássica para análises conceituais de antenas e de outras geometrias mais complexas (BALANIS, 2016).

Neste, um fio linear infinitesimal ($l \ll \lambda$) e muito fino ($a \ll \lambda$) é posicionado simetricamente na origem do sistema de coordenadas e orientado ao longo do eixo z, conforme mostrado na Figura 11. As placas terminais fornecem o carregamento capacitivo necessário para manter a corrente no dipolo quase uniforme. Como se supõe que essas placas finais sejam infinitesimais, sua contribuição para a irradiação é geralmente desprezível. Ademais, é adotado que a variação espacial da corrente seja constante ($\mathbf{I}(z') = \hat{\mathbf{a}}_z I_0$), onde \mathbf{I}_0 é um valor constante (BALANIS, 2016).

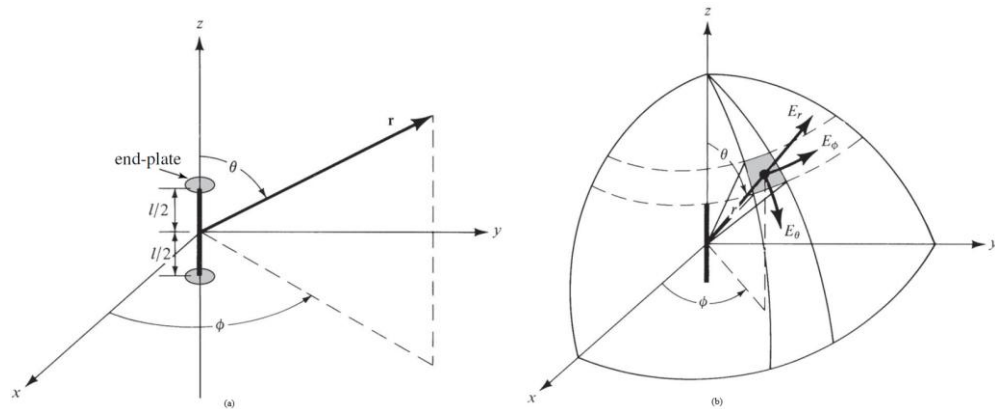


Figura 11 – Arranjo genérico do dipolo infinitesimal em (a) suas componentes do campo elétrico (b) numa superfície esférica (Balanis, 2016)

A distribuição dos campos irradiados por um dipolo pode ser obtida a partir da equação do vetor potencial magnético \mathbf{A} , que para um dipolo oscilante ao longo do eixo z possui apenas a componente A_z . A relação entre o campo elétrico e o campo magnético irradiado pode ser obtida a partir da Lei de Ampère–Maxwell. Considerando ausência de corrente livre fora da antena ($\mathbf{J} = 0$), a equação reduz-se a (Balanis, 2016; Sadiku, 2012):

$$\mathbf{E} = \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla \times \mathbf{H} \quad (15)$$

Logo, as expressões do campo elétrico em coordenadas esféricas ($\mathbf{E}_r, \mathbf{E}_\theta, \mathbf{E}_\phi$) são:

$$\mathbf{E}_r = \eta \frac{I_0 l \cos\theta}{2\pi r^2} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (16)$$

$$\mathbf{E}_\theta = \eta \frac{kl_0 l \sin\theta}{4\pi r} \left[1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr} \quad (17)$$

$$\mathbf{E}_\phi = 0 \quad (18)$$

Ao aplicar a aproximação de campo distante, as expressões completas dos campos são significativamente simplificadas. O componente \mathbf{E}_r decai mais rapidamente e torna-se negligenciável em comparação com \mathbf{E}_θ .

Tais equações denotam disparidades em dependências espaciais, como observada a variação em $\frac{1}{r}$, $\frac{1}{r^2}$ e $\frac{1}{r^3}$, termos que correspondem a diferentes regiões do campo elétrico: $\frac{1}{r^3}$ caracteriza o campo eletrostático, pois corresponde ao campo elétrico de um dipolo ideal. Já o termo $\frac{1}{r^2}$ é importante para a região de campo próximo e representa um campo indutivo, que está relacionado à variação temporal da corrente e pode ser previsto pela lei de Biot–Savart. Por fim, o termo $\frac{1}{r}$ define o campo distante ou campo radiante, pois é o único que permanece significativo longe do elemento de corrente (SADIKU, 2012).

Estes conceitos iniciais do dipolo Hertziano são fundamentais para a formulação teórica do funcionamento das antenas do tipo dipolo, por se tratarem de uma estrutura idealizada com corrente constante em um segmento de comprimento infinitesimal. Para a análise e o projeto de antenas reais, uma estrutura derivada desse modelo e amplamente utilizada é o dipolo de meia-onda, cuja nomenclatura se deve ao fato de seu comprimento ser igual à metade do comprimento de onda ($l = \lambda/2$). O dipolo de meia-onda é formado por um fio condutor fino, alimentado no centro por uma fonte de tensão conectada à antena por meio de uma linha de transmissão (SADIKU, 2012). Sua estrutura é composta por duas hastes simétricas, cada uma com um quarto do comprimento de onda, como ilustrado na Figura 12.

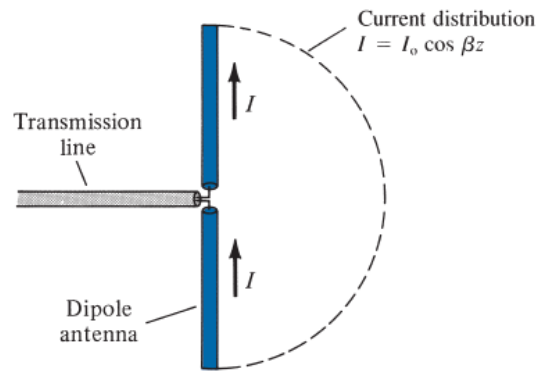


Figura 12 - Dipolo de meia-onda (Sadiku, 2012)

Para compreender o funcionamento do dipolo, é essencial analisar a distribuição de corrente ao longo de sua estrutura. Em um dipolo de meia onda alimentado no centro, a corrente é assumida como uma onda estacionária. A amplitude da corrente é máxima no ponto de alimentação (no centro) e decai senoidalmente até atingir zero nas extremidades do condutor (SADIKU, 2012). Para um dipolo de comprimento $l = \lambda/2$, orientado ao longo do eixo z , a distribuição corrente é modelada como (BALANIS, 2016):

$$I_e(z') = \begin{cases} \hat{a}_z I_0 \left[k \left(\frac{l}{2} - z' \right) \right], & 0 \leq z' \leq l/2 \\ \hat{a}_z I_0 \left[k \left(\frac{l}{2} + z' \right) \right], & -\frac{l}{2} \leq z' \leq l/2 \end{cases} \quad (19)$$

onde I_0 é a amplitude máxima da corrente na alimentação e $k = 2\pi/\lambda$ é o número de onda. Em geral, para geometrias mais complexas, a integração do potencial vetor \mathbf{A} exige grande esforço matemático. Por essa razão, a prática padrão na teoria de antenas é limitar as observações à região de campo distante. Nesta, além da simplificação matemática, ocorre uma simplificação física fundamental de que o componente de campo elétrico radial \mathbf{E}_r decai mais rapidamente e torna-se negligenciável em relação a \mathbf{E}_θ . Isso resulta em uma onda puramente

transversal e, sendo assim, com campos \mathbf{E} e \mathbf{H} ortogonais à direção de propagação e entre si. As componentes de campo para o dipolo de meia-onda, então, são definidas por:

$$E_{\theta} \approx j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right] \quad (20)$$

$$H_{\phi} \approx \frac{E_{\theta}}{\eta} \approx j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right] \quad (21)$$

Dessa forma, a densidade de potência média e intensidade de irradiação vistas em podem ser escritas como (Balanis, 2016):

$$\mathcal{P}_{med} = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2 r^2} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right]^2 \approx \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2 r^2} \sin^3\theta \quad (22)$$

$$U \approx r^2 \mathcal{P}_{med} \approx \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2} \sin^3\theta \quad (23)$$

cujo diagrama de irradiação é ilustrado em 3D na Figura 13 e 2D na Figura 14. Em um dipolo de meia-onda, a irradiação é máxima no plano perpendicular ao eixo ($\theta = 90^\circ$) e nula ao longo do eixo da antena ($\theta = 0^\circ$ e $\theta = 180^\circ$), o que resulta em um diagrama de irradiação tridimensional com a forma toroidal (ou "donut") (BALANIS, 2016).

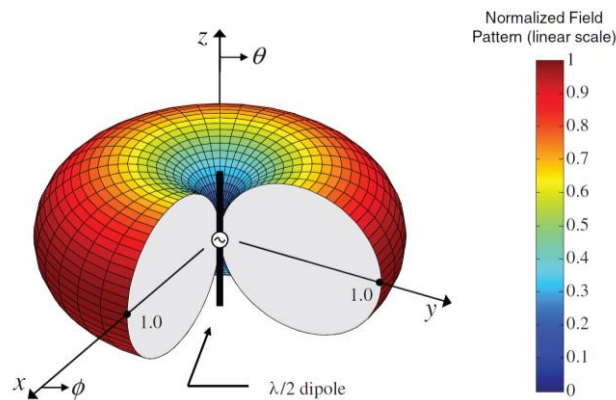


Figura 13 - Diagrama de irradiação 3D do dipolo de meia-onda (Balanis, 2016).

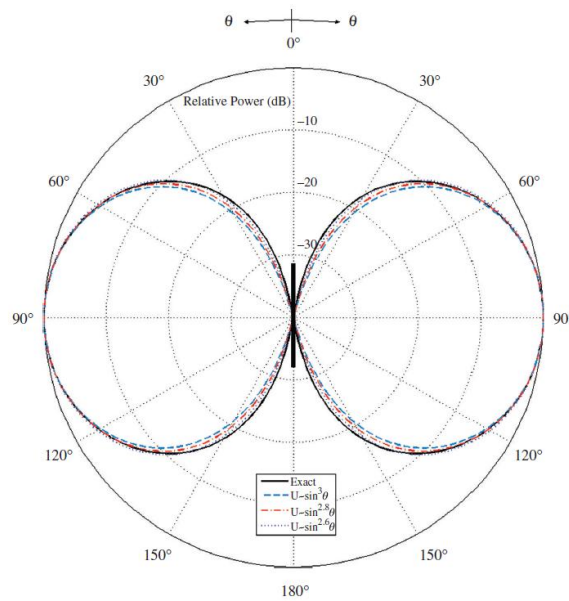


Figura 14 - Diagrama de irradiação 2D do dipolo de meia-onda (Balanis, 2016).

A potência total irradiada é definida, então, por:

$$P_{rad} = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi} \int_0^\pi \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} d\theta \quad (24)$$

Logo, a partir do estabelecido, temos que a diretividade é, no dipolo de meia-onda, uma constante dada por (BALANIS, 2016):

$$D_0 = 4\pi \frac{U_{max}}{P_{rad}} \approx 1.643 \approx 2.15 \text{ dB} \quad (25)$$

A resistência de irradiação é um parâmetro fundamental que relaciona a potência total radiada pela antena com a corrente. Ela pode ser vista como uma resistência "virtual" que dissiparia a mesma quantidade de energia na forma de calor que a antena irradia como ondas eletromagnéticas. Em um dipolo de meia-onda, é definida como (SADIKU, 2012):

$$R_r = \frac{2P_{rad}}{I_0^2} \approx 73 \Omega \quad (26)$$

Por fim, a impedância de entrada vista nos terminais da antena assume que $R_{in} = R_r$ para uma antena sem perdas. Para um dipolo de meia-onda, a reatância é $X_{in} = 42,5 \Omega$. A impedância de entrada teórica ideal para esta antena é, então (SADIKU, 2012):

$$Z_{in} \approx 73 + j42,5 \Omega \quad (27)$$

A reatância indutiva diminui rapidamente para zero à medida que o comprimento do dipolo é ligeiramente reduzido. O dipolo torna-se ressonante com $l = 0,485\lambda$ de forma que a reatância de entrada se iguala a zero. Portanto, na prática, um dipolo de meia-onda é projetado com um comprimento um pouco menor, de forma que a reatância se anule e a impedância de

entrada Z_{in} seja aproximadamente 73Ω . Este valor de é extremamente conveniente, pois é muito próximo das impedâncias características de cabos coaxiais comuns (50 e 75 ohms), simplificando o projeto de casamento de impedâncias e maximizando a transferência de energia do transmissor para a antena (SADIKU, 2012).

2.2.10 Efeito pelicular

Ao fluir em um fio condutor homogêneo, uma corrente elétrica contínua de seção transversal não negligenciável se distribui uniformemente nesta seção. A mesma prerrogativa não é verdade quando a corrente é alternada, pois esta não se distribui uniformemente e a distribuição é dependente da frequência, do campo elétrico, da condutividade elétrica, das dimensões e da geometria do condutor. No caso de um condutor de seção transversal circular, a densidade de corrente varia ao longo do raio, sendo máxima na superfície e mínima sobre o eixo – esta concentração de corrente próxima à superfície do condutor chama-se *efeito pelicular* ou *efeito Kelvin* (ROBERT, 2000; HIGGINS, 1941).

De acordo com Sadiku (2012), a intensidade do campo do condutor diminui rapidamente diante do efeito pelicular. Este trata-se da tendência das cargas de migrarem do interior do material condutor para sua superfície, o que resulta em maior resistência elétrica. Por isso, os campos e as correntes associadas ficam confinados a uma camada muito fina (a “pele”) na superfície do condutor. O efeito pelicular se manifesta de diferentes formas em problemas, como: atenuação em guias de onda, resistência eficaz ou de corrente alternada em linhas de transmissão, e blindagem eletromagnética (SADIKU, 2012).

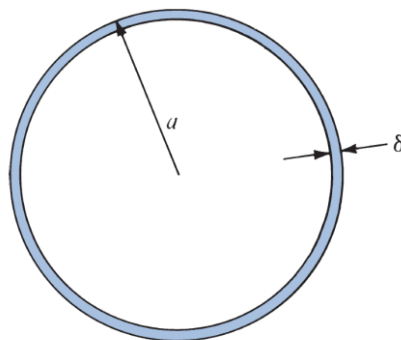


Figura 15 - Efeito pelicular em frequências mais altas ($\delta \ll a$) (Sadiku, 2012)

É comum mensurar o efeito pelicular a partir de uma grandeza métrica dada por δ e chamada de *espessura pelicular* (ROBERT, 2000). Em bons condutores, a espessura pelicular é expressa por (SADIKU, 2012):

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (28)$$

Essa grandeza é especialmente útil para calcular a resistência devido ao efeito pelicular, chamada *resistência dc* (Balanis, 2016). É demonstrada por:

$$R_{dc} = \frac{l}{\sigma A} \quad (29)$$

Ainda de acordo com Balanis (2016), se a espessura pelicular do metal for muito pequena em comparação com a menor diagonal da seção transversal de um fio condutor, a corrente é confinada em uma camada fina na superfície do condutor. Portanto, baseado na distribuição uniforme de corrente, a resistência em alta frequência pode ser definida por:

$$R_{hf} = \frac{l}{P} R_s = \frac{1}{P} \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \quad (30)$$

onde l é o comprimento do condutor (m), P é o perímetro da seção transversal (m), R_s é a resistência superficial do condutor (Ω), ω é a frequência angular da corrente (rad/s), μ_0 é a permeabilidade do vácuo (H/m) e σ é a condutividade elétrica do metal (S/m).

Como definido por Sadiku (2012), a impedância intrínseca η está relacionada à forma como o campo elétrico e o campo magnético se comportam na superfície do condutor, e sua parte real é usada para definir R_s como a *resistência superficial* ou *resistência pelicular*. Assim, temos a resistência de uma unidade de largura e uma unidade de comprimento do condutor como:

$$R_s = \frac{1}{\sigma \delta} = \frac{\sqrt{\pi f \mu}}{\sigma} \quad (31)$$

O efeito pelicular, ao concentrar a corrente elétrica na superfície do condutor em altas frequências, aumenta a resistência efetiva do material. Esse aumento de resistência contribui diretamente para perdas ôhmicas, que são representadas pela resistência R_L . A eficiência de condução-dielétrica vista, então, pode ser destrinchada como (BALANIS, 2016):

$$e_{cd} = \left[\frac{R_r}{R_L + R_r} \right] \quad (32)$$

Como o efeito pelicular eleva R_L , ele reduz e_{cd} , tornando o fenômeno relevante na análise de desempenho de antenas em altas frequências. R_L também pode ser definido por:

$$R_L = \frac{1}{2} R_{hf} \quad (33)$$

2.2.11 Modelagem de antenas via métodos numéricos

Segundo Sadiku (2012), os métodos numéricos ganharam destaque e se tornaram mais atrativos com o advento da evolução computacional. Dentre as diversas técnicas numéricas utilizadas em problemas eletromagnéticos de antenas, destaca-se aqui o método dos elementos finitos (MEF) e o método dos momentos (MoM). Embora os métodos numéricos forneçam soluções aproximadas, essas soluções são suficientemente precisas para aplicações em engenharia.

2.2.11.1 Método dos Elementos Infinitos (MEF)

O método dos elementos finitos tem sua origem na área de análise estrutural e pertence à classe de métodos computacionais utilizados para resolver equações diferenciais parciais (EDPs). Esse método pode ser facilmente aplicado a qualquer problema que possa ser descrito por uma EDP (DASH et al., 2016).

A principal vantagem do MEF é sua capacidade de lidar com qualquer tipo de geometria e heterogeneidade de materiais. A subdivisão do domínio é feita em um número de elementos finitos, denominado malha (meshing) ou discretização da geometria, e constitui uma parte essencial do procedimento de solução pelo MEF pois a precisão do método possui dependência no quão fina a malha é (DASH et al., 2016).

A análise por elementos finitos de qualquer problema envolve basicamente quatro etapas: (i) discretizar a região de solução em um número finito de sub-regiões ou elementos, (ii) derivar as equações que regem um elemento típico, (iii) montar todos os elementos na região de solução, (iv) resolver o sistema de equações obtido (SADIKU, 2012).

Busca-se uma aproximação para o potencial V_e para um elemento e e, então, inter-relaciona-se as distribuições de potencial em vários elementos de forma que o potencial seja contínuo nas fronteiras dos elementos (Sadiku, 2012). A solução aproximada para a região é dada por:

$$V(x, y) = \sum_{e=1}^N V_e(x, y) \quad (34)$$

onde N é o número de elementos triangulares ou quadrilaterais em que a região de solução é dividida. Na Figura 16, uma subdivisão típica em elementos finitos em um domínio irregular é demonstrada.

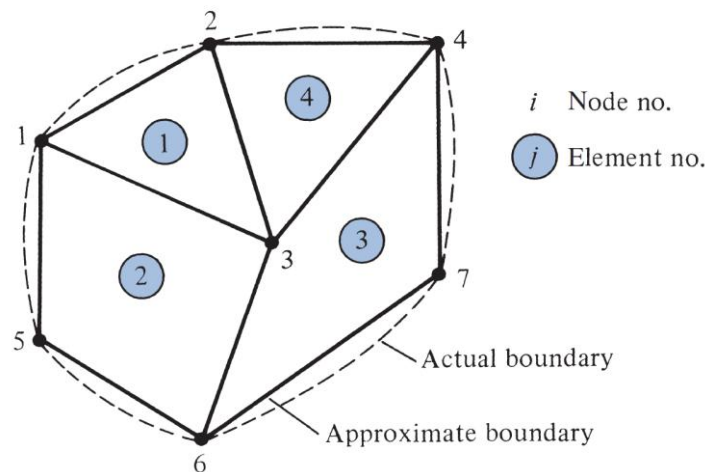


Figura 16 - Subdivisão em elementos finitos de um domínio irregular (Sadiku, 2012).

O procedimento é fundamentado na segmentação do domínio em estudo em elementos de geometria simplificada. A partir dessa subdivisão, são gerados elementos de diferentes formas, tais como triangulares, retangulares, cúbicos ou hexagonais, cuja escolha depende da dimensionalidade do problema considerado (1D, 2D ou 3D). Assim, a estrutura é discretizada por meio de elementos triangulares. Dessa maneira, um domínio de contornos e características irregulares, que seria inviável de analisar em sua totalidade, é particionado em subdomínios de menor complexidade, viabilizando o processamento numérico e a obtenção das soluções aproximadas (SILVANO, 2013). A Figura 17 ilustra diversos tipos de elementos dependentes da geometria e do contorno do problema.

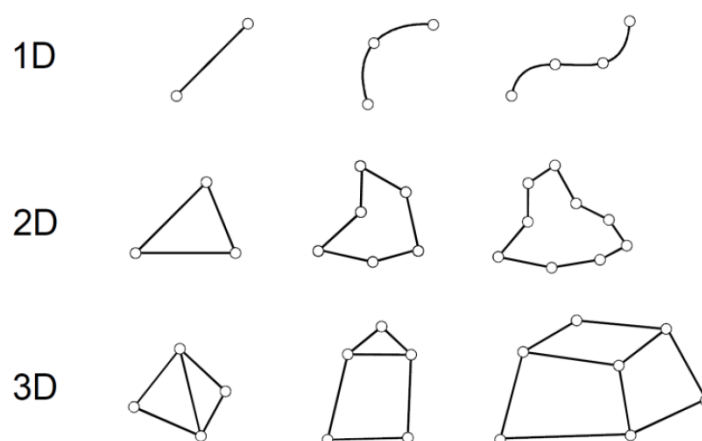


Figura 17 - Exemplo de tipos de elementos possíveis dependendo da geometria e do contorno do problema. (Silvano, 2013)

Conforme referido, a precisão obtida no MEF está diretamente relacionada ao grau de refinamento da malha, o que implica, consequentemente, no acréscimo do número de elementos discretizados, o que pode ser visto na Figura 18. Entretanto, é importante salientar que esse

aumento de detalhamento acarreta maior demanda computacional, refletindo-se tanto no custo de processamento quanto no tempo necessário para simulação (SILVA, 2020).

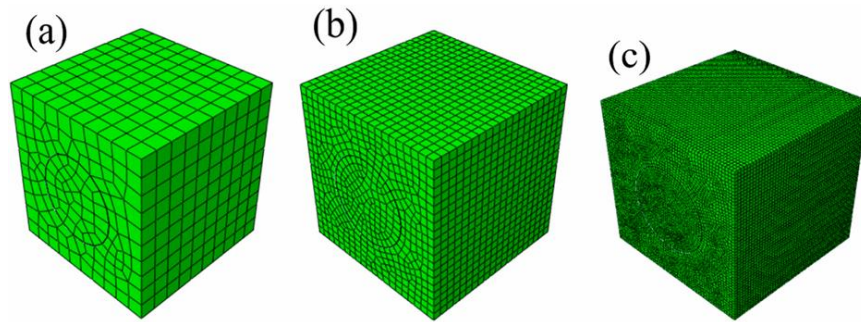


Figura 18 – Refinamento de malha. É possível notar que em a) malha grosseira; b) refinamento médio; e c) densidade fina de malha. (Jiang et al., 2014)

Após a formulação das equações locais em cada elemento, uma etapa subsequente consiste na aplicação das condições de contorno. Isso conduz à formação de um sistema matricial da forma $[A]\{x\} = \{b\}$, onde $[A]$ representa uma matriz quadrada de dimensão $N \times N$, geralmente esparsa e simétrica, a menos que o domínio contenha materiais não recíprocos. A matriz $\{x\}$ corresponde ao conjunto de incógnitas a serem determinadas, enquanto $\{b\}$ é uma matriz coluna definida com base nas condições de contorno ou excitações externas, como fontes de corrente ou campos incidentes (DASH et al., 2016).

2.2.11.2 Método dos Momentos (MoM)

O Método dos Momentos (MoM) é uma técnica numérica usada para resolver equações integrais, especialmente eficaz em problemas de irradiação e espalhamento eletromagnético. Ele simplifica equações complexas ao transformá-las em sistemas algébricos computacionalmente. O MoM busca uma aproximação para uma função resposta a partir de um operador integral-diferencial linear e uma função de excitação, conforme uma equação não homogênea (SILVA et al. 2024).

Embora o MoM não seja o foco deste trabalho, é importante formular a sua definição geral, expressada por Sadiku (2012) como:

$$V(x) = \int_a^b K(x, t) \rho(t) dt \quad (35)$$

onde a função $V(x)$ e os limites a e b são conhecidos, $K(x, t)$ é chamado de *kernel* da equação, e $\rho(t)$ é a função desconhecida a ser determinada.

3. MODELAGEM ELETROMAGNÉTICA

A transição para a tecnologia 6G e a exploração de faixas de frequência até então pouco utilizadas exigem o desenvolvimento de antenas cada vez mais complexas e miniaturizadas. Nessas geometrias, a resolução analítica das equações de Maxwell torna-se impraticável, o que justifica a adoção de métodos numéricos, como o Método dos Elementos Finitos, para uma análise consistente dos parâmetros relevantes que tangem antenas. Considerando que a discretização do domínio gera malhas com milhares de nós, torna-se indispensável recorrer a softwares especializados. O COMSOL Multiphysics® foi utilizado como ferramenta computacional para a modelagem e simulação do dipolo de meia-onda, considerado a antena como um PEC, sem perdas ôhmicas, quanto em cenários com perdas, por meio da aplicação de materiais com diferentes valores de condutividade elétrica.

Para fins de validação, os resultados obtidos por meio do Método dos Elementos Finitos (MEF) foram comparados com dados da literatura obtidos pelo Método dos Momentos (MoM) para a mesma estrutura e sob condições análogas. Embora o MEF apresente formulação mais geral e rigorosa, o MoM é amplamente consolidado na análise de antenas e estruturas condutoras, sendo frequentemente utilizado como referência em estudos clássicos. Assim, alcançar boa concordância entre ambos confirma a coerência dos parâmetros e condições de contorno empregados nas simulações realizadas no COMSOL Multiphysics.

3.1. COMSOL Multiphysics

A seleção do COMSOL Multiphysics® é justificada pela robustez e precisão comprovadas do método na análise de antenas. O *software* é capaz de empregar o MEF para a resolução de equações diferenciais associadas a diversos fenômenos físicos. Sua interface apresenta caráter intuitivo, permitindo ao usuário seguir etapas organizadas de forma linear até a obtenção da solução do problema. Destaca-se pela versatilidade, possibilitando a análise de diferentes áreas, como eletromagnetismo, dinâmica dos fluidos, transferência de calor, óptica, micro-ondas, dispositivos semicondutores e propagação de ondas. Essa ampla aplicação decorre de sua capacidade de tratar fenômenos acoplados simultaneamente em um mesmo modelo, o que confere maior realismo e confiabilidade às simulações (COMSOL Multiphysics, 2016).

Além disso, o software possui integração com outras ferramentas, como Microsoft Excel, MATLAB e AutoCAD, o que permite importar dados e geometrias previamente elaboradas, otimizando o processo de modelagem. Também é possível selecionar a

dimensionalidade da simulação (0D, 1D, 1D axialmente simétrico, 2D, 2D axialmente simétrico ou 3D) de acordo com a natureza do fenômeno físico. Neste trabalho, as simulações foram realizadas em três dimensões (3D), através do módulo de Rádio Frequência (RF), especificamente trabalhando com ondas eletromagnéticas no domínio da frequência (COMSOL Multiphysics, 2016). A interface gráfica do *software* pode ser visualizada na Figura 19.

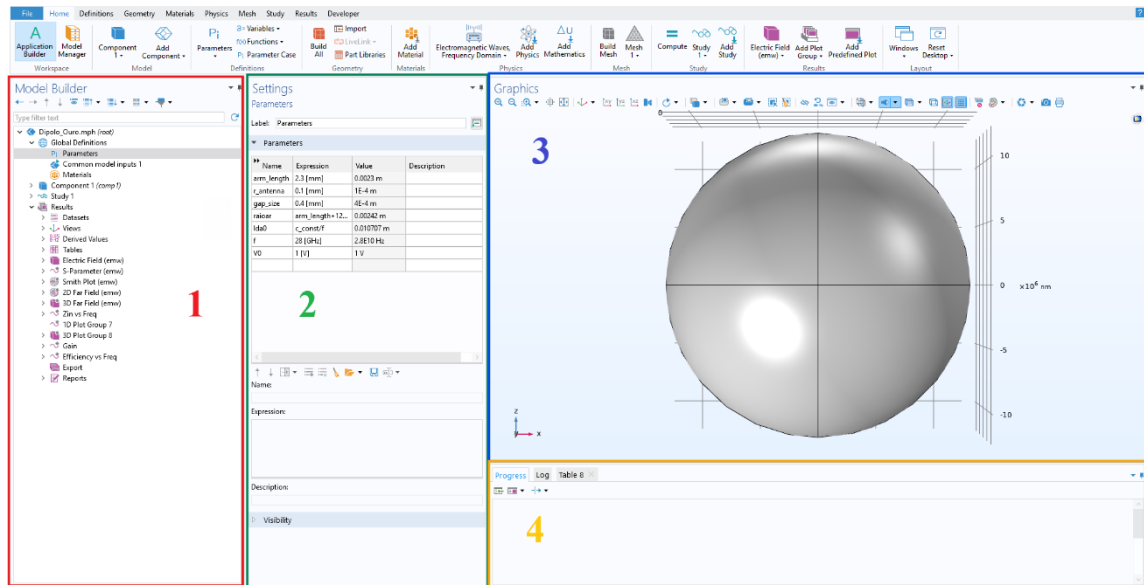


Figura 19 - Interface gráfica do COMSOL Multiphysics (Autor, 2025).

A seleção destacada em (1) se chama Model Builder, que organiza todas as definições do modelo em uma estrutura hierárquica em árvore, que abrange definições globais, componentes, estudo e resultados. Nessa hierarquia, o usuário pode estabelecer parâmetros, definir a geometria, atribuir materiais, aplicar condições de contorno, configurar entradas do sistema, gerar a malha e selecionar os métodos de estudo (AMARAL, 2021). Esses mesmos recursos também se encontram disponíveis de forma intuitiva na barra de navegação. Assim, nessa etapa constitui-se a base do problema a ser analisado, incluindo a definição das unidades, da geometria, dos materiais, da física envolvida e das configurações de simulação, além da criação da malha, da visualização dos resultados e da configuração do pós-processamento.

Em (2), as configurações da seleção feita no Model Builder, ou na navegação, são destrinchadas. Nessa janela, todas as definições do modelo estão presentes, incluindo: definições de parâmetros, geometria, propriedade, especificidade dos elementos da malha, condições contorno, definições da simulação de estudo, minúcias dos gráficos etc.

Já em (3), encontra-se a janela gráfica, onde é possível visualizar a geometria do modelo em diferentes etapas do processo, incluindo sua discretização antes e após o processamento,

bem como os resultados obtidos de forma visual e interativa. Por fim, (4) remete à janela de comandos, destinada à exibição de mensagens, resultados e registros (logs) da simulação. Essa área fornece informações relevantes, como o tempo de processamento, as etapas executadas, mensagens de erro e os resultados numéricos das equações, sendo, portanto, essencial para o acompanhamento e a validação da simulação.

A seguir, será apresentada a constituição do modelo no Model Builder, contemplando todas as condições associadas às perdas ôhmicas: sem perdas através do PEC e com o acréscimo dos materiais cobre, ouro e grafeno.

3.2. Definições Globais dos modelos

3.2.1. PEC, Cobre e Ouro

Os modelos para a antena de Condutor Elétrico Perfeito (PEC), Cobre (Cu) e Ouro (Au) foram desenvolvidos sob um framework de modelagem unificado. Esta abordagem implica que suas definições globais são idênticas para os três casos. A distinção fundamental entre eles reside nas condições de contorno, como será visto em subseções futuras, e definição das propriedades eletromagnéticas do material que constitui a antena, especificamente a sua condutividade elétrica finita (σ). Do ponto de vista físico, estes materiais são modelados como meios condutores volumétricos (3D). O seu comportamento eletromagnético é governado pelas equações de Maxwell. Os parâmetros geométricos da antena, definidos globalmente no software para garantir consistência entre as simulações são detalhados na Tabela 2:

Tabela 2 - Parâmetros globais da antena dipolo

<i>Parâmetro</i>	<i>Definição</i>	<i>Valor</i>
arm_length	Comprimento do braço do dipolo	2,3 mm
r_antenna	Raio do dipolo	0,1 mm
gap_size	Tamanho do gap	0,4 mm
f	Frequência	28 GHz
V0	Tensão de excitação	1 V
lda_0	Comprimento de onda	c_const/f

3.2.2. Grafeno

A modelagem do dipolo com grafeno exige uma abordagem fundamentalmente distinta da anterior, pois o grafeno é um material genuinamente bidimensional, cuja resposta eletromagnética não pode ser adequadamente descrita por uma simples condutividade volumétrica, como nos metais convencionais. A sua interação com os campos eletromagnéticos

é caracterizada por uma condutividade de superfície complexa e dependente da frequência (ANDRYIEUSKI & LAVRINENKO, 2013).

A fim de observar o comportamento da antena de grafeno em ondas milimétricas, diferentes níveis de dopagem eletrostática foram aplicados ao modelo para analisar a ressonância e a eficiência sob essas condições. Primeiramente, com valores baixos e, então, com parâmetros considerando cenários otimistas que se basearam nos limites reportados por Low & Avouris (2014), que relata amostras de grafeno de qualidade excepcional (encapsuladas em nitreto de boro) com τ atingindo valores de até 3 ps e nível de Fermi na ordem de 1 eV. Os parâmetros definidos para as simulações com grafeno podem ser encontrados na Tabela 3, considerando que a antena segue as mesmas dimensões vistas na Tabela 2.

Tabela 3 - Parâmetros globais da geometria do grafeno

<i>Parâmetro</i>	<i>Definição</i>	<i>Valor</i>
d_graphene	Espessura viável do grafeno	1 nm
mu_c	Potencial químico/nível de Fermi	0,2 e 1 eV
T_amb	Temperatura ambiente	293,15 K
tau_g	Tempo de relaxamento	0,5 e 2 ps

3.3. Componentes

No COMSOL, as configurações referentes ao objeto de estudo são organizadas no item denominado “Componente 1”, no qual se definem as principais características da simulação. Nessa etapa, são especificados os materiais, a geometria da estrutura, a física envolvida e o arranjo de malha adotado. A seguir, apresentam-se as configurações necessárias para a realização da modelagem.

3.3.1. Perfectly Matched Layer (PML)

Nas definições das componentes, se encontra a Perfectly Matched Layer (PML ou Camada Perfeitamente Casada), que consiste em um domínio ou camada adicional inserida em um modelo com o objetivo de representar um meio aberto e não refletor, equivalente a um domínio infinito. Essa abordagem cria uma região de absorção perfeita como alternativa às condições de contorno não refletoras. A PML, como na Figura 20, é aplicável a todos os tipos de ondas, não se restringindo às ondas planas, além de manter boa eficiência mesmo para ângulos de incidência altamente oblíquos (BERENGER, 1993).

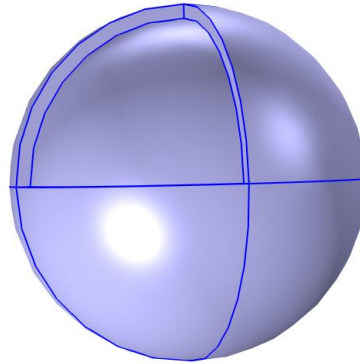


Figura 20 - Em azul, PML aplicada como uma esfera no COMSOL (Autor, 2025).

Na modelagem do dipolo, a PML foi implementada em todas as condições de perdas para simular o meio infinito, assegurando que as ondas eletromagnéticas sejam absorvidas gradualmente ao penetrarem nessa região. Com isso, os resultados obtidos permanecem fisicamente coerentes e livres de reflexões, garantindo maior fidelidade na solução numérica.

3.3.2. Materiais

Em todos os modelos simulados, o domínio computacional que encapsula a antena é definido como o Ar. Este é modelado como um dielétrico perfeito, com permissividade relativa $\epsilon_r = 1$, permeabilidade relativa $\mu_r = 1$ e condutividade elétrica $\sigma = 0 \text{ S/m}$. Os materiais elétricos aplicados ao dipolo se diferenciaram em cada simulação.

3.3.2.1. Condutor Eletricamente Perfeito (PEC)

O Condutor Eletricamente Perfeito representa um caso idealizado, ou seja, sem perdas. Neste cenário, o volume correspondente à antena não é definido com um material condutor. Em vez disso, os domínios da antena são preenchidos com Ar, e a propriedade de condutividade infinita é imposta através da aplicação da condição de contorno *Perfect Electric Conductor* em todas as suas superfícies externas.

3.3.2.2. Cobre

A fim de simular as perdas reais que ocorrem na antena, o Cobre foi escolhido por ser um bom condutor elétrico. Os braços do dipolo de Cobre foram definidos com permissividade relativa $\epsilon_r = 1$, permeabilidade relativa $\mu_r = 1$ e uma condutividade elétrica volumétrica definida na literatura por Sadiku (2012) de $\sigma = 5,998 \times 10^7 \text{ S/m}$.

3.3.2.3. Ouro

O Ouro é modelado de forma análoga ao Cobre, utilizando-se a sua respectiva condutividade elétrica volumétrica de $\sigma = 4,10 \times 10^7 S/m$, dada por Balanis (2016). A metodologia é idêntica, alterando-se apenas o valor da condutividade no *software*.

3.3.2.4. Grafeno

Para expressar a condutividade elétrica do grafeno no COMSOL Multiphysics, uma variável denominada "*sigma_graphene*" foi criada na árvore de definições, com a contribuição intrabanda da fórmula de Kubo, vista na Equação (1), expressa para os termos do *software*.

Uma etapa crucial é a tradução da condutividade nessa geometria de superfície 2D do grafeno para um parâmetro que possa ser utilizado pelo MEF, que opera sobre domínios 3D. Como mencionado nas seções anteriores, condutores volumétricos como o cobre e o ouro têm perdas descritas pela profundidade de penetração clássica (δ). Segundo Liu et al. (2016), no grafeno – cuja espessura é da ordem de 0,34 nm por monocamada – a profundidade de penetração em frequências até a faixa de THz é normalmente muito superior à sua espessura, então campos eletromagnéticos atravessam a camada e o tratamento volumétrico torna-se inadequado atômicamente. Por isso, a metodologia utilizada para esse material é representá-lo como uma superfície eletricamente fina com condutividade complexa da folha de grafeno $\sigma_{graphene}(\omega)$ (Abadal, 2018). Para alcançar tal feito, foi definida no COMSOL Multiphysics uma condutividade de volume equivalente (*sigma_equiv_graphene*) através de uma nova variável com a seguinte relação: $sigma_equiv_graphene = sigma_graphene / d_graphene$.

Nesta expressão, "*d_graphene*" é uma espessura virtual e não discretizada na malha, definida como 1 nm. Esta técnica permite que as propriedades do material 2D sejam corretamente aplicadas dentro de um ambiente de simulação 3D por meio de uma condição de contorno especializada, a Transition Boundary Condition, que será detalhada futuramente.

Além disso, a metodologia também é diferente dos materiais metálicos na análise de perdas. A impedância de superfície do grafeno, Z_s (Ω), é definida como o inverso de sua condutividade, $Z_s = 1/\sigma_{graphene}(\omega)$. Essa impedância pode ser decomposta em uma parte real e uma parte imaginária, $Z_s = R_{sheet} + jX_{sheet}$, onde R_{sheet} (Ω/sq) e X_{sheet} representam a resistência e reatância de superfície da folha, respectivamente. Esta resistência de superfície que está diretamente associada às "perdas ôhmicas intrínsecas" do material, responsáveis pela

dissipação de energia (CORREAS-SERRANO & GOMEZ-DIAS, 2017). Logo, os estudos para o grafeno se utilizam da resistência de folha (R_{sheet}), em que a parte real da impedância de superfície é extraída, resultando na Equação (36), aplicada na árvore de Resultados do COMSOL Multiphysics para cálculo:

$$R_{sheet} = \Re\left(\frac{1}{\sigma_{graphene}}\right) (\Omega) \quad (36)$$

3.3.3. Geometria

3.3.3.1. PEC, Cobre e Ouro

O objetivo desta etapa é elaborar um modelo tridimensional (3D) preciso de uma antena dipolo padrão, composta por dois condutores, denominados braços, separados por um pequeno intervalo conhecido como *gap*. Para isso, foram construídas as geometrias correspondentes aos modelos de PEC, Cobre e Ouro dentro de um espaço tridimensional.

A antena dipolo, ilustrada na Figura 21, é representada por dois braços cilíndricos (Cylinder 1 e Cylinder 2), cada um caracterizado pelo raio $r_{antenna}$ e pelo comprimento arm_length . No centro do dipolo é inserido um *gap* de dimensão gap_size , que corresponde à região de alimentação da antena.

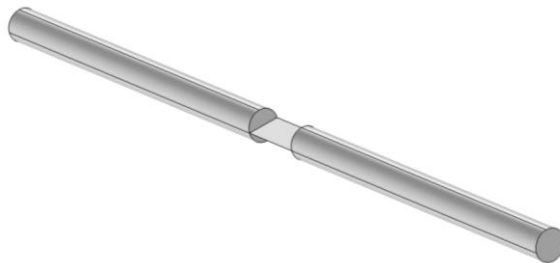


Figura 21 - Antena dipolo modelada no COMSOL Multiphysics (Autor, 2025).

Para modelar essa região, foi utilizado um “*Work Plane*”, recurso que possibilita a criação de objetos bidimensionais em simulações tridimensionais. Nesse plano, construiu-se uma superfície retangular preenchendo o *gap*. Essa superfície desempenha papel fundamental, pois define a localização geométrica da porta de excitação do tipo “*Lumped Port*”. É nessa porta que o sinal elétrico é aplicado, estabelecendo a diferença de potencial entre os dois braços e, assim, excitando a antena de modo que ela possa irradiar ondas eletromagnéticas.

Toda a estrutura da antena é envolvida por uma grande esfera de Ar (Sphere 1), que delimita o domínio computacional e representa o ambiente de propagação em espaço livre. Esta esfera é construída com múltiplas camadas concêntricas. As camadas mais externas são

designadas como domínios da PML, que foi configurada com uma geometria esférica. A geometria inteira pode ser visualizada na Figura 22.

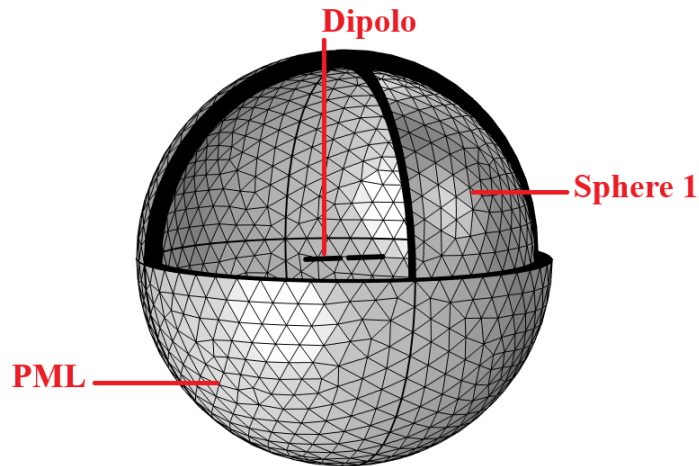


Figura 22 - Geometria discretizada do estudo de caso no COMSOL Multiphysics (Autor, 2025).

3.3.3.2. Grafeno

A construção geométrica para o modelo de grafeno é conceitualmente similar, consistindo em uma estrutura de dipolo contida dentro de uma esfera de ar com camadas de PML. No entanto, a principal diferença reside na criação da própria antena. Em vez de volumes cilíndricos, o dipolo de grafeno é construído a partir de fitas bidimensionais (Rectangle) separadas por um gap desenhadas em um *Work Plane*, como na Figura 23. Essas superfícies 2D representam os braços da antena no modelo 3D. Esta escolha geométrica está diretamente alinhada com a natureza bidimensional do material e com a utilização de uma condição de contorno baseada em superfície, em vez de uma definição de material volumétrico.

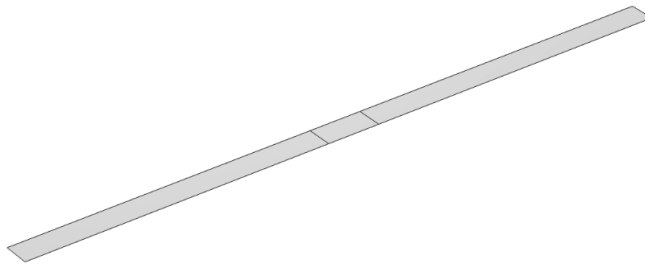


Figura 23 - Dipolo 2D de grafeno no COMSOL Multiphysics (Autor, 2025).

3.3.4. Física (Ondas Eletromagnéticas, Domínio da Frequência)

A modelagem física do modelo foi realizada por meio da interface “*Electromagnetic Waves, Frequency Domain*”, a qual é empregada para a solução completa da equação de onda aplicada aos campos eletromagnéticos. Dentro dessa interface física, o COMSOL Multiphysics oferece ferramentas padrão que representam os principais elementos matemáticos e físicos da modelagem, como: *Wave Equation, Perfect Electric Conductor, Initial Values* e *Far Field Domain*. Além dessas condições básicas, o presente estudo incorporou condições adicionais de contorno e a definição da fonte de excitação (Lumped Port).

3.3.4.1. Perfect Electric Conductor (PEC)

A condição de contorno *Condutor Eletricamente Perfeito*, do inglês, Perfect Electric Conductor (PEC) é um caso particular do campo elétrico e corresponde ao limite em que a condutividade do material tende ao infinito. Nessa formulação, a componente tangencial do campo elétrico é imposta como nula na superfície, representando um material ideal, sem perdas. Assim, o PEC é utilizado para modelar superfícies metálicas de condutividade infinita e eficiência máxima.

3.3.4.2. Lumped Port

“Lumped Ports” são usadas para excitar ou terminar circuitos passivos e antenas, bem como para calcular respostas de frequência de dispositivos, como casamento de impedância e perda de inserção em termos de parâmetros S (MUNN, 2019).

De acordo com Silvano (2013), na teoria de linhas de transmissão, a tensão e a corrente podem ser interpretadas como representações equivalentes dos campos elétricos e magnéticos. Assim, a utilização de uma lumped port oferece uma interface prática entre essas grandezas, permitindo a excitação do sistema de forma controlada. Aqui, a Lumped Port foi aplicada ao *gap* entre os dois braços do dipolo com 1V e impedância característica de 50Ω , como numa LT tradicional, e pode ser vista na Figura 24.

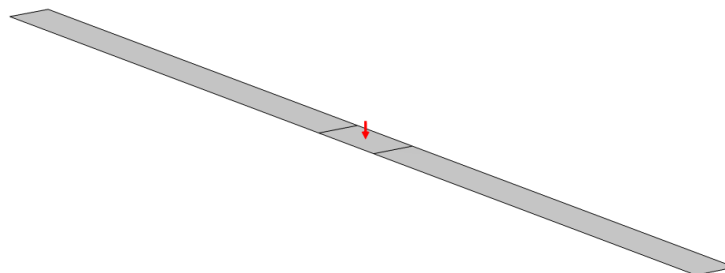


Figura 24 - Lumped Port aplicado à antena de grafeno (Autor, 2025).

3.3.4.3. Impedance Boundary Condition

Para modelar superfícies de alta, porém finita, condutividade, a Impedance Boundary Condition (IBC) constitui uma alternativa computacionalmente eficiente. Em vez de discretizar o volume do condutor, o que exigiria uma malha extremamente refinada para resolver o fenômeno do efeito pelicular, a IBC introduz uma impedância superficial que relaciona os campos tangenciais na superfície, simulando as perdas por penetração sem gerar malha no interior do metal.

Essa aproximação é válida quando a espessura pelicular é pequena em comparação às dimensões geométricas do condutor, como nos casos do cobre e do ouro. A IBC é aplicada em fronteiras externas que representam a superfície de um meio com perdas. Nesse caso, as correntes induzidas apresentam magnitude reduzida devido às perdas do material. Qualquer corrente que flua para a fronteira é exatamente balanceada pelas correntes de superfície, de forma análoga ao que ocorre na condição de contorno de condutor elétrico perfeito. Entretanto, diferentemente do caso PEC, o campo elétrico tangencial não é estritamente nulo na fronteira, pois ele permanece pequeno, mas finito. A Figura 25 ilustra essa esquemática.

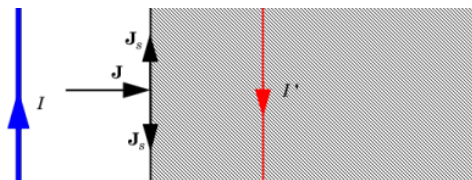


Figura 25 - Aplicação da Impedance Boundary Condition em um condutor (COMSOL Multiphysics, 2019)

3.3.4.4. Transition Boundary Condition

A modelagem eletromagnética do grafeno em um ambiente de simulação 3D requer uma abordagem especializada, visto que a criação de uma malha para uma camada de espessura atômica seria computacionalmente proibitiva. A solução para este desafio foi a aplicação da Transition Boundary Condition (TBC), uma condição de contorno basal para o estudo de camadas eletricamente finas. A TBC trata a folha de grafeno como uma fronteira interna 2D, eliminando a necessidade de um domínio volumétrico, mas preservando com rigor toda a sua física.

A TBC é formulada para introduzir uma descontinuidade no campo elétrico tangencial, associando-a à densidade de corrente induzida na superfície. Sua validade está baseada na hipótese de que a propagação da onda na camada fina ocorre predominantemente na direção normal à superfície, hipótese esta que é atendida para bons condutores, como o grafeno.

Para implementar esta condição, utiliza-se o conceito de uma condutividade de volume equivalente, definida no modelo como $\sigma_{equiv_graphene}$, com uma espessura virtual de 1 nm ($d_{graphene}$). O valor de espessura definido não é uma dimensão física real da folha de grafeno, mas sim um parâmetro numérico conveniente para o modelo. De maneira análoga, pode-se pensar na espessura virtual como uma “taxa de câmbio” que converte a propriedade física real, a condutividade de superfície (em S), para a unidade que o COMSOL Multiphysics necessita para a simulação, a condutividade de volume (em S/m). Dessa forma, a resposta eletromagnética completa do material bidimensional é rigorosamente incorporada ao modelo tridimensional.

É necessário esclarecer esse ponto para que não seja feita a interpretação equivocada de que o modelo simula uma camada com espessura física, ignorando que a validade do método reside na sua capacidade de emular uma interface 2D. Apesar dessa nuance, a TBC se mantém como o padrão de referência para a modelagem de materiais como o grafeno.

3.3.4.5. Malha

A discretização espacial da geometria em elementos finitos é uma etapa essencial, pois afeta diretamente tanto a precisão quanto o custo computacional da solução. A malha foi planejada de forma a capturar adequadamente os campos eletromagnéticos, sobretudo nas regiões de maior variação. O COMSOL permite tanto a geração automática quanto a customização da malha, utilizando diferentes tipos de elementos, como triângulos, quadrados e tetraedros. As opções variam de malhas extremamente grossas a extremamente finas, sendo necessário aplicar refinamento para aumentar a qualidade dos resultados.

Nesse trabalho, nos domínios volumétricos, como a esfera de ar e os braços da antena nos modelos metálicos, utilizaram-se elementos tetraédricos (*Free Tetrahedral*), adequados para geometrias curvas. Já nos domínios da PML, empregou-se uma malha do tipo *Swept*, que gera camadas estruturadas de elementos, otimizando a absorção. Na Figura 26, apresenta-se o refinamento selecionado, extrafino, cuja seleção foi baseada visando à otimização dos resultados, embora implique um aumento no tempo de processamento computacional.

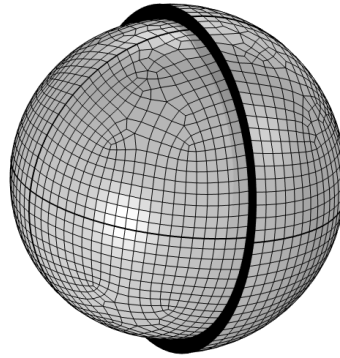


Figura 26 - Elementos tetraédricos extrafinos na PML e na camada de Ar (Autor, 2025).

A malha adotada no dipolo não é uniforme e pode ser visualizada na Figura 27: foi aplicado refinamento controlado, com maior densidade de elementos sobre e ao redor da antena e no gap de alimentação, onde ocorrem os gradientes de campo mais acentuados. À medida que se afasta da antena em direção à PML, o tamanho dos elementos cresce gradualmente, equilibrando precisão e eficiência computacional.

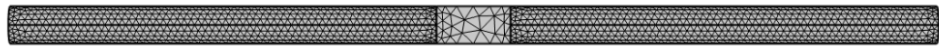


Figura 27 - Refinamento do dipolo de meia-onda (Autor, 2025).

Ademais, a Tabela 4 apresenta os parâmetros da malha de todos os modelos simulados.

Tabela 4 - Parâmetros da malha de elementos finitos utilizada (Autor, 2025).

<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>	<i>Definição</i>
Tamanho máximo do elemento	869000 nm	Especifica o maior tamanho permitido para os elementos.
Tamanho mínimo do elemento	37300 nm	Especifica o menor tamanho permitido, evitando excesso de elementos em pequenas curvaturas.
Taxa de crescimento máxima do elemento	1,35 nm	Limita o aumento proporcional do tamanho dos elementos entre regiões pequenas e grandes.
Fator de curvatura	0,3	Ajusta o tamanho dos elementos em curvas, baseado no raio de curvatura.
Resolução de regiões estreitas	0,85	Controla a quantidade de camadas em áreas estreitas.

3.3.5. Estudo

A configuração do estudo define o tipo de análise a ser realizada e os parâmetros para a sua execução. Para todos os modelos, foi configurado um estudo do tipo Frequency Domain (Domínio da Frequência). Este tipo de análise resolve as equações de Maxwell para campos harmônicos no tempo, calculando a solução em uma série de frequências discretas.

Para caracterizar o comportamento da antena em sua largura de banda operacional, foi realizado uma varredura paramétrica em frequência. A simulação foi executada para uma faixa de frequências de 10 a 50 GHz, permitindo a análise da resposta da antena em função da frequência e, especialmente, em mmWave. A cada iteração de frequência, configurado para 1GHz, um solucionador estacionário (*Stationary Solver*) é utilizado para resolver o sistema de equações lineares complexas resultante da discretização do MEF.

3.3.6.Árvore de Resultados

Nesta seção, se tem a definição das grandezas de saída e das métricas de desempenho que serão calculadas a partir dos campos eletromagnéticos resolvidos, e não na apresentação dos resultados em si, que são objeto do capítulo subsequente. Os seguintes parâmetros foram definidos para a avaliação e comparação do desempenho das diferentes configurações de antena:

- **Parâmetro S11:** O coeficiente de reflexão, ou Parâmetro S11, na porta de entrada é essencial, pois é calculado para avaliar o casamento de impedância entre a antena e a linha de alimentação de referência de 50Ω . A variável *emw.S11dB* é utilizada para obter este valor em decibéis.
- **Impedância de Entrada:** A impedância de entrada complexa ($Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$) é calculada diretamente a partir da tensão e da corrente na *Lumped Port* através da variável *emw.Zport_1*. A parte real, a resistência de entrada (R_{in}), é a soma da resistência de irradiação e da resistência de perdas. A parte imaginária, a reatância de entrada (X_{in}), está relacionada ao armazenamento de energia nos campos próximos à antena. Os valores foram calculados em toda a faixa de frequência utilizando as expressões *real(emw.Zport_1)* e *imag(emw.Zport_1)*. A análise destes componentes é crucial para entender o comportamento ressonante da antena, que ocorre quando X_{in} se anula.
- **Campo Elétrico:** A análise do campo elétrico na região de campo próximo permite visualizar a física da interação da antena com o seu entorno imediato, onde ocorre o armazenamento de energia reativa. Para isso, foi gerada a norma do campo elétrico

(*emw.normE*) em um plano de corte que intercepta a antena. Adicionalmente, foram sobrepostas as linhas de campo para ilustrar a sua topologia.

- **Campo Magnético:** De forma análoga ao campo elétrico, o campo magnético de campo próximo (*emw.normH*) foi avaliado em um plano de corte para visualizar a distribuição e a intensidade do campo H .
- **Resistência de Irradiação:** A resistência de irradiação (R_r) corresponde à potência que é efetivamente irradiada e não retorna à antena. No modelo, a resistência de irradiação foi calculada a partir da potência total irradiada (*emw.TRP*) e da corrente na porta de alimentação (*emw.Iport_1*), através da expressão $2 * emw.TRP / (abs(emw.Iport_1)^2)$.
- **Potência Dissipada:** Representa as perdas ôhmicas que ocorrem devido à condutividade finita dos materiais aplicados. Essa potência é convertida em calor na superfície do condutor e reduz a eficiência da antena. Na simulação, esta grandeza foi avaliada através da integração de superfície de *emw.Qsh*.
- **Potência Irradiada e Eficiência de Irradiação:** A potência total irradiada (*emw.TRP*) é calculada pela integração do vetor de Poynting sobre uma superfície fechada que envolve a antena. A eficiência de irradiação é então obtida como a razão entre a potência irradiada e a potência de entrada aceita pela antena (*emw.Pport_1*), fornecendo uma medida das perdas ôhmicas na estrutura.
- **Diagrama de Irradiação, Ganho e Diretividade:** Os diagramas de irradiação de campo distante são calculados a partir da solução de campo próximo através de uma transformação de campo próximo para campo distante. A partir destes diagramas, parâmetros como o ganho realizado (*emw.maxGaindB*) e a diretividade são determinadas para caracterizar as propriedades direcionais da antena no espaço livre.
- **Distribuição de Corrente:** A análise da distribuição de corrente ao longo da estrutura da antena é fundamental para compreender seu mecanismo de irradiação. Um gráfico da norma da densidade de corrente superficial (*emw.Jsurf_norm*) foi configurado para visualizar como a corrente se comporta nos braços do dipolo na frequência de ressonância.

4. RESULTADOS

4.1. Análise Comparativa com Método dos Momentos

A validação de um modelo numérico é uma etapa fundamental para assegurar a precisão e a confiabilidade das simulações. Neste contexto, o modelo da antena dipolo de meia-onda sob a condição de Condutor Elétrico Perfeito (PEC), desenvolvido neste trabalho utilizando o MEF, foi validado por meio de uma comparação direta com os resultados apresentados no artigo científico “*Direcionamento de Feixe no Campo Próximo Baseado em Casamento de Fase de Arranjo Linear*”, de Silva et al. (2024), que emprega uma abordagem alternativa baseada no Método dos Momentos (MoM) para um dipolo com mesmos parâmetros e mesma condição de PEC. Para validação do método, a análise comparativa é concentrada em dois parâmetros fundamentais da antena: a impedância de entrada e o diagrama de irradiação, cujos resultados podem ser visualizados na Figuras 28 e 29.

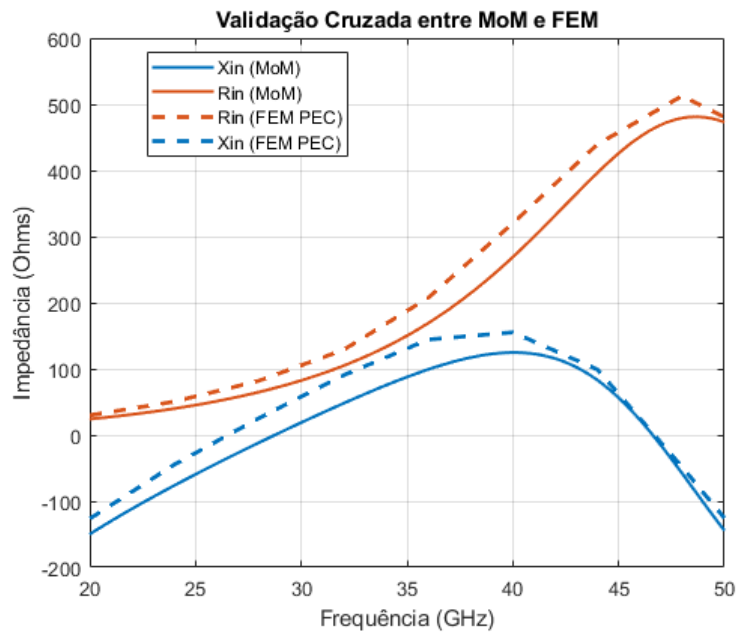


Figura 28 – Comparativo de impedância de entrada entre MoM e MEF (Silva et al., 2024)

Imediatamente, é notável na Figura 28 a altíssima semelhança entre os métodos. Pelo gráfico de impedância de entrada, observa-se que a frequência de ressonância, onde a parte imaginária (X_{in}) é nula, ocorre próximo de 28 GHz em todos os casos apresentados. Nesse ponto, a parte real (R_{in}) atinge um valor próximo de 73Ω , o que é consistente com o valor teórico esperado para um dipolo de meia-onda no espaço livre. Estes resultados demonstram excelente concordância entre o MEF e o MoM desenvolvido por Silva et al. (2024).

Adicionalmente, o diagrama de irradiação 3D do MoM e do MEF encontrado na Figura 29 mostra o clássico padrão toroidal característico de uma antena dipolo. Este padrão apresenta máxima irradiação em direções perpendiculares ao eixo do dipolo e nulos de irradiação ao longo de seu eixo. A morfologia deste diagrama é qualitativamente idêntica ao diagrama de diretividade apresentado no artigo de referência, confirmando a correspondência no comportamento da irradiação entre os dois métodos.

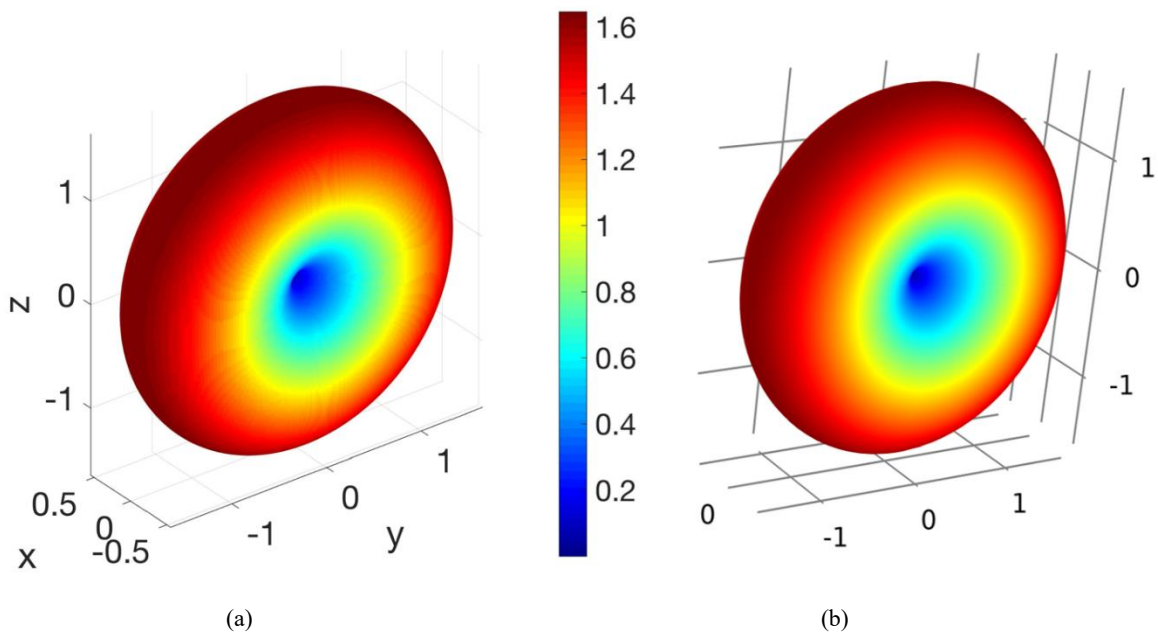


Figura 29 - Diagrama de diretividade do PEC via (a) MoM e (b) MEF (Silva et al., 2024; Autor, 2025)

Portanto, a forte correlação entre os resultados da impedância de entrada e os resultados do diagrama de irradiação, obtidos por métodos numéricos distintos e independentes, confere alto grau de confiabilidade ao modelo desenvolvido em MEF, que será ainda mais explorado adiante. Esta validação cruzada confirma que a configuração dos parâmetros da simulação estão corretamente implementados.

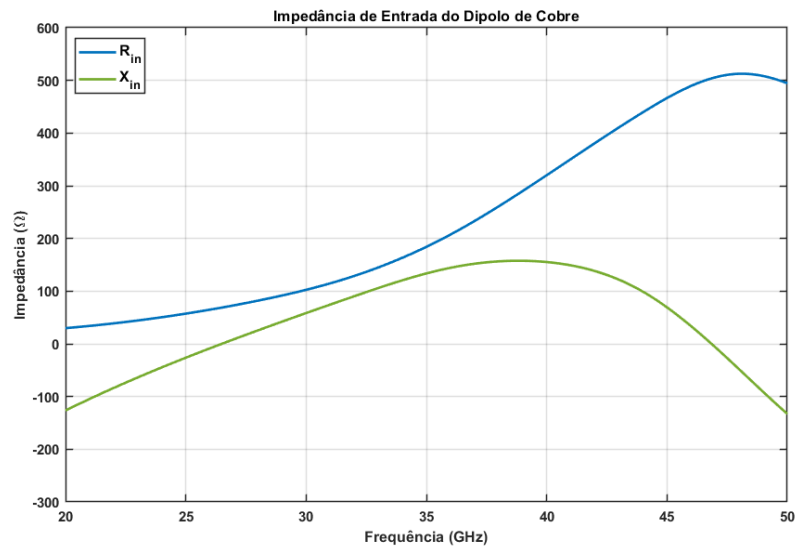
4.2. Análise de Parâmetros de Antenas

4.2.1. Impedância de Entrada e Parâmetro S11

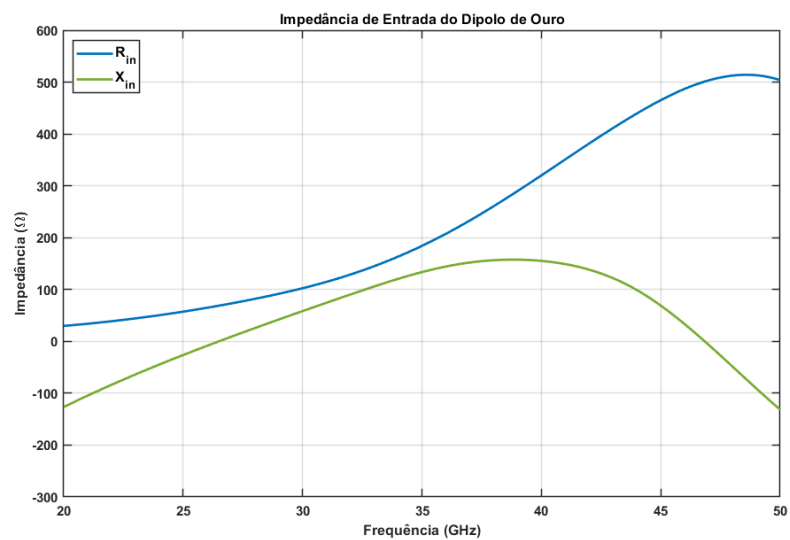
Os resultados da impedância de entrada foram calculados e plotados pelo *software* COMSOL Multiphysics. O ponto mais crítico nesses gráficos ocorre onde a curva de reatância cruza o eixo zero. Esta é a frequência de ressonância, o ponto no qual as reatâncias indutivas e capacitivas da antena se cancelam mutuamente. Nesta frequência específica, a antena comporta-

se como uma carga puramente resistiva, o que permite a transferência mais eficiente de potência da linha de transmissão para a antena, maximizando a sua capacidade de irradiação.

Os resultados podem ser observados na Figura 30, onde curva azul representa a parte real da impedância (R_{in}), que corresponde à energia que é dissipada em forma de calor ou irradiada como ondas eletromagnéticas. A curva verde representa a parte imaginária (X_{in}).



(a)



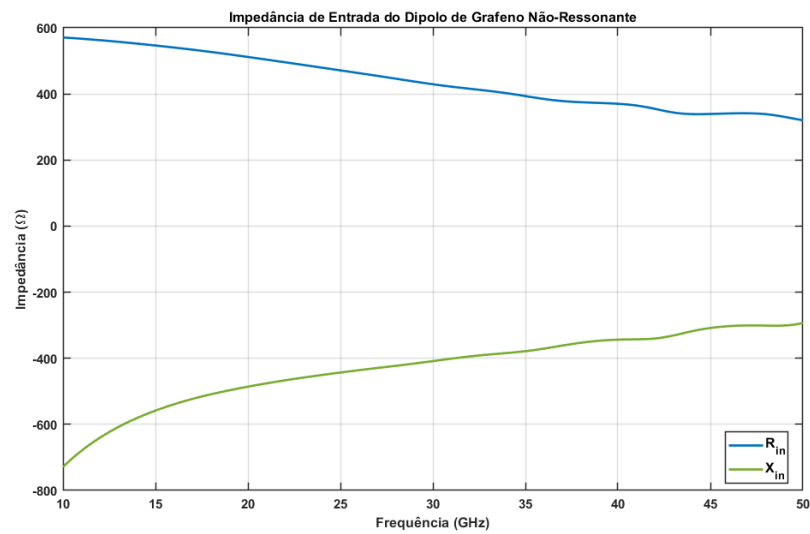
(b)

Figura 30 - Resultados da impedância de entrada (Z_{in}) para (a) Cobre e (b) Ouro (Autor, 2025).

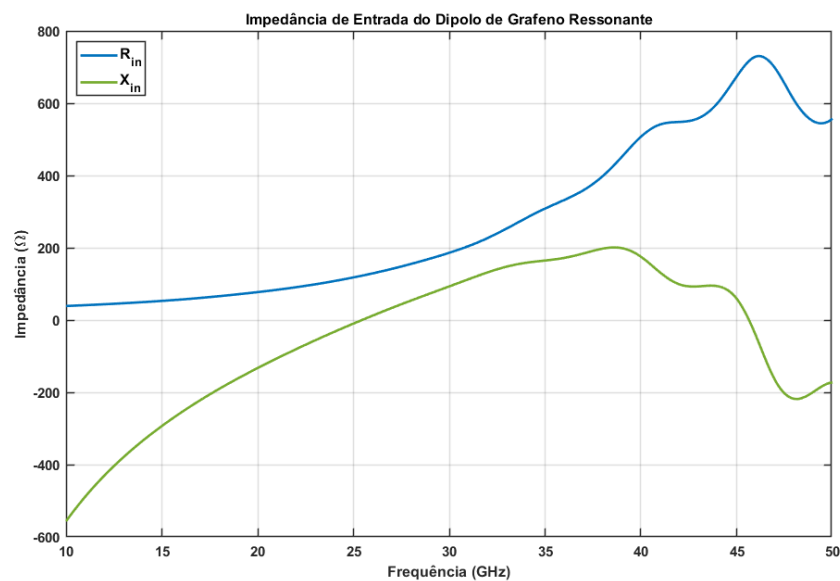
Nos resultados encontrados para os dipolos de cobre e ouro, a ressonância ocorre em momentos praticamente idênticos, mais especificamente em 26,47 GHz para o cobre e 26,49 GHz para o ouro. Neste ponto de ressonância, a parte real da impedância para ambos os materiais é de aproximadamente 68 Ω . Este valor está próximo do teórico ideal de um dipolo

(73 Ω) e também da impedância característica da LT de 50 Ω , o que é positivo para o projeto, pois alcançar esse valor na ressonância é o objetivo principal de projeto de antenas, pois garante o casamento de impedâncias e a máxima transferência de potência.

Já para a antena de grafeno, a impedância de entrada para dois casos diferentes de dopagem é analisada a fim de demonstrar a influência da sintonização elétrica. A Figura 31 mostra resultados radicalmente diferentes em relação aos materiais metálicos e, principalmente, a depender da dopagem utilizada. Com a primeira dopagem ($\mu_c = 0,2 \text{ eV}$ e $\tau = 0,5 \text{ ps}$), a antena sequer entra em ressonância na faixa de frequência observada, de 10 a 50 GHz.



(a)



(b)

Figura 31 - Impedância de entrada (Z_{in}) do grafeno (a) dopado com 0,5 ps e (b) dopado com 2 ps (Autor, 2025).

Na segunda dopagem, com $\tau = 2 \text{ ps}$ e $\mu_c = 1 \text{ eV}$, a antena entra em ressonância a partir em 25,307 GHz – um resultado bem semelhante ao do cobre e de ouro. Contudo, um ponto extremamente importante é que a parte real da impedância na frequência de ressonância é 120,82 Ω . Esse valor indica um descasamento de impedâncias severo para o grafeno, mas é uma característica intrínseca e esperada para o condutor nessa faixa. Em mmWave, o comportamento do grafeno não tem efeitos plasmônicos e é regido por uma elevada resistência em sua superfície (GOMEZ-DIAZ & PERRUISSEAU-CARRIER, 2012). Adicionalmente, o material exibe uma "indutância cinética intrínseca" que gera uma forte componente reativa na impedância. A combinação desses efeitos resulta em uma alta impedância de entrada que pode representar um desafio para sistemas radiantes, normalmente alimentados por LTs de 50 Ω (CORREAS-SERRANO & GOMEZ-DIAZ, 2017).

Já os gráficos do Parâmetro S_{11} mostram a razão entre a potência refletida pela antena de volta para a fonte e a potência que lhe é entregue. Em um cenário ideal de casamento perfeito, nenhuma potência seria refletida, e toda a energia seria aceita pela antena para irradiação. A Figura 32 explicita os resultados obtidos para o cobre, o ouro e o grafeno.

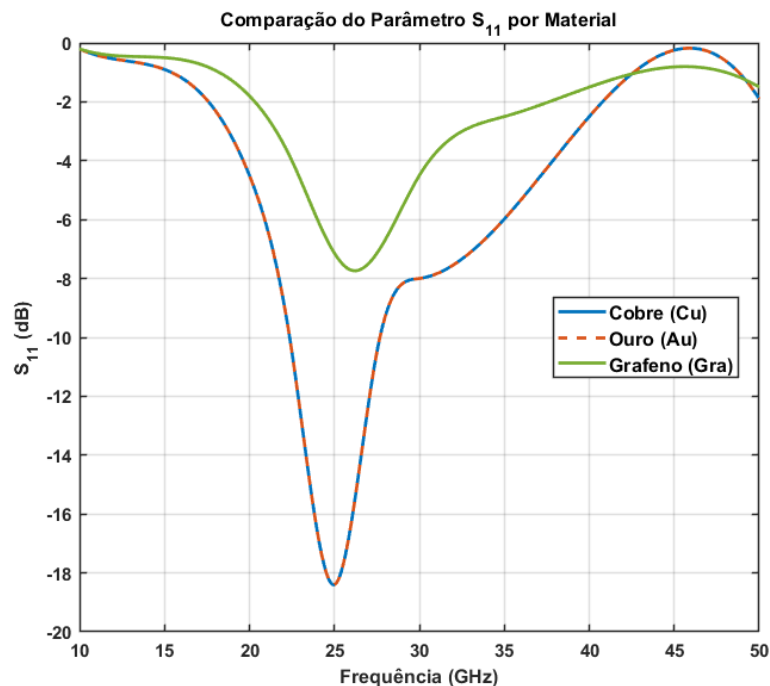


Figura 32 - Resultados do Parâmetro S_{11} para o cobre, ouro e grafeno ressonante (Autor, 2025).

O ponto mais baixo da curva corresponde à frequência de ressonância, onde acontece melhor desempenho. Em todos três materiais, está entre 25 e 26 GHz. Neste ponto, o descasamento de impedância é mínimo, e, conseqüentemente, a potência refletida atinge seu

valor mais baixo. Para o cobre e o ouro, os resultados são praticamente idênticos, atingindo um valor de -18,4 dB, o que indica um casamento de impedâncias excelente. Em contraste, o grafeno, apesar de também ressoar na mesma faixa de frequência, apresenta um desempenho inferior, com um valor mínimo de -7.72 dB. Essa diferença é substancial, confirmando um descasamento de impedância significativamente maior em comparação com os metais.

4.2.2. Eficiência e Análise de Perdas

Em altas frequências, a análise de perdas dos metais é regida pelo comportamento do efeito pelicular mencionado anteriormente, um fenômeno onde a corrente alternada de alta frequência se concentra em uma fina camada na superfície do condutor. A Tabela 5 explicita os valores referente às perdas no cobre e no ouro.

Tabela 5 - Resultados das perdas dos modelos de cobre e de ouro

Parâmetro	Cobre	Ouro
Espessura pelicular (δ)	$3,883 \times 10^{-7}$	$4,6973 \times 10^{-7}$
Resistência de superfície ($R_{surface}$)	0,0429 Ω	0,0519 Ω
Resistência DC (R_{dc})	$2,441 \times 10^{-3}$	$3,5712 \times 10^{-3}$
Resistência de perdas (R_{losses})	0,157 Ω	0,189 Ω
Resistência de alta frequência (R_{hf})	0,314 Ω	0,379 Ω

Como visto anteriormente, a resistência do material devido ao efeito pelicular é R_{dc} . No cobre, os resultados numéricos mostram que R_{dc} do cobre é notavelmente menor que a do ouro. Tal resultado está alinhado à teoria, pois o cobre possui condutividade elétrica ($5,998 \times 10^7 S/m$) superior em comparação com o ouro ($4,1 \times 10^7 S/m$). Essa propriedade fundamental significa que, em condições de baixa frequência, o cobre apresenta menos perdas por aquecimento. No entanto, como dito anteriormente, sendo a abordagem em 28 GHz, o comportamento da antena é regido pelo efeito pelicular.

Sendo a profundidade pelicular $\delta = 1/\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}$, é notável que a profundidade de penetração é inversamente proporcional à raiz quadrada da condutividade σ e da frequência. Como o cobre é um condutor melhor, a corrente de 28 GHz fica confinada em uma camada superficial ainda mais fina. Isso ocasiona a resistência de superfície, que quantifica as perdas nessa camada. Os resultados mostram que a R_s do cobre é menor que a do ouro, uma consequência direta de sua condutividade. Essa resistência superficial menor é a principal razão para o desempenho elétrico superior do cobre em altas frequências.

Uma outra consequência direta do efeito pelicular é um aumento da resistência efetiva da antena, evidenciado pela diferença entre os valores de resistência em alta frequência R_{hf} para ambos os materiais. Diferente dos outros parâmetros, essa resistência não está na ordem de microohms. Apesar de ser uma diferença baixa, o cobre ainda é superior.

As perdas na superfície do condutor devido os fenômenos mencionados são consolidados na resistência de perdas (R_{losses}) que representa a potência total dissipada como calor na antena. Da mesma forma, o dipolo de cobre ($R_{losses} = 0,157\Omega$) apresenta uma perda ligeiramente inferior ao ouro ($R_{losses} = 0,187\Omega$).

Além disso, temos que a resistência de irradiação (R_{rad}) é praticamente idêntica para ambos os materiais (76,658 Ω para cobre e 76,666 Ω para ouro). Como dito, esse parâmetro é a parte da impedância de entrada associada à potência efetivamente convertida em ondas eletromagnéticas e irradiada para o espaço. O resultado obtido numericamente é esperado, pois a resistência de irradiação é uma propriedade dependente da geometria da antena e da distribuição de corrente, e não do material condutor. Além disso, esses valores estão muito próximos do valor do dipolo ideal de 73 Ω . Na Tabela 6, os valores de potências, irradiação e a eficiência do dipolo nesses materiais está explicitado.

Tabela 6 - Valores de potência, irradiação e eficiência no cobre e no ouro

<i>Parâmetro</i>	<i>Cobre</i>	<i>Ouro</i>
Potência irradiada (P_{rad})	0,0085361 W	0,0085304 W
Potência dissipada (P_d)	$2,0827 \times 10^{-5}$	$2,51726 \times 10^{-5}$
Resistência de irradiação (R_{rad})	76,658 Ω	76,666 Ω
Eficiência (e_{cd})	93,883%	93,825%

A partir da relação entre a potência útil da antena, a irradiada, e a potência perdida pelo efeito Joule, a dissipada, se chega na grandeza mais importante da análise de uma antena: sua eficiência. P_{rad} foi calculada numericamente através da expressão $emw.TRP$ e os resultados dos dois materiais foram praticamente iguais, como visto na Tabela 6.

Os valores da potência dissipada calculados numericamente pelo COMSOL Multiphysics também confirmam que a antena de cobre perde menos energia como calor. Consequentemente, sua eficiência é maior. O *software* calculou 93,883% eficiência para a antena dipolo com cobre e 93,825% de eficiência para o ouro. A maior eficiência do cobre, embora a diferença seja pequena, é uma consequência direta e fisicamente consistente de sua menor resistência de perdas. De modo geral, ambas antenas apresentam ótima eficiência de irradiação para mmWave.

Os resultados demonstram que existe uma diferença mínima, mas o cobre se sai como o material superior entre os materiais metálicos analisados. No entanto, a escolha do material passa por diversas frentes. Sabe-se que o cobre, apesar de agregar menor custo monetário que ouro, oxida quando exposto ao ambiente, e como o efeito pelicular concentra a corrente na superfície, sua eficiência é passível de degradação rápida. Já o ouro é muito mais caro, mas não oxida, garantindo um desempenho estável e confiável a longo prazo.

A análise do dipolo de grafeno revela um comportamento fundamentalmente distinto dos condutores metálicos. Conforme detalhado na metodologia, foi necessário aplicar uma dopagem otimizada ($\mu_c = 1 \text{ eV}$) para que a antena pudesse ressoar na faixa de interesse. A partir disso, se parametrizou o COMSOL Multiphysics para calcular os parâmetros relevantes para o grafeno a 28 GHz e comparar com os resultados das Tabelas 5 e 6:

Tabela 7 - Resultados de perdas, potências e eficiência do grafeno ressonante

Parâmetro	Grafeno
Resistência de folha (R_{sheet})	4,2476 Ω /sq
Potência irradiada (P_{rad})	0,0046088 W
Potência dissipada (P_d)	0,0029096 W
Resistência de irradiação (R_{rad})	109,77 Ω
Eficiência (e_{cd})	70,700%

Os resultados da Tabela 7 evidenciam a inferioridade do desempenho do grafeno em mmWave quando comparado com o cobre e o ouro. A resistência de folha (R_{sheet}) do grafeno é aproximadamente cem vezes maior que a resistência de superfície ($R_{surface}$) do cobre e do ouro, de forma a resultar em dissipação de potência por efeito Joule também muito superior, o que impacta diretamente o desempenho da antena. Além disso, a resistência de irradiação (109,77 Ω) está bem além dos 73 Ω esperados para um dipolo teórico ideal.

O impacto final dessas perdas é observado na eficiência de irradiação, que foi de apenas 70,70% com os melhores parâmetros de dopagem testados, um valor consideravelmente inferior aos ~93% observados para o cobre e o ouro. Como referido no Capítulo 2, o resultado foi coerente com o esperado devido o comportamento do grafeno em mmWave ser regido por altas perdas ôhmicas, decorrentes de sua elevada resistência de folha. Apesar disso, é importante notar que o resultado de 70,70% representa uma otimização expressiva, já que em configurações com baixa dopagem, como na Figura 31(a), o modelo sequer alcançava a condição de ressonância. Isso demonstra que a sintonização do potencial químico foi crucial para viabilizar a antena.

4.2.3. Distribuição de Corrente

Na Figura 33, é encontrada a distribuição de corrente nos dipolos de cobre, ouro e grafeno. Os resultados demonstram um padrão de distribuição de corrente consistente com a teoria de antenas para um dipolo.

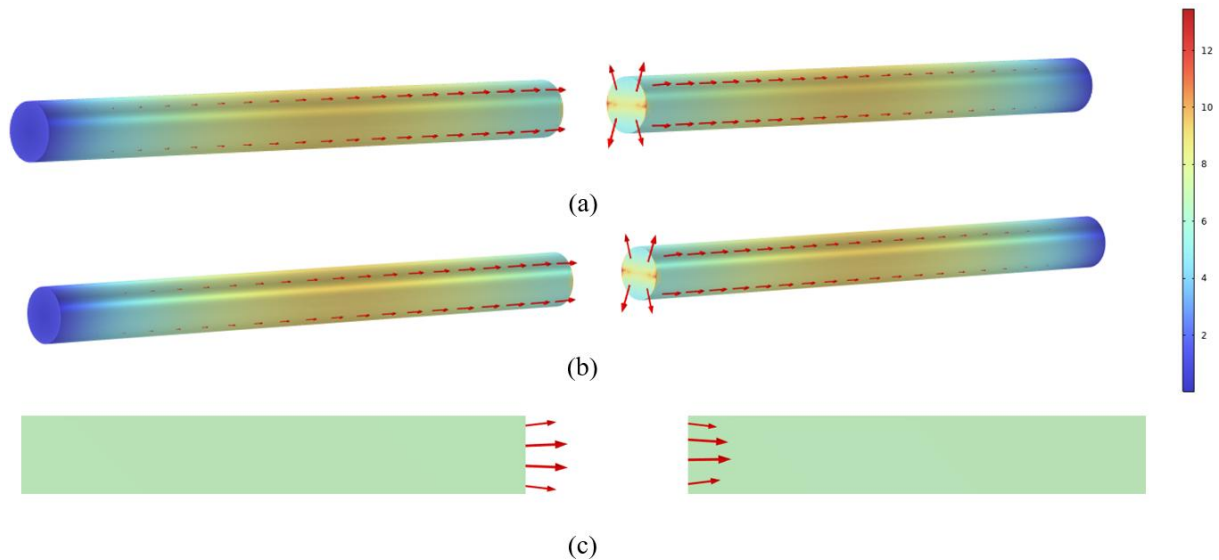


Figura 33 - Distribuição de corrente no dipolo em (a) cobre; (b) ouro; (c) grafeno (Autor, 2025).

Para os condutores metálicos, indicado pela escala de cores e pelos vetores, a magnitude da corrente é máxima nos terminais de alimentação e diminui progressivamente ao longo dos braços, atingindo um valor mínimo próximo de zero em suas pontas. Novamente, pode-se ver a ação do efeito pelicular nas imagens. Os vetores de corrente estão confinados exclusivamente à superfície externa dos condutores. Como toda a corrente está concentrada na superfície, o desempenho da antena torna-se extremamente sensível às perdas associadas à superfície do condutor. Apesar da semelhança no padrão de distribuição, é possível observar que a distribuição total da corrente é superior no dipolo de cobre, pois é um condutor mais eficiente e com menores perdas ôhmicas.

Já o grafeno se comporta como um condutor bidimensional. Os vetores de corrente (setas vermelhas) mostram que a corrente é máxima no terminal de alimentação e se anula ao longo das extremidades. Pelas características 2D do material, o conceito de efeito pelicular não se aplica da mesma forma que influencia o cobre e o ouro. Aqui, a condução é inerentemente superficial e a corrente flui através de toda a espessura do material, que é de apenas um átomo, estando sujeita às perdas de R_{sheet} .

4.3. Análise de Campos Eléctromagnéticos

A análise dos campos eletromagnéticos de uma antena deve abranger tanto a região de campo próximo (Fresnel) quanto a de campo distante (Fraunhofer), devido às suas distintas características físicas. No campo próximo, predominam os campos reativos, enquanto no campo distante inicia-se a irradiação efetiva da onda eletromagnética. Avaliar ambas as regiões possibilitam verificar o comportamento do campo, incluindo diretividade, ganho e intensidade.

4.3.1. Análise de Campo Próximo

4.3.1.1. Distribuição do Campo Eléctrico

A Figura 34 elucidada que a simulação para os dipolos exibe um campo eléctrico semelhante em todos os materiais. Os resultados mostram o campo eléctrico manifesta maior intensidade no terminal de alimentação e nas extremidades da antena, além de linhas de campo que se estendem além, para o espaço circundante, no cobre e no ouro. Este comportamento é esperado, pois ambos são excelentes condutores. O grafeno se comporta de forma muito semelhante, mas a resolução proporcionada pela simulação é inferior devido a natureza superficial deste condutor.

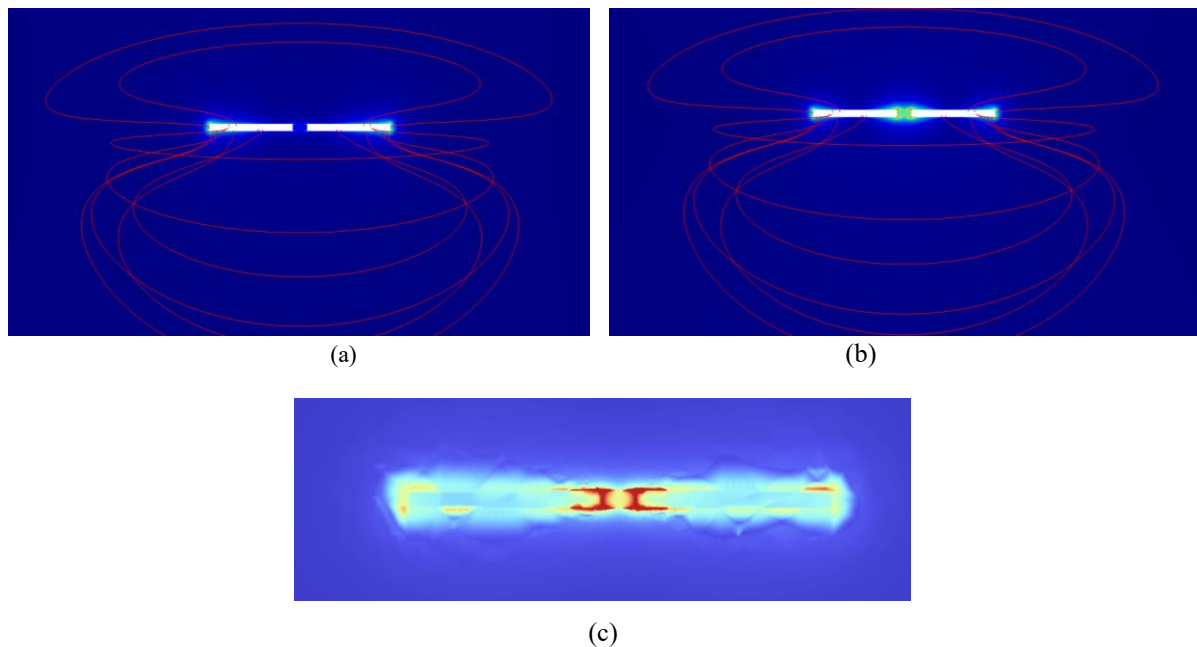


Figura 34 - Distribuição do campo E no (a) cobre e no (b) ouro (Autor, 2025).

Na região próxima reativa da antena, a energia dos campos eléctricos não se espalha para o espaço, mas fica armazenada ao redor da antena, oscilando com a fonte a cada ciclo. Por isso é chamada de energia reativa, já que não gera irradiação efetiva. Segundo Balanis (2016), nessa

região as componentes de \mathbf{E} estão em fase entre si, mas ficam defasados em 90° em relação a \mathbf{H} . Esse desfasamento causa a ausência de fluxo médio de potência para longe da antena, a energia apenas circula localmente, como nas Figuras 34(a) e 34(b). Somente no campo distante \mathbf{E} e \mathbf{H} passam a estar em fase e ortogonais, ocorrendo então a propagação EM.

4.3.1.2. Distribuição do Campo Magnético

Na Figura 35, a distribuição do campo \mathbf{H} é mostrada para os dois materiais metálicos a partir das setas vermelhas. De acordo com a Lei de Ampere, uma corrente elétrica gera um campo magnético que circula ao seu redor. Na antena de dipolo, a corrente é máxima no gap e diminui em direção às extremidades. Por isso, espera-se que o campo magnético seja perpendicular aos eixos da antena e mais intenso perto do centro da antena, o que pode ser visualizado na imagem.

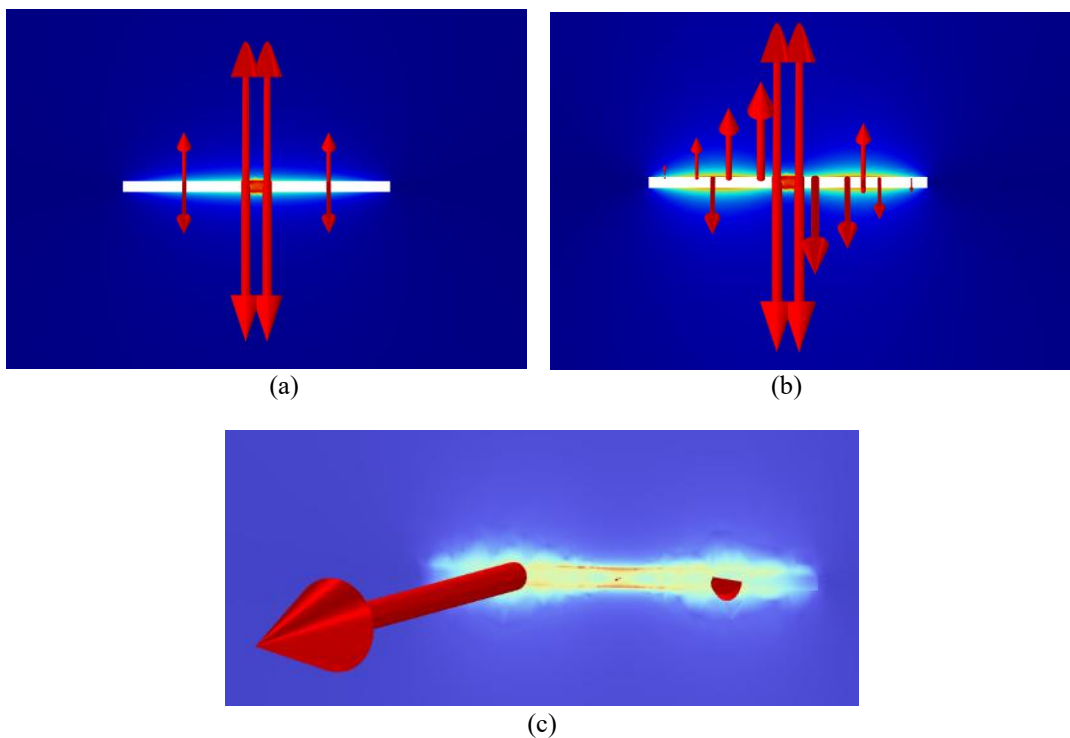


Figura 35 - Distribuição do campo magnético \mathbf{H} no (a) cobre; (b) ouro; (c) grafeno (Autor, 2025).

No cobre, observa-se um campo fortemente confinado à superfície do condutor. Esse comportamento é esperado devido sua alta condutividade elétrica e da profundidade pelicular reduzida, o que força a corrente a se distribuir como uma lâmina superficial. O campo magnético, por isso, é mais intenso, mas especialmente muito restrito.

No ouro, o campo se mostra mais espalhado em torno da antena. A menor condutividade em relação ao cobre resulta em uma profundidade pelicular maior, permitindo que a corrente penetre mais no material. Assim, o campo magnético apresenta menor confinamento, portanto, é mais espalhado.

Já no grafeno, por ser um condutor bidimensional com espessura atômica, não há efeito pelicular convencional. A distribuição de corrente é governada pela sua condutividade de folha e pelo nível de dopagem, o que conduz a um campo menos intenso e mais difuso. Isso reduz o confinamento e acentua o descasamento de impedâncias.

Em todos os materiais, a forte concentração de campo próximo à superfície está ligada à energia reativa de natureza indutiva, armazenada e devolvida ao sistema a cada ciclo, sem contribuição imediata para a irradiação (BALANIS, 2016).

4.3.2. Análise de Campo Distante

4.3.2.1. Diagramas de Irradiação

Através da configuração de Plot no COMSOL Multiphysics, foi possível obter diagrama de irradiação 3D da antena de dipolo. A forma apresentada é toroidal (como um “donut”), que é o padrão clássico e esperado para uma antena de dipolo de meia-onda, conforme apresentado no Capítulo 2, e os resultados para todos os materiais é apresentado na Figura 36.

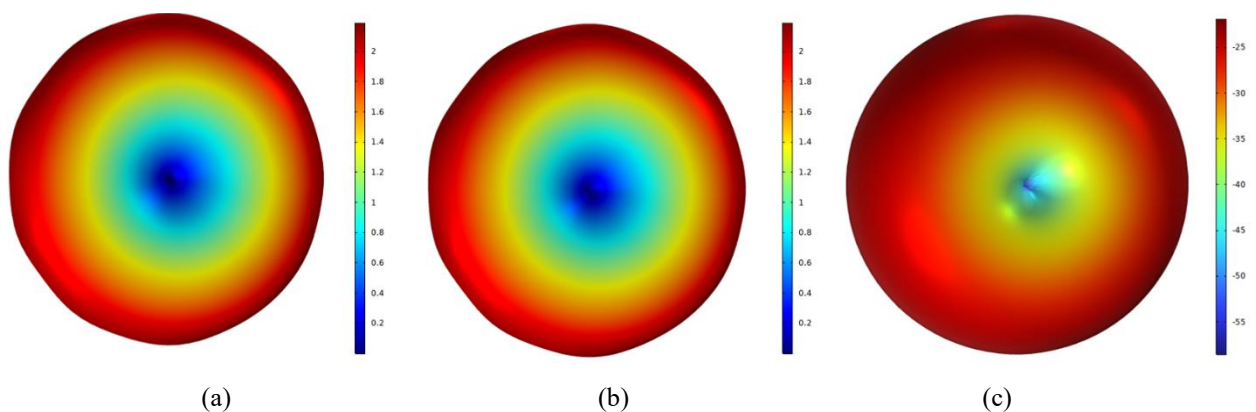


Figura 36 - Diagrama de irradiação das antenas dipolo de (a) cobre; (b) ouro e (c) grafeno (Autor, 2025).

Esta forma mostra que a intensidade de irradiação é máxima nas direções perpendiculares ao eixo do dipolo (representado pela cor vermelha) e é nula ao longo do eixo da antena (azul escura no centro). Este formato é resultado da interferência construtiva e destrutiva das ondas geradas ao longo do comprimento do dipolo. A forma do diagrama de irradiação é determinada, em boa parte, pela geometria da antena e pela distribuição de corrente

ao longo dela. Como as antenas de cobre e ouro possuem geometrias idênticas, seus diagramas de irradiação são praticamente análogos. É possível perceber, também, a semelhança altíssima com o diagrama de irradiação do PEC, salvo por algumas oscilações esperadas devido perdas resistivas. Portanto, em 28 GHz, estes dipolos se comportam quase como condutores perfeitos.

O grafeno, no entanto, apresenta um resultado notavelmente diferente, com um diagrama de irradiação quase perfeitamente esférico. Enquanto dipolos metálicos exibiram um padrão toroidal de um dipolo ideal, o grafeno, devido às perdas resistivas intrínsecas, tendeu a irradiar de forma mais difusa, aproximando-se de um padrão quase esférico.

Isso têm origem nas discrepâncias observadas na eficiência da antena de grafeno, onde foi possível observar que grandes perdas, com boa parte da potência de entrada convertida em calor. Naturalmente, essas perdas atrapalham a formação das ondas estacionárias de corrente ao longo do dipolo. Consequentemente, a distribuição de corrente torna-se não ideal, afetando diretamente o padrão de irradiação.

4.3.2.2. Ganho e Diretividade

Os resultados de diretividade e ganho também foram muito semelhantes entre o cobre e o ouro, como visto na Tabela 7, que expõe uma mínima superioridade para o ouro. Naturalmente, dada baixa eficiência, o grafeno possui o menor valor de diretividade. No entanto, todos os resultados estão relativamente próximos dos esperados, pois um dipolo de meia-onda tem diretividade teórica de 2,15 dB. Esse resultado poderia ser potencialmente melhorado com o refinamento da malha.

Tabela 8 - Resultados da diretividade e do ganho no cobre e no ouro.

<i>Parâmetro</i>	<i>Cobre</i>	<i>Ouro</i>	<i>Grafeno</i>
Diretividade	3,3349 dB	3,3371 dB	1,8205 dB
Ganho	3,0605 dB	3,0578 dB	0,3155 dB

O ganho relaciona a diretividade à eficiência da antena. Este parâmetro foi calculado numericamente no COMSOL Multiphysics. Como esperado, dado maior eficiência do cobre, seu resultado é ligeiramente superior ao ouro. O ganho do grafeno, no entanto, é baixíssimo. O ganho do grafeno, no entanto, é baixíssimo. Isso se deve às elevadas perdas ôhmicas e baixa eficiência da antena, o que compromete a eficiência de irradiação. Mesmo apresentando diretividade moderada, a antena de grafeno não consegue converter adequadamente a energia fornecida em irradiação útil, resultando em desempenho inferior.

Para as redes 6G, que operarão em faixas onde as perdas de propagação são muito altas, todo ganho é importante para elevar ao máximo o alcance e a confiabilidade do sinal. Embora a vantagem de ganho do cobre sobre o ouro seja mínima para uma única antena, em sistemas MIMO Massivos, essas pequenas melhorias de eficiência em cada elemento podem se somar, resultando em um benefício de desempenho mais notável para o sistema. No entanto, essa vantagem de desempenho deve ser criteriosa na análise de infraestrutura e levar em consideração outros fatores além da condutividade do material.

Quanto ao grafeno, foi constatada sua baixa eficiência em frequências mmWave. Os resultados desta simulação corroboram que o verdadeiro potencial do material não está nas ondas milimétricas, abrindo margem para estudos centralizados na faixa de THz, onde os plasmons de superfície (SPPs) podem ser explorados para aplicações mais eficientes, como sugerido por Li et al. (2020).

5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho, analisou-se o desempenho de uma antena dipolo de meia-onda operando na faixa de ondas milimétricas, especificamente em 28 GHz, com três condutores diferentes: cobre, ouro e grafeno. A modelagem eletromagnética da antena e suas aplicações foram realizadas através do Método dos Elementos Finitos (MEF) no *software* COMSOL Multiphysics.

A fim de validar a usabilidade deste método numérico, uma simulação da mesma antena sob condição de Condutor Elétrico Perfeito (PEC) foi executada e a impedância de entrada e diagrama de irradiação resultantes foram comparados com estudo de referência que analisa o mesmo dipolo através do Método dos Momentos (MoM). A excelente concordância entre os resultados validou a precisão do modelo em MEF e das configurações empregadas.

Diante da comprovação do método, a análise com os condutores aplicados foi realizada. Os dipolos de cobre e ouro apresentaram desempenho muito similar e de alta eficiência em todos os parâmetros analisados. Ambos os materiais atingiram a frequência de ressonância em aproximadamente 26,5 GHz, com uma resistência de entrada de cerca de 68 Ω , um valor próximo ao ideal teórico de um dipolo de meia-onda (73 Ω). Isso indica um ótimo casamento de impedâncias do modelo. A métrica mais crucial, a eficiência de irradiação, também atingiu resultados muito satisfatórios: 93,883% para o cobre e 93,825% para o ouro. Naturalmente, o cobre é ligeiramente superior, pois é um condutor elétrico melhor e, conseqüentemente, sofre menores perdas devido efeito pelicular. Em mmWave, os dipolos de cobre e ouro se comportaram quase como condutores elétricos perfeitos.

Já o grafeno é um condutor elétrico diferente de qualquer outro. Por isso, como esperado, o estudo de seu dipolo demandou uma análise diferente. No COMSOL Multiphysics, foi modelado como uma superfície bidimensional via Transition Boundary Condition. Os resultados mostraram que o grafeno, o melhor condutor, é expressivamente inferior na faixa de mmWave. Foi necessária uma dopagem otimizada ($\tau = 2 \text{ ps}$ e $\mu_c = 1 \text{ eV}$) de alta qualidade, vista em amostras de grafeno de alta qualidade, para que a antena atingisse a ressonância em ~ 25 GHz, resultando em uma resistência de entrada de $\sim 120 \Omega$ – valor que indica um severo descasamento de impedância. Em mmWave, as perdas do grafeno são governadas pela elevada resistência de folha do material, o que acarreta perdas ôhmicas elevadas. Por conseguinte, a eficiência de irradiação foi apenas 70,70%. Esse comportamento impactou diretamente o padrão de irradiação, que se mostrou quase esférico em vez do formato toroidal esperado.

Embora, à primeira vista, pareça contraintuitivo, os resultados confirmaram a teoria de que, apesar do efeito pelicular começar a ser proeminente na faixa de mmWave, os condutores metálicos convencionais como cobre e ouro são eficazes e superiores em relação a um condutor emergente altamente promissor. A escolha entre qual o melhor entre os dois condutores metálicos é multifatorial, pois agrega avaliação de custos monetários, desempenho e confiabilidade do material a longo prazo. A análise do grafeno, embora tenha resultado em ineficiência nesta frequência, foi indispensável para validar o modelo numérico para materiais 2D, observar os efeitos da dopagem e confirmar que seu verdadeiro potencial reside na faixa de Terahertz (THz), onde suas propriedades plasmônicas se manifestam.

Em geral, a modelagem através do MEF permitiu uma análise quantitativa robusta do desempenho de diferentes condutores para antenas 6G. O estudo foi capaz de proporcionar uma base sólida para a seleção de materiais em projetos de antenas mmWave e estabelece uma metodologia validada que poderá ser empregada em futuras investigações de materiais emergentes em frequências mais altas.

Por fim, conclui-se que os condutores metálicos convencionais permanecem sendo a solução mais madura e eficiente para o desenvolvimento de antenas destinadas a operar na faixa de mmWave no 6G. Para que a evolução rumo à próxima geração e ao THz se concretize, a pesquisa em condutores emergentes e nas próprias antenas é indispensável. Para trabalhos futuros, sugere-se:

- Estender a análise da antena de grafeno apresentada para a faixa de THz, a fim de investigar a excitação de Plasmons de Superfície Polaritons (SPPs) e seu impacto na análise de perdas e na eficiência de irradiação.
- Analisar antenas com geometrias mais complexas, principalmente os fundamentais para executar aplicações cruciais do 6G, como o direcionamento de feixe em sistemas MIMO Massivo.

REFERÊNCIAS

- ABADAL, S. et al. **Graphene-Based terahertz antennas for area-constrained applications**. *In: 40th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP)*, pp. 817-820, Barcelona, 2017.
- ABDOALBASET ABOHMRA et al. **Terahertz Antenna Array Based on a Hybrid Perovskite Structure**. *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, v. 1, p. 464–471, 2020.
- ALRAIH, Saddam *et al.* **Revolution or Evolution? Technical Requirements and Considerations towards 6G Mobile Communications**. *Sensors*, v. 22, n. 3, p. 762, 2022.
- AMARAL, Paulo. **Análise Numérica da Antena Yagi-Uda Aplicada em Nanoenlaces Sem Fio**. 2020. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Pará, Tucuruí, 2020.
- ANDRYIEUSKI, Andrei; LAVRINENKO, Andrei V. **Graphene metamaterials based tunable terahertz absorber: effective surface conductivity approach**. *Optics Express*, v. 21, n. 7, p. 9144-9155, 2013.
- BALANIS, Constantine A. **Antenna Theory: Analysis and Design**. 4. ed. Wiley. New York, 2016.
- BÉRENGER, Jean-Pierre. **A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves**. *Journal of Computational Physics*, v. 114, n. 2, p. 185–200, 1994.
- BÓRIO, Daniel. **Técnicas de medição de antenas em campo próximo por varredura utilizando a geometria planar**. 2010. 48 f. Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica) – Universidade de Brasília, Brasília, 2010.
- CALVANESE STRINATI, E. *et al.* **6G: The Next Frontier: Holographic Messaging to Artificial Intelligence Using Subterahertz and Visible Light Communication**. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, v. 14, n. 3, p. 1-1, 2019.
- CASTRO NETO, A. H. et al. **The electronic properties of graphene**. *Reviews of Modern Physics*, v. 81, n. 1, p. 109–162, 2009.

CORREAS SERRANO, D. & GOMEZ-DIAZ, J. **Graphene-based Antennas for Terahertz Systems: A Review**. *In: International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*. 2012.

CHEN, Shanzhi *et al.* **Vision, Requirements, and Technology Trend of 6G: How to Tackle the Challenges of System Coverage, Capacity, User Data-Rate and Movement Speed**. *IEEE Wireless Communications*, v. 27, n. 2, p. 1-11, 2020.

CHOWDHURY, M. Z. *et al.* **6G Wireless Communication Systems: Applications, Requirements, Technologies, Challenges, and Research Directions**. arXiv:1909.11315, 2019.

COMSOL MULTIPHYSICS. **Introduction to COMSOL Multiphysics**. Versão 5.2a. [S.l.]: COMSOL, 2016.

COMSOL MULTIPHYSICS. **The RF Module User's Guide**. Versão 5.5. COMSOL, 2018.

<Disponível em:

https://doc.comsol.com/5.5/doc/com.comsol.help.woptics/woptics_ug_optics.6.24.html.>

Acesso em: 21 set. 2025.

CUI, M. *et al.* **Near-Field MIMO Communications for 6G: Fundamentals, Challenges, Potentials, and Future Directions**. *IEEE Communications Magazine*, v. 61, n. 1, p. 40-46, 2023.

CUI, M.; DAI, L. **Channel estimation for extremely large-scale MIMO: Far-field or near-field?**. arXiv:2108.07581, 2021.

DASH, J. C.; JENA, M. R.; MANGARAJ, B. B. **Analysis of Dipole Antenna and its array using finite element method**. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ADVANCES IN ELECTRICAL, ELECTRONICS, INFORMATION, COMMUNICATION AND BIO-INFORMATICS (AEEICB)*, 2., Chennai: IEEE, 2016. p. 438-441, 2016.

DEAN, C. R. *et al.* **Boron Nitride Substrates for High-Quality Graphene Electronics**. *Nature nanotechnology*. 5. 722-6., 2010.

GIORDANI, M. *et al.* **Toward 6G Networks: Use Cases and Technologies**. *IEEE Communications Magazine*, v. 58, n. 3, p. 55–61, 2020.

GOMEZ-DIAZ, J. S. & PERRUISSEAU-CARRIER, J. **Microwave to THz properties of graphene and potential antenna applications.** *In: International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP).* 239-242, 2012.

HANSON, G. W. **Dyadic Green's functions and guided surface waves for a surface conductivity model of graphene.** *Journal of Applied Physics,* v. 103, n. 6, p. 064302, 2008.

HE, Xiao-Yong. **Investigation of terahertz Sommerfeld wave propagation along conical metal wire.** *Journal of the Optical Society of America B.* 26. A23-A28, 2009

HIGGINS, T. J. **The Origins and Developments of the Concept of Inductance, Skin Effect and Proximity Effect.** *American Journal of Physics,* v. 9, n. 6, p. 337-346, 1941.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. **IEEE Std 145-2013: IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas.** New York: IEEE, 2014.

JABLAN, M.; BULJAN, H.; SOLJAČIĆ, M. **Plasmonics in graphene at infrared frequencies.** *Physical Review B,* v. 80, n. 24, 2009.

JIANG, W. G. *et al.* **Homogenized Finite Element Analysis on Effective Elastoplastic Mechanical Behaviors of Composite with Im-Perfect Interfaces.** *International Journal of Molecular Sciences,* v. 15, n. 12, p. 23389-23407, 2014.

LI, Y. *et al.* **Graphene plasmonic devices for terahertz optoelectronics.** *Nanophotonics,* v. 0, n. 0, 2020.

LIU, S. *et al.* **Sensing-Enhanced Channel Estimation for Near-Field XL-MIMO Systems.** *IEEE Journal on Selected Areas in Communications,* v. 43, n. 3, p. 628-643, 2025.

LIU, N. *et al.* **The Efficient Mixed FEM With the Impedance Transmission Boundary Condition for Graphene Plasmonic Waveguides.** *Journal of Lightwave Technology,* v. 34, n. 23, p. 5363–5370, 2016.

LOW, T. & AVOURIS, P. **Graphene Plasmonics for Terahertz to Mid-Infrared Applications.** *ACS Nano,* v. 8, n. 2, p. 1086–1101, 2014.

MUNN, J. **Your Guide to Lumped Ports in the RF Module**. COMSOL Blog, 2019. Disponível em: <https://www.comsol.com/blogs/your-guide-to-lumped-ports-in-the-rf-module>. Acesso em: 21 set. 2025.

NGUYEN, Dinh C. *et al.* **6G Internet of Things: A Comprehensive Survey**. IEEE Internet of Things Journal, v. 8, n. 1, p. 1-1, 2021.

NI, H. *et al.* **Energy-Efficient Near-Field Beamforming: A Review on Practical Channel Models**. Energies, v. 18, n. 11, p. 2966, 2025.

PEREIRA DE FIGUEIREDO, F. A. **An Overview of Massive MIMO for 5G and 6G**. IEEE Latin America Transactions, v. 20, n. 6, p. 931-940, 2022.

PERRUISSEAU-CARRIER, J. **Graphene for Antenna Applications: Opportunities and Challenges from Microwaves to THz**. *In*: Loughborough Antennas & Propagation Conference, UK. 2012.

POZAR, D. M. **Microwave engineering**. 4. ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2012.

ROBERT, R. **Efeito Pelicular**. Revista Brasileira de Ensino de Física, Curitiba, v. 22, n. 2, p. 233-236, 2000.

OKUDA, R. *et al.* **Evaluation of transmission characteristics of CVD-grown graphene and effect of tuning electrical properties of graphene up to 50 GHz**. *Sci Rep* 13, 13878, 2023.

SADIKU, Matthew N. O. **Elementos de eletromagnetismo**. 5. ed. Porto Alegre: Bookman, 2012.

SAMAHA, A. C. *et al.* **Graphene Terahertz Devices for Sensing and Communication**. Nano-Micro-Small, 2024.

SHLEZINGER, N. *et al.* **Dynamic MetaSurface Antennas for 6G Extreme Massive MIMO Communications**. IEEE Wireless Communications, v. 28, n. 2, p. 1-8, 2021.

SILVA, Wendria *et al.* **Análise Paramétrica de um Arranjo Linear com Direcionamento de Feixe no Campo Próximo**. *In*: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE TELECOMUNICAÇÕES E PROCESSAMENTO DE SINAIS (SBrT), Belém, 2024.

SILVA, Wêndria Cunha da. **Modelagem de sensores plasmônicos em terahertz baseados em grafeno**. 2020. 69 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Pará, Tucuruí, 2020.

SILVA, Wêndria Cunha da *et al.* **Direcionamento de Feixe no Campo Próximo Baseado em Casamento de Fase de Arranjo Linear**. *In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE TELECOMUNICAÇÕES E PROCESSAMENTO DE SINAIS (SBTrT)*, Belém, 2024.

SILVANO, G. **Aplicação do Comsol no Estudo de Nanopartículas Plasmônicas**. 2013. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Pará, Belém, 2013.

STUTZMAN, Warren L.; THIELE, Gary A. **Antenna Theory and Design**. 3. ed. New York: Wiley, 1981.

VIEIRA J. & VILAR E., **Grafeno: Uma revisão sobre propriedades, mecanismos de produção e potenciais aplicações em sistemas energéticos**. *Revista Eletrônica de Materiais e Processos*, 2016.

WANG, L. *et al.* **Graphene-Based Tunable Wideband Metamaterial Absorber With Polarization Insensitivity and Wide Incident Angle**. *Frontiers in Physics*, v. 8, 2020.

WEI, X.; DAI, L. **Channel Estimation for Extremely Large-Scale Massive MIMO: Far-Field, Near-Field, or Hybrid-Field?**. *IEEE Communications Letters*, v. 26, n. 1, p. 177-181, 2022.

YAMADA, H. **Skin effect suppression for millimeter-wave frequencies through manipulation of permeability**. *Engineering Research Express*, v. 5, n. 1, p. 015079–015079, 2023.

YANG, P. *et al.* **6G Wireless Communications: Vision and Potential Techniques**. *IEEE Network*, v. 33, n. 4, p. 70-75, 2019.

ZHANG, H. *et al.* **Beam Focusing for Near-Field Multiuser MIMO Communications**. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 21, n. 9, p. 7476-7490, 2022.

ZHANG, H. *et al.* **6G Wireless Communications: From Far-Field Beam Steering to Near-Field Beam Focusing**. *IEEE Communications Magazine*, v. 61, n. 4, p. 72-77, 2023.

ZHANG, Haiyang *et al.* **6G Near field Technologies White Paper 2.0**. FUTURE FORUM, 2025.

ZHANG, Z. *et al.* **6G Wireless Networks: Vision, Requirements, Architecture, and Key Technologies**. IEEE Vehicular Technology Magazine, v. 14, n. 3, p. 28-41, 2019.

ZHENG, B. *et al.* **Multi-Beam Conformal Array Antenna Based on Highly Conductive Graphene Films for 5G Micro Base Station Applications**. Sensors, v. 22, n. 24, p. 9681, 2022.