UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA
FACULDADE DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Vitória Botelho Barbudo

Projeto e análise de propagação de antenas MIMO com diversidade de polarização para 5G

Juiz de Fora
2025

Vitória Botelho Barbudo

Projeto e análise de propagação de antenas MIMO com diversidade de polarização para 5G

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Ulysses Roberto Chaves Vitor

Coorientadora: Profa. Dra. Úrsula do Carmo Resende

Juiz de Fora

2025

Ficha catalográfica elaborada através do programa de geração automática da
Biblioteca Universitária da UFJF,
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Barbudo, Vitória Botelho.

Projeto e análise de propagação de antenas MIMO com diversidade de polarização para 5G / Vitória Botelho Barbudo. -- 2025.

107 p. : il.

Orientador: Ulysses Roberto Chaves Vitor
Coorientadora: Úrsula do Carmo Resende

Dissertação (mestrado acadêmico) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2025.

1. Polarização circular. 2. Diversidade de polarização. 3. Antenas de slot. 4. MIMO. 5. Radiopropagação. I. Vitor, Ulysses Roberto Chaves, orient. II. Resende, Úrsula do Carmo, coorient. III. Título.

Vitória Botelho Barbudo

Projeto e Análise de Propagação de Antenas MIMO com Diversidade de Polarização para 5G

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos

Aprovada em 19 de setembro de 2025.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Ulysses Roberto Chaves Vitor - Orientador
Universidade Federal de Juiz de Fora

Profa. Dra. Úrsula do Carmo Resende - Coorientadora
Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais

Prof. Dr. Álvaro Augusto Machado de Medeiros
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Dr. Artur Nogueira de São José
Universidade de Brasília

Juiz de Fora, 26/08/2025.

Documento assinado eletronicamente por **Ulysses Roberto Chaves Vitor, Professor(a)**, em 19/09/2025, às 13:58, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020.

Documento assinado eletronicamente por **Artur Nogueira de São José, Usuário Externo**, em 19/09/2025, às 14:06, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020.

Documento assinado eletronicamente por **URSULA DO CARMO RESENDE RESENDE, Usuário Externo**, em 19/09/2025, às 16:16, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020.

Documento assinado eletronicamente por **Alvaro Augusto Machado de Medeiros, Professor(a)**, em 22/09/2025, às 09:15, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020.

A autenticidade deste documento pode ser conferida no Portal do SEI-Ufjf (www2.ufjf.br/SEI) através do ícone Conferência de Documentos, informando o código verificador **2576652** e o código CRC **E71B847D**.

AGRADECIMENTOS

Há pouco mais de dois anos iniciei minha trajetória no mestrado, logo após a conclusão da graduação. Esse período foi marcado por grandes experiências e desafios, mas também de grande aprendizado e amadurecimento, tanto pessoal quanto na pesquisa científica.

Sempre tive grande interesse pela pesquisa e, apesar da dedicação e da pressão que naturalmente envolvem esse caminho, também vivi conquistas significativas, como a publicação de artigo e a participação em um congresso científico, uma oportunidade enriquecedora em que muitos conhecimentos foram trocados e que ampliou de forma gigantesca meus horizontes.

Agradeço, primeiramente, a Deus, pela força e pela ação sempre providencial. Aos meus pais, Neide e Fabiano, pelo apoio constante e incondicional. Ao meu orientador, Prof. Ulysses Vitor, e à minha coorientadora, Prof.ª Úrsula, pela orientação e pelo suporte fundamentais para a viabilidade deste trabalho. Aos meus amigos, pela escuta atenta nas horas difíceis. Aos meus colegas de mestrado, pela parceria em tantos trabalhos e atividades compartilhadas durante o curso. À CAPES, pelo auxílio financeiro por meio da bolsa de estudos, essencial para que eu pudesse manter a dedicação à pesquisa.

Acredito profundamente no potencial dos cientistas e das universidades brasileiras, assim como na capacidade do nosso país de desenvolver ciência e tecnologia de ponta. Sigo com o objetivo de colaborar nesse processo, contribuindo para que, com os recursos que dispomos, possamos cada vez mais produzir conhecimento de qualidade e gerar contribuições inovadoras e relevantes, ampliando o alcance e o impacto da pesquisa em nosso país.

RESUMO

Este trabalho apresenta o projeto de duas antenas MIMO de quatro portas com diversidade de polarização circular, destinadas a 3.5 e 26 GHz, e a avaliação de seu desempenho em cenários de propagação. As antenas empregam *slots* retangulares concêntricos, com a polarização circular à direita ou à esquerda definida pela porta de alimentação, permitindo a excitação simultânea de duas portas, uma de cada célula, com polarizações iguais ou opostas. A antena de 3.5 GHz foi fabricada e caracterizada experimentalmente em substrato de FR-4, apresentando largura de banda de 596 MHz (3.25–3.85 GHz), largura de banda de razão axial de 473 MHz (3.27–3.74 GHz) e ganho de 3.88 dB. A antena de 26 GHz, projetada em substrato de Rogers RO4003C, apresentou, por simulação, largura de banda de 6.65 GHz (23.6–30.3 GHz), largura de banda de razão axial de 570 MHz (25.91–26.48 GHz) e ganho de 8.16 dB. Ambas apresentaram bom isolamento entre portas e desempenho satisfatório nas métricas MIMO avaliadas. De forma complementar, as antenas com polarização circular foram simuladas em diferentes cenários de propagação e comparadas a um dipolo com polarização linear. Os resultados mostraram que, em condições de desalinhamento entre transmissor e receptor, a polarização circular apresentou maior potência recebida, evidenciando sua contribuição para a estabilidade do enlace diante de variações nas condições de propagação.

Palavras-chave: polarização circular, diversidade de polarização, antenas de *slot*, MIMO, 5G, ondas milimétricas, radiopropagação.

ABSTRACT

This work presents the design of two four-port MIMO antennas with circular polarization diversity, operating at 3.5 and 26 GHz, and the evaluation of their performance in propagation scenarios. The antennas employ concentric rectangular slots, with right-hand or left-hand circular polarization defined by the feeding port, allowing the simultaneous excitation of two ports, one from each cell, with equal or opposite polarizations. The 3.5 GHz antenna was fabricated and experimentally characterized on FR-4 substrate, presenting a bandwidth of 596 MHz (3.25–3.85 GHz), an axial-ratio bandwidth of 473 MHz (3.27–3.74 GHz), and a gain of 3.88 dB. The 26 GHz antenna, designed on Rogers RO4003C substrate, presented, according to simulations, a bandwidth of 6.65 GHz (23.6–30.3 GHz), an axial-ratio bandwidth of 570 MHz (25.91–26.48 GHz), and a gain of 8.16 dB. Both antennas exhibited good port isolation and satisfactory performance in the evaluated MIMO metrics. Additionally, the circularly polarized antennas were simulated in different propagation scenarios and compared with a linearly polarized dipole. The results showed that, under transmitter–receiver misalignment conditions, circular polarization provided higher received power, demonstrating its contribution to link stability under variations in propagation conditions.

Keywords: circular polarization, polarization diversity, slot antennas, MIMO, 5G, millimeter-waves, radiopropagation.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Elipse formada pelas componentes do vetor campo elétrico de uma onda com polarização elíptica ao longo do tempo. 24
Figura 2 - Fenda delgada de meio comprimento de onda (a) e seu complemento (b)..... 28
Figura 3 - Dimensões da antena de 3.5 GHz de um único elemento: (a) visão frontal e (b) visão posterior. 41
Figura 4 - Dimensões da antena MIMO de 3.5 GHz: (a) visão frontal e (b) visão posterior. .. 43
Figura 5 - Antena MIMO de 3.5 GHz fabricada: visão superior (a) e visão posterior (b). 45
Figura 6 - Densidade de corrente superficial rotacional da antena MIMO de 3.5 GHz quando as portas 1 (a) e 2 (b) são excitadas. 46
Figura 7 - Parâmetros de espalhamento da antena MIMO de 3.5 GHz: (a) S11 e (b) S22. 47
Figura 8 - Isolamento entre as portas da antena MIMO de 3.5 GHz: (a) S13 e (b) S14. 48
Figura 9 - *Setup* de medição. 50
Figura 10 - Razões axiais medidas e simuladas da antena MIMO de 3.5 GHz: (a) Porta 1 e (b) Porta 2. 51
Figura 11 - Ganhos da antena MIMO de 3.5 GHz: (a) porta 1 e (b) porta 2. 52
Figura 12 - Padrões de radiação simulados normalizados para a antena proposta em 3.5 GHz nos planos xz e yz, sendo (a) porta 1 e (b) porta 2. 53
Figura 13 - Polarização coplanar e polarização cruzada simuladas normalizadas para a antena proposta em 3.5 GHz na porta 1 no (a) plano xz e no (b) plano yz. 54
Figura 14 - Dimensões da antena de 26 GHz de um único elemento: (a) visão frontal e (b) visão posterior. 55
Figura 15 - Dimensões da antena de 26 GHz de MIMO: (a) visão frontal e (b) visão posterior. 56
Figura 16 - Densidade de corrente superficial rotacional da antena MIMO de 26 GHz quando as portas 1 (a) e 2 (b) são excitadas. 57
Figura 17 - Parâmetro de espalhamento S11 simulado da antena MIMO de 26 GHz..... 58
Figura 18 - Isolamento simulado entre as portas da antena MIMO de 26 GHz: (a) S13 e (b) S14. 59
Figura 19 - Razão axial simulada da antena MIMO de 26 GHz para as portas 1 e 2. 59
Figura 20 - Ganhos simulados da antena MIMO de 26 GHz: (a) porta 1 e (b) porta 2..... 60
Figura 21 - Padrões de radiação simulados normalizados para a antena proposta em 26 GHz nos planos xz e yz, sendo (a) Porta 1 e (b) Porta 2. 61

Figura 22 - Polarização coplanar e polarização cruzada simuladas normalizadas para a antena proposta em 26 GHz na porta 1 no (a) plano xz e no (b) plano yz. 62
Figura 23 - Cenário interno em perspectiva 3d. 69
Figura 24 - Rotas do cenário interno. 69
Figura 25 - Trajetos de propagação no cenário interno da antena Tx LHCP de 3.5 GHz - (a) rota LOS e (b) rota NLOS. 71
Figura 26 - Trajetos de propagação no cenário interno da antena Tx RHCP de 3.5 GHz - (a) rota LOS e (b) rota NLOS. 71
Figura 27 - Trajetos de propagação no cenário interno da antena Tx dipolo verical de 3.5 GHz - (a) rota LOS e (b) rota NLOS. 72
Figura 28 - Trajetos de propagação no cenário interno da antena Tx LHCP de 26 GHz - (a) rota LOS e (b) rota NLOS. 72
Figura 29 - Trajetos de propagação no cenário interno da antena Tx RHCP de 26 GHz - (a) rota LOS e (b) rota NLOS. 73
Figura 30 - Trajetos de propagação no cenário interno da antena Tx dipolo vertical de 26 GHz - (a) rota LOS e (b) rota NLOS. 73
Figura 31 - Espalhamento de atraso na distância paras antenas de 3.5 GHz no cenário interno. 75
Figura 32 - Espalhamento de atraso na distância paras antenas de 26 GHz no cenário interno. 75
Figura 33 - Direção média de chegada (φ) na distância para antenas de 3.5 GHz no cenário interno. 77
Figura 34 - Direção média de chegada (φ) na distância para antenas de 26 GHz no cenário interno. 78
Figura 35 - Potência recebida no cenário interno para frequência de 3.5 GHz com dipolos receptores alinhados. 79
Figura 36 - Potência recebida no cenário interno para frequência de 3.5 GHz com dipolos receptores desalinhados. 80
Figura 37 - Potência recebida no cenário interno para frequência de 26 GHz com dipolos receptores alinhados. 80
Figura 38 - Potência recebida no cenário interno para frequência de 26 GHz com dipolos receptores desalinhados. 81
Figura 39 - Mapas de calor para o ambiente interno em 3.5 GHz: (a) Tx LHCP, (b) Tx RHCP e (c) Tx dipolo vertical. 82

Figura 40 - Mapas de calor para o ambiente interno 26 GHz: (a) Tx LHCP, (b) Tx RHCP e (c) Tx dipolo vertical. 82
Figura 41 - Planta baixa do cenário urbano. 83
Figura 42 - Rotas do cenário urbano em visão 3d. 84
Figura 43 - Trajetos de propagação urbano na rota LOS-NLOS para as antenas Tx de 3.5 GHz: (a) LHCP, (b) RHCP e (c) dipolo vertical. 85
Figura 44 - Trajetos de propagação urbano na rota LOS-NLOS para as antenas Tx de 26 GHz: (a) LHCP, (b) RHCP e (c) dipolo vertical. 85
Figura 45 - Espalhamento de atraso na distância paras antenas de 3.5 GHz no cenário urbano. 87
Figura 46 - Espalhamento de atraso na distância paras antenas de 26 GHz no cenário urbano. 87
Figura 47 - Direção média de chegada (φ) na distância para antenas de 3.5 GHz no cenário urbano. 89
Figura 48 - Direção média de chegada (φ) na distância para antenas de 26 GHz no cenário urbano. 90
Figura 49 - Potência recebida no cenário urbano para frequência de 3.5 GHz com dipolos receptores alinhados. 92
Figura 50 - Potência recebida no cenário urbano para frequência de 3.5 GHz com dipolos receptores desalinhados. 92
Figura 51 - Potência recebida no cenário urbano para frequência de 26 GHz com dipolos receptores alinhados. 93
Figura 52 - Potência recebida no cenário urbano para frequência de 26 GHz com dipolos receptores desalinhados. 93
Figura 53 - Mapas de calor para o ambiente urbano em 3.5 GHz: (a) Tx LHCP, (b) Tx RHCP e (c) Tx dipolo vertical. 95
Figura 54 - Mapas de calor para o ambiente urbano em 26 GHz: (a) Tx LHCP, (b) Tx RHCP e (c) Tx dipolo vertical. 95

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Comparação entre antenas com diversidade de polarização. 64
Tabela 2 - Propriedades dos materiais de acordo com a frequência. 66
Tabela 3 - Propriedades das antenas transmissoras. 67
Tabela 4 - Cenários e condições considerados na análise de propagação. 68

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

µs	microsegundos
3d	3 dimensões
3GPP	3rd *Generation Partnership Project*
4G	4ª Geração
5G	5ª Geração
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações
AR	*Axial Ratio*
ARBW	*Axial Ratio Bandwidth*
BW	*Bandwidth*
CAPES	Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
CEFC	*Conference on Electromagnetic Field Computation*
cm	centímetros
CSRRs	*Complementary Split-Ring Resonators*
CST	*Computer Simulation Technology*
dB	decibel
dBi	decibel *isotropic*
dBm	decibel miliwatt
DC	*Direct Current*
Dim.	Dimensões
DG	*Diversity Gain*
ECC	*Envelope Correlation Coefficient*
FR-4	*Flame Retardant 4*
GHz	Giga Hertz
H	Horizontal
IEEE	*Institute of Electrical and Electronics Engineers*
IMT	*International Mobile Telecommunications*
ITU-R	*International Telecommunication Union - Radiocommunication Sector*
LHCP	*Left-Hand Circular Polarization*
LOS	*Line of Sight*
m	metros
MHz	Mega Hertz
MIMO	*Multiple-Input Multiple-Output*

mm	milímetros
NLOS	*Non-Line of Sight*
NTUST	*National Taiwan University of Science and Technology*
P1	Porta 1
P2	Porta 2
PIN	*Positive-Intrinsic-Negative*
Pol.	Polarizações
RF-MEMS	*Radio Frequency Micro-Electro-Mechanical Systems*
RHCP	*Right-Hand Circular Polarization*
RMS	*Root Mean Square*
Rx	Receptor
SBR	*Shooting and Bouncing Rays*
Tx	Transmissor
V	Vertical
VNA	*Vector Network Analyzer*
VSWR	*Voltage Standing Wave Ratio*
W	Watts

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 17

1.1 MOTIVAÇÃO 17

1.2 REVISÃO DE LITERATURA 18

1.3 OBJETIVOS 21

1.4 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO 22

1.4.1 Publicações decorrentes dessa dissertação 22

1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO 23

2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS DE ANTENAS E PROPAGAÇÃO 24

2.1 POLARIZAÇÃO CIRCULAR 24

2.2 ANTENAS DE *SLOT* 28

2.3 DIVERSIDADE DE POLARIZAÇÃO 31

2.4 ANTENAS MIMO 31

2.5 5G NO BRASIL 33

2.6 ONDAS MILIMÉTRICAS 34

2.7 PARÂMETROS DE PROPAGAÇÃO 35

2.7.1 Espalhamento de atraso 35

2.7.2 Direção média de chegada 36

2.7.3 Potência recebida 38

3 PROJETO E CARACTERIZAÇÃO DAS ANTENAS PROPOSTAS 40

3.1 DESIGN DA ANTENA 40

3.1.1 Referências na literatura 40

3.1.2 Princípios de funcionamento 41

3.1.3 Configuração do CST e critérios de desempenho 42

3.1.4 Evolução da geometria para configuração MIMO 43

3.2 ANTENA MIMO DE 3.5 GHZ 44

3.2.1 Geometria da antena 44

3.2.2 Mecanismo de geração de polarização circular 45

3.2.3 Resultados simulados e medidos 46

3.2.3.1 Parâmetros de isolamento 46

3.2.3.2 Razão axial 48

3.2.3.3 Características de campo distante 51

3.2.3.4 Parâmetros MIMO 54

3.3 ANTENA MIMO DE 26 GHZ 54

3.3.1 Geometria da antena 54

3.3.2 Mecanismo de geração de polarização circular 56

3.3.3 Resultados simulados 57

3.3.3.1 Parâmetros de isolamento 58

3.3.3.2 Razão axial 59

3.3.3.3 Características de campo distante 60

3.3.3.4 Parâmetros MIMO 62

3.4 COMPARAÇÃO DE RESULTADOS 62

4 ANÁLISES DE PROPAGAÇÃO SIMULADA AMBIENTE INTERNO E URBANO 65

4.1 CENÁRIO INTERNO 68
4.1.1 Trajetos de propagação 70
4.1.2 Espalhamento de atraso 73
4.1.3 Direção média de chegada 76
4.1.4 Potência recebida 78
4.2 CENÁRIO URBANO 82
4.2.1 Trajetos de propagação 84
4.2.2 Espalhamento de atraso 85
4.2.3 Direção média de chegada 88
4.2.4 Potência recebida 90
4.3 SÍNTESE DOS RESULTADOS 96
5 CONCLUSÃO 99
5.1 TRABALHOS FUTUROS 101
REFERÊNCIAS 103

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO

O avanço tecnológico tem impulsionado o surgimento de diversas aplicações que demandam sistemas de comunicação sem fio com requisitos cada vez mais elevados de desempenho. Sob essa perspectiva, o 5G surge como a nova geração de redes móveis, concebida para viabilizar essas aplicações por meio da adoção de diversas novas técnicas que tornam sistemas de comunicação mais eficientes.

Nesse sentido, os estudos voltados ao desenvolvimento de antenas são de fundamental importância, uma vez que elas constituem a interface entre o sistema e o meio de propagação, sendo responsáveis pela transmissão e recepção dos sinais. Entre os diversos tipos de antenas, destacam-se as antenas planares, como as de microfita e de *slot*, devido às suas características de baixo custo, dimensões compactas, versatilidade, facilidade de fabricação e integração a circuitos impressos, tornando-as adequadas para aplicações em sistemas de comunicação sem fio de alta capacidade [1].

Além das características construtivas, a polarização constitui um parâmetro importante no desempenho das antenas. Embora a polarização linear seja a mais empregada em aplicações nas quais a orientação entre transmissor e receptor é conhecida ou permanece praticamente constante, essa condição nem sempre é observada na prática. Nesses casos, as antenas de polarização circular destacam-se por apresentarem menor sensibilidade ao desalinhamento entre transmissor e receptor, tornando-se particularmente adequadas para aplicações que demandam maior robustez do enlace, isto é, maior estabilidade na comunicação mesmo diante de alterações nas condições de propagação, como é o caso, por exemplo, de comunicações via satélite e sistemas de navegação [2-4].

Somado a isso, como estratégia para aprimorar o desempenho dos sistemas de comunicação, técnicas de diversidade podem ser exploradas por meio de diferentes aspectos das antenas, como frequência, diagrama de radiação e polarização. No caso da diversidade de polarização, busca-se disponibilizar diferentes estados de polarização em uma mesma estrutura, proporcionando maior flexibilidade ao sistema. Essa abordagem permite selecionar a polarização mais adequada à aplicação e pode reduzir a necessidade de múltiplas antenas independentes para atender a diferentes requisitos de operação [5–7].

Outra técnica que vem sendo amplamente empregada para a otimização dos sistemas de comunicação consiste no uso de configurações MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output* –

múltiplas entradas e múltiplas saídas), que empregam diversos elementos de antena no transmissor e no receptor, permitindo o aproveitamento dos diferentes caminhos de propagação. Quando combinadas à diversidade de polarização, essas configurações MIMO permitem utilizar diferentes estados de polarização e a transmissão de múltiplos fluxos de dados, podendo contribuir para o aumento da eficiência espectral, da capacidade e da confiabilidade dos enlaces de comunicação [8].

Diante desse cenário, além do projeto de antenas com características adequadas aos sistemas 5G, torna-se relevante avaliar seu comportamento em cenários de propagação, de modo a realizar uma análise integrada dessas estruturas, uma vez que esses aspectos são frequentemente tratados de forma independente. Além disso, estudos abrangentes que investigam o efeito dos diferentes tipos de polarização no desempenho dos enlaces em cenários de propagação ainda são pouco explorados na literatura.

1.2 REVISÃO DE LITERATURA

A polarização circular em antenas planares tem sido bastante explorada e, associada a esse tema, a obtenção de múltiplos estados de polarização em uma mesma estrutura tem ganhado cada vez mais destaque, devido à maior versatilidade proporcionada à operação. Dessa forma, o foco desta revisão bibliográfica é apresentar as principais estratégias de implementação da diversidade de polarização, característica presente nas antenas desenvolvidas neste trabalho.

As abordagens para implementação da diversidade de polarização em antenas planares podem ser agrupadas em duas categorias principais. A primeira é baseada na própria configuração fixa da antena, na qual diferentes pontos de alimentação permitem selecionar a polarização desejada, técnica adotada na presente pesquisa, enquanto a segunda consiste na incorporação de componentes eletrônicos à estrutura, os quais modificam a distribuição de corrente e permitem alterar o estado de polarização.

Como exemplos de trabalhos que apresentam diversidade de polarização sem modificações na geometria da antena, pode-se citar [8], que apresenta uma antena MIMO baseada em um *slot* pentagonal, [9], no qual é empregada uma geometria com *slot* circular e *stub* central, e [10], cuja proposta utiliza uma estrutura com *slot* em formato de lua crescente. Em todas as propostas, as antenas possuem duas portas de alimentação compostas por linhas de microfita posicionadas no plano de terra, que excitam o elemento radiante por acoplamento

eletromagnético, de modo que a escolha do lado de alimentação determina o estado de polarização obtido.

Dentre as técnicas baseadas na incorporação de componentes eletrônicos, o emprego de chaves semicondutoras, especialmente diodos PIN (*Positive-Intrinsic-Negative*, positivo-intrínseco-negativo, isto é, constituídos por regiões semicondutoras positiva, intrínseca e negativa), é recorrente na literatura. Nessa abordagem, os diodos são inseridos na geometria da antena e as combinações de acionamento desses dispositivos permitem obter diferentes estados de polarização. Essa estratégia é explorada na literatura em diferentes configurações de antenas, como em [11], que emprega um *patch* circular com fendas cruzadas diagonais, em [12], no qual conexões em um *patch* são ativadas e desativadas para reconfigurar a polarização e a banda de operação, em [13], cuja proposta consiste em uma antena MIMO formada por um arranjo de *patches* circulares truncados com fendas diagonais, e em [14], que emprega uma antena MIMO com células unitárias baseadas em metassuperfície. Outro tipo de dispositivo utilizado é o diodo varactor, que possui capacitância variável e permite alternar entre estados de polarização, como no arranjo de *patches* apresentado em [15], enquanto em [8], embora a seleção da polarização seja realizada pela escolha da porta de alimentação, esse componente é empregado para o ajuste da banda de frequência associada à polarização circular.

Com o aumento da frequência de operação, as perdas associadas aos semicondutores tornam-se mais relevantes, levando à adoção de alternativas como RF-MEMS (*Radio Frequency Micro-Electro-Mechanical Systems*, sistemas microeletromecânicos de radiofrequência), que atuam como chaves de radiofrequência por meio do deslocamento de estruturas em escala microscópica, modificando as conexões elétricas da antena. Em [16], esse dispositivo é integrado à estrutura da antena por meio de um *stub* acoplado a um *slot* anelar, possibilitando a alternância entre polarização linear e circular. Além disso, na literatura também são encontradas propostas baseadas em cristais líquidos, ferritas e dispositivos ópticos para a obtenção de diferentes estados de polarização. Embora ofereçam maior flexibilidade de operação, soluções baseadas em dispositivos ativos e materiais funcionais implicam em maior complexidade do circuito, devido à necessidade de redes auxiliares, e em custos adicionais de implementação.

Os estudos apresentados até aqui concentraram-se no estado da arte de estratégias de implementação da diversidade de polarização nas antenas. A segunda parte desta revisão, em concordância com os aspectos explorados neste trabalho, aborda estudos que investigam a influência da polarização circular no comportamento da propagação do sinal eletromagnético em comparação à polarização linear.

Diversos estudos investigam a polarização circular e apontam sua robustez no enlace, relacionada à menor dependência do posicionamento relativo entre as antenas. Os trabalhos subsequentes analisam essas características em ambientes internos. Por exemplo, em [17], por meio de um modelo de canal, verificou-se que a polarização circular apresenta menor sensibilidade às variações de orientação da antena receptora.

Também são observados resultados relacionados à mitigação dos efeitos do multipercurso, associada à maior seletividade de polarização característica da polarização circular, que pode reduzir a contribuição de componentes refletidos que chegam ao receptor com polarização diferente daquela da antena receptora e, consequentemente, reduzir o espalhamento de atraso, uma vez que a menor contribuição desses componentes diminui a diferença entre os tempos de chegada das componentes que efetivamente contribuem para o sinal recebido. Em [18], verificou-se que antenas com polarização circular, em condições de linha de visada, apresentam redução do desvanecimento por multipercurso e menor espalhamento de atraso em relação à polarização linear, tendência também observada em [19], que registrou menor espalhamento de atraso RMS para antenas circularmente polarizadas.

Existem ainda estudos que indicam que a combinação de antenas com polarização linear e circular pode ser vantajosa, como observado em [20], em um estudo de posicionamento de antenas em ambiente interno, e em [21], na faixa de ondas milimétricas.

Com relação aos ambientes externos, pode-se citar [22], em que medições realizadas em macrocélulas urbanas mostraram que a polarização circular pode reduzir significativamente o desequilíbrio de potência entre as componentes de polarização vertical e horizontal, além de reduzir o espalhamento de atraso, sobretudo em condições de linha de visada. Já em [23], em um cenário de propagação do exterior para o interior, observou-se maior capacidade de penetração da polarização circular em comparação à polarização linear, favorecendo a chegada de maior potência ao ambiente interno.

Em cenários MIMO, também são encontrados estudos que investigam a contribuição da polarização circular para o desempenho do sistema. Em [24], analisou-se o ganho de diversidade proporcionado pelo uso de antenas com polarização circular diante da incompatibilidade de polarização observada em antenas tradicionais linearmente polarizadas, nas quais a potência recebida depende do ângulo entre as antenas. Variações nesse ângulo podem comprometer o ganho de diversidade e a relação sinal-ruído, efeito que pode ser minimizado com o uso da polarização circular devido à sua menor dependência da orientação entre as antenas. Já em [25], foi avaliada a matriz de canal MIMO, que representa as relações de propagação entre as antenas transmissoras e receptoras para diferentes configurações

geométricas, comparando as polarizações linear e circular, e verificou-se que a polarização circular apresenta maior capacidade do canal em situações de desalinhamento entre as antenas.

A partir da literatura analisada, observa-se que diferentes abordagens têm sido empregadas no projeto de antenas planares com diversidade de polarização, enquanto alguns estudos também investigam a influência da polarização na propagação, comparando antenas com polarização circular e linear. Entretanto, são limitados os trabalhos que associam o projeto e a caracterização das antenas à avaliação de seu comportamento em propagação. Também são escassos estudos sistemáticos e estruturados que investiguem a influência da polarização circular na propagação, utilizando a polarização linear como referência de comparação, sob diferentes frequências e cenários, reunindo múltiplos casos de estudo e condições equivalentes de avaliação.

1.3 OBJETIVOS

O objetivo deste trabalho é desenvolver e caracterizar antenas MIMO compactas com diversidade de polarização circular para faixas de frequência representativas dos sistemas 5G. A partir dessas antenas, busca-se também avaliar seu desempenho em cenários de propagação, comparando a influência das diferentes polarizações na propagação do sinal e identificando as condições em que a polarização circular pode ser mais apropriada.

De forma específica, busca-se:

- projetar uma configuração de antena MIMO de quatro portas com diversidade de polarização circular baseada em uma geometria de *slots* escalonável para diferentes frequências por meio do ajuste de suas dimensões, com seleção da polarização pela escolha da porta de alimentação;
- desenvolver uma antena para a faixa de 3.5 GHz, baseada na configuração proposta, e caracterizá-la por meio de simulações e medições experimentais;
- desenvolver uma antena para a faixa de 26 GHz, baseada na configuração proposta, e caracterizá-la por meio de simulações (sem validação experimental devido à indisponibilidade de equipamentos adequados para medições nessa faixa);
- avaliar o desempenho das antenas desenvolvidas em canais de propagação simulados, complementando sua caracterização tradicional com a análise de seu desempenho no canal de rádio;
- comparar, por meio de simulações, a influência das diferentes polarizações na propagação do sinal, considerando as duas polarizações circulares das antenas

desenvolvidas e um dipolo linearmente polarizado clássico, em diferentes frequências, ambientes, condições de visada e situações de alinhamento, a partir de métricas como espalhamento de atraso, direção média de chegada e potência recebida.

1.4 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

As contribuições presentes neste trabalho são sumarizadas a seguir.

- Desenvolvimento de duas antenas MIMO com diversidade de polarização circular, baseadas em uma configuração que integra técnicas já conhecidas, resultando em uma combinação inédita, cuja geometria pode ser adaptada para diferentes faixas de frequência por meio do ajuste de dimensões. A antena para 3.5 GHz foi fabricada e validada experimentalmente, enquanto a antena para 26 GHz foi caracterizada por meio de simulações.
- Avaliação das antenas desenvolvidas no contexto da radiopropagação, complementando sua caracterização quanto aos parâmetros de desempenho da própria antena, como faixa de operação, diagramas de radiação, ganho e isolamento, com a análise de seu comportamento em canais de rádio simulados.
- Análise comparativa da influência da polarização na propagação do sinal, considerando diferentes frequências, ambientes, condições de visada e situações de alinhamento, com as polarizações submetidas às mesmas condições de propagação em cada situação avaliada. Essa investigação permitiu analisar como as interações da onda com os elementos do canal se manifestam de forma distinta para diferentes tipos de polarização, a partir de parâmetros como espalhamento de atraso, direção média de chegada e potência recebida, ampliando o entendimento sobre os efeitos da polarização na propagação e, em especial, sobre as condições nas quais a polarização circular pode ser mais adequada.

1.4.1 Publicações decorrentes dessa dissertação

Como resultado deste trabalho, foi produzido o artigo "*Four-Port Circularly Polarized MIMO Antenna*", apresentado no *IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation* (IEEE CEFC 2026), realizado em Tessalônica, na Grécia, em junho de 2026. Até o momento, o artigo ainda não foi publicado de forma definitiva na plataforma oficial de indexação.

1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO

A organização do trabalho é apresentada a seguir.

O capítulo 1 corresponde à introdução, na qual são apresentadas a contextualização e a motivação da pesquisa, a revisão bibliográfica dos temas relacionados ao trabalho, o objetivo geral e os específicos, as contribuições da dissertação.

O capítulo 2 apresenta a fundamentação teórica necessária ao desenvolvimento do trabalho, abordando inicialmente os aspectos relacionados à polarização circular, seguidos dos conceitos de antenas de *slot*, diversidade de polarização e antenas MIMO. Também são apresentadas as características das ondas milimétricas e o cenário do 5G no Brasil, além dos parâmetros de radiopropagação necessários à análise desenvolvida posteriormente.

O capítulo 3 é dedicado ao projeto e desenvolvimento das antenas propostas. São apresentadas a concepção das estruturas, as etapas de projeto, as simulações realizadas, a caracterização das antenas e a análise dos resultados obtidos para as faixas de 3.5 GHz e 26 GHz.

O capítulo 4 apresenta o estudo de radiopropagação realizado com as antenas desenvolvidas, incluindo os cenários de simulação e a análise comparativa das diferentes polarizações em diversas condições de propagação.

O capítulo 5 apresenta as conclusões do trabalho, sintetizando os principais resultados e contribuições, além de indicar perspectivas para trabalhos futuros.

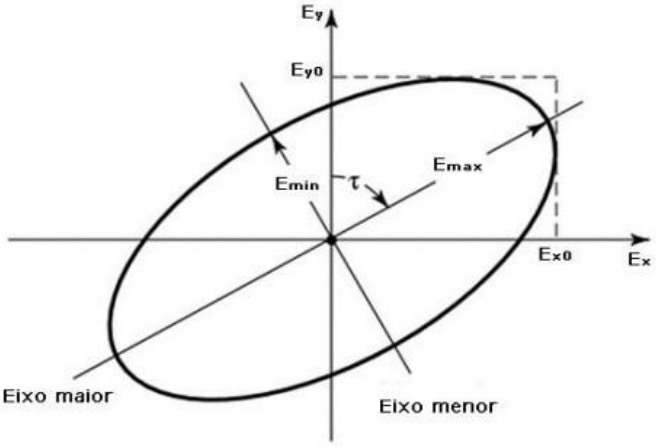
2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS DE ANTENAS E PROPAGAÇÃO

Este capítulo apresenta os fundamentos teóricos relacionados aos conceitos eletromagnéticos aplicados às antenas e à radiopropagação, reunindo conceitos físicos e formulações matemáticas que fundamentam as etapas de projeto e avaliação realizadas nos capítulos seguintes. Inicialmente, são abordados os conceitos relacionados à polarização circular, incluindo sua definição, formas de obtenção e principais parâmetros de caracterização. Na sequência, são apresentadas as antenas de *slot* e seus princípios de funcionamento, bem como os conceitos associados à diversidade de polarização e sistemas MIMO. Posteriormente, são discutidos os fundamentos das ondas milimétricas e o contexto de aplicação do 5G no Brasil, incluindo as faixas de frequência regulamentadas pela ANATEL, que motivam a escolha das bandas utilizadas neste trabalho. Por fim, são apresentados os parâmetros de propagação utilizados na avaliação dos cenários de propagação considerados, como espalhamento de atraso, direção média de chegada e potência recebida.

2.1 POLARIZAÇÃO CIRCULAR

Os estados de polarização são classificados de acordo com a magnitude das componentes ortogonais que descrevem o vetor campo elétrico e da defasagem entre elas, que formam a elipse de polarização, conforme apresentada na Figura 1.

Figura 1 - Elipse formada pelas componentes do vetor campo elétrico de uma onda com polarização elíptica ao longo do tempo.



Fonte: Adaptado de [1].

As grandezas representadas na Figura 1 correspondem a:

- E_x e E_y correspondem às amplitudes instantâneas das componentes ortogonais do campo elétrico nas direções x e y, respectivamente;
- E_{x0} e E_{y0} correspondem às amplitudes máximas das componentes perpendiculares do campo elétrico nas direções x e y;
- $E_{máx}$ e $E_{mín}$ são as amplitudes máxima e mínima do campo elétrico, correspondendo às magnitudes dos semieixos menor e maior da elipse de polarização;
- τ é a inclinação da elipse em realção ao eixo y, obtida de acordo com a Equação 1 [1].

$$\boldsymbol{\tau = \frac{\pi}{2} + \frac{1}{2}\tan^{-1}\left[\frac{2E_{x0}E_{y0}}{E_x^{\,2} - E_{y0}^{\,2}}\cos\phi\right]} \tag{1}$$

O deslocamento angular $\emptyset$ entre as componentes, que aparece na Equação 1, é definido como

$$\phi = \phi_y - \phi_x \tag{2}$$

onde $\emptyset_y$ e $\emptyset_x$ representam a fase de E_y e E_x, respectivamente.

Uma onda eletromagnética é dita polarizada circularmente quando as componentes ortogonais do campo elétrico possuem a mesma amplitude e estão defasadas temporalmente entre si por um ângulo múltiplo ímpar de $\pi/2$, conforme descrito nas Equações (3) e (4) [1].

$$|E_x| = |E_y| \Rightarrow |E_{x0}| = |E_{y0}| \tag{3}$$

$$\emptyset = \begin{cases} +\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, n = 0, 1, 2, \ldots & \text{Sentido horário} \\ -\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, n = 0, 1, 2, \ldots & \text{Sentido anti} - \text{horário} \end{cases} \tag{4}$$

Quando as condições das Equações (3) e (4) são atendidas, a elipse se degenera em um círculo centrado no ponto estudado. Isto é, numa posição fixa sobre o eixo z, o vetor campo elétrico resultante é constante em módulo e gira uniformemente com o tempo no plano xy, completando uma revolução a cada ciclo, caracteirzando, assim, uma polarização circular [26].

O sentido de rotação do vetor de campo elétrico determina a o sentido da polarização. Observando na direção de propagação, se o campo gira no sentido horário, dizemos que a

polarização é RHCP (*Right-Hand Circular Polarization*, em português, polarização circular à direita), entretanto, se o campo gira no sentido anti-horário, dizemos que trata-se de uma polarização LHCP (*Left-Hand Circular Polarization*, em português, polarização circular à esquerda). Se a direção de propagação da onda for reversa o comportamento do deslocamento de fase mostrado nas equações anteriores se inverte.

Um parâmetro importante para polarização circular é a chamada razão axial (AR – *axial ratio*), definida como razão entre o eixo maior e o eixo menor da elipse de polarização [27-28], expressa pela Equação 5

$$\mathbf{AR} = \frac{\mathbf{Eixo\ maior}}{\mathbf{Eixo\ menor}} = \mathbf{20log}\left(\frac{\mathbf{E_{máx}}}{\mathbf{E_{mín}}}\right) \tag{5}$$

onde $E_{máx}$ e $E_{mín}$ são calculadas como [1]

$$E_{máx} = \sqrt{\frac{{E_{x0}}^2 + {E_{y0}}^2 + \sqrt{{E_{x0}}^4 + {E_{y0}}^4 + 2{E_{x0}}^2{E_{y0}}^2 E_y \cos(2\phi)}}{2}} \tag{6}$$

$$E_{mín} = \sqrt{\frac{{E_{x0}}^2 + {E_{y0}}^2 - \sqrt{{E_{x0}}^4 + {E_{y0}}^4 + 2{E_{x0}}^2{E_{y0}}^2 E_y \cos(2\phi)}}{2}} \tag{7}$$

onde todos os elementos são descritos na Figura 1 e ϕ é o deslocamento de fase calculado na Equação (2).

A razão axial é igual a 0 dB para uma onda com polarização circular e infinita para uma onda polarizada linearmente. Um critério comumente adotado na litetarura medir a qualidade da polarização circular é o chamado “Critério de 3 dB”, segundo o qual, para que uma onda seja tida como circularmente polarizada, adota-se o limite de que a razão axial deve ser igual ou inferior a 3 dB [29].

Além da razão axial, é importante caracterizar a polarização coplanar (*co-polarization*) e a polarização cruzada (*cross-polarization*), pois esses parâmetros serão utilizados nesta dissertação na análise dos diagramas de radiação. A polarização coplanar corresponde à componente do campo elétrico medido na mesma polarização nominal da antena. Já a polarização cruzada corresponde à componente do campo elétrico medido na direção ortogonal

à polarização nominal. A análise conjunta desses componentes permite avaliar a capacidade da antena de concentrar a radiação na polarização de interesse e minimizar a radiação na polarização ortogonal [1].

Na prática, a polarização circular em antenas planares pode ser obtida de diferentes formas. Em antenas de microfita, isso é alcançado pela manipulação das correntes superficiais distribuídas na plaqueta metálica, seja por perturbações geométricas, como truncamento de cantos, inserção de *slots* (fendas) ou *stubs* (prolongamentos), ou ainda por técnicas de alimentação, como dupla alimentação ortogonal em quadratura ou posicionamento diagonal. Já em antenas de *slot*, o princípio está ligado à manipulação dos campos elétricos estabelecidos no *slot*, que podem ser configurados por meio de geometrias específicas, como *cross-slots* ou *slots* em L, ou ainda por alimentações defasadas em 90°. Em geometrias de *loop* fechado, sejam condutoras ou de *slot* (como as antenas desenvolvidas neste trabalho), a circulação da corrente ao longo do contorno da estrutura naturalmente favorece a formação de modos ortogonais que, quando excitados em quadratura de fase, resultam em polarização circular.

Quanto aos cenários de uso, a polarização linear é costumeiramente mais empregada em sistemas de comunicação sem fio, sendo adequada quando a orientação entre transmissor e receptor é conhecida e permanece praticamente constante, como em enlaces fixos e sistemas de comunicação móvel. Entretanto, a polarização circular pode representar uma escolha mais adequada em situações nas quais é desejável maior estabilidade do enlace, especialmente quando a orientação entre transmissor e receptor não é previsível ou pode variar durante a comunicação, ou, ainda, em ambientes sujeitos a condições de propagação adversas, decorrentes da presença de múltiplos sinais interferentes, obstáculos, estruturas urbanas ou condições climáticas desfavoráveis. Por esse motivo, a polarização circular é particularmente interessante em aplicações como comunicações via satélite, aeronaves, drones, veículos autônomos e sensoriamento remoto, além de comunicações que atravessam a ionosfera, nas quais pode mitigar os efeitos da rotação de Faraday [8], que comprometem significativamente enlaces com polarização linear.

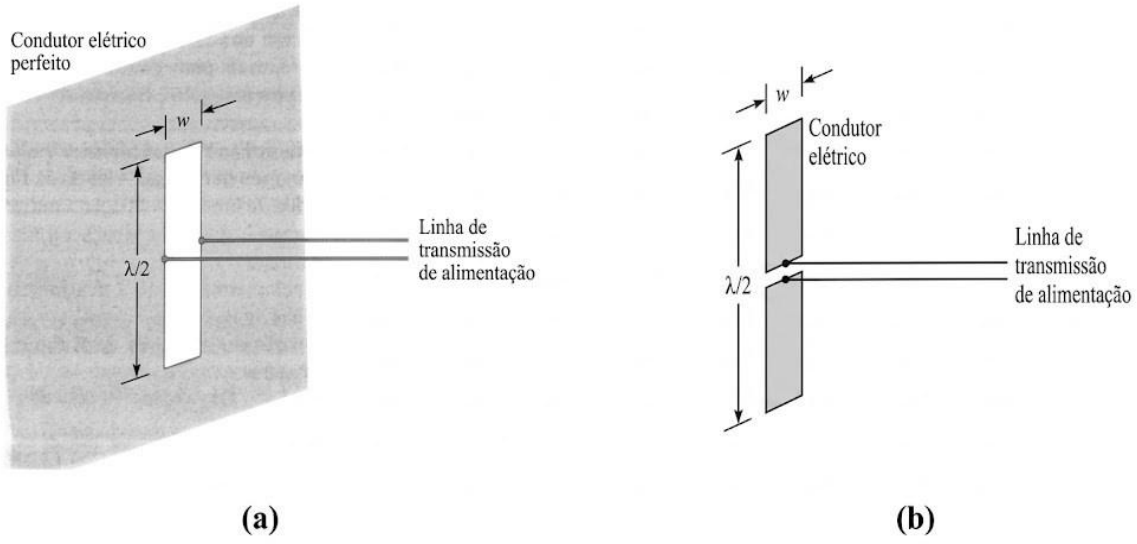
A maior robustez proporcionada pela polarização circular está relacionada à sua composição por duas componentes lineares ortogonais defasadas em 90°. Assim, mesmo que uma das componentes seja atenuada ou sofra alterações de fase ao longo do percurso, a outra continua contribuindo para a recepção do sinal. Esse mecanismo reduz os efeitos do desvanecimento e a sensibilidade à orientação relativa entre transmissor e receptor, favorecendo a estabilidade do enlace [1].

2.2 ANTENAS DE *SLOT*

As antenas de *slot* são amplamente utilizadas em sistemas de micro-ondas e ondas milimétricas, com aplicações que incluem radares, enlaces via satélite e sistemas de comunicação sem fio. São atrativas devido ao baixo custo de fabricação, à robustez mecânica e à facilidade de integração em superfícies condutoras ou substratos dielétricos. Além disso, possuem perfil reduzido, característica desejável em dispositivos compactos. Por outro lado, apresentam algumas limitações, como a largura de banda estreita em geometrias básicas, o ganho limitado de elementos isolados e a dependência do ponto de alimentação para o correto casamento de impedância [1,30-31].

Uma antena de *slot* é definida como uma fenda estreita aberta em uma superfície metálica condutora, geralmente com comprimento da ordem de λ/2. Por esse motivo, é considerada a estrutura complementar de um dipolo metálico, conforme representado na Figura 2, sendo seu funcionamento explicado pelo princípio da complementaridade de Babinet. Esse princípio estabelece que a radiação de uma fenda em um condutor é equivalente à da antena metálica complementar, mas com os campos elétricos e magnéticos trocados. Assim, um *slot* de meia-onda apresenta padrão de radiação semelhante ao de um dipolo de meia-onda, mas com polarização linear perpendicular ao comprimento da fenda, enquanto o dipolo irradia com polarização paralela ao seu eixo [1,32].

Figura 2 - Fenda delgada de meio comprimento de onda (a) e seu complemento (b).



Fonte: [1]

O mecanismo de irradiação de uma antena de *slot* está relacionado à redistribuição das correntes superficiais na superfície metálica e à formação de campos eletromagnéticos na região da abertura. Em uma superfície condutora contínua, a aplicação de um sinal de excitação provoca o movimento oscilatório dos elétrons livres, resultando em uma corrente de condução distribuída ao longo do condutor. Entretanto, quando uma abertura estreita é introduzida nessa superfície, o caminho da corrente de condução é interrompido, uma vez que não há material condutor atravessando a fenda.

Como resultado dessa interrupção, ocorre um acúmulo de cargas elétricas nas bordas do *slot*, gerando uma diferença de potencial entre suas extremidades e, consequentemente, um campo elétrico intenso na região da abertura. Embora não exista uma corrente de condução atravessando fisicamente o *slot*, a continuidade do comportamento eletromagnético é mantida pela corrente de deslocamento, prevista pela lei de Ampère-Maxwell [1]. Essa lei estabelece que campos magnéticos podem ser produzidos não apenas por correntes de condução, associadas ao movimento de cargas elétricas em um condutor, mas também por campos elétricos variantes no tempo.

Dessa forma, na região do *slot*, a variação temporal do campo elétrico associado ao acúmulo de cargas gera uma corrente de deslocamento, permitindo o acoplamento eletromagnético entre as regiões metálicas separadas pela abertura. Esse mecanismo é análogo ao observado no interior de um capacitor, no qual, apesar da ausência de fluxo de cargas através do dielétrico, a variação do campo elétrico permite a continuidade dos campos eletromagnéticos. A presença simultânea das correntes de condução no metal e da corrente de deslocamento na abertura possibilita a propagação da energia eletromagnética para o espaço livre. Assim, a fenda atua como uma região de concentração de campos, convertendo a energia fornecida pelo circuito de alimentação em uma onda eletromagnética irradiada. O padrão de radiação de um *slot* isolado é bidirecional, com máximos na direção normal ao plano metálico.

A condição fundamental de ressonância ocorre quando o comprimento da fenda é aproximadamente igual a metade do comprimento de onda elétrico. Essa relação pode ser expressa por

$$L \approx \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2f\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \tag{8}$$

em que c é a velocidade da luz no espaço livre, f é a frequência de operação e ε_{eff} é a permissividade efetiva efetiva do meio. Assim como no dipolo de meia-onda, essa expressão mostra a dependência direta entre a geometria da antena e a frequência de ressonância [1,31].

A equivalência entre dipolo e *slot* também se manifesta na impedância de entrada. A impedância do *slot* Z_s e a do dipolo complementar Z_d estão relacionadas por

$$Z_s = \frac{\eta_0^2}{4Z_d} \tag{9}$$

onde $\eta_0 \approx 377\ \Omega$ é a impedância característica do espaço livre. Assim, um dipolo de meia-onda, com impedância típica de $Z_d \approx 73\ \Omega$, corresponde a um *slot* com impedância em torno de 485 Ω. Esse valor elevado reforça a necessidade de técnicas apropriadas de alimentação para garantir o casamento com a linha de transmissão [1].

Quanto às formas de excitação, as antenas de *slot* podem ser alimentadas por diferentes métodos. As mais comuns são: a alimentação por linha de microfita, em que a fenda é aberta no plano de terra e excitada por acoplamento; a alimentação por sonda coaxial, em que o condutor interno atravessa o substrato até a abertura; e a alimentação em guias de onda ranhurados, em que múltiplos *slots* são dispostos ao longo da parede do guia, formando arranjos de alto ganho e diretividade, amplamente utilizados em radares e sistemas de comunicação de alta frequência [1]. Neste trabalho, o *patch* da antena (ou seja, o elemento radiante) é composto por *slots* retangulares e a excitação ocorre por acoplamento através de linhas de alimentação presentes em um plano terra parcialmente metalizado, cuja única região condutora corresponde às próprias linhas de alimentação.

Diversos formatos podem ser empregados além do *slot* retangular clássico. Podem-se citar como exemplos os *slots* anelares, que possibilitam operação multibanda, e os *slots* meandrados ou de geometrias irregulares, que são utilizados em projetos que visam miniaturização [30].

Em um *slot* retangular isolado, a radiação é predominantemente linear. Entretanto, a geometria e a alimentação podem ser adaptadas para permitir a obtenção de polarização circular. Entre as técnicas mais empregadas estão os *cross-slots* (fendas cruzadas) [33], os *slots* em L [34] e as configurações que permitem a excitação em quadratura de fase, possibilitando a obtenção de dois modos ortogonais com defasagem relativa de 90° [35].

Em geometrias de *loop* de *slot*, como a adotada neste trabalho, a polarização circular surge do fato de que a corrente superficial no plano condutor é forçada a percorrer todo o

perímetro da fenda, produzindo componentes ortogonais associadas às direções horizontal e vertical. Quando esses campos apresentam amplitudes semelhantes e defasagem relativa de 90°, obtém-se polarização circular. Em configurações perfeitamente simétricas, os modos tendem a ser degenerados, sendo necessária a introdução de assimetria geométrica ou de excitação assimétrica para garantir a quadratura. No presente trabalho, a antena de *slot* em *loop* retangular foi excitada por acoplamento a partir de uma linha de microfita funilada conectada ao plano de terra cuja assimetria favoreceu a condição necessária para a geração da polarização circular.

2.3 DIVERSIDADE DE POLARIZAÇÃO

A diversidade de polarização baseia-se no uso de estados ortogonais de polarização, como o par linear H/V (horizontal/vertical) ou o par circular RHCP/LHCP [1]. Em antenas planares, uma das formas de explorar essa diversidade é obtendo as diferentes polarizações de forma simultânea, isto é, quando a estrutura disponibiliza, ao mesmo tempo, dois estados ortogonais de polarização em elementos radiantes independentes, permitindo a transmissão simultânea de sinais descorrelacionados. Quando há boa discriminação entre esses estados, a operação simultânea viabiliza o reuso espectral e pode duplicar a capacidade efetiva do sistema de comunicação [36-37].

Outra possibilidade de implementação da diversidade de polarização é por meio da operação alternada, na qual apenas um estado de polarização permanece ativo por vez. Em antenas reconfiguráveis, dispositivos como diodos PIN, diodos varactores, MEMS ou dispositivos ópticos alteram a distribuição de corrente no elemento radiante, permitindo que uma mesma geometria opere com diferentes estados de polarização, embora à custa de maior complexidade de circuito, em função da incorporação de elementos ativos e dos circuitos auxiliares (como redes de polarização DC) necessários ao seu funcionamento. Em configurações passivas, como a adotada neste trabalho, a própria geometria disponibiliza diferentes estados de polarização em função do ponto de alimentação, de modo que a excitação por um lado produz RHCP, enquanto a alimentação pelo lado oposto produz LHCP, sem necessidade de modificar os caminhos da corrente elétrica na geometria da antena [1]. Em ambos os casos, a seleção do estado de polarização durante a operação depende de um mecanismo externo de comutação ou controle da alimentação.

2.4 ANTENAS MIMO

A tecnologia MIMO é caracterizada pelo uso de múltiplas antenas em um mesmo dispositivo, atuando como transmissoras e/ou receptoras, permitindo ao sistema alcançar maiores taxas de transmissão. Essa abordagem utiliza o conceito de diversidade de antenas para explorar o fenômeno de multicaminho do canal de comunicação e melhorar a qualidade do enlace [38].

Um dos principais desafios enfrentados na arquitetura MIMO é alocar múltiplas antenas em dispositivos cada vez menores sem comprometer o isolamento entre os elementos radiantes [39]. Um elevado isolamento entre os componentes do sistema MIMO é necessário para que as antenas possam operar de forma independente na transmissão ou recepção simultânea de sinais, evitando a degradação dos parâmetros da antena [40].

Em antenas planares, a tecnologia MIMO é implementada quando dois ou mais elementos radiantes são alimentados separadamente por meio de técnicas de alimentação, como guia de onda coplanar ou linha de microfita, permitindo a transmissão e recepção simultânea de dados. Em um arranjo de antenas, o acoplamento mútuo altera o comportamento dos elementos radiantes, uma vez que cada elemento do arranjo influencia os demais por meio da radiação no espaço livre ou da propagação de correntes de superfície através do plano de terra, podendo causar deslocamento de picos e nulos e preenchimento de nulos no diagrama de radiação [1,41]. Como resultado, parâmetros como ganho da antena, largura do feixe, características de radiação, frequência de ressonância e impedância de entrada também podem ser afetados. Deve-se ressaltar que um baixo acoplamento entre antenas não implica necessariamente baixa correlação entre os sinais. Um par de dipolos colineares, por exemplo, pode apresentar baixo coeficiente de acoplamento (por não irradiar significativamente um em direção ao outro), mas ainda possuir alta correlação devido às características semelhantes de feixe e polarização.

Em geral, o isolamento de um sistema compacto de múltiplas portas pode ser melhorado por meio da otimização da disposição dos componentes, buscando atender aos requisitos associados aos diferentes tipos de diversidade. Entre esses requisitos estão a redução da correlação espacial, a obtenção de configurações ortogonais e a orientação adequada dos elementos radiantes, de modo que as regiões de maior sobreposição dos diagramas de radiação ocorram em direções de baixo ganho. Uma prática comum consiste em manter os elementos radiantes afastados por mais de meio comprimento de onda. Quando essa separação não é possível, técnicas adicionais podem ser empregadas para reduzir o acoplamento, introduzindo estruturas capazes de inibir ou redirecionar o fluxo de corrente no sistema [38,40].

Um dos principais aspectos utilizados na literatura para avaliação de sistemas MIMO está relacionado à correlação entre os sinais dos elementos da antena. Nesse contexto, destaca-se o Coeficiente de Correlação de Envoltória (ECC - *Envelope Correlation Coefficient*), utilizado para avaliar o grau de correlação entre os sinais de diferentes elementos de uma antena MIMO, calculado a partir dos parâmetros de espalhamento e seus conjugados, de acordo com a Equação (10) [39]. É desejável que este parâmetro seja nulo, mas a especificação do padrão industrial 3GPP admite que, para um desempenho razoável, o ECC deve ser menor que 0.5 [40-41].

$$\mathrm{ECC} = \left| \frac{|S_{11}^{*} S_{12} + S_{21}^{*} S_{22}|}{|(1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2)(1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2)|^{1/2}} \right|^2 \tag{10}$$

Outro parâmetro amplamente utilizado é o ganho de diversidade (*Diversity Gain* — DG), que representa o potencial de ganho obtido pela exploração da diversidade em um sistema MIMO. É uma métrica derivada do ECC e calculada pela Equação (11) [39]. O DG de uma antena MIMO deve apresentar valores elevados, sendo aproximadamente 10 dB considerado um valor desejável dentro da banda de operação.

$$\mathrm{DG} = \sqrt{1 - \mathrm{ECC}} \tag{11}$$

Valores elevados de ECC indicam maior correlação entre os sinais dos elementos radiantes, fazendo com que eles apresentem comportamento semelhante e forneçam informações redundantes ao sistema. Dessa forma, a contribuição individual de cada elemento para a diversidade é reduzida, resultando em menores valores de DG. Em contrapartida, menores valores de ECC indicam sinais menos correlacionados e mais independentes, permitindo maior contribuição dos elementos e, consequentemente, maiores valores de DG.

2.5 5G NO BRASIL

A quinta geração de comunicações móveis (5G), padronizada pela União Internacional de Telecomunicações (ITU-R) como IMT-2020, representa a evolução dos sistemas celulares ao oferecer maior capacidade, maiores taxas de transmissão de dados, menor latência e suporte à conexão massiva de dispositivos. Para atender a esses requisitos, o 5G incorpora diversas inovações, como o emprego de um número maior de elementos radiantes nas estações rádio-

base, o direcionamento mais eficiente dos sinais de transmissão e recepção em função da posição dos usuários e a utilização de diferentes faixas do espectro de radiofrequência, cujas características de propagação permitem atender desde aplicações que exigem ampla cobertura até aquelas que demandam elevadas taxas de transmissão de dados.

A implantação do 5G no Brasil foi viabilizada pelo Edital de Licitação nº 1/2021 da Anatel [42], publicado em setembro de 2021, por meio do qual foram licenciadas quatro faixas de frequência, cada uma voltada a diferentes requisitos de cobertura e capacidade:

• 700 MHz (698–806 MHz): pensada para prover cobertura ampla e penetração eficaz em edifícios e áreas rurais;

• 2.3 GHz (2300–2390 MHz): destinada a reforçar a capacidade da rede em zonas urbanas, aproveitando a infraestrutura já existente do 4G;

• 3.5 GHz (3300–3700 MHz): considerada a principal bande do 5G *standalone* (nativo), com alta capacidade e baixa latência;

• 26 GHz (24.25–27.5 GHz): faixa de ondas milimétricas destinada a aplicações de altíssima capacidade e elevadas taxas de transmissão, principalmente em ambientes urbanos densos, mas que demanda densificação intensa da infraestrutura de antenas.

Em consonância com as faixas licenciadas para a operação do 5G no Brasil, este trabalho contempla o desenvolvimento de antenas para as bandas de 3.5 GHz e 26 GHz, selecionadas por representarem dois cenários distintos de operação da tecnologia e possibilitarem a avaliação do desempenho das antenas em diferentes condições de propagação.

2.6 ONDAS MILIMÉTRICAS

As ondas milimétricas correspondem, em termos estritos, à faixa do espectro entre 30 GHz e 300 GHz, com comprimentos de onda entre 10 mm e 1 mm. Entretanto, no contexto das comunicações 5G, é comum incluir nessa classificação frequências próximas a esse intervalo, como a faixa de 26 GHz, em razão de apresentarem características de propagação semelhantes. Nessa região, o reduzido comprimento de onda torna a propagação mais sensível às irregularidades do ambiente e aos pequenos obstáculos, resultando em elevadas perdas de propagação e forte atenuação atmosférica, incluindo a absorção por gases do meio, o que reduz o alcance efetivo do sinal.

As reflexões, principais responsáveis pela formação de caminhos alternativos de propagação, tornam-se altamente dependentes da rugosidade das superfícies. Em frequências abaixo de 10 GHz, os materiais de construção exercem impacto moderado sobre esse fenômeno.

Já na faixa milimétrica, pequenas irregularidades podem reduzir ou até impedir a formação de caminhos úteis de reflexão. Os efeitos de difração também diminuem significativamente, limitando a capacidade do sinal de contornar obstáculos e tornando-se relevantes apenas na presença de obstáculos com dimensões da ordem de poucas dezenas de centímetros [43]. Como consequência dessas características, a propagação ocorre predominantemente em linha de visada direta, sendo facilmente bloqueada por prédios, árvores e até pelo corpo humano [44].

Por outro lado, o pequeno comprimento de onda permite a integração de um grande número de elementos radiantes em estruturas compactas, viabilizando o uso de técnicas que concentram a energia em feixes direcionais para compensar parte das perdas de percurso sem necessidade de aumento da potência de transmissão [45]. A principal vantagem dessa faixa de frequências para o 5G é a disponibilidade de grandes larguras de banda, permitindo taxas de transmissão *multigigabit* e suportando aplicações de elevada demanda de dados. Em contrapartida, sua implantação requer células de pequeno porte e planejamento criterioso de cobertura, atuando de forma complementar às faixas abaixo de 6 GHz.

2.7 PARÂMETROS DE PROPAGAÇÃO

A propagação em canais de rádio é influenciada por diversos fenômenos físicos decorrentes da interação do sinal com o ambiente, cujos efeitos são representados na modelagem do canal por meio de parâmetros que descrevem suas características de propagação. Dentre os diversos parâmetros existentes, este trabalho concentra-se no espalhamento de atraso, na direção principal de chegada e na potência recebida para análise da propagação do sinal.

Na seção seguinte, são apresentados os conceitos associados aos parâmetros supracitados e suas respectivas formulações matemáticas, conforme descritas na documentação do *software* de simulação utilizado. Essas formulações permitem explicitar como os parâmetros são calculados pelo programa e como os resultados obtidos nas simulações são posteriormente empregados na avaliação do desempenho das antenas desenvolvidas nos diferentes cenários de propagação.

2.7.1 Espalhamento de atraso

O espalhamento de atraso é um parâmetro utilizado para caracterizar a dispersão temporal de canais com múltiplos percursos. Ele representa a diferença no tempo de chegada

das réplicas de um mesmo sinal ao receptor, estando diretamente relacionado ao risco de interferência intersimbólica em sistemas de alta taxa de transmissão.

A forma mais adequada de caracterizar a variabilidade dos tempos de chegada em torno do valor médio é por meio do espalhamento de atraso RMS (*Root Mean Square Delay Spread* – Espalhamento de Atraso Quadrático Médio). Esse parâmetro é definido como o desvio padrão dos atrasos ponderado pela potência de cada trajeto, conforme apresentado na Equação (12) [46].

$$\sigma_t = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N_p}(t_i - \bar{t})^2 P_i}{P_r}} \tag{12}$$

onde t_i é o tempo de chegada de cada trajeto, enquanto $\bar{t}$ é o tempo médio de chegada, conforme definido nas Equações (13) e (14), respectivamente, N_p é o número de caminhos, P_i é a potência média do i-ésimo caminho e P_r é a potência recebida.

O tempo de chegada de cada trajeto é definido como

$$t_i = \frac{L_i}{c} \tag{13}$$

sendo L_i o comprimento do caminho e c a velocidade da luz no vácuo.

O tempo médio de chegada é definido como

$$\bar{t} = \frac{\sum_{i=1}^{N_p} P_i t_i}{P_r} \tag{14}$$

com todos os fatores da fórmula já apresentados.

A análise do impacto da polarização sobre o espalhamento de atraso ao longo da distância é importante pois possibilita compreender a dispersão temporal introduzida pelos múltiplos percursos, identificar a contribuição de caminhos com diferentes atrasos e avaliar o comportamento de diferentes estados de polarização, contribuindo para a caracterização temporal do canal e subsidiando a seleção de configurações de antenas mais adequadas a diferentes cenários.

2.7.2 Direção média de chegada

A direção média de chegada representa a direção predominante pela qual os sinais provenientes dos diferentes percursos de propagação chegam ao receptor, podendo auxiliar na definição do posicionamento das antenas. Pode ser determinada a partir do ângulo médio de azimute, conforme a Equação (15) [46]

$$\overline{\phi}_{\mathrm{A}} = \tan^{-1}\left(\frac{\mathrm{A_x}}{\mathrm{A_y}}\right) \tag{15}$$

onde A_x e A_y representam as componentes cartesianas do vetor médio de chegada A, nas direções x e y, respectivamente.

O vetor médio de chegada A é obtido pela média vetorial das direções de chegada dos percursos, ponderada pela potência transportada por cada um deles, conforme a Equação (16)

$$\mathrm{A} = \sum_{\mathrm{i=1}}^{\mathrm{N_p}} \mathrm{P_i}\hat{\mathrm{a}}_{\mathrm{i}} \tag{16}$$

em que $\mathrm{N_p}$ representa o número total de percursos considerados, $\mathrm{P_i}$ é a potência transportada pelo i-ésimo percurso e $\hat{\mathrm{a}}_{\mathrm{i}}$ corresponde ao vetor unitário que indica a direção de chegada desse percurso ao receptor. Dessa forma, percursos de maior potência exercem maior influência na determinação da direção média de chegada.

A Equação (15) pode ser reescrita de modo a representar o ângulo médio de azimute de chegada resultante de todos os caminhos, pela substituição da Equação (16) na expressão do vetor A evidenciando a soma das contribuições dos caminhos, conforme apresentado na Equação (17).

$$\overline{\phi}_{\sum_{\mathrm{i=1}}^{\mathrm{N_p}} \mathrm{P_i}\hat{\mathrm{a}}_{\mathrm{i}}} = \tan^{-1}\left(\frac{\mathrm{A_x}}{\mathrm{A_y}}\right) \tag{17}$$

A análise do impacto da polarização sobre a direção média de chegada ao longo da distância mostra-se relevante pois possibilita compreender a variabilidade espacial do canal, reconhecer regiões em que a dispersão angular é mais acentuada e avaliar como diferentes estados de polarização influenciam a direção predominante de chegada dos sinais, fornecendo subsídios para a orientação de antenas direcionais e para a implementação de técnicas de

beamforming (formação de feixe) e de sistemas MIMO, que exploram a distribuição angular dos sinais recebidos.

2.7.3 Potência recebida

A potência recebida em um canal multipercurso pode ser expressa como a soma das contribuições de cada caminho. Considerando N_p trajetos distintos, a potência média recebida no tempo é dada por

$$P_r = \sum_{i=1}^{N_p} P_i \tag{18}$$

onde P_i representa a potência média do i-ésimo caminho [46] .

Em modelos de propagação baseados em traçado de raios, como o empregado neste trabalho, a potência recebida é determinada a partir da contribuição dos múltiplos percursos entre transmissor e receptor. O procedimento de cálculo apresentado a seguir descreve, de forma simplificada, as principais etapas consideradas pelo modelo de propagação, enquanto as formulações completas empregadas pelo *software* podem ser consultadas em [46].

No cálculo da potência recebida, o programa considera inicialmente as características da antena transmissora e do ambiente de propagação para determinar o campo elétrico associado a cada percurso. As antenas desenvolvidas neste trabalho foram consideradas como transmissoras, sendo seus diagramas de radiação utilizados para representar a distribuição do ganho em função da direção de irradiação. Para todos os casos, foi considerada a mesma potência de alimentação. A partir dessas informações, o método de traçado de raios calcula o campo elétrico associado a cada caminho de propagação, considerando as características previamente definidas para o ambiente, como distância percorrida, reflexões, difrações, refrações e demais interações com os obstáculos presentes no cenário. Dessa forma, os efeitos associados à atenuação de cada percurso já estão incorporados ao campo elétrico calculado para cada raio.

Posteriormente, o campo elétrico obtido para cada caminho é combinado com as características da antena receptora, representadas pelo seu ganho na direção de chegada do sinal, permitindo determinar a potência média associada a cada percurso. A potência total recebida é então obtida pela soma das contribuições dos diferentes caminhos de propagação.

Neste trabalho, as antenas receptoras foram mantidas iguais em todos os cenários, sendo utilizado um dipolo linear para representar dispositivos móveis, de modo que as diferenças observadas na potência recebida estejam associadas principalmente às características das antenas transmissoras e à interação de cada polarização com o ambiente de propagação.

3 PROJETO E CARACTERIZAÇÃO DAS ANTENAS PROPOSTAS

Nas seções seguintes são abordadas as antenas desenvolvidas para as faixas de 3.5 e 26 GHz, considerando as particularidades associadas a cada caso. Inicialmente, será apresentado, de forma detalhada, o processo de desenvolvimento da geometria da antena, incluindo as geometrias de referência utilizadas como inspiração, as configurações adotadas nas simulações eletromagnéticas e os critérios de desempenho considerados durante o projeto, bem como o princípio de funcionamento da estrutura. Na sequência, serão apresentadas as dimensões adotadas em cada antena, o mecanismo de geração da polarização circular, os parâmetros de isolamento entre as portas, a razão axial na banda de interesse e as características de irradiação em campo distante, com base nos resultados obtidos por simulação e, quando aplicável, por validação experimental.

3.1 DESIGN DA ANTENA

3.1.1 Referências na literatura

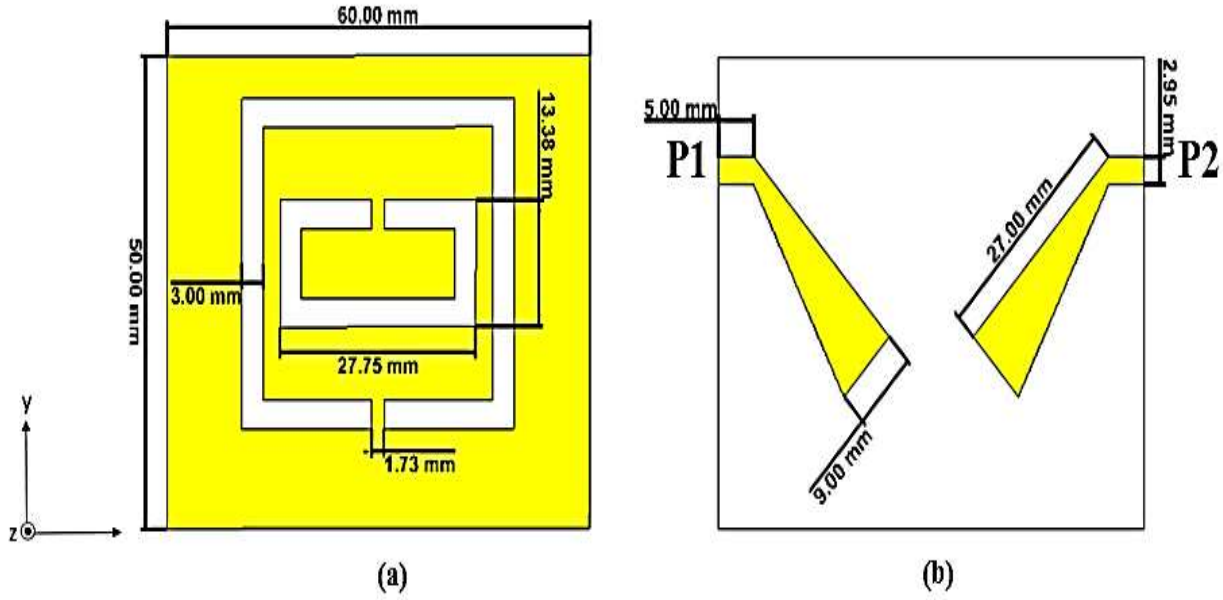
Com o objetivo de desenvolver uma antena impressa com diversidade de polarização circular, dentre as diversas geometrias disponíveis na literatura para essa finalidade, optou-se por uma topologia baseada em *slots* — aberturas em superfícies condutoras que atuam como elementos radiantes — devido a sua simplicidade, baixo custo de fabricação e possibilidade de operação em diferentes faixas de frequência por meio do ajuste de suas dimensões. A inspiração inicial foi baseada na antena apresentada em [8], na qual a polarização circular é obtida por meio de *slots* pentagonais, e, dependendo da porta de alimentação excitada (direita ou esquerda), obtém-se um sentido distinto de rotação da polarização.

Neste trabalho, optou-se pela utilização de *slots* retangulares, devido a maior facilidade de controle da frequência de ressonância a partir da variação de suas dimensões. Adicionalmente, com base em um trabalho anterior da autora desta dissertação [47], no qual foram utilizados dois aneis ressonantes complementares (CSRRs - *Complementary Split-Ring Resonators*) contendo fendas que auxiliavam na seletividade em frequência, essa abordagem foi adaptada para a presente proposta por meio da utilização de uma fenda em cada *slot* retangular, em lados opostos entre si.

A alimentação é realizada de forma semelhante ao apresentado em [8], por meio de linhas de microfita no plano inferior, com portas posicionadas nos lados esquerdo e direito da

estrutura. Cada linha de alimentação apresenta, em sua extremidade, uma transição afunilada e dobrada em direção ao centro. A Figura 3 apresenta as vistas superior e inferior da antena projetada para a faixa de 3.5 GHz, onde P1 e P2 são as portas de alimentação pelos lados direito e esquerdo, respectivamente.

Figura 3 - Dimensões da antena de 3.5 GHz de um único elemento: (a) visão frontal e (b) visão posterior.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

3.1.2 Princípios de funcionamento

Na estrutura proposta, os *slots* retangulares concêntricos presentes no plano superior atuam como estruturas ressonantes, interrompendo as correntes de superfície na metalização adjacente e favorecendo o acoplamento de energia eletromagnética e a radiação do campo. Cada *slot* retangular apresenta uma pequena descontinuidade de mesma dimensão nos dois casos, posicionada em lados opostos em relação ao outro *slot*, sendo a do *slot* externo localizada na região inferior e a do *slot* interno na região superior (Figura 3). A presença dessas descontinuidades introduz efeitos capacitivos localizados que alteram a distribuição do campo elétrico, possibilitando o ajuste fino da frequência de ressonância da antena.

As linhas de alimentação no plano inferior acoplam eficientemente a energia eletromagnética aos *slots* retangulares concêntricos no plano superior. Esses *slots* estabelecem trajetórias próximas e parcialmente fechadas para as correntes superficiais, promovendo a

circulação do campo elétrico ao redor das aberturas. Esse comportamento favorece a geração de componentes ortogonais defasados do campo elétrico, fundamentais para a formação da polarização circular.

Quanto à definição do uso das portas, apenas uma delas deve ser utilizada por vez. A escolha do lado de alimentação determina o sentido de rotação do vetor campo elétrico. A distribuição de corrente superficial nos *slots* induz a formação de um campo rotativo, associado à polarização circular à direita (RHCP) ou à esquerda (LHCP), dependendo da porta excitada. Esse comportamento será evidenciado nas distribuições de corrente superficial analisadas nas próximas subseções.

Já a adoção de um plano de terra parcialmente metalizado, contendo apenas as linhas de alimentação, permite controlar a distribuição de correntes e campos eletromagnéticos na região de alimentação, adequando sua interação com a estrutura dos slots. A simetria presente na forma afunilada das extremidades das linhas de alimentação também contribui para a degenerescência e a adequada excitação dos modos ortogonais necessários à geração radiação circularmente polarizada.

3.1.3 Configuração do CST e critérios de desempenho

As simulações eletromagnéticas da estrutura foram realizadas no *software* CST *Studio Suite*®, por meio do solucionador no domínio do tempo (*Time Domain Solver*). A discretização da estrutura foi realizada por meio de uma malha hexaédrica, composta por células tridimensionais retangulares, com resolução de 16 células por comprimento de onda para os cálculos de campo próximo e campo distante. Foi adotado um critério de convergência de −40 dB para garantir a estabilidade dos resultados obtidos.

A alimentação da antena foi modelada por meio da ferramenta “porta de guia de onda” (*Waveguide Port*), que permite representar a excitação eletromagnética da estrutura e calcular seus parâmetros de espalhamento. Conforme a configuração padrão do CST, o sinal aplicado à porta excitada foi normalizado para uma potência de entrada de 1 W.

Como ponto de partida, as dimensões dos *slots* retangulares concêntricos foram estimadas a partir do comprimento de onda correspondente à frequência desejada, e as dimensões das linhas de alimentação foram baseadas nosvalores adotados em [8]. A partir dessa configuração inicial, o ajuste paramétrico dos parâmetros geométricos da antena foi realizado de forma iterativa e manual, sem a aplicação de um algoritmo específico de otimização. A cada iteração, os resultados simulados eram avaliados segundo critérios previamente estabelecidos,

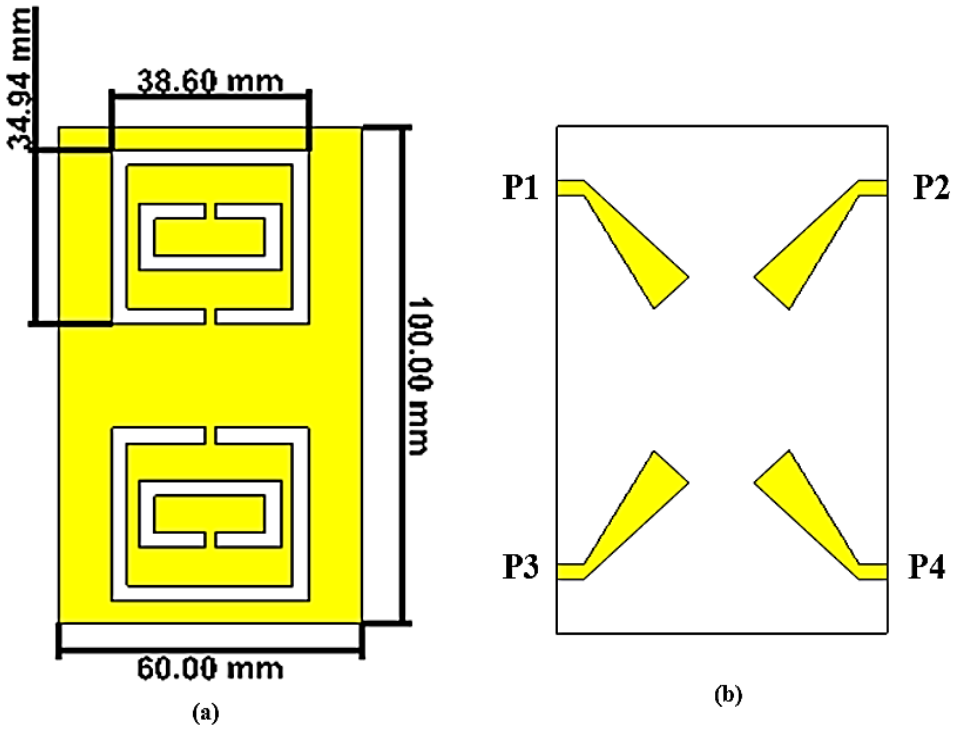
com foco na adaptação de impedância ($S_{11} < -10$ dB), no isolamento entre portas e na obtenção de razão axial inferior a 3 dB na faixa de frequência de interesse, assegurando uma polarização circular eficiente.

3.1.4 Evolução da geometria para configuração MIMO

Uma vez definida a célula unitária, o próximo passo consistiu em sua replicação vertical e espelhamento, de forma semelhante ao apresentado em [8], para a formação de um arranjo com quatro portas, mantendo as mesmas dimensões dos *slots* e das linhas de alimentação da célula unitária original.

Os elementos foram posicionados próximos entre si, inicialmente com distância de λ/2 entre seus centros, sendo esses espaçamentos, juntamente com as dimensões do substrato, posteriormente ajustados com base nos critérios de desempenho já estabelecidos, de forma a garantir o desempenho esperado do sistema MIMO. As dimensões da antena MIMO de quatro portas para a faixa de 3.5 GHz são apresentadas na Figura 4.

Figura 4 - Dimensões da antena MIMO de 3.5 GHz: (a) visão frontal e (b) visão posterior.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

As duas células que compõem a configuração final possuem duas portas de alimentação cada, sendo que, em cada célula, apenas uma dessas portas deve ser utilizada por vez. Essa

disposição permite diferentes combinações de transmissão e recepção, podendo operar com a mesma polarização circular (quando ambas as células são alimentadas pelo mesmo lado) ou polarizações circulares em sentidos opostos (quando cada célula é alimentada por lados distintos).

Para que essas diferentes configurações de operação possam ser empregadas de forma eficiente, é necessário garantir níveis adequados de isolamento entre as portas do arranjo. Essa característica é essencial em sistemas MIMO, pois garante que os sinais transmitidos por um elemento da antena não interfiram significativamente nos sinais recebidos pelos demais elementos. Na geometria proposta, o desacoplamento entre as portas é favorecido pela própria disposição das células no arranjo. Cada célula possui duas portas posicionadas em lados opostos e, embora apenas uma delas seja utilizada por vez, essa disposição também contribui para redução da interação eletromagnética entre as portas da mesma célula. Além disso, a separação vertical entre as células minimiza interferências indesejadas entre os elementos do arranjo. A simetria da estrutura, por sua vez, auxilia na distribuição equilibrada das excitações e na manutenção da independência entre os canais, favorecendo o desempenho do sistema MIMO.

De maneira geral, a descrição geométrica apresentada nesta seção concentra-se na estrutura física e no mecanismo de alimentação passiva do elemento radiante. A obtenção das diferentes polarizações circulares ocorre de forma estática, sendo determinada pelo ponto de alimentação. Para que seja possível realizar a comutação, seleção ou combinação das polarizações disponíveis nas quatro portas de acordo com as condições do canal, faz-se necessária a integração com uma camada de processamento externa. Essa unidade será responsável por analisar as condições do canal e definir a estratégia de comutação mais adequada para cada situação. O desenvolvimento e a implementação dessa arquitetura de controle são tratados como propostas para trabalhos futuros.

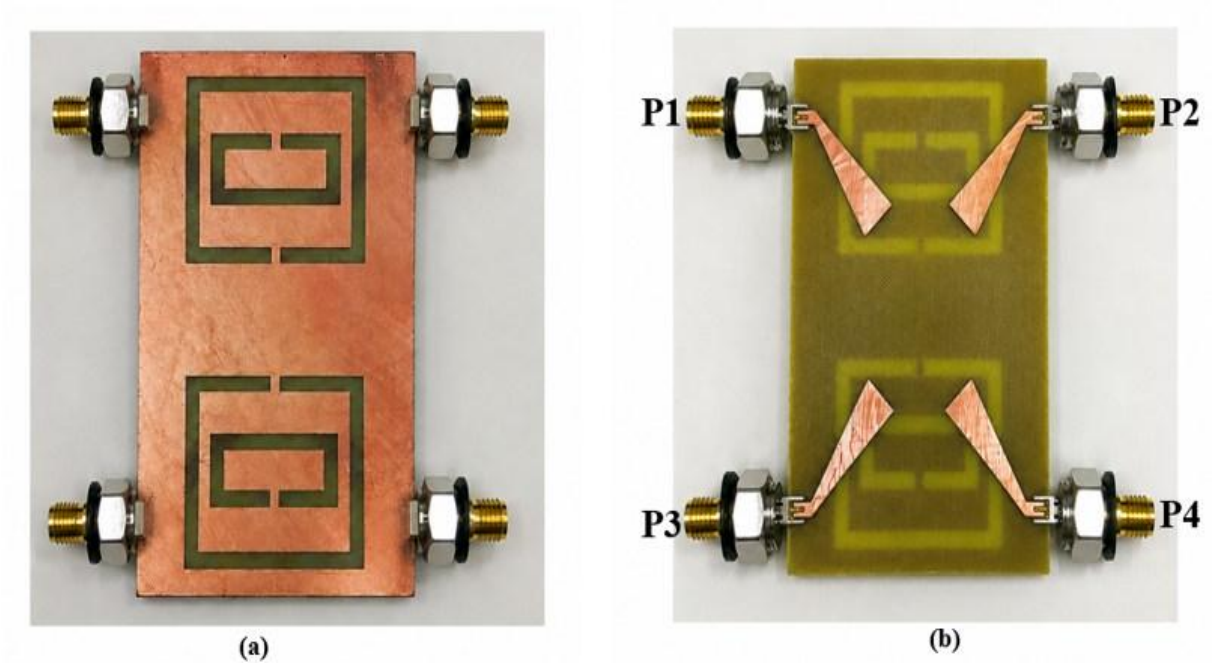
3.2 ANTENA MIMO DE 3.5 GHZ

3.2.1 Geometria da antena

As dimensões adotadas para antena de um elemento único com duas portas são mostradas na Figura 3 e as dimensões da antena MIMO com 4 portas são mostradas na Figura 4. A fim de validar a funcionalidade da antena MIMO proposta, um protótipo foi fabricado por meio de processo de fresagem, que consiste na remoção controlada da camada metálica de cobre

da placa para obtenção da geometria da antena. O substrato utilizado foi o FR-4, material de baixo custo e amplamente empregado em circuitos impressos, com permissividade relativa (ε_r) de 4.3, tangente de perdas de 0.02 e espessura (t) de 1.6 mm. O protótipo fabricado da antena MIMO de 3.5 GHz é apresentado na Figura 5.

Figura 5 - Antena MIMO de 3.5 GHz fabricada: visão superior (a) e visão posterior (b).



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

3.2.2 Mecanismo de geração de polarização circular

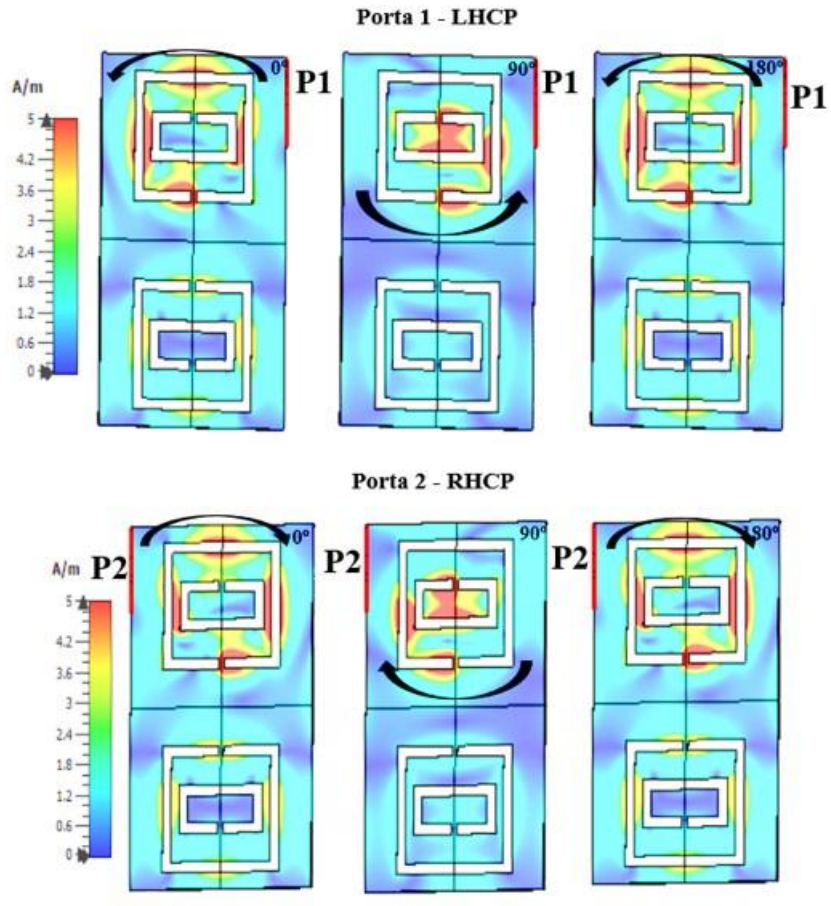
Com o intuito de analisar a formação da polarização circular e validar seu sentido na antena MIMO, foi realizada, a título de demonstração, uma análise da distribuição de corrente superficial considerando a excitação feita por um lado da estrutura, e, após isso, pelo lado oposto da mesma célula. Foi considerada alimentação apenas em uma célula, uma vez que ambas possuem a mesma geometria, operam de forma equivalente e apresentam adequado isolamento entre si. Para isso, foram avaliadas as distribuições de corrente em diferentes ângulos de fase (0°, 90° e 180°), com o objetivo de observar a evolução do vetor densidade de corrente superficial ao longo de um semi-período. A partir dessa análise, é possível compreender o mecanismo associado à rotação do campo elétrico radiado e, consequentemente, identificar o sentido da polarização circular em cada condição de excitação. A Figura 6 ilustra a estrutura da antena juntamente com a distribuição superficial de corrente, e as setas indicam

o sentido de rotação das correntes, que está diretamente relacionado ao tipo de polarização circular gerada.

Especificamente, quando a porta 1 é excitada, observa-se que a corrente superficial descreve uma rotação no sentido anti-horário, o que corresponde à emissão de radiação com polarização circular à esquerda (LHCP). Por outro lado, a excitação da porta 2 resulta em uma rotação no sentido horário, indicando a geração de polarização circular à direita (RHCP).

Além disso, nota-se pela escala de cores que a outra célula do arranjo é pouco influenciada durante a excitação das portas 1 e 2, indicando um elevado nível de isolamento entre os elementos do sistema MIMO.

Figura 6 - Densidade de corrente superficial rotacional da antena MIMO de 3.5 GHz quando as portas 1 (a) e 2 (b) são excitadas.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

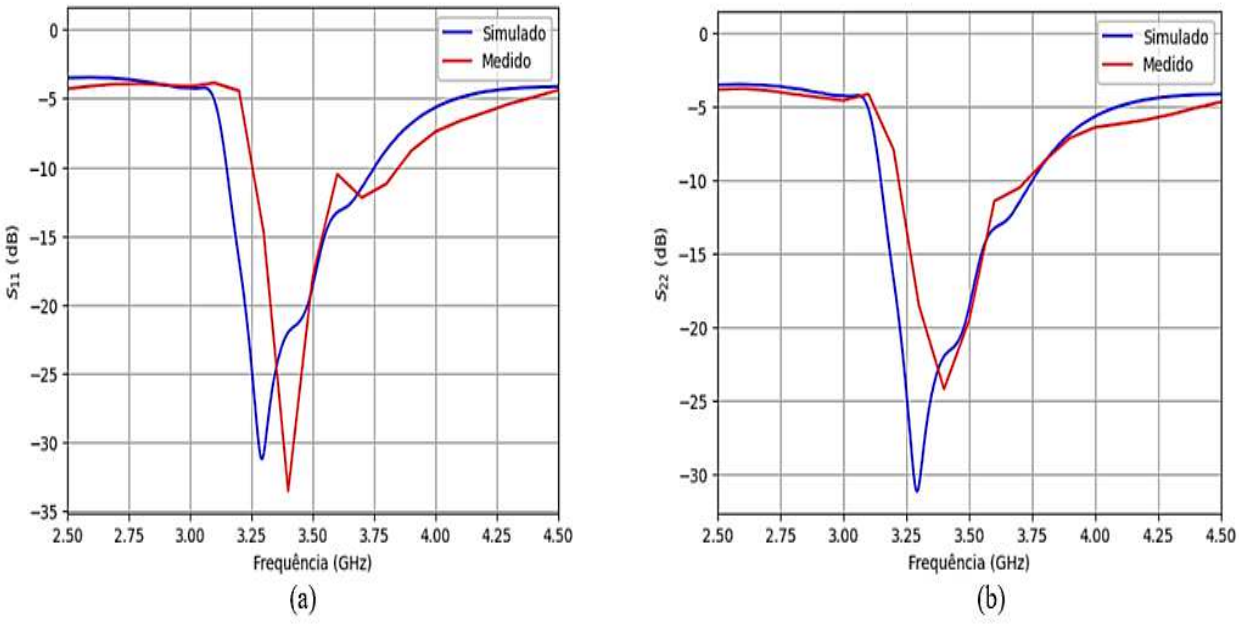
3.2.3 Resultados simulados e medidos

3.2.3.1 Parâmetros de isolamento

A Figura 7 (a) e (b) apresenta os resultados simulados e experimentais dos coeficientes de reflexão ($S_{11} < -10$ dB) correspondentes às portas 1 e 2, respectivamente. Com o objetivo de manter a apresentação dos dados mais objetiva, são exibidas apenas as respostas dessas duas portas, considerando que as demais (portas 3 e 4, da outra célula) apresentaram comportamento análogo. É, ainda, válido ressaltar, que os coeficientes de transmissão entre as portas 1 e 2 não foram considerados pois, de acordo com o projeto, elas não devem ser usadas simultaneamente.

Para a porta 1, os resultados simulados indicam uma frequência de ressonância em 3.295 GHz, com valor de S_{11} = –31.174 dB, e uma largura de banda ($S_{11} < 10$ dB) de 593 MHz, compreendida entre 3.5 GHz e 3.743 GHz. Nos resultados medidos, a frequência ressonante desloca-se levemente para 3.4 GHz, com S_{11} igual a –33.485 dB, e largura de banda de 596 MHz, no intervalo de 3.254 GHz a 3.85 GHz. Para a porta 2, os resultados simulados coincidem com os obtidos para a porta 1, apresentando as mesmas características de ressonância e largura de banda. Nos dados experimentais, a frequência de ressonância foi observada em 3.4 GHz, com valor de S_{22} = –24.224 dB, e largura de banda de 523 MHz, indo de 3.22 GHz até 3.743 GHz. Tais resultados demonstram bastante semelhança entre os resultados medidos e simulados e coerência em termos faixa de operação na comparação entre as duas portas. Os desvios observados devem-se, principalmente, às variações espaciais da constante dielétrica das placas de FR-4 disponíveis comercialmente, bem como à dependência dessa propriedade com a frequência, além das perdas intrínsecas presentes nos cabos e conectores.

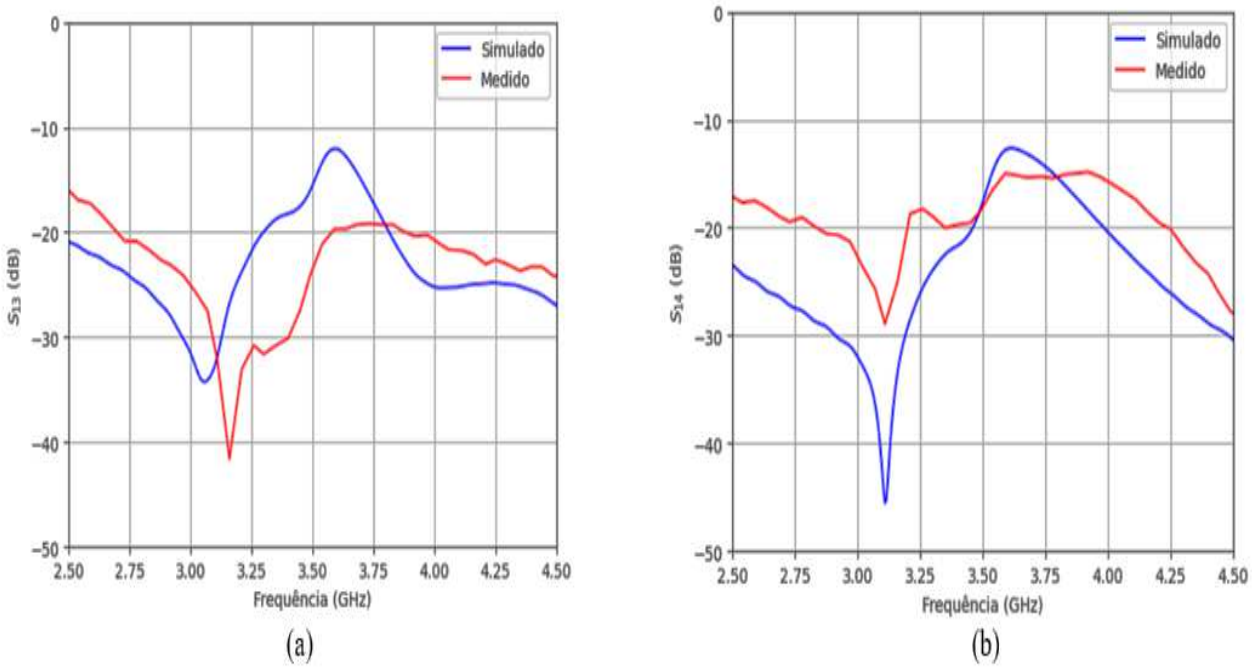
Figura 7 - Parâmetros de espalhamento da antena MIMO de 3.5 GHz: (a) S_{11} e (b) S_{22}.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

O isolamento entre os elementos do sistema MIMO, avaliado por meio dos coeficientes de transmissão entre diferentes pares de portas que podem ser simultaneamente usados, é apresentado na Figura 8 (a), entre a porta 1 e a porta 3, e (b), entre a porta 1 e a porta 4, correspondentes aos resultados simulados e experimentais. Entre as portas 1 e 3, o isolamento simulado manteve-se acima de 12.048 dB em toda a faixa de operação, enquanto a medição indicou um valor máximo de 19.189 dB. Para as portas 1 e 4, os coeficientes de transmissão permaneceram inferiores a –12.622 dB na simulação e –14.965 dB nos resultados medidos, dentro da mesma faixa. Tantos os resultados simulados quando os medidos apresentaram níveis de isolamento satisfatórios, com o formato das curvas razoavelmente semelhante, sendo as diferenças observadas principalmente em relação à magnitude em dB, novamente atribuídas sobretudo à não-uniformidade da permissividade relativa da placa de FR-4 e às pequenas atenuações nas conexões. Esses valores indicam uma separação adequada entre os elementos radiantes, contribuindo positivamente para o desempenho do sistema MIMO.

Figura 8 - Isolamento entre as portas da antena MIMO de 3.5 GHz: (a) S_{13} e (b) S_{14}.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

3.2.3.2 Razão axial

Os parâmetros necessários para caracterizar a razão axial da antena MIMO (antena sob teste) foram medidos de acordo com o procedimento apresentado em [48], que propõe um

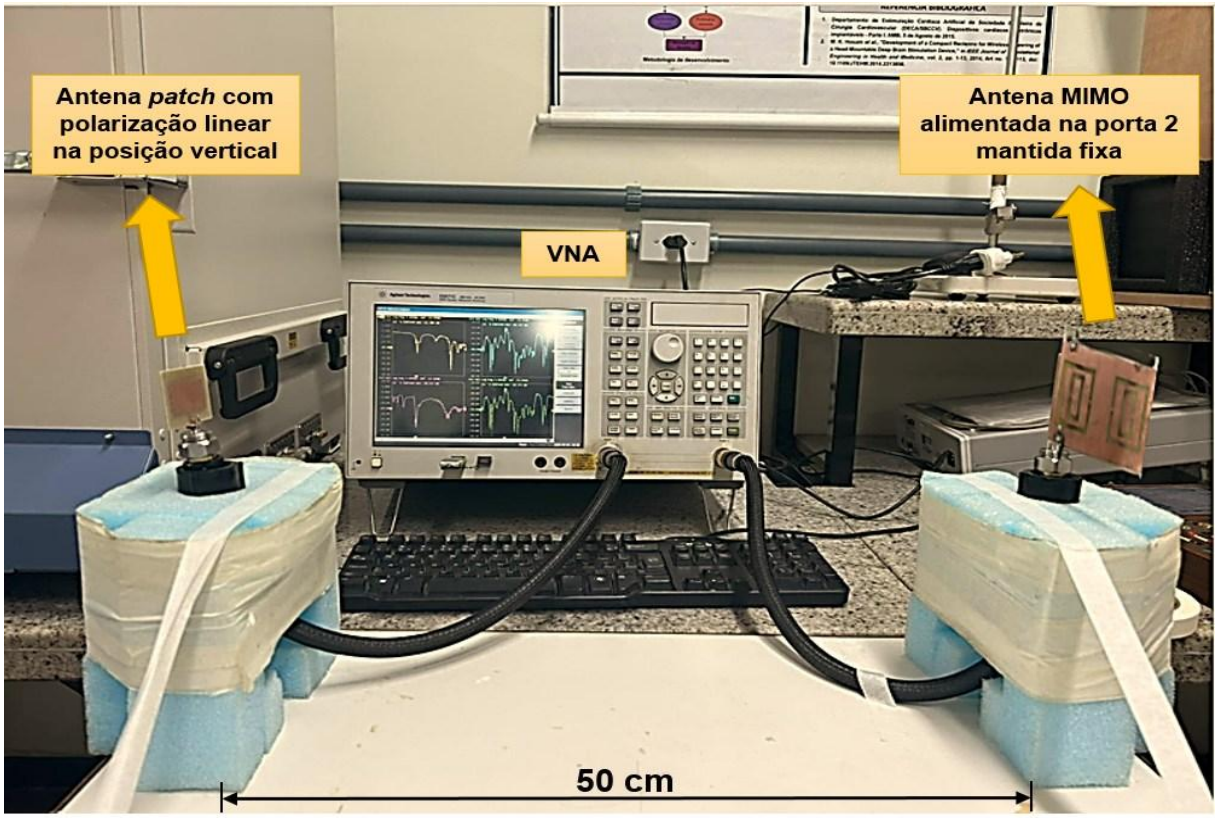
método passível de reprodução com os equipamentos e recursos disponíveis. Neste método, a análise da magnitude e da diferença de fase do parâmetro S_{21} é realizada utilizando um analisador vetorial de redes (VNA - *Vector Network Analyzer*), aproveitando convenientemente a referência de fase fornecida pelo equipamento e facilitando a detecção da diferença de fase entre componentes ortogonais do campo elétrico [48].

Considerando a antena sob teste como receptora, uma antena de referência com polarização conhecida é utilizada como transmissora. A polarização da antena de referência foi considerada em duas orientações ortogonais entre si. Dessa forma, foram utilizadas as orientações horizontal (0º) e vertical (90º), mantendo a antena sob teste fixa. Como apenas uma antena receptora é utilizada, não há necessidade de compensação de ganho, o que representa uma vantagem do método adotado [48]. A partir dos dados obtidos, a razão axial pode ser calculados pelas Equações (1)–(4).

Assim como na subseção anterior, as medições foram realizadas considerando apenas uma célula da antena MIMO, sendo esta alimentada pela Porta 1 nas primeiras medições e, na bateria de medições seguintes, alimentada pela porta do lado oposto da mesma célula (Porta 2), representando, assim, os dois sentidos de rotação da polarização circular.

Como antena de referência foi utilizada uma antena *patch* linearmente polarizada clássica, projetada de acordo com [1] em substrato de FR-4 para frequência de 3.5 GHz. O arranjo experimental consistiu em um analisador vetorial de redes Keysight E5071C, com a antena de referência conectada à porta 1 e a antena sob teste conectada à porta 2. As portas do VNA foram devidamente calibradas com auxílio do *kit* de calibração 85052D. A distância entre as antenas foi de 50 cm, distância essa maior que a recomendada pela condição de campo distante correspondente à distância de Fraunhofer para a frequência de ressonância de 3.5 GHz, que seria 32 cm, com alinhamento principal no eixo z. A configuração de medição, com a antena de referência orientada na direção vertical e a antena sob teste mantida fixa, é apresentada na Figura 9.

Figura 9 - *Setup* de medição.

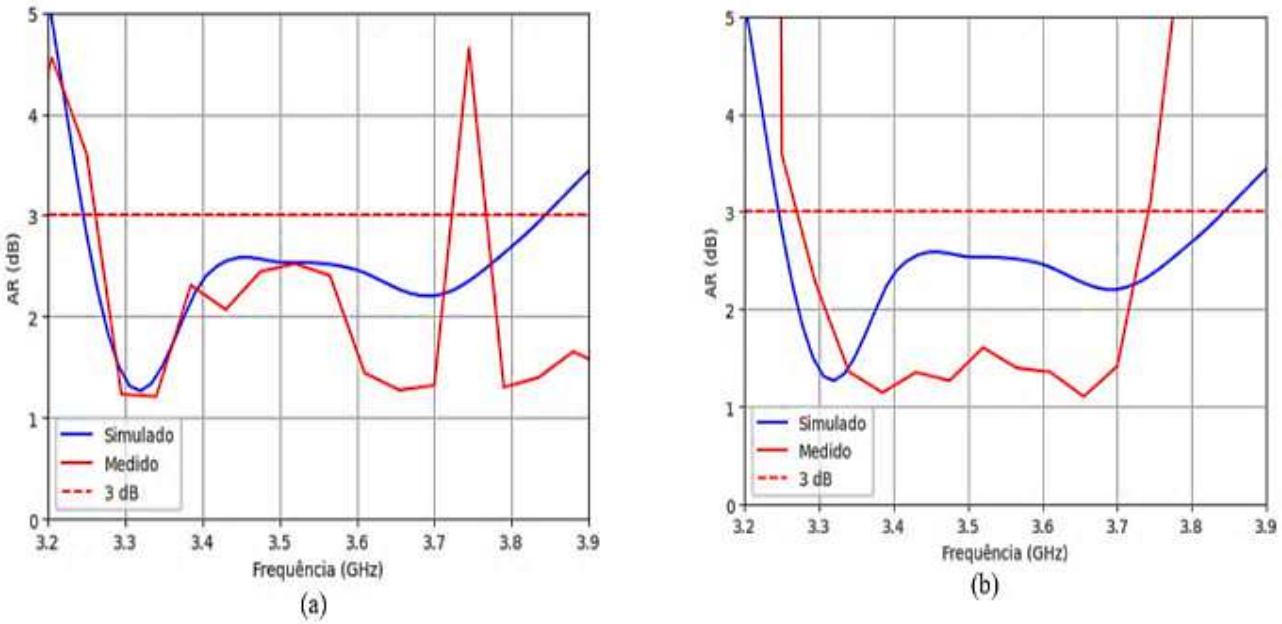


Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A razão axial (AR) em função da frequência obtida via simulação no CST e a medida através método descrito é mostrada na Figura 10 (a) e (b), considerando, repectivamente, as portas 1 e 2.

A polarização circular foi verificada com êxito nas duas portas da antena, com ambas atendendo ao Critério de 3 dB. Nos resultados simulados, as portas 1 e 2 apresentaram comportamento idêntico, com razão axial de 2.54 dB na frequência central de 3.5 GHz e largura de banda axial (ARBW) de 607 MHz, no intervalo de 3.243 GHz a 3.850 GHz. Nos ensaios experimentais, a porta 1 apresentou razão axial de 2.48 dB em 3.5 GHz e ARBW de 473 MHz, compreendida entre 3.272 GHz e 3.745 GHz. Para a porta 2, a razão axial foi de 1.44 dB em 3.5 GHz, com ARBW de 455 MHz, no intervalo de 3.270 GHz a 3.725 GHz.

Figura 10 - Razões axiais medidas e simuladas da antena MIMO de 3.5 GHz: (a) Porta 1 e (b) Porta 2.



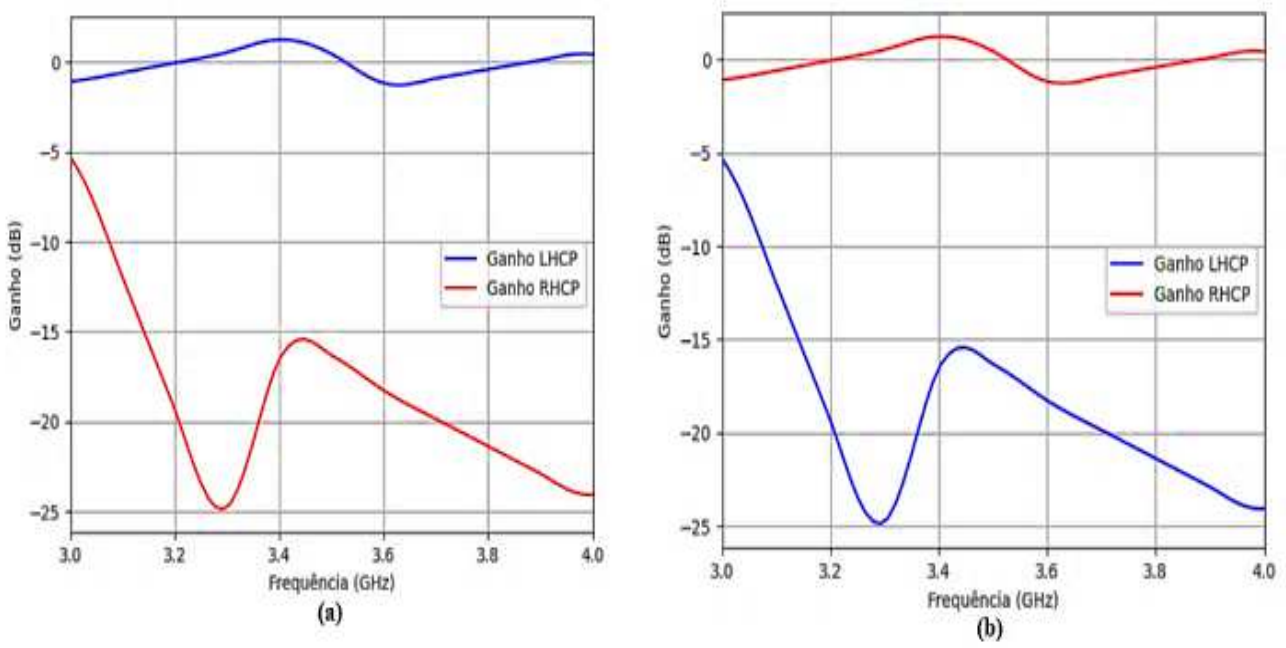
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

3.2.3.3 Características de campo distante

No CST é possível representar ganho em termos do ganho absoluto, ou seja, o ganho total associado ao campo radiado pela antena, sem decomposição em componentes específicas de polarização, e também o ganho referente às componentes de polarização circular LHCP e RHCP. Dessa forma, a Figura 11 ilustra os diagramas do ganho simulado de cada componente da polarização circular da antena, considerando primeiro esta alimentada exclusivamente pela porta 1 (a) e, posteriormente, apenas pela porta 2 (b). Na excitação pela porta 1, observa-se que, na frequência de 3.5 GHz, a radiação com polarização LHCP é amplamente dominante, apresentando ganho de 0.55 dB, enquanto a componente RHCP atinge um valor significativamente inferior de -16.21 dB. Esse comportamento corrobora a orientação do vetor de polarização circular antecipada na análise da distribuição superficial de corrente, dentro da faixa considerada. Quando a excitação é transferida para a porta 2, verifica-se a reversão dos sentidos de polarização, com predomínio da componente RHCP, que atinge os mesmos valores absolutos, refletindo a simetria da estrutura modelada. Ainda que os níveis máximos de ganho tenham se mostrado moderados, destaca-se o elevado isolamento entre as componentes circulares opostas, da ordem de 16.76 dB, evidenciando a seletividade polarizacional da

estrutura proposta. Em relação ao ganho absoluto obtido na simulação, para ambas as portas o valor alcançado foi de 3.88 dB.

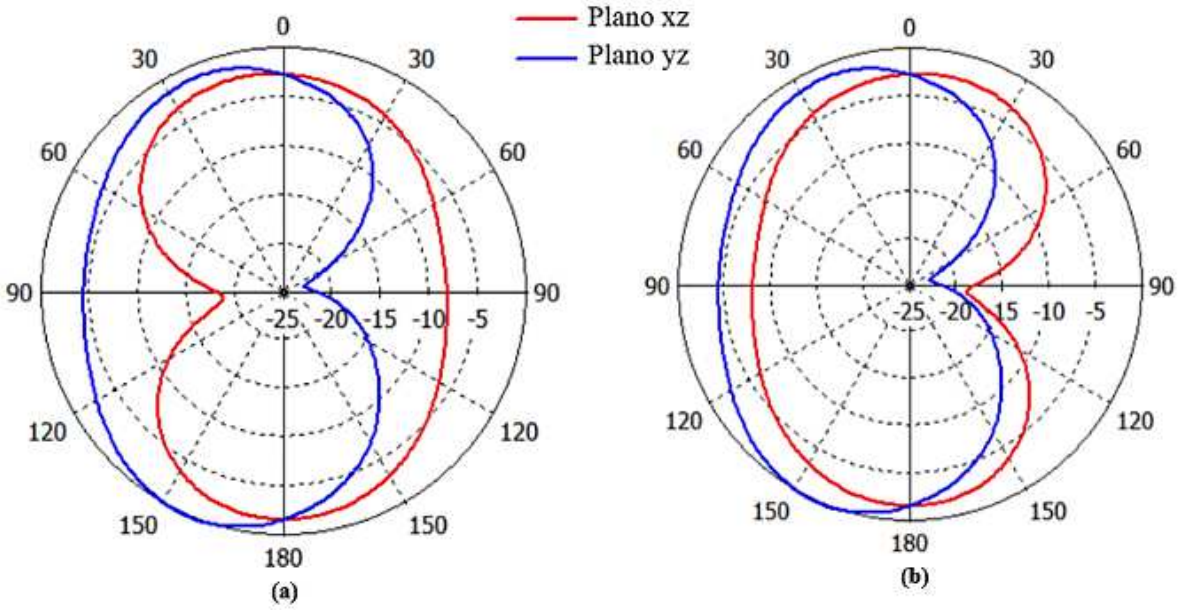
Figura 11 - Ganhos da antena MIMO de 3.5 GHz: (a) porta 1 e (b) porta 2.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A Figura 12 (a) e (b) ilustra os padrões de radiação simulados em termos de ganho absoluto e normalizados em relação ao ganho máximo nos planos de corte xz e yz, de acordo com o sistema de coordenadas da Figura 3, da antena MIMO quando excitada pelas portas 1 e 2, respectivamente, na frequência de 3.5 GHz. A antena apresenta diagramas de radiação estáveis e bidirecionais com um nulo próximo de 90º, característico de radiação com componentes ortogonais, para os ambos os estados de polarização. No plano yz, o padrão manteve-se idêntico para ambas as excitações, enquanto no plano xz nota-se um espelhamento na geometria dos lóbulos quando a antena é excitada pela porta 2 em comparação à porta 1, evidenciando os lados opostos de alimentação de cada caso e, consequentemente, a inversão do sentido da rotação do campo elétrico (ou seja, da polarização circular).

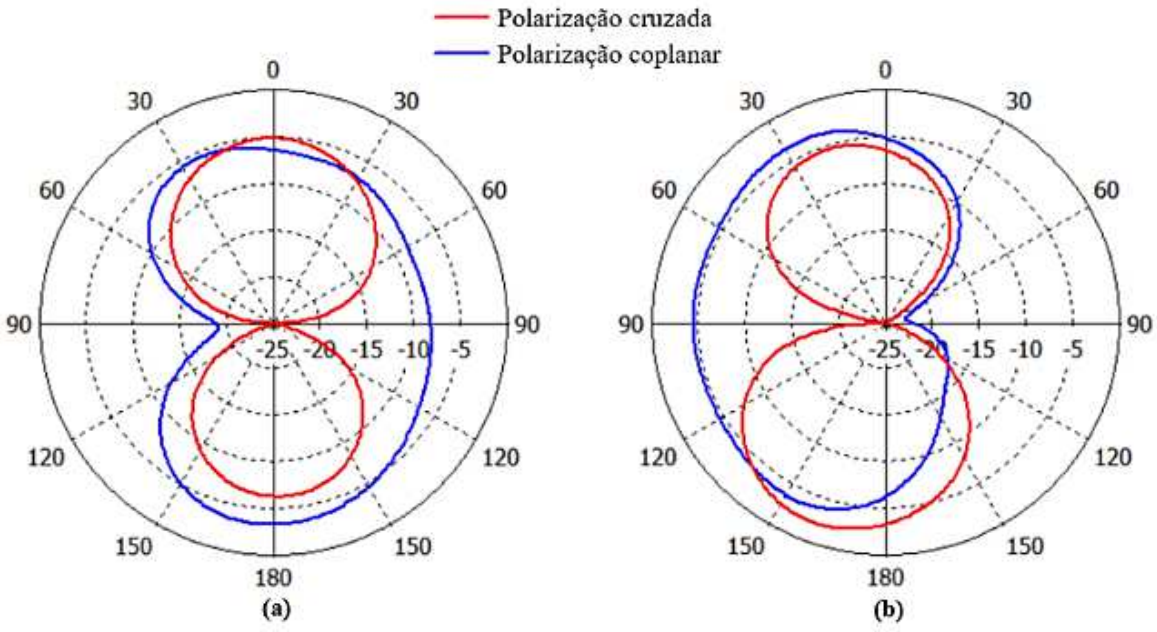
Figura 12 - Padrões de radiação simulados normalizados para a antena proposta em 3.5 GHz nos planos xz e yz, sendo (a) porta 1 e (b) porta 2.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A Figura 13 (a) e (b) mostra, os padrões radiação simulados de polarização coplanar e cruzada, respectivamente, da antena em 3.5 GHz, com excitação pela porta 1. Para a obtenção dos diagramas de polarização coplanar e polarização cruzada, o CST decompõe as componentes ortogonais do campo elétrico radiado pela antena nos planos analisados. Nesse processo, a componente associada à polarização principal é identificada como co-polarização, enquanto a componente ortogonal correspondente é identificada como polarização cruzada, permitindo a geração dos respectivos diagramas de radiação. Observa-se predominância da polarização coplanar sobre polarização cruzada em ambos os planos, com diferença de ganho superior a 15 dB nas direções principais de radiação, indicando boa pureza de polarização circular e eficiente rejeição da polarização oposta.

Figura 13 - Polarização coplanar e polarização cruzada simuladas normalizadas para a antena proposta em 3.5 GHz na porta 1 no (a) plano xz e no (b) plano yz.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

3.2.3.4 Parâmetros MIMO

Na avaliação dos parâmetros MIMO da antena de 3.5 GHz, foram analisadas especificamente as combinações entre as portas 1 e 3 e 1 e 4. Considerando a simetria estrutural da antena, as demais combinações possíveis entre portas de diferentes elementos apresentam comportamento análogo. A partir dessas combinações, calcularam-se o Coeficiente de Correlação de Envoltória (ECC) e o Ganho de Diversidade (DG). Para a combinação 1–3, obteve-se ECC inferior a 0.08 e ganho de diversidade superior a 9.57 dB. Já para a combinação 1–4, os resultados foram semelhantes, com ECC inferior a 0.10 e ganho de diversidade superior a 9.48 dB. Esses valores confirmam baixa correlação entre os sinais e bom desempenho de diversidade espacial.

3.3 ANTENA MIMO DE 26 GHZ

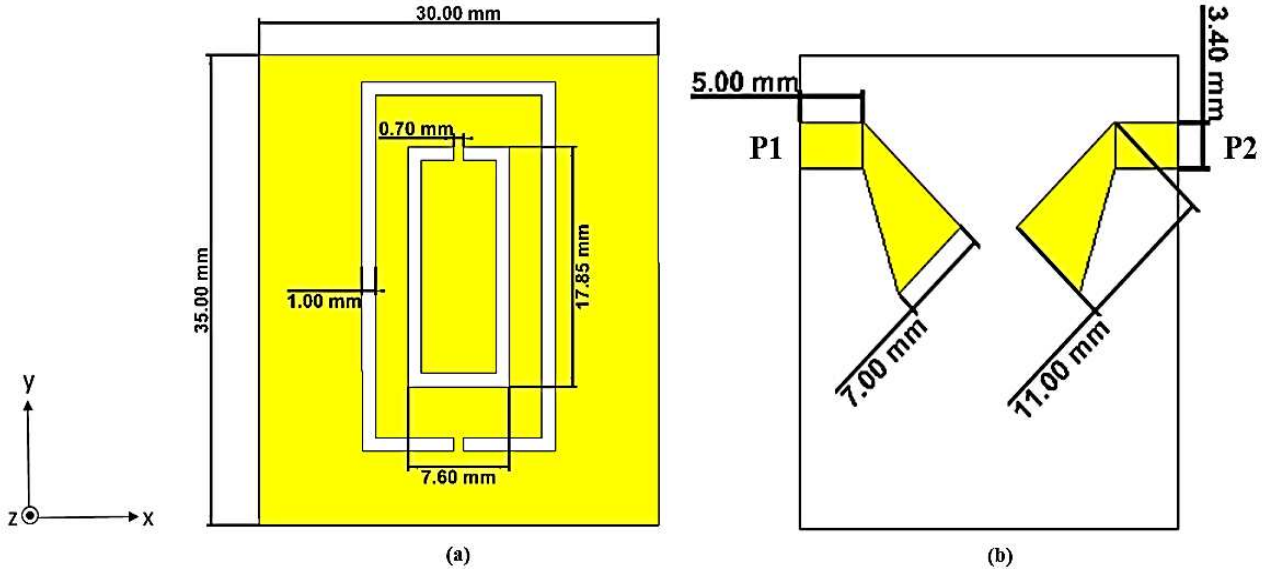
3.3.1 Geometria da antena

De forma semelhante ao procedimento adotado para a antena de 3.5 GHz, o desenvolvimento da antena de elemento único com duas portas para a faixa de 26 GHz seguiu

os mesmos princípios de projeto e topologia previamente descrita, tendo como objetivo sua adaptação para operação em ondas milimétricas.

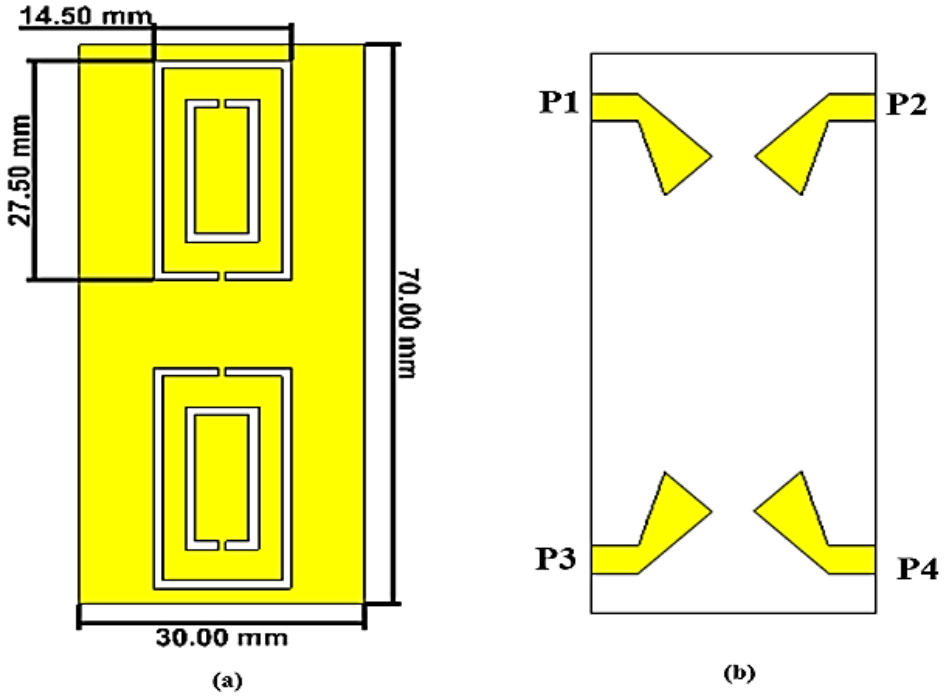
Após a definição das dimensões finais da célula unitária, e, de maneira análoga ao procedimento adotado para a antena de 3.5 GHz, a estrutura foi replicada e espelhada, preservando-se as dimensões dos *slots* e das linhas de alimentação, para formar a configuração MIMO composta por dois elementos e quatro portas. As dimensões do arranjo com um único elemento e dupla alimentação são ilustradas na Figura 14, enquanto a Figura 15 mostra a configuração do sistema MIMO com quatro portas. Utilizou-se como substrato o material Rogers RO4003C, caracterizado por uma permissividade relativa de 3.55, tangente de perdas de 0.0027 e espessura de 1.52 mm. Esse material é amplamente utilizado em projetos que operam em altas frequências, pois oferece baixa perda dielétrica e apresenta estabilidade elétrica consistente mesmo na faixa de ondas milimétricas.

Figura 14 - Dimensões da antena de 26 GHz de um único elemento: (a) visão frontal e (b) visão posterior.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 15 - Dimensões da antena de 26 GHz de MIMO: (a) visão frontal e (b) visão posterior.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

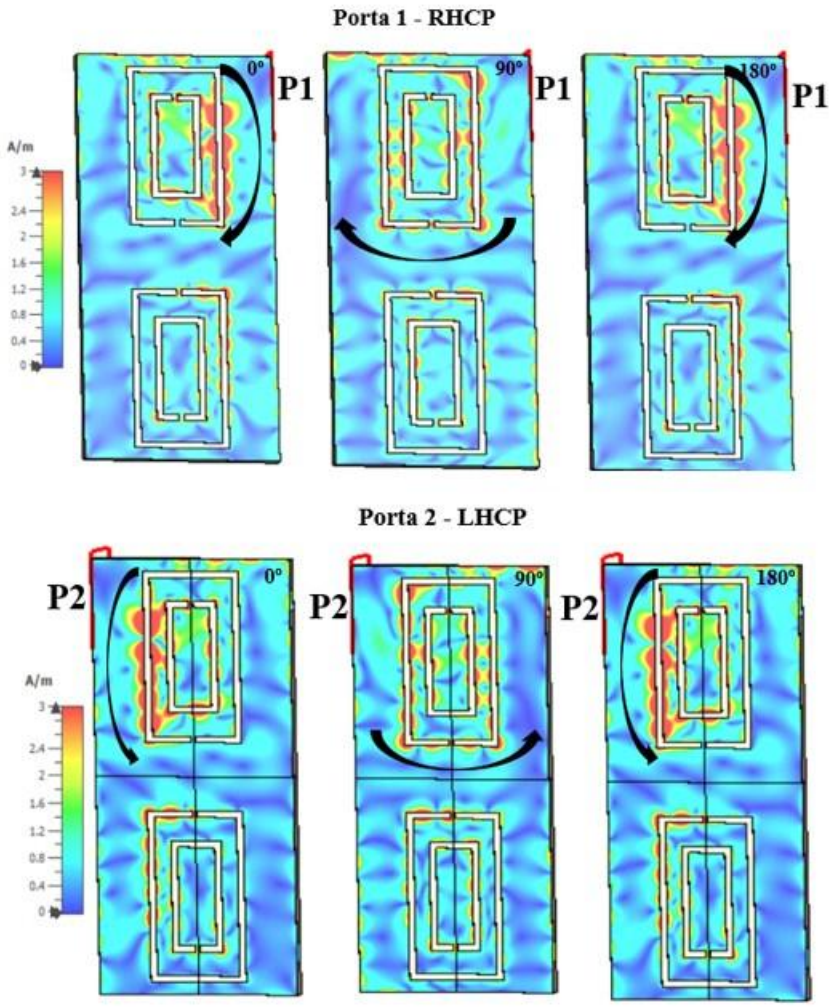
3.3.2 Mecanismo de geração de polarização circular

A distribuição superficial de corrente em uma célula da antena da antena MIMO, onde apenas uma porta da célula considerada é alimentada por vez, foi analisada para elucidar o mecanismo de polarização circular da antena MIMO de 26 GHz. A Figura 16 apresenta a estrutura da antena acompanhada da distribuição das correntes superficiais, com a antena alimentada pela porta 1 (a) e pela pela porta 2 (b), onde as setas indicam a direção de rotação das correntes, o que determina o sentido da polarização produzida.

Para a porta 1, a distribuição superficial decorrente gira no sentido horário, resultando em radiação com polarização circular direita (RHCP). Já para a porta 2, essa distribuição gira no sentido anti-horário, gerando polarização circular esquerda (LHCP). A inversão na combinação entre lado da porta e lado alimentado entre as antenas de 3.5 GHz e 26 GHz ocorre devido à diferença na escala relativa do comprimento de onda, que altera a distribuição das correntes superficiais e os modos ressonantes, resultando em sentidos opostos de polarização apesar da geometria similar.

Observa-se, através da escala de cores, que o segundo elemento é pouco afetado quando as portas 1 e 2 do primeiro elemento são excitadas, garantindo assim um isolamento elevado entre os elementos MIMO.

Figura 16 - Densidade de corrente superficial rotacional da antena MIMO de 26 GHz quando as portas 1 (a) e 2 (b) são excitadas.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

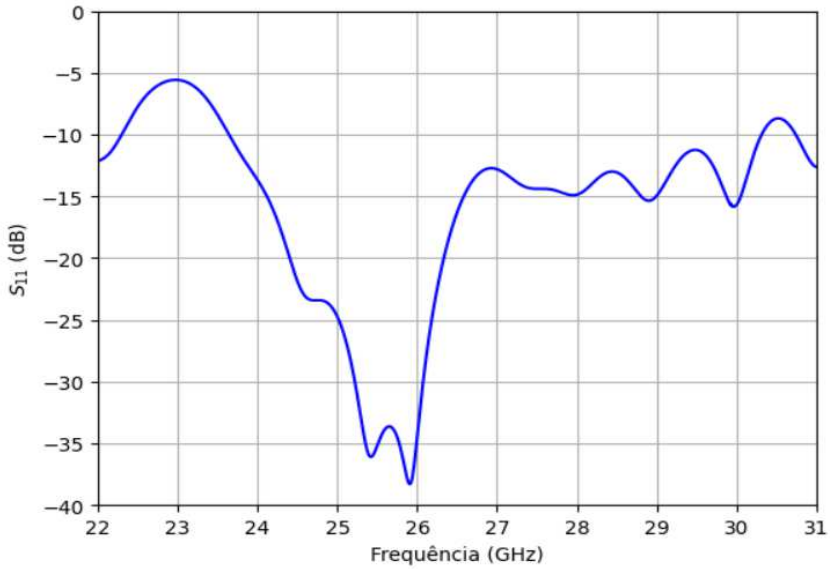
3.3.3 Resultados simulados

Devido às limitações nos recursos de equipamentos de medição para a faixa de ondas milimétricas, os resultados da antena de 26 GHz apresentados neste trabalho são exclusivamente obtidos por simulação via CST.

3.3.3.1 Parâmetros de isolamento

A Figura 17 apresenta o parâmetro de espalhamento S_{11} simulado para a porta 1 da antena MIMO de 26 GHz. Observa-se que a frequência de ressonância está em 25.91 GHz, com nível coeficiente de reflexão de −38.3 dB e largura de banda de 6.655 GHz (23.655–30.31 GHz), indicando uma expressiva faixa operacional, que favorece aplicações em banda larga. Como a análise foi realizada por simulação, as portas 1 e 2 apresentam respostas idênticas devido à simetria da antena, sendo, por este motivo, omitida a curva do S_{22} da porta 2 do gráfico.

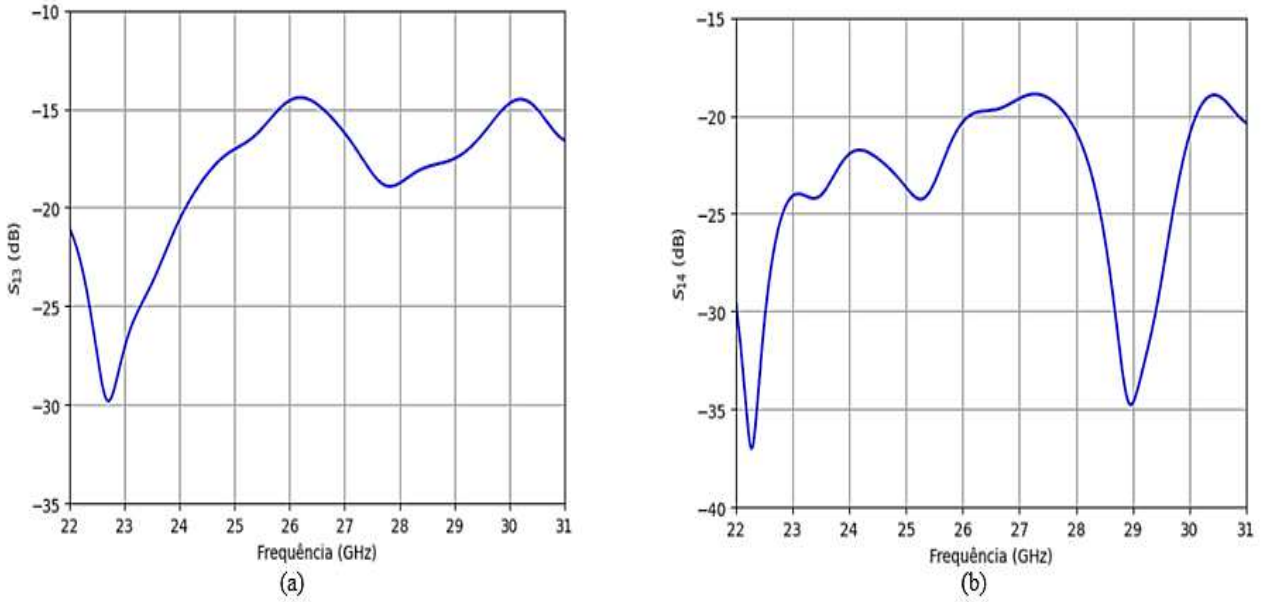
Figura 17 - Parâmetro de espalhamento S_{11} simulado da antena MIMO de 26 GHz.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A Figura 18 exibe o isolamento entre os elementos do arranjo MIMO entre a porta 1 e a porta 3 (a), e entre a porta 1 e a porta 4 (b). Como mencionado anteriormente, as portas 1 e 2 não devem ser usadas simultaneamente, por isso o isolamento entre elas não foi apresentado. Somado a isso, as portas 3 e 4, possuem, por conta da simetria da antena e por se tratar de um ambiente ideal de simulação, resposta de isolamento análogas às já apresentadas para a porta 1, por este motivo, estas foram omitidas por questão de brevidade O isolamento entre as portas 1 e 3 apresenta-se superior a 14.422 dB em toda a faixa de operação, enquanto entre as portas 1 e 4 o valor ultrapassa 18.899 dB. Tais níveis indicam uma boa separação entre os elementos, favorecendo o desempenho do sistema MIMO.

Figura 18 - Isolamento simulado entre as portas da antena MIMO de 26 GHz: (a) S_{13} e (b) S_{14}.

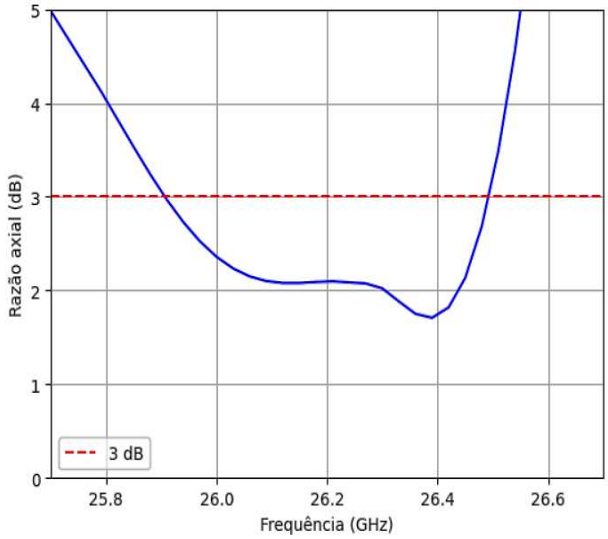


Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

3.3.3.2 Razão axial

A Figura 19 apresenta a variação da razão axial em função da frequência para as portas 1 e 2. As respostas das duas portas são coincidentes em um ambiente ideal de simulação, por conta disso, também foram apresentadas no mesmo gráfico. A razão axial foi de 2.36 dB em 26 GHz e largura de banda axial de 570 MHz, no intervalo de 25.910 GHz a 26.480 GHz.

Figura 19 - Razão axial simulada da antena MIMO de 26 GHz para as portas 1 e 2.

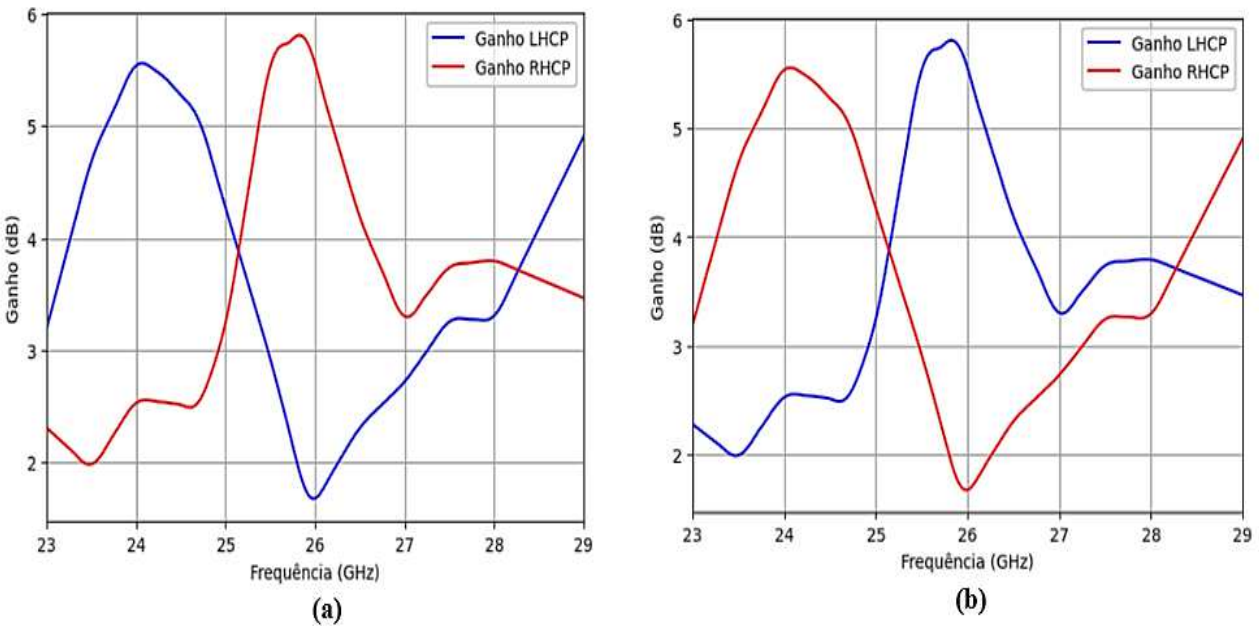


Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

3.3.3.3 Características de campo distante

A Figura 20 apresenta os gráficos de ganho simulado da antena para as portas 1 e 2, considerando as componentes RHCP (a) e LHCP (b). Quando alimentada pela Porta 1, observa-se que, em 26 GHz, o ganho na componente RHCP é predominante em relação à LHCP, atingindo 5.52 dB, enquanto o ganho LHCP permanece em 1.66 dB. Esse resultado confirma o sentido de polarização circular verificado previamente pela análise da distribuição superficial de corrente, dentro da faixa considerada. Por sua vez, ao se excitar a porta 2, verifica-se o comportamento inverso: o ganho LHCP supera o RHCP, assumindo os mesmos valores absolutos, em função da simetria do modelo simulado. Com isso, obtém-se um isolamento de ganho entre as polarizações opostas de 3.86 dB. O ganho absoluto simulado para as duas configurações de alimentação foi igual a 8.164 dB.

Figura 20 - Ganhos simulados da antena MIMO de 26 GHz: (a) porta 1 e (b) porta 2.

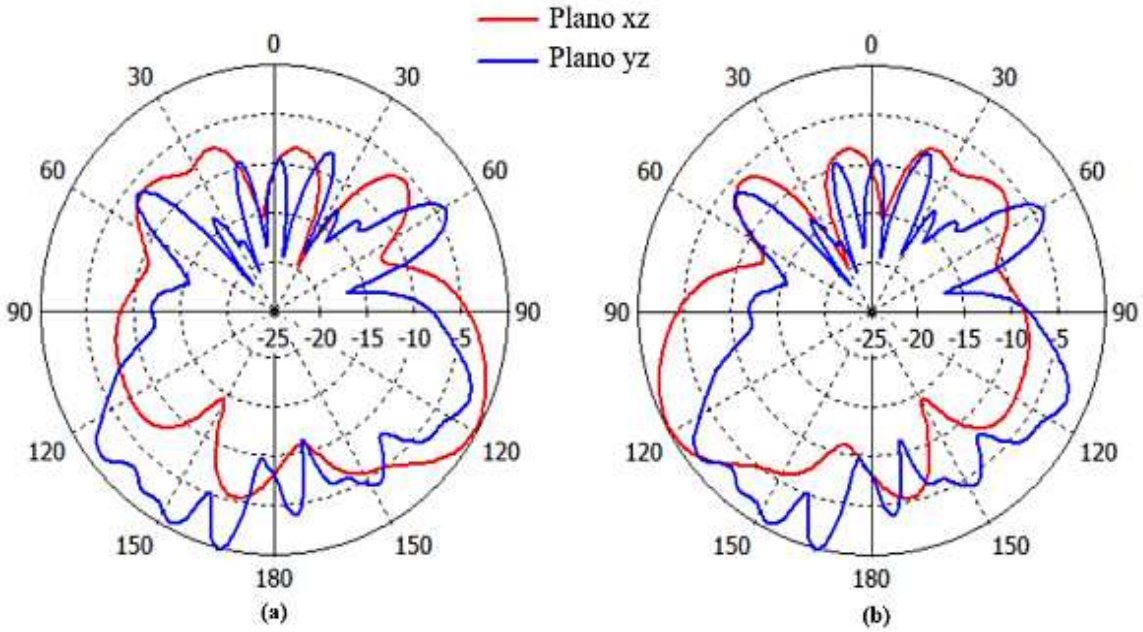


Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A Figura 21 apresenta os padrões de radiação simulados em termos de ganho absoluto e normalizados em relação ao ganho máximo da antena projetada para 26 GHz, nos planos de corte xz e yz, considerando a excitação pelas portas 1 e 2, respectivamente. Observa-se em ambos os planos uma maior complexidade angular quando comparada à antena de 3.5 GHz, com múltiplos lóbulos distintos. Esse comportamento está associado à operação em bandas milimétricas, nas quais as dimensões físicas da antena tornam-se comparáveis ao comprimento

de onda, favorecendo o acoplamento entre os elementos, a excitação de modos superiores e a presença de correntes parasitas. A inversão nos padrões entre as portas 1 e 2 no palno xz confirma a alternância do sentido da polarização circular, conforme esperado pelo projeto.

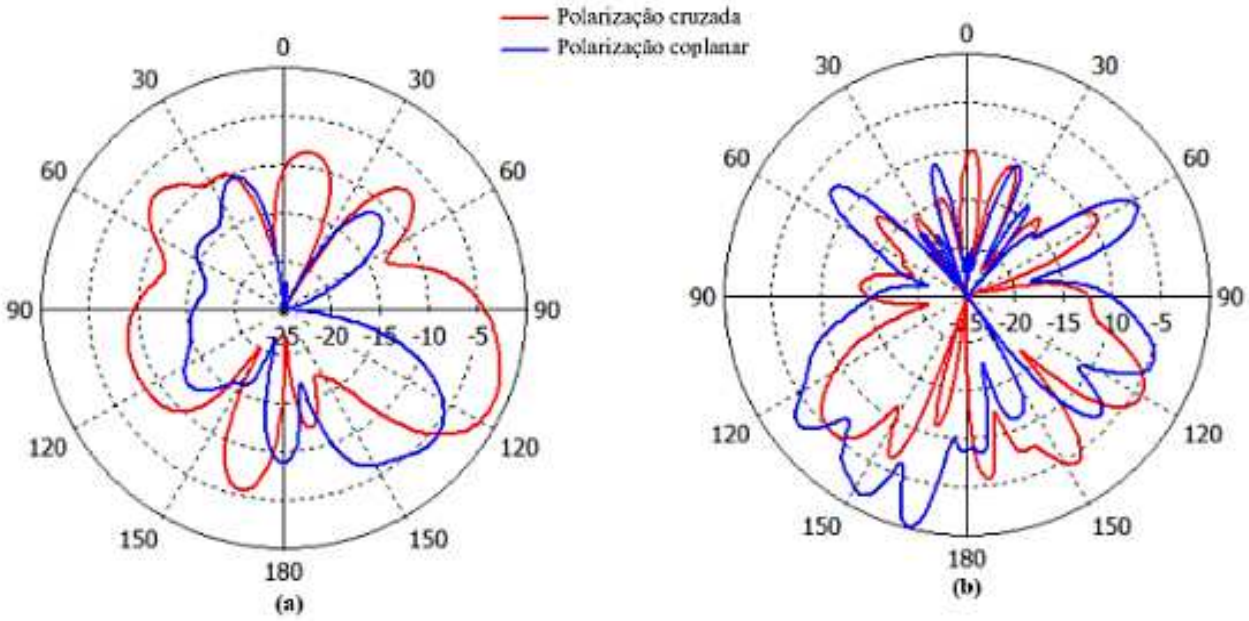
Figura 21 - Padrões de radiação simulados normalizados para a antena proposta em 26 GHz nos planos xz e yz, sendo (a) Porta 1 e (b) Porta 2.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A Figura 22 (a) e (b) mostra os padrões simulados de polarização coplanar e polarização cruzada, rescpetivamente, para a antena em 26 GHz com excitação pela porta 1. No plano yz, observa-se predominância da componente co-polarizada nas direções próximas ao eixo principal, já no plano xz, as componentes ortogonais se apresentam com níveis mais próximos, o que indica maior conteúdo de polarização cruzada em determinadas direções.

Figura 22 - Polarização coplanar e polarização cruzada simuladas normalizadas para a antena proposta em 26 GHz na porta 1 no (a) plano xz e no (b) plano yz.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

3.3.3.4 Parâmetros MIMO

Foram avaliados os parâmetros MIMO para a antena de 26 GHz, considerando as combinações entre as portas 1 e 3 e 1 e 4. Devido à simetria da antena, as demais combinações resultam em comportamento equivalente. Para a combinação 1–3, o ECC foi inferior a 0.002, com ganho de diversidade superior a 9.99 dB. Já para a combinação 1–4, o ECC foi ainda menor, inferior a 0.0004, mantendo igualmente ganho de diversidade acima de 9.99 dB. Esses evidenciam um desempenho excelente em termos de independência entre canais e aproveitamento da diversidade.

3.4 COMPARAÇÃO DE RESULTADOS

A Tabela 1 apresenta um comparativo entre as antenas propostas neste trabalho e diversas soluções com diversidade de polarização reportadas na literatura. São consideradas características como largura de banda com coeficiente de reflexão menor que 10 dB (BW), largura de banda onde a razão axial atende ao critério de 3 dB (ARBW), ganho, dimensões, substrato, geometria, tipos de polarização alcançadas, método para obter diverdidade e se trata-se ou não de uma configuração MIMO. Essa comparação permite posicionar as antenas aqui

desenvolvidas em relação ao estado da arte, evidenciando suas características mais relevantes e apontando vantagens e limitações frente às demais soluções já publicadas.

As antenas projetadas para 3.5 GHz e 26 GHz demonstram desempenho competitivo em termos dos parâmetros de operação apresentados. Ao utilizarem um método simples de alimentação passiva para a obtenção da diversidade de polarização, essas estruturas eliminam a necessidade de componentes eletrônicos ativos e circuitos auxiliares de chaveamento. Associado à configuração MIMO, esse diferencial viabiliza o desenvolvimento de alternativas compactas, funcionais e adequadas às duas faixas de operação do 5G.

Tabela 1 - Comparação entre antenas com diversidade de polarização.

Ref.	BW (10 db)	Ganho (dB)	ARBW	Dim. (mmxmm)	Substrato	Geometria	Método de diversidade	Pol.	MIMO
[8]	351 MHz (578-929 MHz)	1.079	320 MHz (490-810 MHz)	100x100	ε_r= 4.3 t = 0.76 mm	Loop pentagonal em *slot*	Dupla alimentação	LHCP, RHCP e LP	Sim
[9]	670 MHz (2.79-3.46 GHz)	3.27	670 MHz (2.79-3.46 GHz)	43.6x43.6	ε_r= 2.2 t = 0.787 mm	*Slot* circular	Dupla alimentação	LHCP e RHCP	Não
[10]	1200 MHz (3-4.2 GHz)	5	1200 MHz (3-4.2 GHz)	48x48	ε_r= 4.3 t = 1.6 mm	*Slot* circular crescente	Dupla alimentação	LHCP e RHCP	Não
[11]	60 MHz (2.418-2.478 GHz)	5.7	60 MHz (2.425-2.825 GHz)	55x55	ε_r = 3.54 t = 1.52 mm	*Patch* circular com duas fendas diagonais	4 interruptores	LHCP, RHCP e LP	Não
[12]	380 MHz (5.030-5.410 GHz) 142 MHz (5.390-5.532 GHz) 229 MHz (6.138-6.367 GHz)	6.65 7.5 4	128 MHz (5.043-5.171 GHz) 202 MHz (5.312-5.514 GHz) 59 MHz (6.292-6.351 GHz)	58x58	ε_r = 2.2 t = 0.762mm	*Patch* com stub reconectável	4 diodos PIN	LHCP, RHCP e LP nas 3 bandas	Não
[13]	3 GHz (25.2–29.5 GHz)	11.2	3 GHz (25.2–29.5 GHz)	50x12	ε_r= 2.2 t = 0.787 mm	*Patch* circular truncado com *slot* diagonal, chaveado	4 diodos PIN	LHCP, RHCP e LP	Sim
[14]	200 MHz (2.4-2.6 GHz)	4.3	20 MHz (2.44-2.46 GHz)	91.2x91.2	ε_r = 3.54 t = 3.6 mm	Metasuperfície	4 diodos PIN	LHCP e RHCP	Sim
[15]	400 MHz (3.8-4 GHz)	~8	400 MHz (3.8-4 GHz)	110x110	ε_r = 2.2 T = 0.787mm	Arranjo de *patches* rotacionados	Diodo varactor	LHCP, RHCP e LP	Não
[16]	5.6 GHz (16.9–22.5 GHz)	3.9	2.7 GHz (19.3–22.0 GHz)	12×10	Quartzo (ε_r = 3.78 t = 300 µm) Vidro (ε_r = 4.8, t = 4") Inclui cavidade de ar	*Patch* circular acoplado por *slot* em anel com *stub* ortogonal controlado	RF-MEMS	CP e LP	Não
Este trabalho	596 MHz (3.254-3.850 GHz)	3.88	455 MHz (3.270-3.725 GHz)	60x100	ε_r= 4.3 t = 1.6 mm	Dois aneis concêntricos retangulares em *slot* e com fendas	Dupla alimentação	LHCP e RHCP	Sim
Este trabalho	6.65 GHz (23.66-30.31 GHz)	8.164	570 MHz (25.910-26.480 GHz)	30x70	ε_r = 3.55 t = 1.52 mm	Dois aneis concêntricos retangulares	Dupla alimentação	LHCP e RHCP	Sim

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

4 ANÁLISES DE PROPAGAÇÃO SIMULADA AMBIENTE INTERNO E URBANO

Com o objetivo de complementar o estudo do projeto e caracterização das antenas propostas no capítulo anterior, o presente capítulo dedica-se à análise de seu desempenho em diferentes cenários de propagação. Trata-se, portanto, da segunda frente deste trabalho, voltada a avaliar como as antenas se comportam quando inseridas em canais típicos de comunicação, considerando os efeitos de frequência, polarização e condições do enlace em ambientes representativos para o 5G.

A abordagem adotada para a análise de radiopropagação foi inspirada em [49], que emprega o *Wireless InSite* para a caracterização do canal por meio de parâmetros como espalhamento de atraso, direção de chegada e potência recebida. Neste trabalho, essa abordagem foi adaptada aos objetivos propostos, utilizando as antenas desenvolvidas e incorporando a comparação entre diferentes polarizações.

O *software* utilizado, *Wireless InSite*®, consiste em uma ferramenta de simulação eletromagnética baseada em técnicas de traçado de raios, empregada para representar os efeitos de edificações e do relevo sobre a propagação de ondas de rádio [46]. O programa baseia-se em técnicas de traçado de raios, nas quais feixes são lançados a partir do transmissor e acompanhados em suas interações com o ambiente, como reflexões, difrações e transmissões. Neste trabalho, adotou-se o método SBR (*Shooting and Bouncing Rays* - Disparo e Reflexão de Raios), que dispara os feixes em múltiplas direções a partir do diagrama de radiação da antena utilizada e acompanha seus sucessivos percursos. Um parâmetro fundamental nessa configuração é o *rayspacing* (espaçamento de raios), que define o espaçamento angular entre os raios lançados. O valor adotado foi de 0.2°, assegurando maior detalhamento dos trajetos. O modelo de propagação selecionado foi o *Full* 3d, que permite considerar a propagação em três dimensões, proporcionando maior fidelidade na representação do ambiente.

Para que o comportamento da propagação fosse representado com maior realismo, as propriedades elétricas dependentes da frequência dos materiais presentes nos edifícios foram configuradas de acordo com recomendações da ITU-R P.527 [50] e da ITU-R P.2040-3 [51], abrangendo parâmetros como permissividade relativa e condutividade. A Tabela 2 apresenta os valores adotados, de acordo com as grandezas adotadas pelo programa, sendo ε a permissividade elétrica e σ condutividade elétrica para cada material nas frequências de 3.5 GHz e 26 GHz.

Tabela 2 - Propriedades dos materiais de acordo com a frequência.

	3.5 GHz		26 GHz	
Material	**ε**	**σ**	**ε**	**σ**
Concreto	5.24	0.1164	5.24	0.6548
Vidro	6.31	0.0197	6.31	0.2348
Madeira	1.99	0.0179	1.99	0.1519
Drywall	2.73	0.0279	2.73	0.1896
Forro	1.48	0.00423	1.48	0.0380
Solo úmido	16.38	0.82	6	8

Fontes: [50-51].

Nas próximas seções, serão descritos os cenários de propagação utilizados, baseados em ambientes fornecidos pelos tutoriais do *Wireless InSite*, incluindo um cenário interno (*indoor*) e outro externo em área urbana densa, considerando rotas com visada direta (LOS – *Line of Sight*) e sem visada direta (NLOS – *Non-Line of Sight*), que serão detalhadas em cada subseção.

As antenas propostas no capítulo anterior foram utilizadas como antenas transmissoras, simulando estações rádio-base. Os diagramas de radiação 3d de cada antena foram exportados do CST a partir da componente absoluta, considerando os dados de ganho e de campo elétrico. Como cada arquivo continha informações distintas necessárias à conversão, os dados foram combinados e formatados para o padrão “uan”, utilizado pelo *Wireless InSite*. Embora o *software* permita extrair, a partir da componente absoluta, apenas a componente LHCP ou RHCP, essa opção não foi utilizada. Nas análises de propagação, foi considerado o diagrama completo da componente absoluta, uma vez que a polarização da radiação já havia sido caracterizada a partir da varredura de fase do campo elétrico, realizada para cada porta de alimentação.

Além disso, foram considerados também informações como ganho e VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio,* em português*,* Relação de Onda Estacionária de Tensão). Além das antenas propostas, foi também empregado como transmissor um dipolo vertical padrão do programa, devidamente dimensionado para cada frequência de operação e modelado como um dipolo de meia-onda, utilizado como referência de polarização linear. Na recepção, em todos os casos foram empregados dipolos iguais ao dipolo usado como transmissor, de modo a representar receptores móveis omnidirecionais sensíveis à polarização linear.

A potência de entrada do transmissor foi configurada em 30 dBm (mesma alimentação utilizada como padrão no CST) e o limiar de recepção considerado para os receptores foi de –

160 dBm, valor adotado em [49], que considerou um cenário semelhante. Os principais parâmetros das antenas utilizadas encontram-se na Tabela 3.

Tabela 3 - Propriedades das antenas transmissoras.

Antena	**Frequência (GHz)**	**VSWR**	**Ganho absoluto (dBi)**
LHCP	3.5	1.265	3.88
RHCP	3.5	1.265	3.88
Dipolo Pol V	3.5	1	2
LHCP	26	1.044	8.164
RHCP	26	1.044	8.164
Dipolo Pol V	26	1	2

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Ao final, o objetivo desta análise é identificar os efeitos da polarização circular (LHCP e RHCP) em comparação à polarização linear vertical, considerando os dois cenários simulados e as faixas de 3.5 GHz e 26 GHz. A investigação busca evidenciar como a polarização influencia a propagação em diferentes condições de enlace e, a partir disso, extrair conclusões relevantes que complementem o estudo do projeto das antenas, ampliando a compreensão de seu comportamento em aplicações práticas de 5G. A Tabela 4 sintetiza as combinações de cenários, condição de visada, frequência e arranjos de antenas analisados.

Tabela 4 - Cenários e condições considerados na análise de propagação.

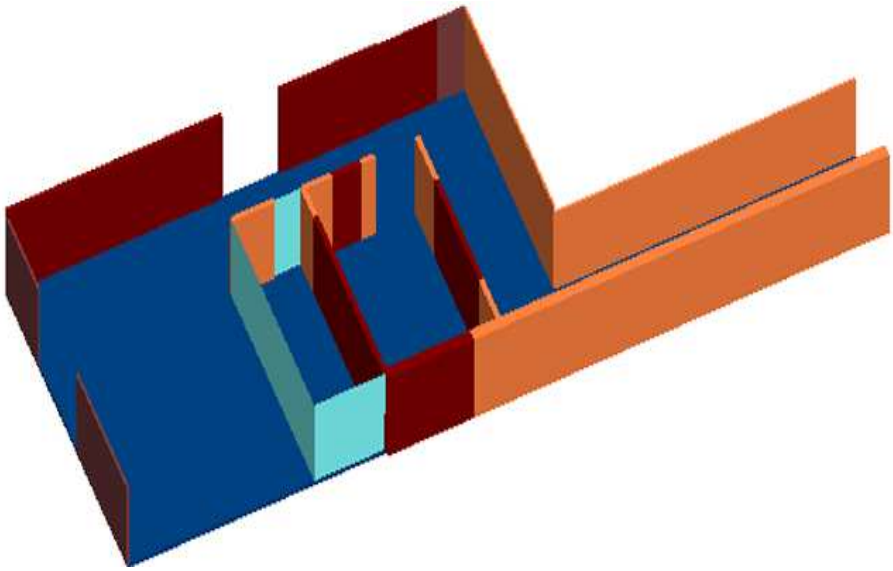
Cenário	**Condição de visada**	**Frequência (GHz)**	**Transmissor (Tx)**	**Receptor (Rx)**
Interno	LOS	3.5 e 26	LHCP	Dipolo
			RHCP	Dipolo
			Dipolo	Dipolo
	NLOS	3.5 e 26	LHCP	Dipolo
			RHCP	Dipolo
			Dipolo	Dipolo
Urbano	LOS	3.5 e 26	LHCP	Dipolo
			RHCP	Dipolo
			Dipolo	Dipolo
	NLOS	3.5 e 26	LHCP	Dipolo
			RHCP	Dipolo
			Dipolo	Dipolo
	LOS + NLOS	3.5 e 26	LHCP	Dipolo
			RHCP	Dipolo
			Dipolo	Dipolo

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

4.1 CENÁRIO INTERNO

O cenário utilizado é baseado em um andar da biblioteca da *National Taiwan University of Science and Technology* (NTUST), importado do tutorial *indoor* do *Wireless InSite* [52]. A Figura 23 apresenta a vista em perspectiva 3d do ambiente. Para facilitar a visualização, o teto foi omitido nas imagens, embora tenha sido considerado nas simulações, adotando-se altura de 3 m. Devido às restrições de capacidade computacional, a modelagem do cenário contemplou até quatro reflexões e três transmissões.

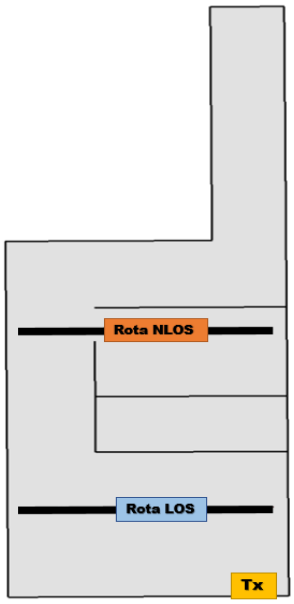
Figura 23 - Cenário interno em perspectiva 3d.



Fonte: [52].

A antena transmissora (Tx) foi posicionada na parte inferior do cenário, em uma região com menor número de obstruções, a 2 m de altura. Para análise, foram considerados receptores dispostos em duas rotas paralelas de mesma extensão (9 m): uma próxima ao transmissor, com linha de visada direta (rota LOS), e outra mais afastada, sem linha de visada (rota NLOS). Em ambas as rotas, os receptores foram espaçados entre si de 30 cm (totalizando 341 em todo percurso da rota) e posicionados a 1.4 m de altura. A Figura 24 apresenta o traçado das rotas LOS e NLOS e a posição da antena transmissora.

Figura 24 - Rotas do cenário interno.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

4.1.1 Trajetos de propagação

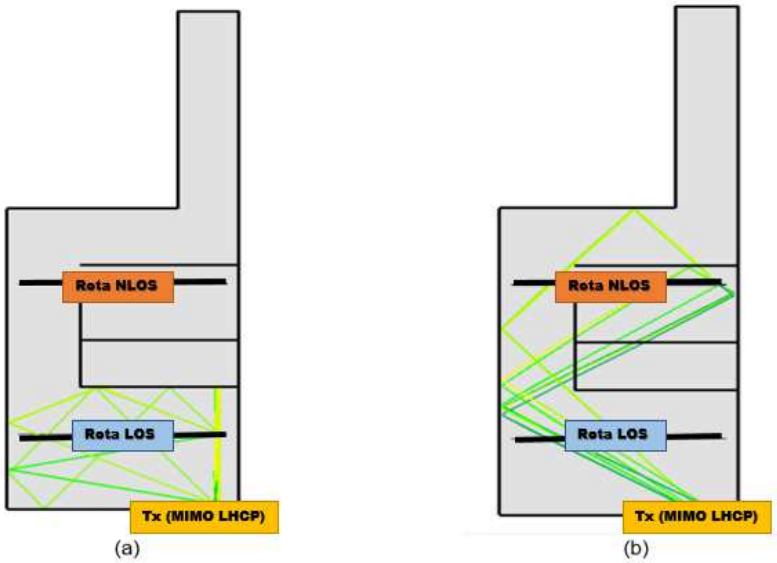
Os trajetos de propagação representam os caminhos percorridos pelos sinais entre o transmissor e os receptores no ambiente. Esses trajetos são compostos por segmentos sucessivos que descrevem as interações do sinal com o meio, como reflexões, transmissões e difrações, determinadas pela geometria do cenário e pelas propriedades eletromagnéticas dos materiais. Diferentes materiais influenciam a propagação de forma distinta: superfícies como vidro e *drywall* apresentam maior capacidade de penetração, enquanto materiais mais densos, como concreto e madeira, impõem maior atenuação e espalhamento [49]. Dessa forma, a análise dos trajetos de propagação oferece uma visão inicial de como o ambiente molda a propagação do sinal, permitindo compreender a diferença entre enlaces em linha de visada direta e em condição de obstrução.

As Figuras 25, 26 e 27 apresentam os trajetos de propagação obtidos para as antenas transmissoras de 3.5 GHz (LHCP, RHCP e dipolo vertical) considerando as rotas LOS e NLOS. De forma análoga, as figuras 28, 29 e 30 mostram os trajetos correspondentes para as antenas de 26 GHz. As cores dos traçados seguem uma escala contínua, representando a intensidade do sinal em cada ponto.

De forma geral, os cenários LOS apresentam trajetos mais intensos que os NLOS, devido à presença do caminho direto. A quantidade de trajetos foi semelhante entre 3.5 GHz e 26 GHz, embora, em algumas configurações, 26 GHz tenha apresentado maior número de caminhos, possivelmente devido ao menor comprimento de onda e à maior ocorrência de interações com as estruturas do ambiente. Essa diferença fica evidente no cenário NLOS com RHCP, que apresentou apenas dois trajetos em 3.5 GHz e diversos trajetos em 26 GHz. Já a intensidade dos trajetos, associada à energia transportada por cada caminho, foi maior em 3.5 GHz, com maior intensidade para o dipolo, seguida pela RHCP e, posteriormente, pela LHCP. No cenário LOS com o dipolo em 3.5 GHz, por exemplo, dois trajetos apresentaram energia suficiente para se estender além da rota LOS, prolongando-se significativamente além dela, enquanto esse comportamento não foi observado em 26 GHz.

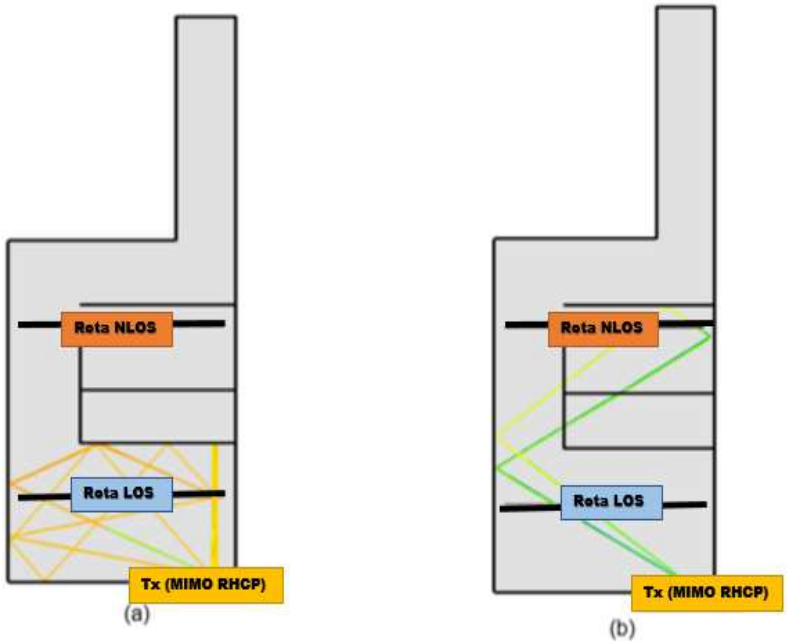
::

Figura 25 - Trajetos de propagação no cenário interno da antena Tx LHCP de 3.5 GHz - (a) rota LOS e (b) rota NLOS.



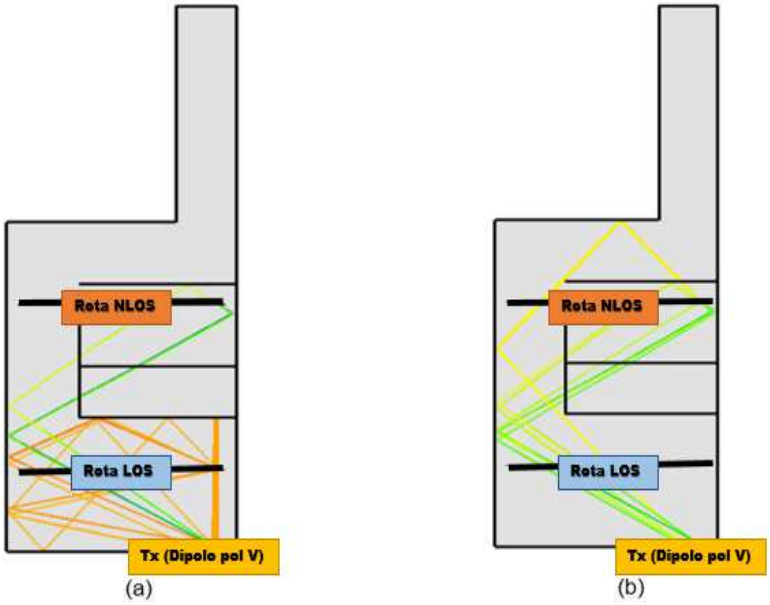
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 26 - Trajetos de propagação no cenário interno da antena Tx RHCP de 3.5 GHz - (a) rota LOS e (b) rota NLOS.



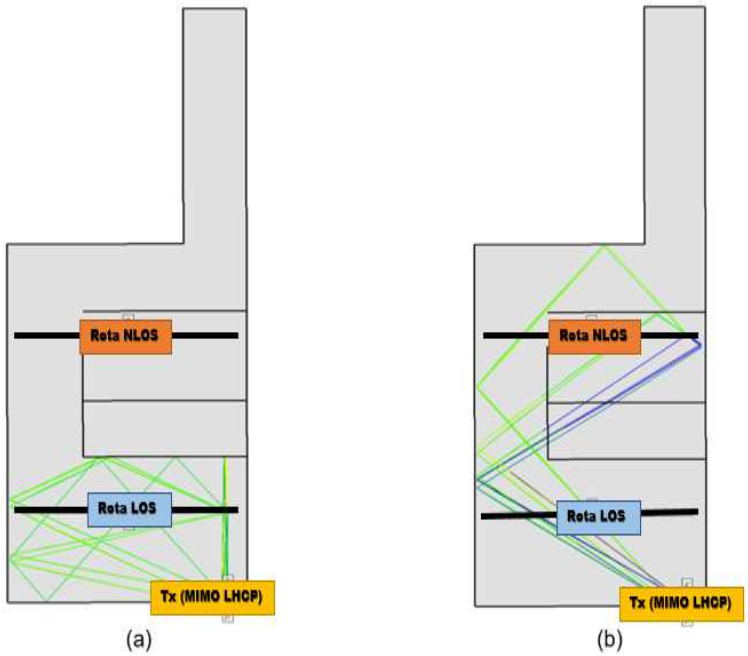
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 27 - Trajetos de propagação no cenário interno da antena Tx dipolo verical de 3.5 GHz - (a) rota LOS e (b) rota NLOS.



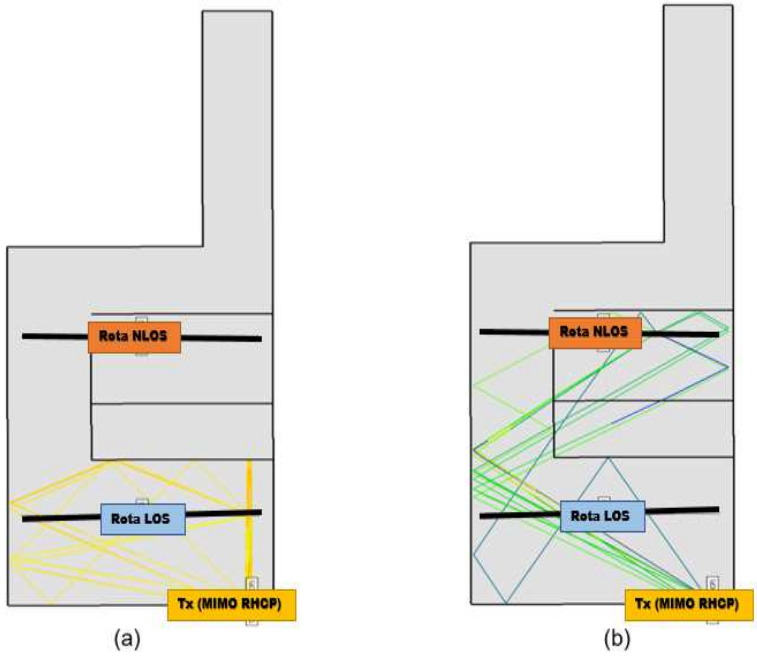
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 28 - Trajetos de propagação no cenário interno da antena Tx LHCP de 26 GHz - (a) rota LOS e (b) rota NLOS.



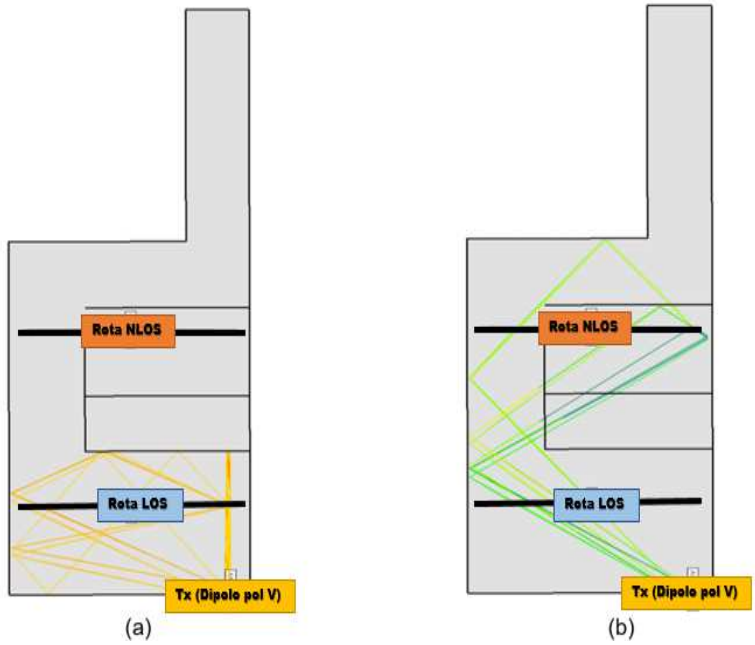
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 29 - Trajetos de propagação no cenário interno da antena Tx RHCP de 26 GHz - (a) rota LOS e (b) rota NLOS.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 30 - Trajetos de propagação no cenário interno da antena Tx dipolo vertical de 26 GHz - (a) rota LOS e (b) rota NLOS.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

4.1.2 Espalhamento de atraso

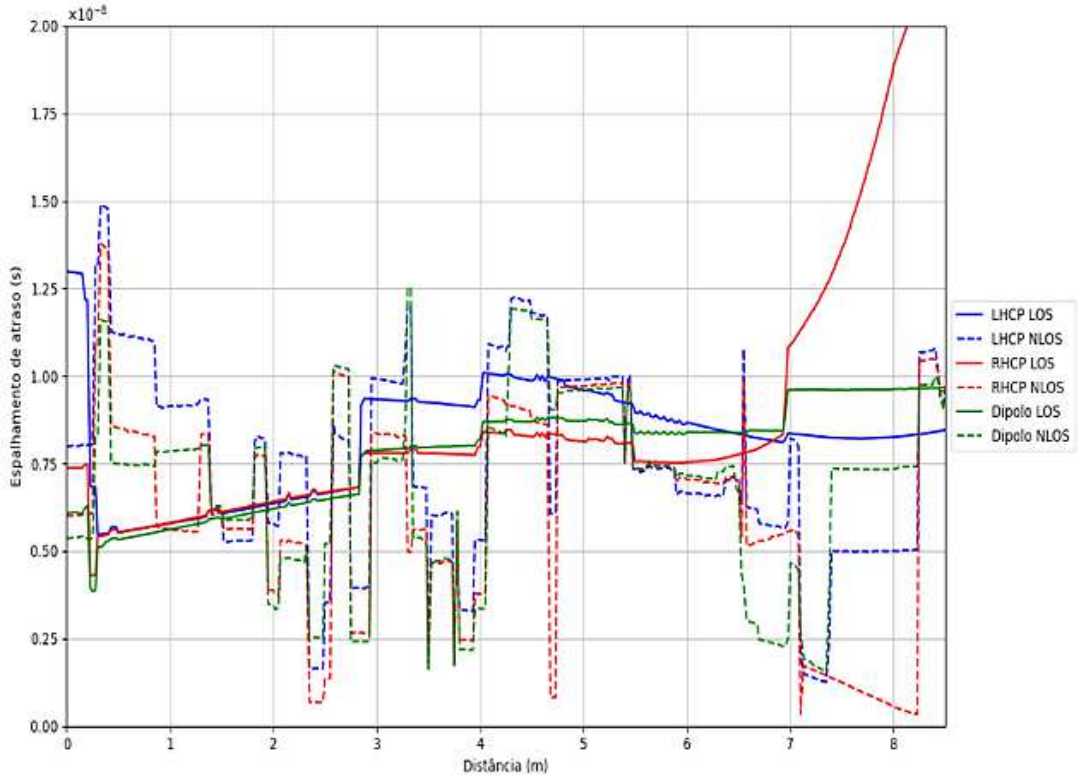
No contexto desta dissertação, o espalhamento de atraso permite comparar como cada polarização interage com o ambiente, evidenciando em quais situações o canal se torna mais ou menos dispersivo e, portanto, onde determinada polarização tende a oferecer desempenho mais estável. O espalhamento de atraso obtido para as antenas em ambiente interno em 3.5 e 26 GHz é mostrado nas Figuras 31 e 32, respectivamente.

Para 3.5 GHz, no cenário LOS, o espalhamento de atraso é relativamente baixo e apresenta comportamento estável para todas as polarizações, uma vez que a propagação é dominada pelo caminho direto, reduzindo a dispersão temporal. Observa-se, contudo, para a polarização RHCP, um aumento no trecho final do percurso, associado ao surgimento de trajetos refletidos que passam a contribuir de forma mais significativa para o sinal recebido. Na condição NLOS, a ausência de linha de visada favorece a propagação por múltiplos caminhos refletidos e difratados, resultando em maiores valores de espalhamento de atraso e mais variabilidade ao longo do percurso, tendência observada para todas as polarizações.

Para 26 GHz, o espalhamento de atraso observado é, em geral, próximo ao observado em 3.5 GHz. No cenário LOS, as três polarizações apresentam comportamento semelhante, com espalhamento de atraso relativamente estável ao longo do percurso, sendo exibido, entretanto, um aumento no trecho final por parte das polarizações circulares. Na condição NLOS, observam-se oscilações mais pronunciadas em relação à condição de visada direta, com múltiplos picos ao longo do percurso, ainda assim, as três polarizações mantêm comportamento global semelhante, com LHCP apresentando valores ligeiramente menor que as demais polarizações.

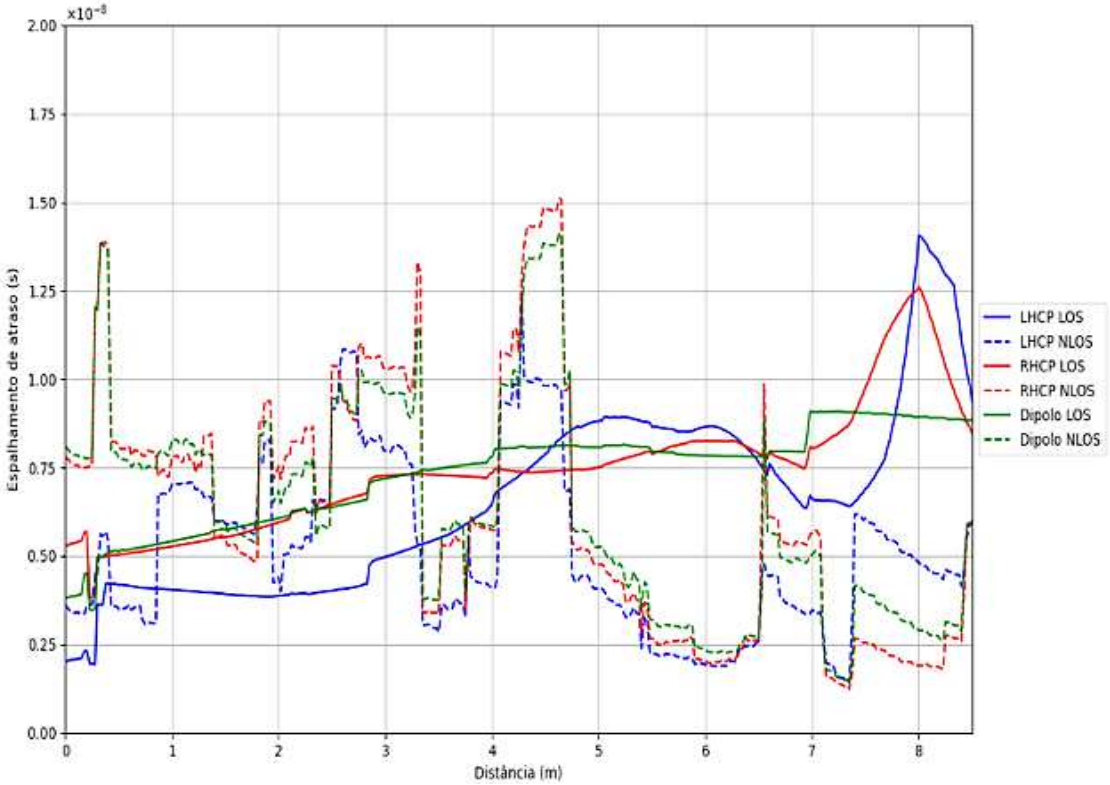
De forma geral, o espalhamento de atraso tende a ser menor e mais estável em condições LOS, enquanto em NLOS, a dispersão temporal aumenta e apresenta maior variabilidade, refletindo a maior complexidade da propagação. A influência da frequência praticamente não foi percebida, já a da polarização é perceptível em pontos específicos de interações da onda com obstáculos, porém menos significativa quando comparada aos efeitos da condição de visada.

Figura 31 - Espalhamento de atraso na distância paras antenas de 3.5 GHz no cenário interno.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 32 - Espalhamento de atraso na distância paras antenas de 26 GHz no cenário interno.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

4.1.3 Direção média de chegada

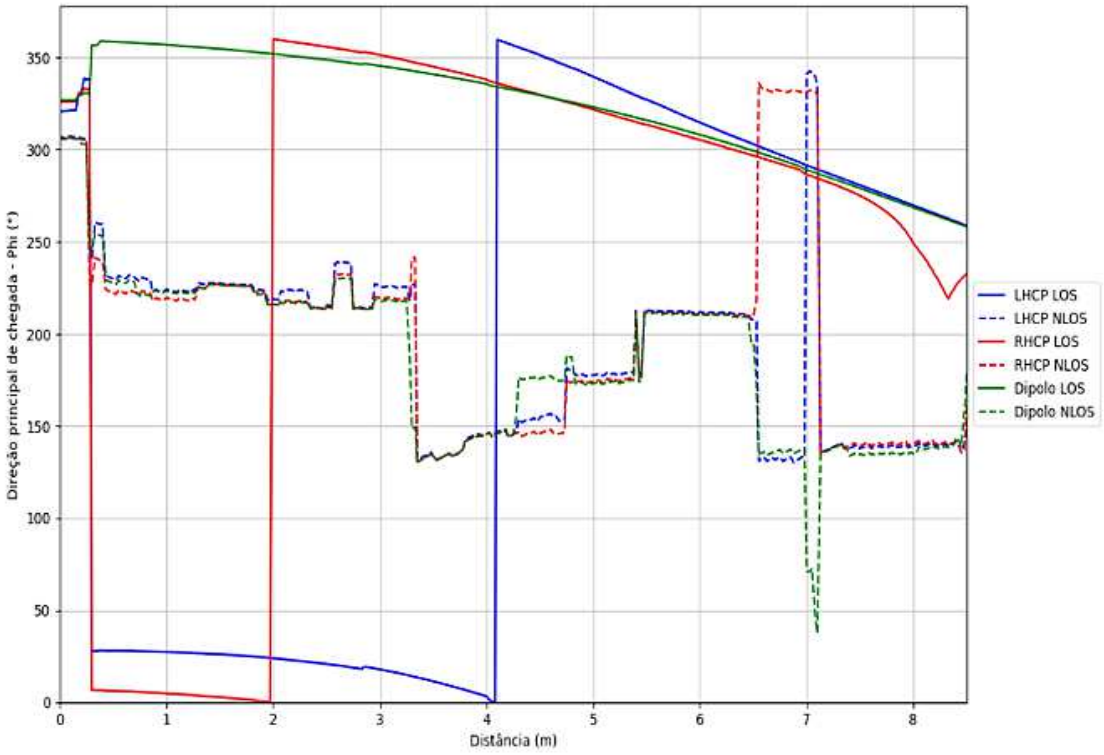
No contexto desta dissertação, a direção média de chegada é utilizada para avaliar como a polarização das antenas e as condições de visada influenciam a estabilidade direcional do enlace, permitindo identificar, ao longo da distância, transições entre regiões dominadas por uma trajetória principal e trechos em que o multipercurso passa a predominar. Variações abruptas ou instabilidades ao longo do percurso sinalizam efeitos de reflexões e obstruções que reorientam a chegada da energia, permitindo relacionar diretamente essas flutuações ao impacto da polarização e do ambiente na propagação do canal.

A análise das variações entre os valores máximos e mínimos do ângulo phi (φ) para direção média de chegada no cenário interno é mostrada na Figura 33 para 3.5 GHz e na Figura 34 para 26 GHz. Em 3.5 GHz, na rota com visada direta, o dipolo foi a antena que apresentou maior estabilidade na direção média de chegada ao longo de todo o percurso. Ambas as antenas polarizadas circularmente apresentaram, logo no início da rota, uma variação abrupta de aproximadamente 360°, seguida de um período de estabilidade, que se estendeu até cerca da metade do percurso para LHCP e até aproximadamente um quarto da rota para RHCP. Após esses pontos, ambas apresentaram uma segunda variação abrupta de 360°, mantendo-se, então, razoavelmente estáveis até o final da rota. Na condição sem visada direta as três polarizações apresentaram comportamentos semelhantes na maior parte do percurso, com oscilações na direção média de chegada, porém sem variações extremas, exceto em um trecho próximo ao final, onde se observou uma oscilação mais pronunciada em todos os casos, seguida de estabilização.

Em 26 GHz, no cenário LOS, o dipolo novamente apresentou comportamento relativamente estável ao longo de todo o percurso. A antena LHCP também manteve estabilidade na maior parte da rota, exceto por um trecho após a metade do percurso, onde ocorreu uma variação abrupta de aproximadamente 360°, mantida por um curto intervalo antes de retornar próximo à direção inicial. A antena RHCP, por sua vez, apresentou já no começo da rota uma variação abrupta próxima de 360°, que, após isso, se estendeu estável por um trecho considerável, seguida de outra variação significativa, após a qual o comportamento tornou-se mais estável até o final, com uma rápida oscilação mais pronunciada próxima ao término. Na condição NLOS, observou-se comportamento semelhante ao de 3.5 GHz para as três polarizações, com oscilações moderadas ao longo de todo o percurso e uma variação mais acentuada em um curto trecho próximo ao final da rota, especialmente para o dipolo, seguida de estabilização.

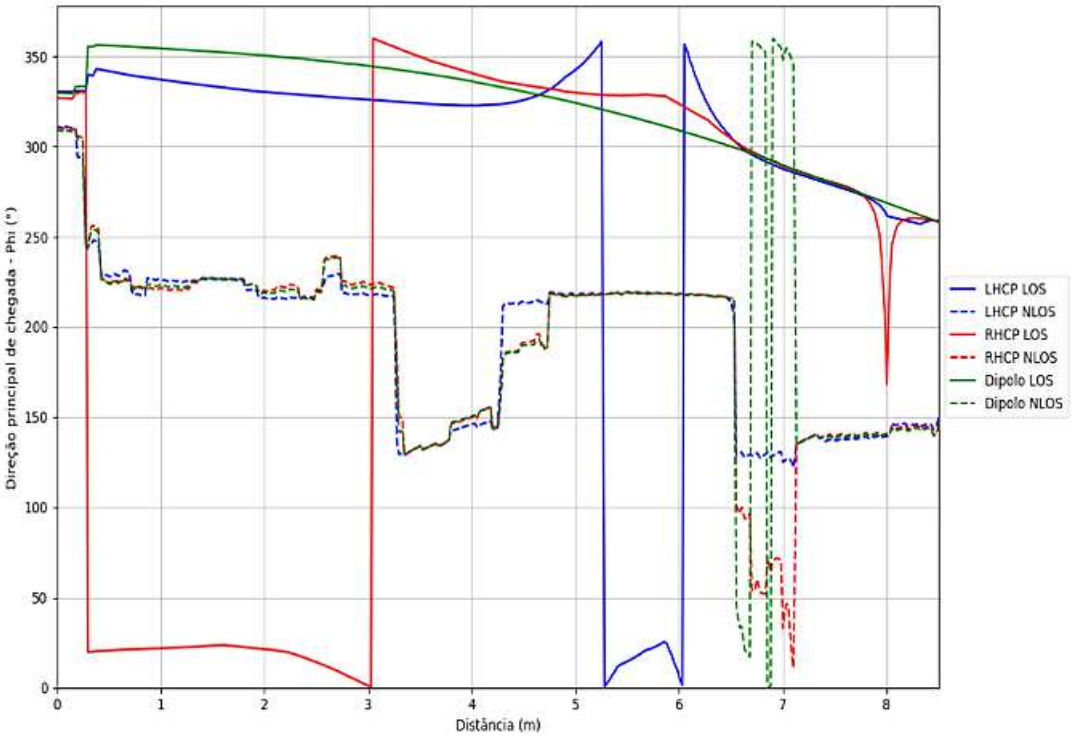
Os resultados para o ambiente interno indicam que, em LOS, o dipolo apresenta maior estabilidade na direção média de chegada, enquanto as polarizações circulares são mais sensíveis a transições do ambiente, com variações abruptas associadas às mudanças na predominância dos multipercursos, seguidas de trechos de estabilidade. Em NLOS, as três polarizações exibem comportamento semelhante, com predominância de oscilações controladas e menor distinção entre os casos, evidenciando o domínio do multipercurso difuso. A influência da frequência mostrou-se pouco significativa em relação aos demais fatores, sendo observada apenas uma maior intensidade, em 26 GHz, das oscilações já presentes em 3.5 GHz em determinados trechos do percurso.

Figura 33 - Direção média de chegada (φ) na distância para antenas de 3.5 GHz no cenário interno.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 34 - Direção média de chegada (φ) na distância para antenas de 26 GHz no cenário interno.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

4.1.4 Potência recebida

As medições de potência recebida em ambiente interno foram realizadas com as antenas dipolo receptoras alinhadas (polarizadas verticalmente) e também com estas rotacionadas 90° no eixo y em relação ao transmissor (sendo, desta forma, polarizados horizontalmente), considerando as frequências de 3.5 e 26 GHz sob condições LOS e NLOS. Os resultados correspondentes são exibidos nas Figuras 35 e 36 para 3.5 GHz, e nas Figuras 37 e 38 para 26 GHz, respectivamente.

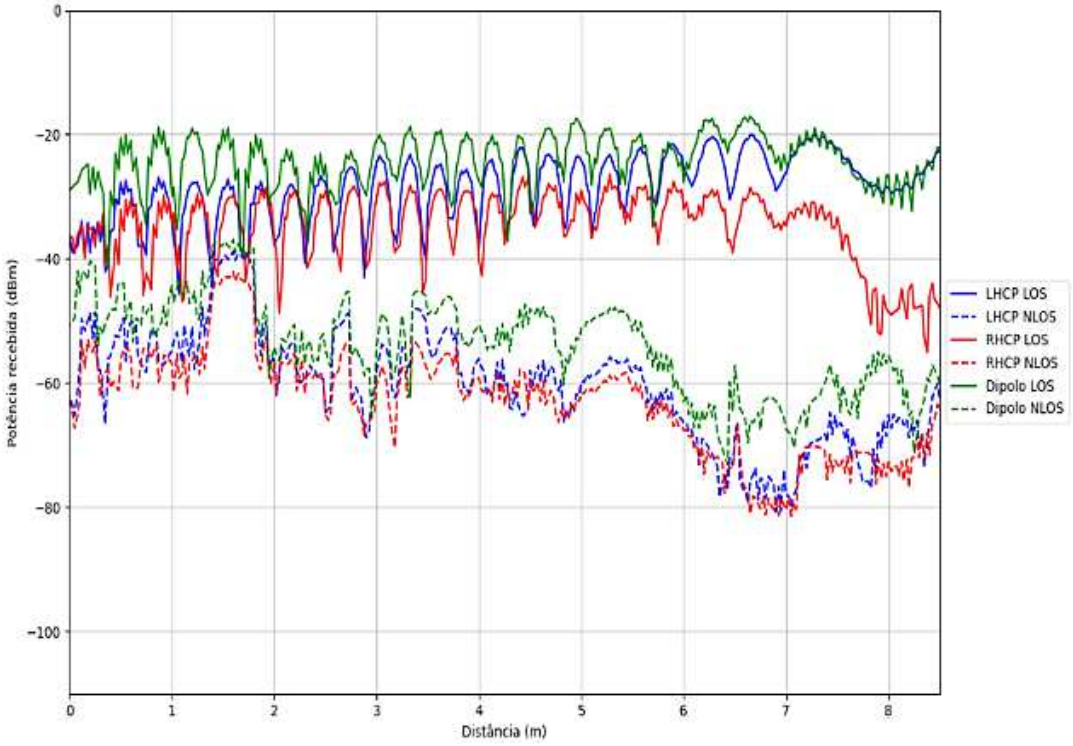
Para 3.5 GHz, nos cenários com alinhamento de polarização, o dipolo apresentou a maior potência média recebida, tanto na rota LOS quanto na NLOS, confirmando o efeito do casamento de polarização. As antenas com polarização circular, por sua vez, registraram valores ligeiramente inferiores, em função da distribuição do campo em componentes ortogonais e da interação com o ambiente. Em contrapartida, nos cenários com desalinhamento de polarização o dipolo apresentou redução significativa da potência recebida, enquanto as antenas com polarização circular mantiveram níveis mais elevados ao longo das rotas. Esse comportamento

evidencia a maior robustez da polarização circular frente ao desalinhamento e aos efeitos de multipercurso.

Em 26 GHz, observa-se redução geral da potência média recebida em ambas as rotas em relação a 3.5 GHz, associada às maiores perdas em ambientes internos nessa faixa de frequência. Em termos de polarização, mantêm-se as tendências observadas anteriormente: o dipolo apresenta melhor desempenho em condições de alinhamento de polarização, enquanto as antenas com polarização circular se mostram mais consistentes em cenários de desalinhamento.

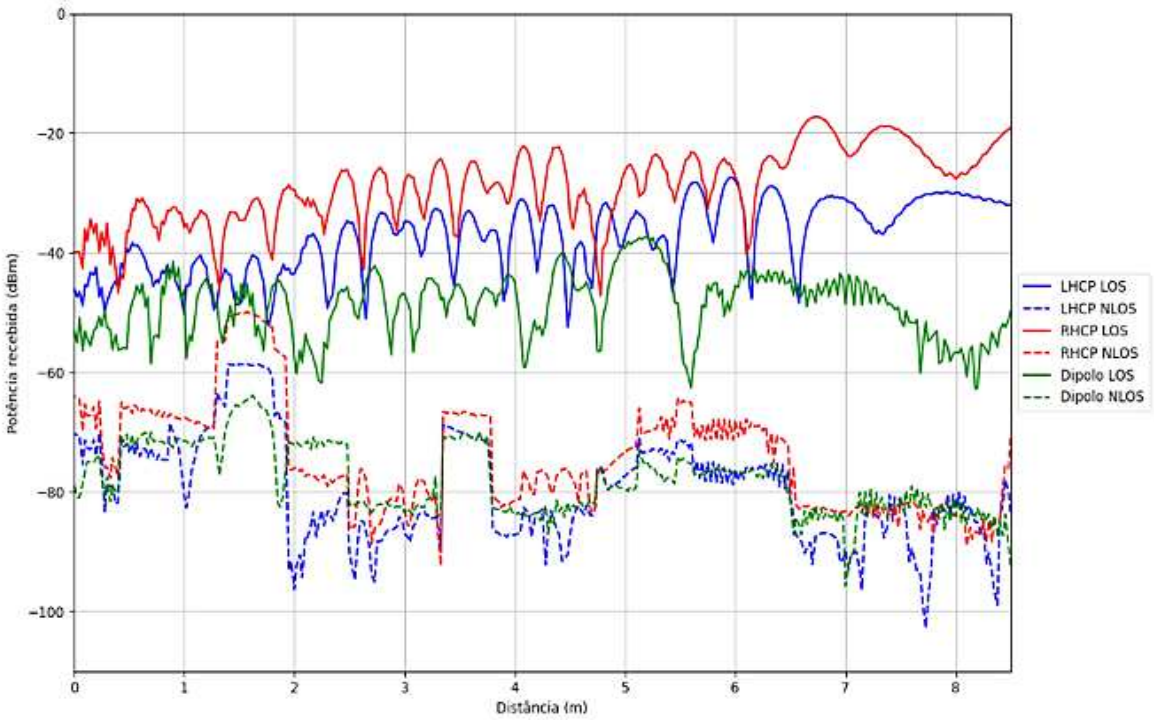
De forma geral, as análises de propagação em ambiente interno indicam que, em condições de alinhamento de polarização, o dipolo apresenta maior potência recebida, enquanto o desalinhamento entre transmissor e receptor, condição comum em cenários com mobilidade, degrada o desempenho da polarização linear e favorece as polarizações circulares, evidenciando sua maior estabilidade frente às variações do canal. Observa-se ainda redução da potência recebida com o aumento da frequência, em função da maior atenuação característica de faixas mais elevadas.

Figura 35 - Potência recebida no cenário interno para frequência de 3.5 GHz com dipolos receptores alinhados.



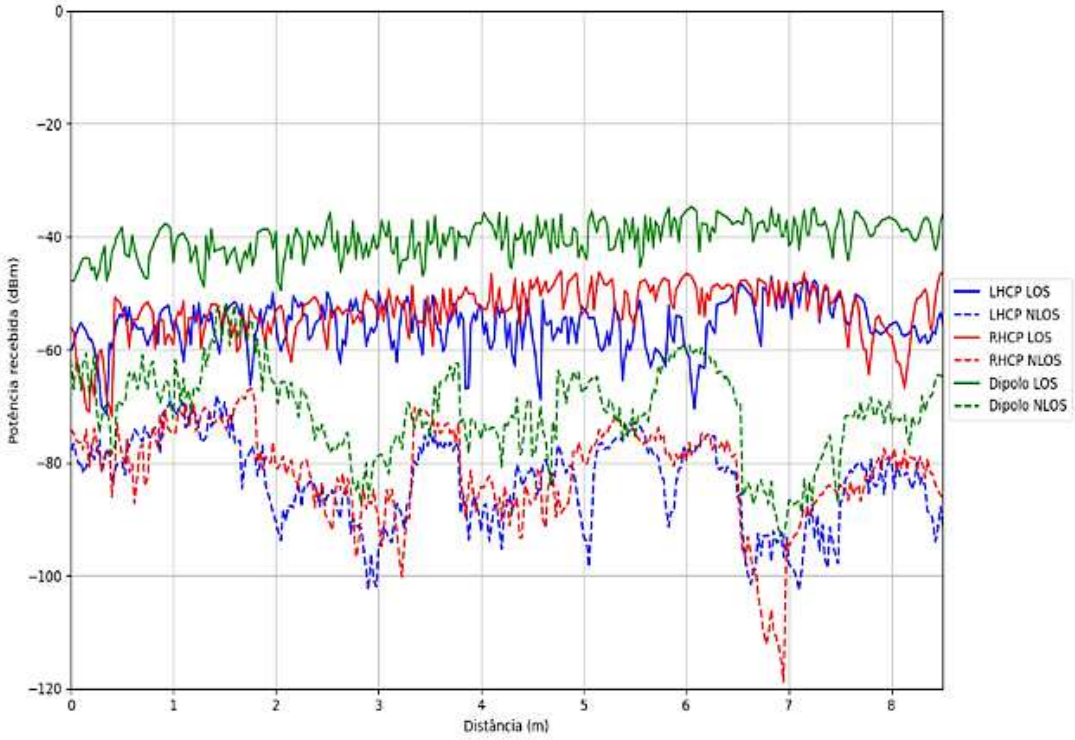
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 36 - Potência recebida no cenário interno para frequência de 3.5 GHz com dipolos receptores desalinhados.



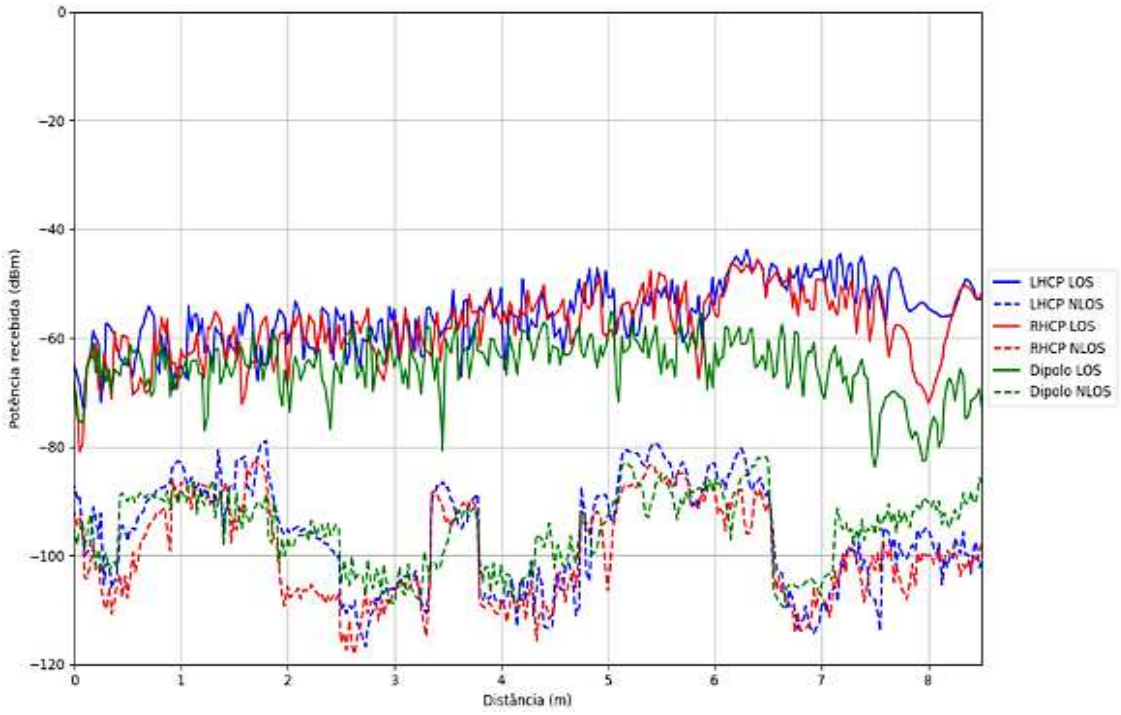
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 37 - Potência recebida no cenário interno para frequência de 26 GHz com dipolos receptores alinhados.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 38 - Potência recebida no cenário interno para frequência de 26 GHz com dipolos receptores desalinhados.

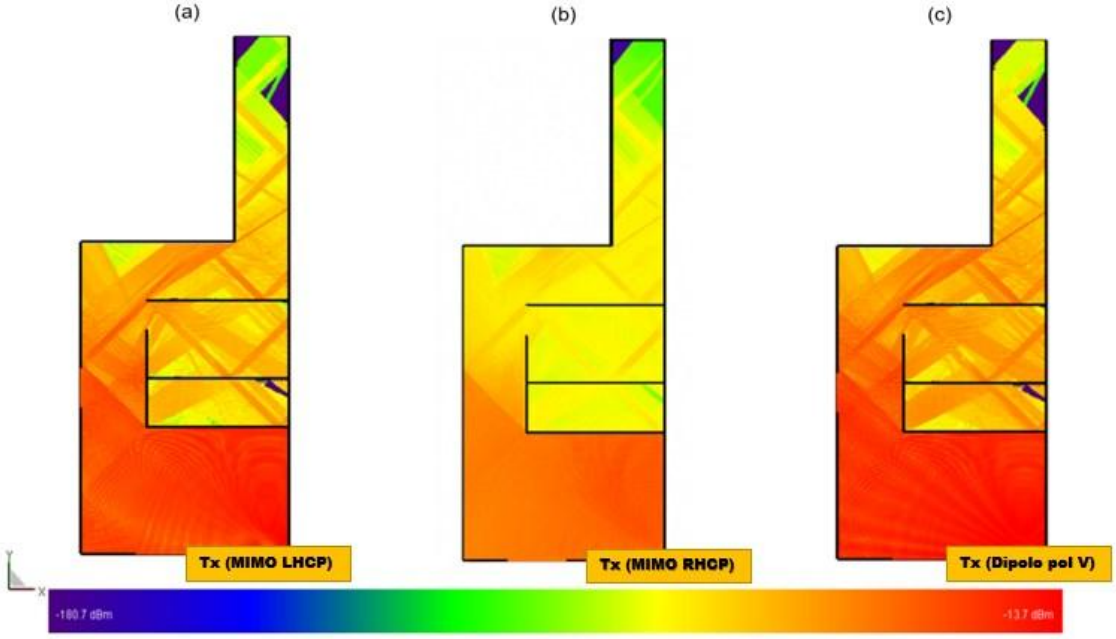


Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Com o objetivo de complementar a análise quantitativa apresentada anteriormente, são exibidos nas Figuras 39 e 40 os mapas de calor da potência recebida para o ambiente interno nas frequências de 3.5 e 26 GHz, respectivamente, para cada caso de polarização usada na transmissão. Nesses mapas, assume-se que todo o ambiente avaliado esteja recoberto por receptores de dipolo vertical alinhados com o transmissor. A representação gráfica permite visualizar de forma intuitiva a cobertura proporcionada por cada antena transmissora, destacando as regiões de maior e menor intensidade de sinal. Dessa forma, os mapas oferecem uma perspectiva adicional ao desempenho observado nas simulações numéricas, ilustrando como a escolha da polarização influencia a propagação no enlace em diferentes cenários.

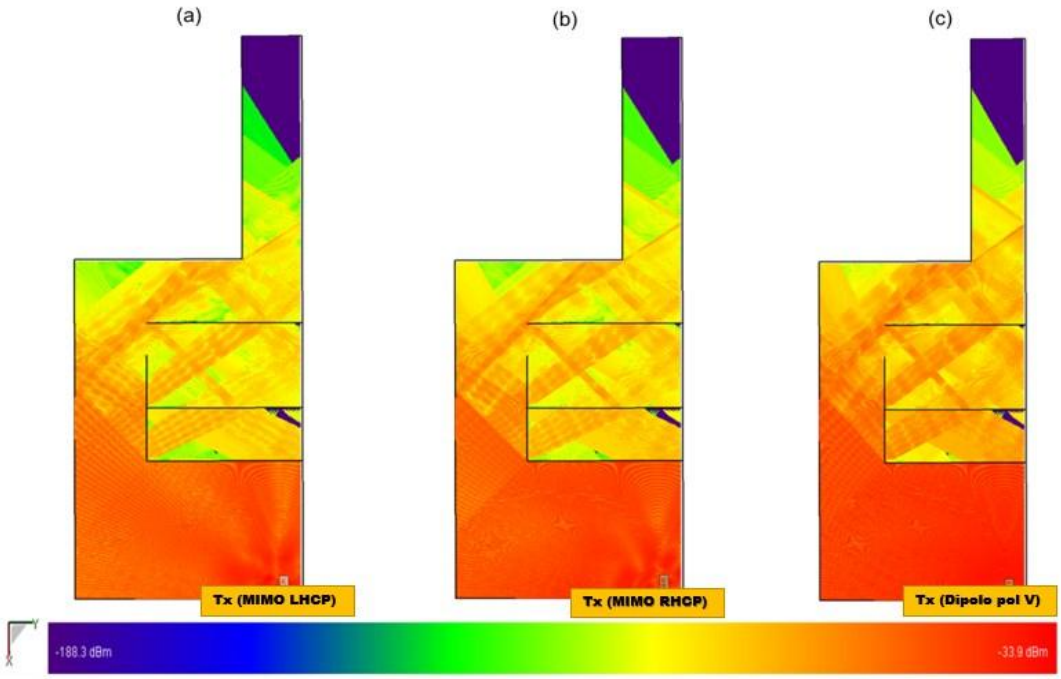
Observa-se que em 3.5 GHz as três polarizações apresentaram desempenhos semelhantes entre si, com o dipolo mostrando desempenho ligeiramente superior e a antena RHCP um pouco inferior em relação às demais. Em 26 GHz, essa mesma tendência se manteve: os três comportamentos permaneceram muito próximos, com o dipolo novamente destacando-se levemente. De 3.5 para 26 GHz, a atenuação se mostrou mais expressiva, efeito esperado pela maior sensibilidade do sinal a barreiras físicas em frequências mais altas. Além disso, o ambiente interno apresenta relativamente poucos obstáculos, o que reduz o desalinhamento do sinal e mantém discretas as diferenças entre as polarizações.

Figura 39 - Mapas de calor para o ambiente interno em 3.5 GHz: (a) Tx LHCP, (b) Tx RHCP e (c) Tx dipolo vertical.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 40 - Mapas de calor para o ambiente interno 26 GHz: (a) Tx LHCP, (b) Tx RHCP e (c) Tx dipolo vertical.

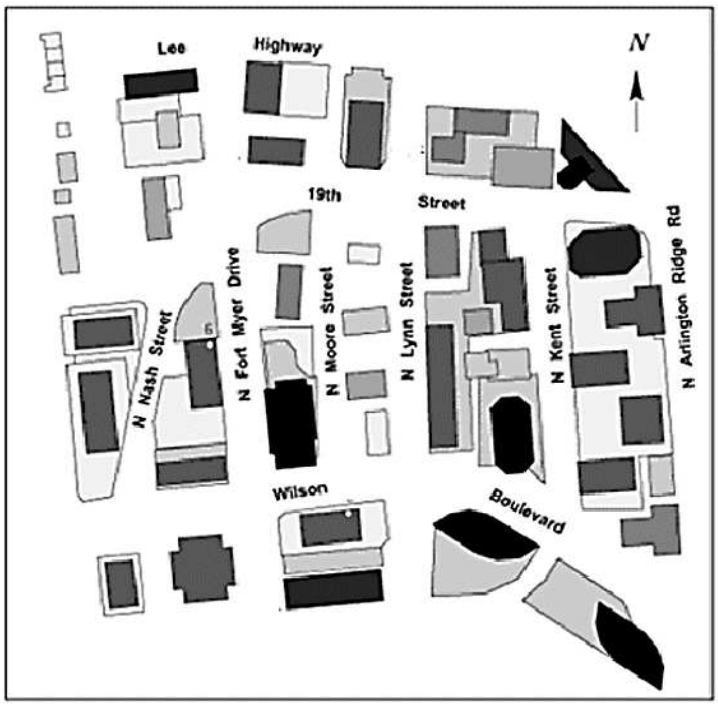


Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

4.2 CENÁRIO URBANO

O cenário adotado corresponde a uma área urbana densa fornecida como exemplo no *Wireless InSite* [52], caracterizada pela presença de edifícios altos, como blocos de escritórios e construções comerciais, com diferentes alturas e estruturas. A região geográfica selecionada corresponde a um trecho do distrito de Rosslyn, na Virginia, Estados Unidos, conforme ilustrado na Figura 41. O modelo urbano é composto por 29 estruturas e 445 faces, sendo todos os edifícios representados com propriedades de material equivalentes ao concreto. Devido às limitações de processamento, foram consideradas até 6 reflexões e 3 difrações no cenário.

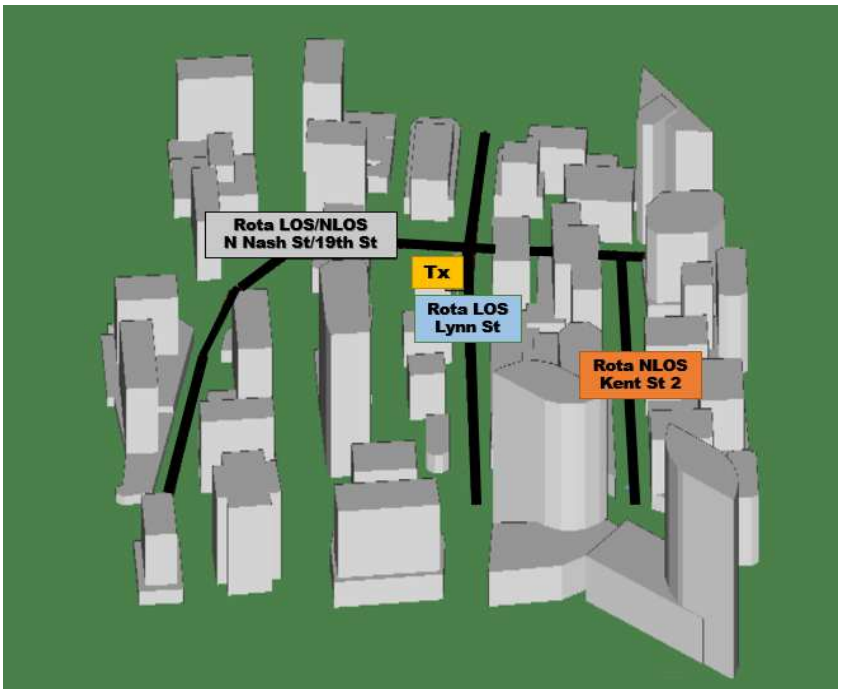
Figura 41 - Planta baixa do cenário urbano.



Fonte: [52].

O transmissor foi alocado em um ponto estratégico para uma boa cobertura, sendo o local escolhido o topo de um edifício a 23 m de altura, na intersecção entre as ruas 19th St e Lynn St. Para a análise, foram considerados receptores dispostos em três rotas distintas: rota com visada direta (rota LOS) ao longo da Lynn St; rota sem visada direta (rota NLOS) no percurso da Kent St; e uma rota mista considerando a maior extensão do cenário, abrangendo trechos com e sem visada direta (rota LOS–NLOS), correspondente Nash St e 19th St, conforme ilustrado em três dimensões na Figura 42. Os receptores foram posicionados a intervalos de 5 m ao longo das rotas, a uma altura de 2 m.

Figura 42 - Rotas do cenário urbano em visão 3d.



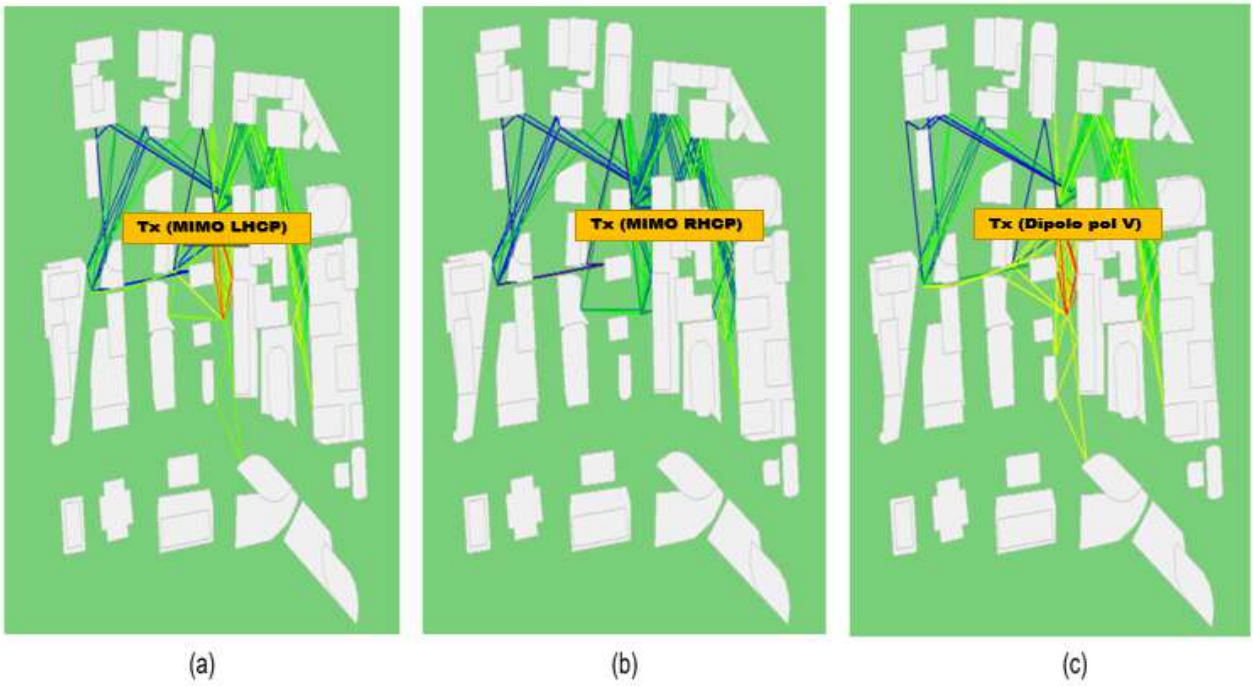
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

4.2.1 Trajetos de propagação

Para o cenário urbano, para fins de sintetização dos resultados, a análise dos trajetos de propagação concentrou-se somente na rota mista, que combina trechos em linha de visada e regiões com obstruções, caracterizando uma condição intermediária entre situações puramente LOS e NLOS. As Figuras 43 e 44 apresentam os trajetos de propagação obtidos para as antenas transmissoras de 3.5 e 26 GHz, respectivamente.

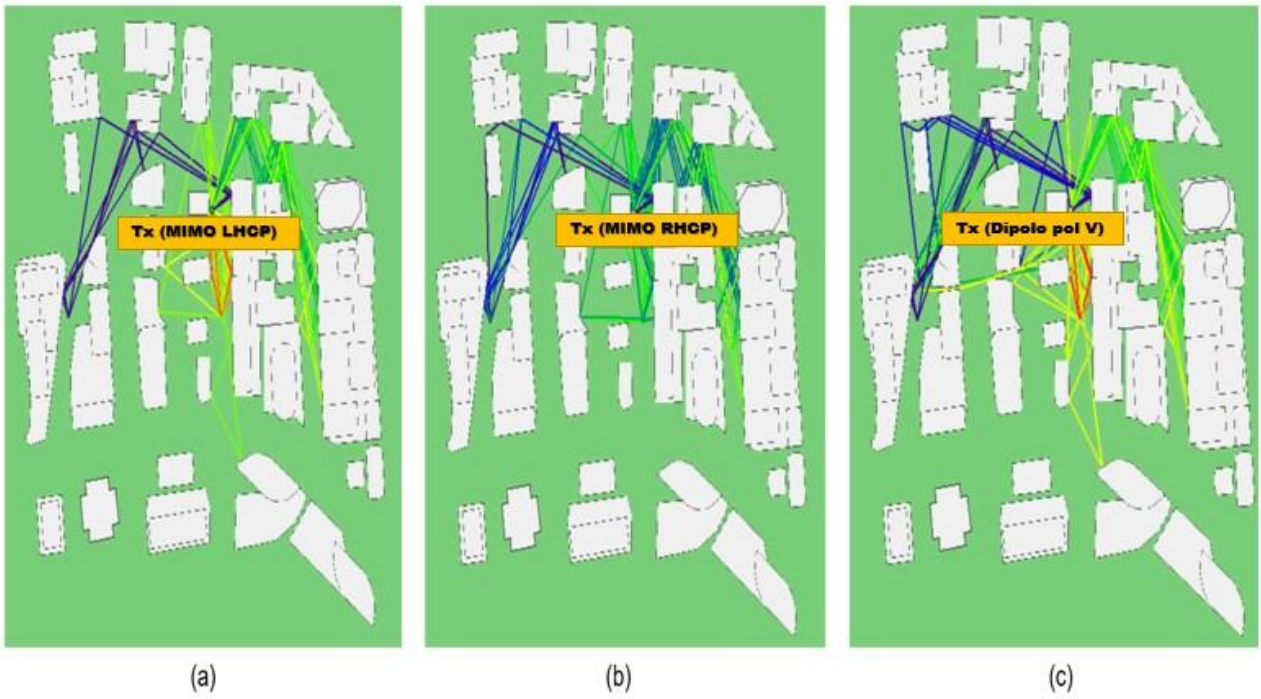
Em ambas as frequências consideradas, os trajetos de propagação apresentam comportamento semelhante para todas as polarizações: no trecho inicial, sob condição NLOS, observam-se reflexões de baixa intensidade; na região central, em condição LOS e mais próxima à antena transmissora, há maior densidade de percursos, incluindo alguns de maior intensidade; e, no trecho final, novamente sob condição de obstrução, verificam-se múltiplos caminhos, porém com menor intensidade. Destaca-se, ainda, uma maior atenuação no trecho inicial em NLOS para 26 GHz em comparação a 3.5 GHz. Adicionalmente, assim como ocorreu no ambiente interno, a antena LHCP e o dipolo apresentam comportamentos bastante semelhantes entre si, enquanto a antena RHCP exibe trajetórias ligeiramente distintas em relação às demais polarizações. Em suma, a influência mais evidente observada entre os trajetos de propagação para o cenário urbano entre as diferentes frequências e polarizações foi a presença ou não de visada entre a antena transmissora e o receptor no trecho considerado.

Figura 43 - Trajetos de propagação urbano na rota LOS-NLOS para as antenas Tx de 3.5 GHz: (a) LHCP, (b) RHCP e (c) dipolo vertical.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 44 - Trajetos de propagação urbano na rota LOS-NLOS para as antenas Tx de 26 GHz: (a) LHCP, (b) RHCP e (c) dipolo vertical.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

4.2.2 Espalhamento de atraso

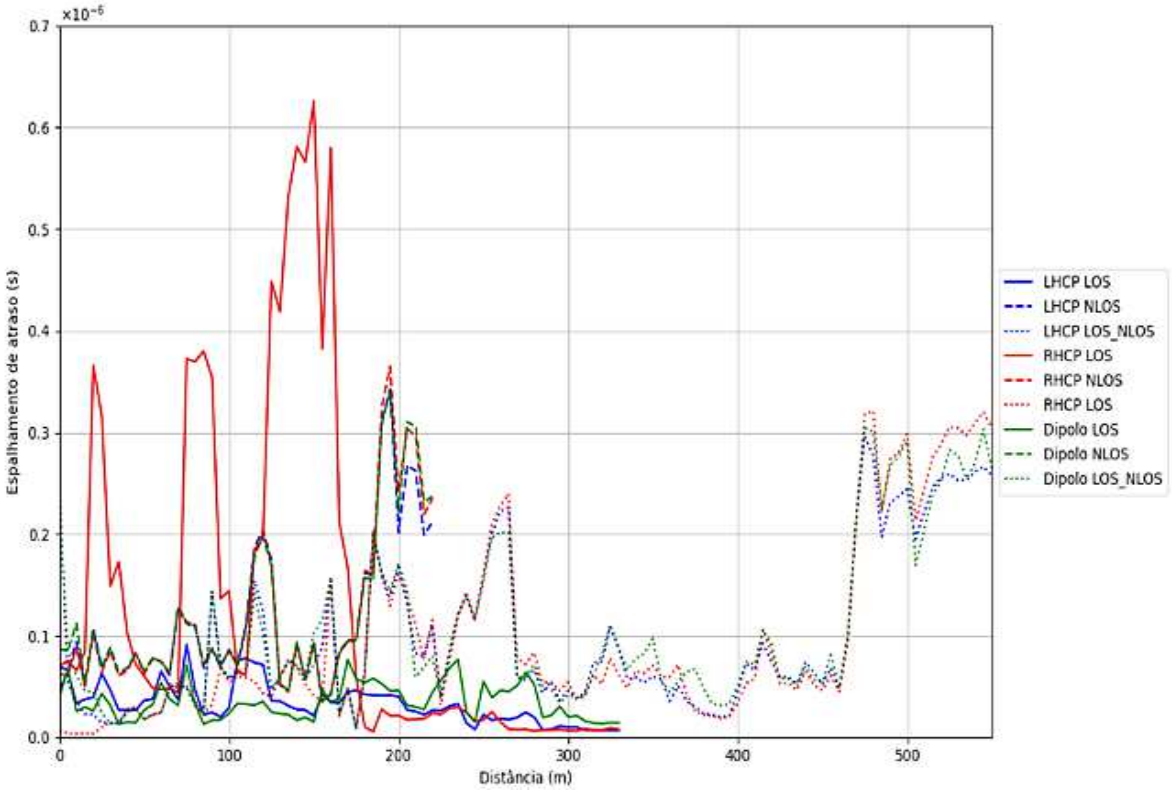
O espalhamento de atraso obtido para as antenas em ambiente urbano a 3.5 e 26 GHz é mostrado nas Figuras 45 e 46, respectivamente. O eixo y dos gráficos foi limitado a 0.7μs para uma melhor visualização das curvas. Neste cenário, essa grandeza apresentou valores mais elevados do que no ambiente interno em ambas as faixas de frequência, em função da maior escala espacial e da maior ocorrência de reflexões e difrações.

Para 3.5 GHz, no cenário LOS, o dipolo e a antena LHCP mantiveram valores de espalhamento de atraso bastante semelhantes e estáveis ao longo de todo o percurso. Em contraste, a antena RHCP apresentou picos elevados na primeira metade da rota, seguidos de uma estabilização no trecho final. Esse comportamento está associado à interação distinta da polarização circular à direita com o ambiente e é coerente com a física do canal, uma vez que reflexões e espalhamentos podem alterar a mão da polarização circular. Quando a geometria da antena favorece a concordância de fase com as componentes refletidas, ocorre uma soma mais eficiente dessas contribuições no sinal resultante recebido, aumentando a participação dos multipercursos e, consequentemente, o espalhamento de atraso. Tanto na rota mista quanto na condição NLOS, as três polarizações apresentaram comportamentos semelhantes entre si, com as oscilações características ao longo do percurso. Na rota mista, é possível identificar claramente os trechos com visada direta, nos quais o espalhamento de atraso se reduz, e os trechos com obstrução, onde a presença de múltiplos caminhos eleva esse parâmetro.

De forma geral, o espalhamento de atraso em 26 GHz manteve as mesmas tendências observadas em 3.5 GHz, com exceção dos picos associados à antena RHCP que tornam-se ainda mais evidentes, tanto na rota NLOS quanto na primeira metade da rota LOS. O dipolo e a antena LHCP mantiveram comportamentos bastante semelhantes entre si em ambas as condições de visada, com exceção de alguns picos do dipolo na primeira metade da rota NLOS. Na rota mista, as três polarizações também apresentam tendências próximas, sendo novamente possível distinguir os trechos com e sem visada direta.

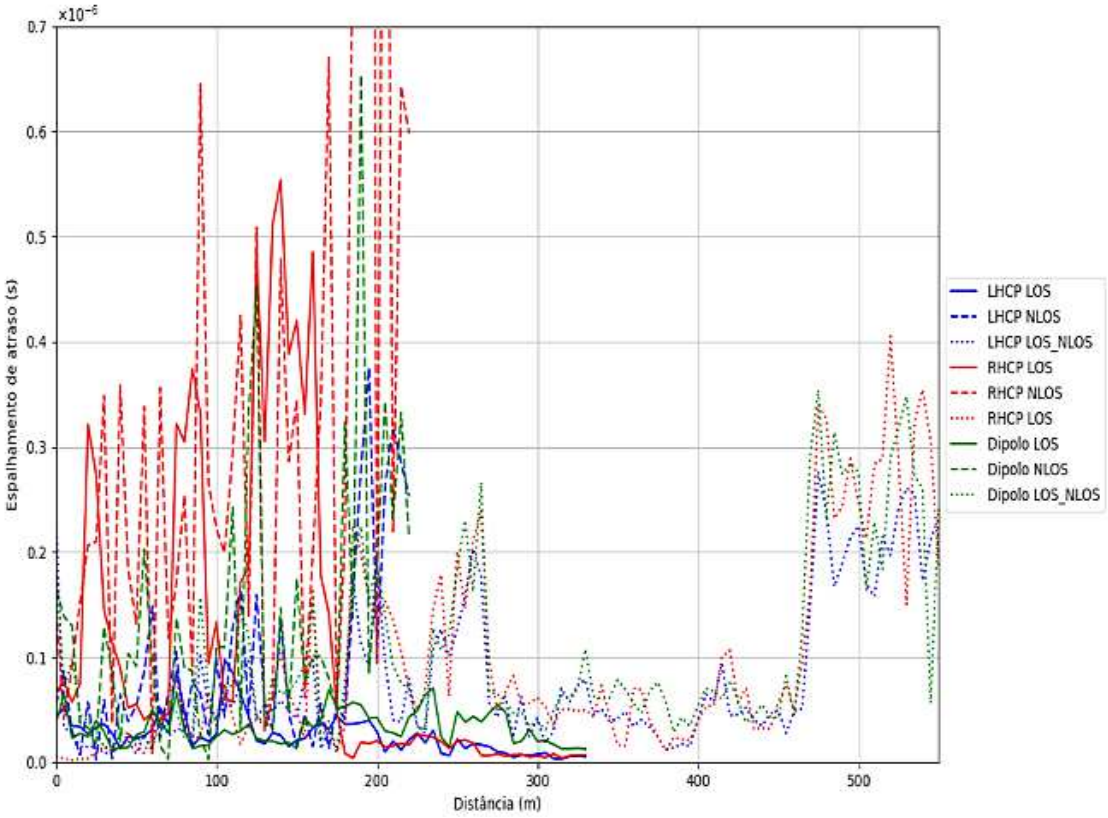
Os resultados obtidos demonstram que o espalhamento de atraso é influenciado principalmente pelo ambiente, sendo maior em cenários urbanos por conta da presença de mais obstáculos e consequente multipercurso; pela condição de visada, sendo mais baixo e estável em LOS e mais alto e variável em NLOS; e pela interação da polarização com o ambiente de propagação. Foi possível notar que a interação específica de uma polarização com o ambiente de propagação pode ocasionar picos e altas variações nos valores de espalhamento de atraso ao longo da distância, sendo este efeito ampliado em frequências mais altas devido a sua forte sensibilidade.

Figura 45 - Espalhamento de atraso na distância paras antenas de 3.5 GHz no cenário urbano.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 46 - Espalhamento de atraso na distância paras antenas de 26 GHz no cenário urbano.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

4.2.3 Direção média de chegada

A avaliação das variações entre os valores máximos e mínimos do ângulo φ (phi), associado à direção média de chegada, no cenário urbano, é apresentada na Figura 47 para 3.5 GHz e na Figura 48 para 26 GHz.

Para 3.5 GHz, na rota com visada direta, observa-se que, no trecho inicial, as três polarizações apresentam oscilações na direção média de chegada, especialmente RHCP, porém sem variações bruscas. Após esse trecho, ocorre um aumento abrupto na direção média de chegada, em todos os casos, seguido de estabilização até o final da rota. Na rota NLOS, as três polarizações apresentam comportamento bastante semelhante, com flutuações ao longo de todo o percurso, mas sem variações abruptas significativas, pois a ausência da linha de visada concentra a chegada em ângulos mais restritos. Na rota mista, observam-se oscilações no trecho inicial sem visada direta, sendo RHCP a polarização mais estável nesse trecho; já na região com visada, ocorrem variações mais abruptas para as três polarizações, com destaque para a RHCP, que apresenta oscilações intensas em um curto intervalo; no trecho final, as direções médias de chegada tornam-se bastante próximas entre si, com dispersão moderada.

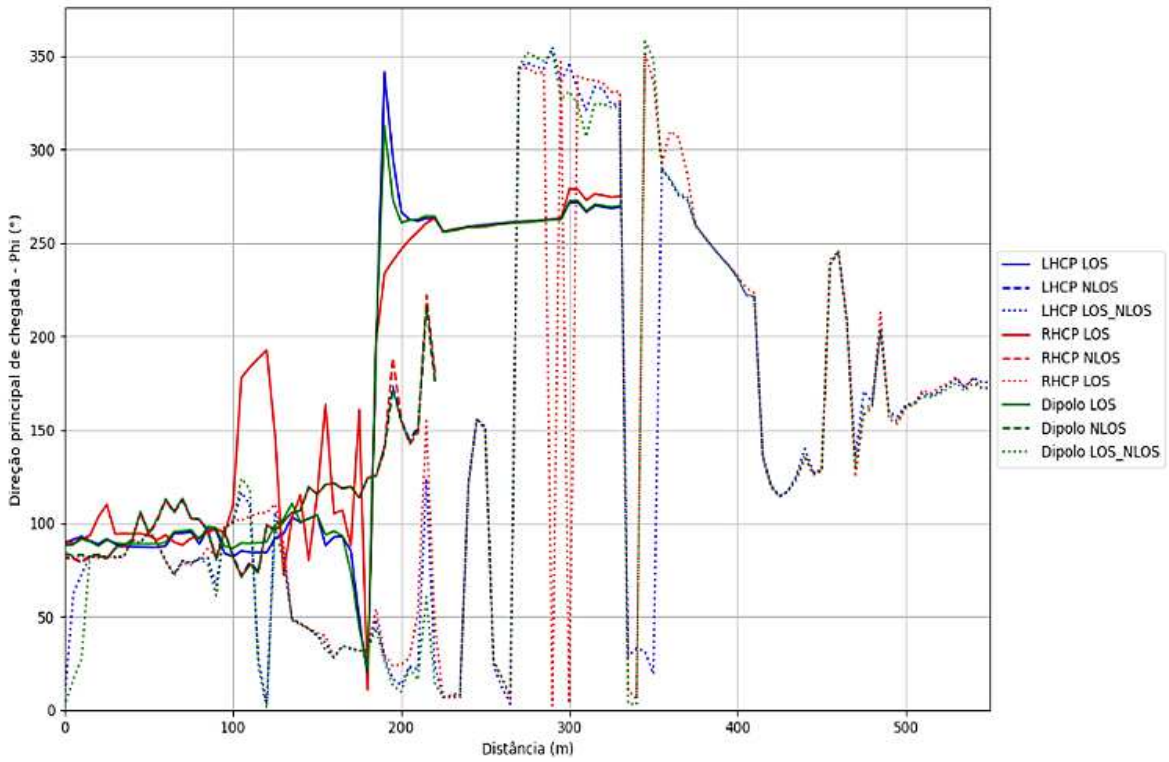
Em 26 GHz, observa-se, de forma geral, comportamento semelhante ao de 3.5 GHz, porém com um deslocamento aproximado de 50° nos trechos onde as direções médias de chegada apresentam relativa estabilidade. As principais diferenças em relação a 3.5 GHz estão associadas à polarização RHCP em LOS, que apresentou variações abruptas mais pronunciadas ao longo do percurso, atribuídas à sua interação com os elementos urbanos; e à maior oscilação da direção média de chegada para todas as polarizações no trecho com visada direta da rota mista. Esse comportamento decorre do menor comprimento de onda em 26 GHz, que aumenta a sensibilidade do sinal às irregularidades e superfícies do ambiente urbano, elevando a instabilidade dos ângulos de chegada ao longo das rotas.

De forma geral, no ambiente interno, observa-se maior estabilidade direcional, especialmente para o dipolo em LOS, enquanto as polarizações circulares apresentam variações abruptas pontuais seguidas de períodos de maior estabilidade. Já no ambiente urbano, o comportamento é mais dinâmico e menos previsível, com oscilações mais frequentes e de maior intensidade refletindo a maior complexidade do cenário e o maior número de interações do sinal com as estruturas. Nas rotas/trechos NLOS em ambos os cenários, nota-se que a dispersão pode ser parcialmente limitada pela predominância de trajetos mais restritos na propagação, o que se reflete em comportamentos mais homogêneos entre as polarizações. Em constraste, nas rotas/trechos LOS, a componente direta é, em geral, predominante, resultando em trechos de

maior estabilidade da direção média de chegada. Entretanto, em pontos específicos, a contribuição conjunta dos multipercursos pode superar a da trajetória direta, provocando variações abruptas e localizadas, geralmente seguidas pelo restabelecimento da estabilidade quando a componente direta volta a predominar. Esse comportamento foi mais pontual no ambiente interno e mais recorrente no ambiente urbano, em razão da maior escala e complexidade do cenário.

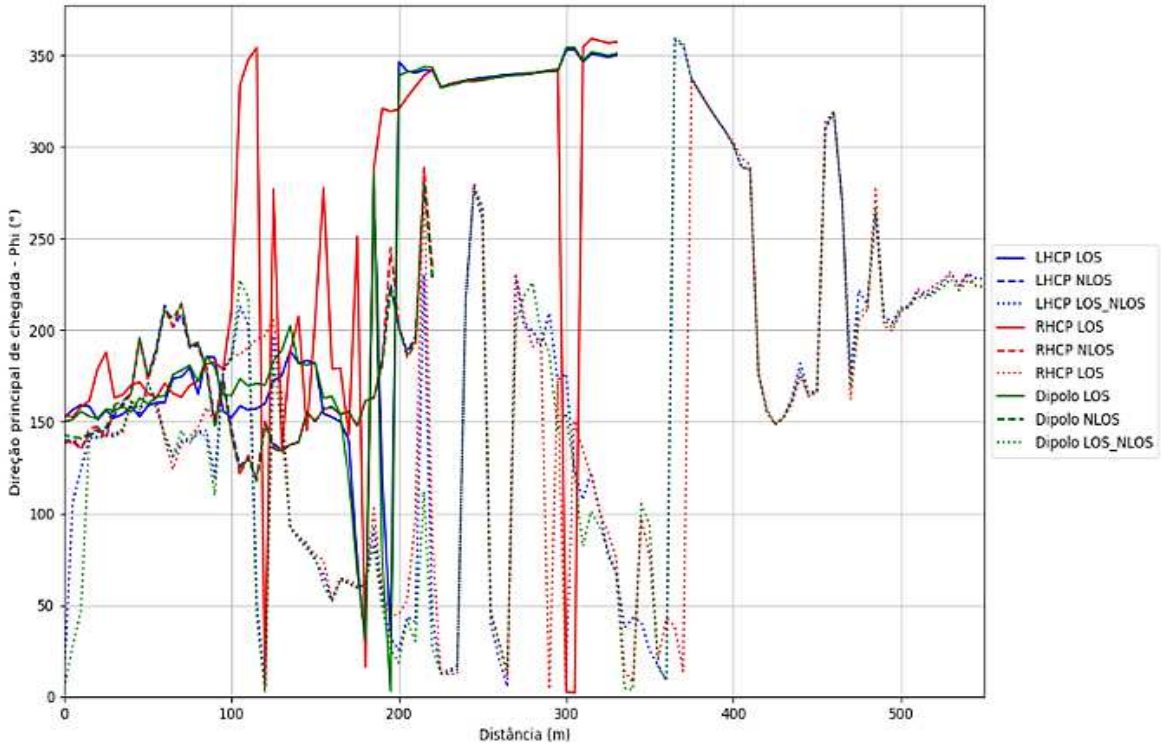
A influência da frequência mostrou-se menos significativa, sendo mais evidente nos trechos que já apresentavam oscilações em 3.5 GHz. Nessas regiões, em 26 GHz as variações da direção média de chegada tornaram-se mais presentes e mais acentuadas, especialmente nas rotas LOS. Esse efeito foi mais pronunciado no ambiente urbano, indicando maior sensibilidade da frequência elevada às características do cenário.

Figura 47 - Direção média de chegada (φ) na distância para antenas de 3.5 GHz no cenário urbano.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 48 - Direção média de chegada (φ) na distância para antenas de 26 GHz no cenário urbano.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

4.2.4 Potência recebida

Os gráficos de potência recebida para o cenário urbano considerando receptores alinhados e desalinhados (ou seja, polarizados horizontalmente) são apresentados, respectivamente, nas Figuras 49 e 50 para 3.5 GHz, e nas Figuras 51 e 52 para 26 GHz.

Em 3.5 GHz, no cenário com alinhamento de polarização, na rota LOS, o dipolo apresentou a maior potência recebida, seguido pela antena LHCP, enquanto a antena RHCP apresentou perdas mais elevadas em relação às demais, com melhora de desempenho a partir da segunda metade do percurso. Nas rotas NLOS e na rota mista, o comportamento das antenas foi bastante semelhante, com o dipolo apresentando os maiores níveis de potência, seguido pela LHCP e pela RHCP, respectivamente. Na rota mista, observa-se, a partir das variações nos gráficos de potência recebida, a distinção entre trechos com obstrução, associados a menores níveis de potência, e trechos com visada direta, nos quais o sinal é recebido com maior intensidade.

No cenário com desalinhamento entre transmissor e receptor, na condição LOS, a antena LHCP apresentou melhor desempenho na primeira metade do percurso, seguida pelo dipolo e pela RHCP. Na segunda metade, a antena RHCP apresentou melhora, enquanto as demais

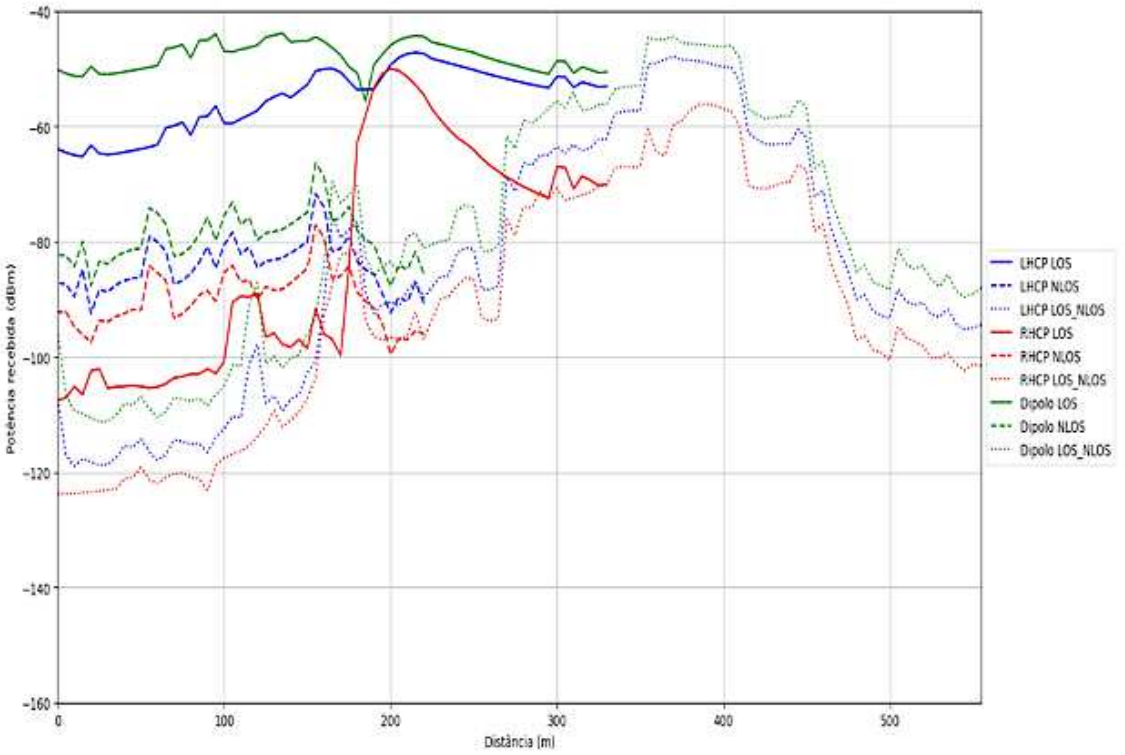
sofreram redução nos níveis de potência. Na condição NLOS, a antena RHCP foi a que mais se destacou, seguida pela LHCP, enquanto o dipolo apresentou desempenho significativamente inferior em relação às demais. Na rota mista, o comportamento das antenas manteve-se semelhante entre os trechos com e sem obstrução, sendo observado que o dipolo apresentou, de forma geral, os menores níveis de potência ao longo do percurso.

Em 26 GHz, observa-se que as potências recebidas são significativamente inferiores às verificadas em 3.5 GHz. No cenário com alinhamento de polarização, observa-se uma elevada ocorrência de oscilações nas curvas, evidenciando a maior sensibilidade das frequências elevadas à interação com a grande quantidade de elementos presentes no cenário urbano. A alta densidade de curvas no gráfico dificulta parcialmente a comparação visual dos resultados; ainda assim, optou-se por manter a apresentação nessa forma por padronização com as demais análises. De forma geral, as mesmas tendências entre as polarizações observadas na frequência mais baixa se mantêm, com o dipolo apresentando melhor desempenho, seguido pela antena LHCP e pela RHCP, que apresenta desempenho mais degradado em relação às demais. No cenário NLOS, o comportamento das três configurações é semelhante, embora o dipolo ainda mantenha os melhores resultados. Na rota mista, esse comportamento também se repete, sendo possível distinguir, a partir dos níveis de potência recebida, os trechos com e sem visada direta.

No cenário com desalinhamento de polarização, em LOS, o dipolo apresentou o pior desempenho, enquanto as polarizações circulares apresentaram comportamento semelhante entre si. Tendência equivalente é observada no cenário NLOS, com leve destaque para a antena LHCP. Na rota mista, no primeiro trecho obstruído, mais distante da antena transmissora, praticamente não há recepção de sinal para as três polarizações; a partir de aproximadamente 100 m, o sinal passa a ser detectado e o desempenho das três antenas torna-se bastante próximo.

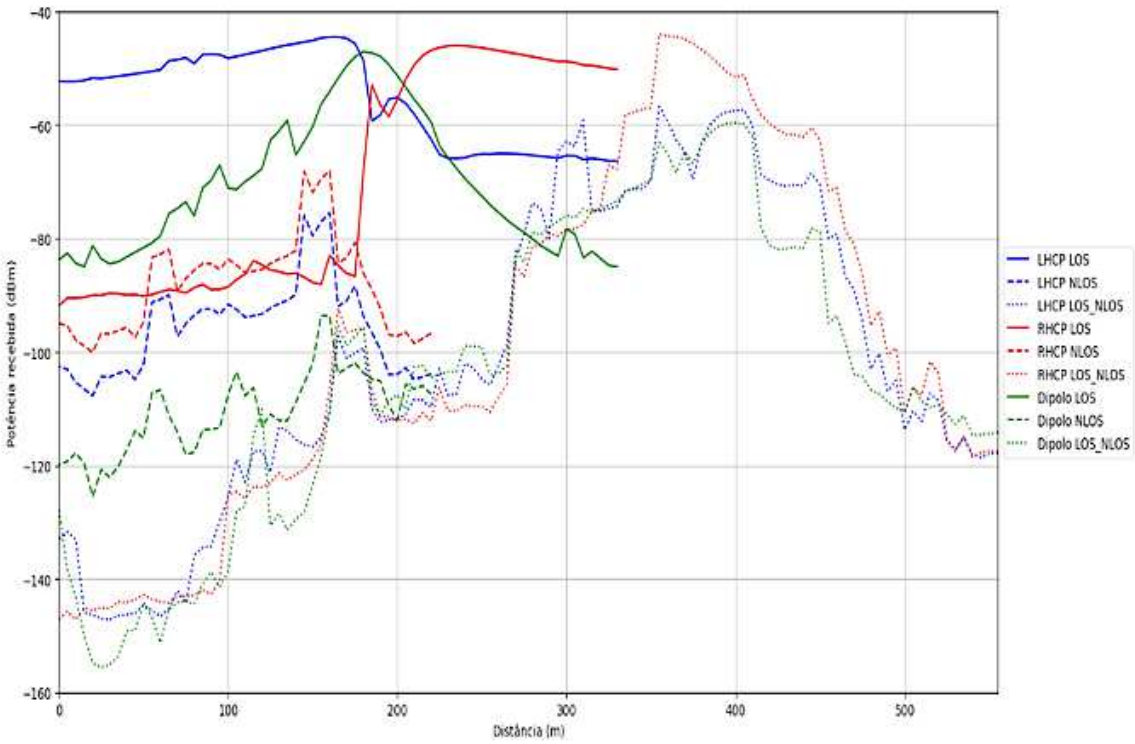
De forma geral, a comparação entre os ambientes interno e urbano evidencia que a potência recebida apresenta maior degradação e variabilidade em cenários externos em função da maior complexidade de propagação e da presença de obstruções, efeito que se intensifica em bandas de ondas milimétricas devido a maior influência das características do ambiente sobre a propagação do sinal. Observa-se ainda que, em condições de compatibilidade de polarização entre transmissor e receptor, o dipolo apresentou melhor desempenho. Entretanto, o desalinhamento, condição recorrente em aplicações com mobilidade, provocou uma redução significativa de sua resposta, enquanto as polarizações circulares apresentaram maior estabilidade diante das diferentes condições de visada e do posicionamento relativo entre as antenas, demonstrando maior robustez do enlace.

Figura 49 - Potência recebida no cenário urbano para frequência de 3.5 GHz com dipolos receptores alinhados.



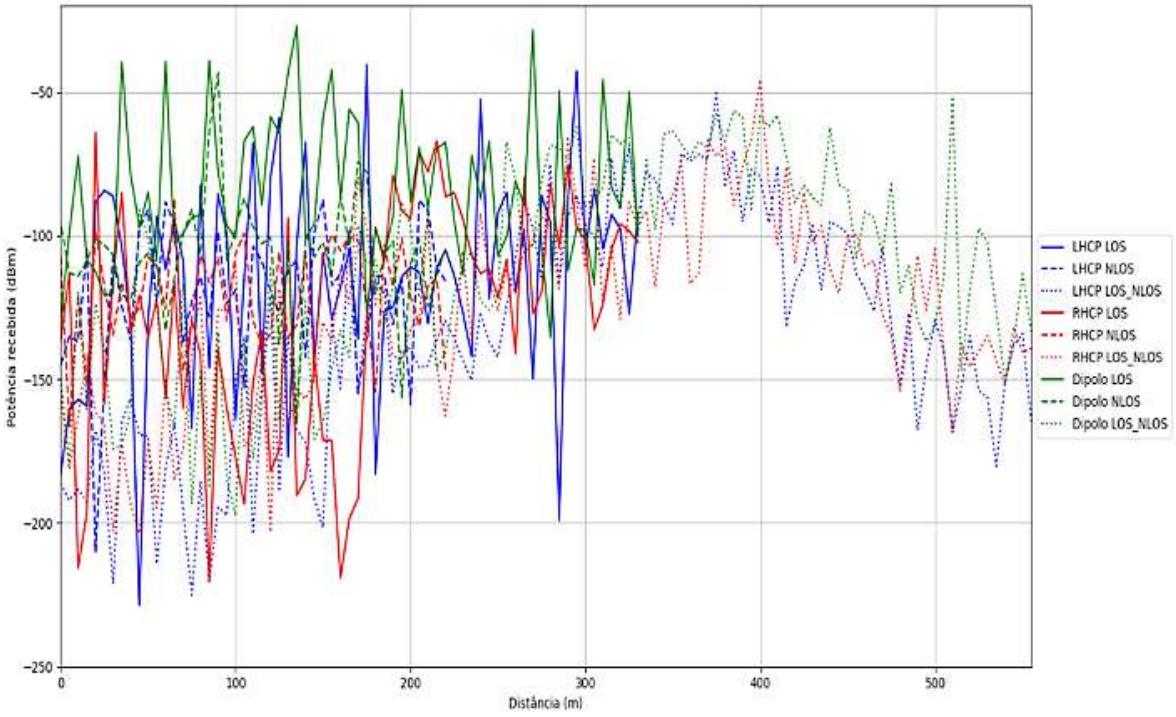
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 50 - Potência recebida no cenário urbano para frequência de 3.5 GHz com dipolos receptores desalinhados.



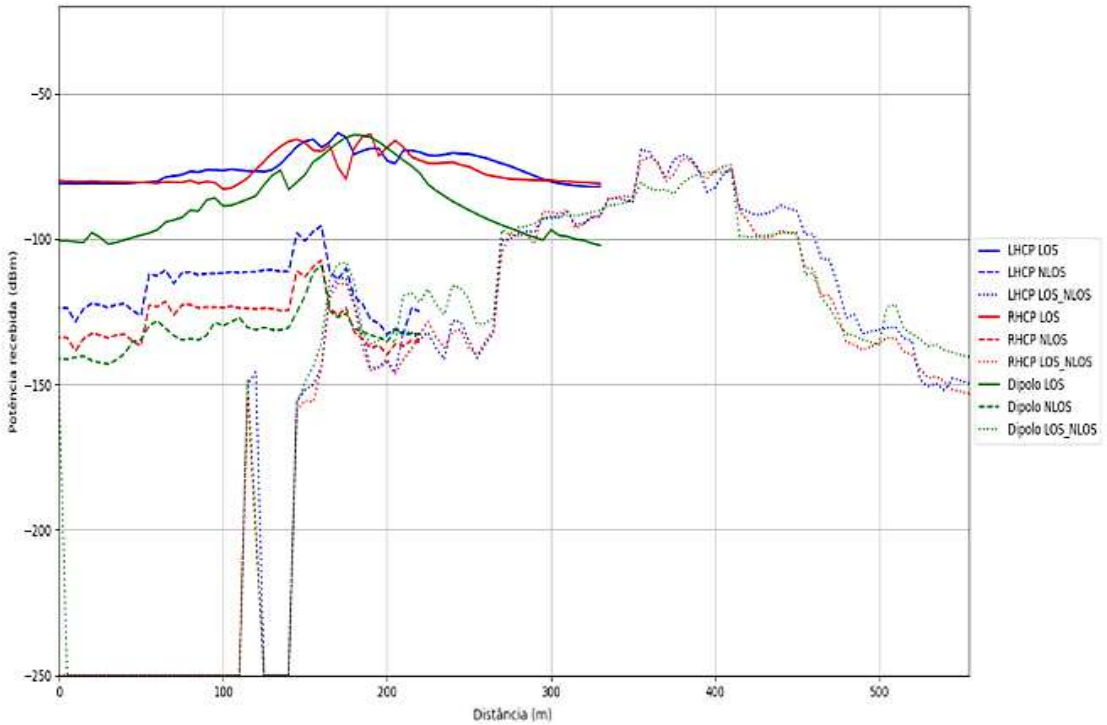
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 51 - Potência recebida no cenário urbano para frequência de 26 GHz com dipolos receptores alinhados.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 52 - Potência recebida no cenário urbano para frequência de 26 GHz com dipolos receptores desalinhados.



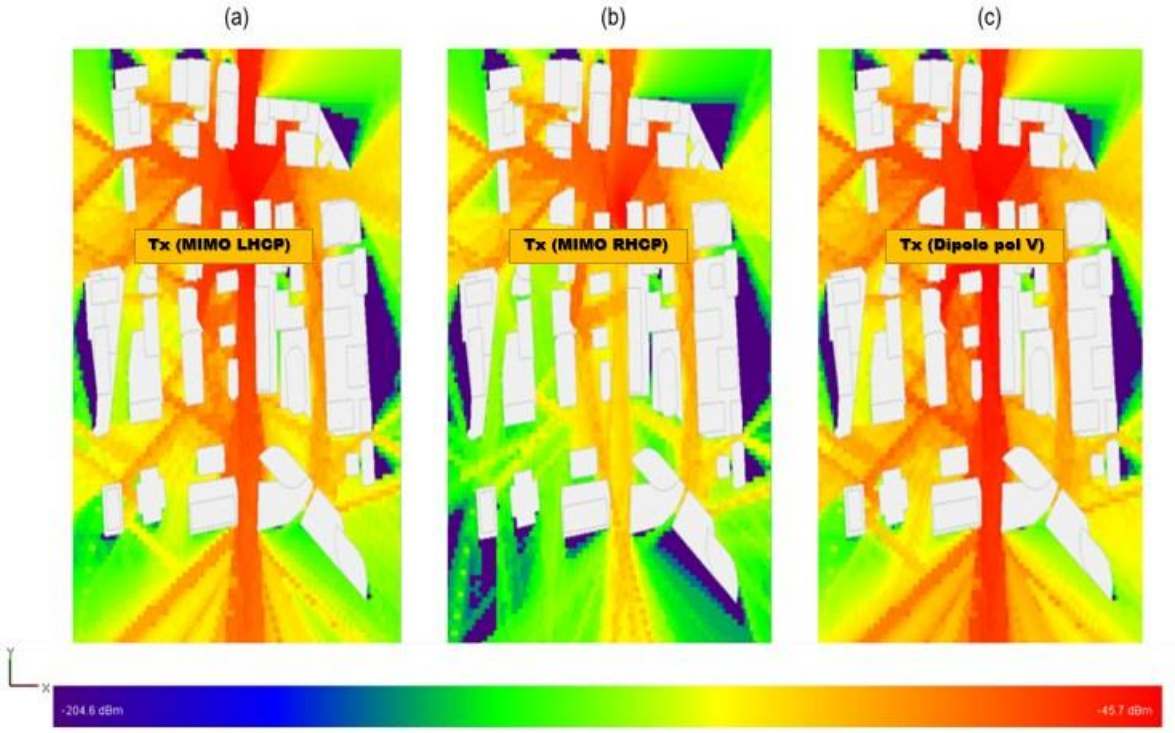
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

De forma análoga ao apresentado para o ambiente interno, também foram obtidos os mapas de calor do cenário urbano para as frequências de 3.5 e 26 GHz, exibidos nas Figuras 53 e 54, respectivamente, considerando cada uma das polarizações adotadas na transmissão. Nessa configuração, o objetivo é evidenciar a cobertura proporcionada por cada antena transmissora em um trecho representativo de ruas, com dimensões aproximadas de algumas centenas de metros. Cabe ressaltar que antenas planares não correspondem ao tipo de antena normalmente empregado em estações rádio-base para cobertura ampla em ambiente externo, uma vez que arranjos maiores ou antenas de setor são preferidos nessas situações. No entanto, tais antenas planares são relevantes em aplicações práticas de curto e médio alcance, como em sistemas de sensoriamento, enlaces pontuais ou mesmo em cenários de *small cells* (pequenas células). Assim, no contexto deste trabalho, sua utilização em ambiente urbano tem caráter analítico, permitindo compreender os efeitos da polarização e a influência dessa escolha na amplitude da cobertura em condições reais de propagação. Dessa forma, os mapas de calor fornecem uma perspectiva complementar às análises numéricas, evidenciando como as diferentes polarizações impactam a distribuição espacial da potência recebida.

Os resultados se mostraram tendências quase análogas às observadas no ambiente interno, mas agora em um contexto urbano, formado por ruas e blocos de edificações. Em 3.5 GHz, a polarização LHCP apresenta desempenho próximo ao do dipolo, que mantém valores ligeiramente superiores, enquanto a RHCP se mostra menos eficiente, com regiões de menor intensidade. Observa-se que a principal concentração de potência ocorre ao longo da avenida em linha de visada direta, área que se destaca nos mapas como a de maior cobertura. Na frequência de 26 GHz, nota-se a atenuação característica dessa faixa, especialmente em trechos mais obstruídos e afastados da antena transmissora. Ainda assim, nota-se uma pequena vantagem para o dipolo em áreas de linha de visada direta, onde os níveis de potência permaneceram mais elevados.

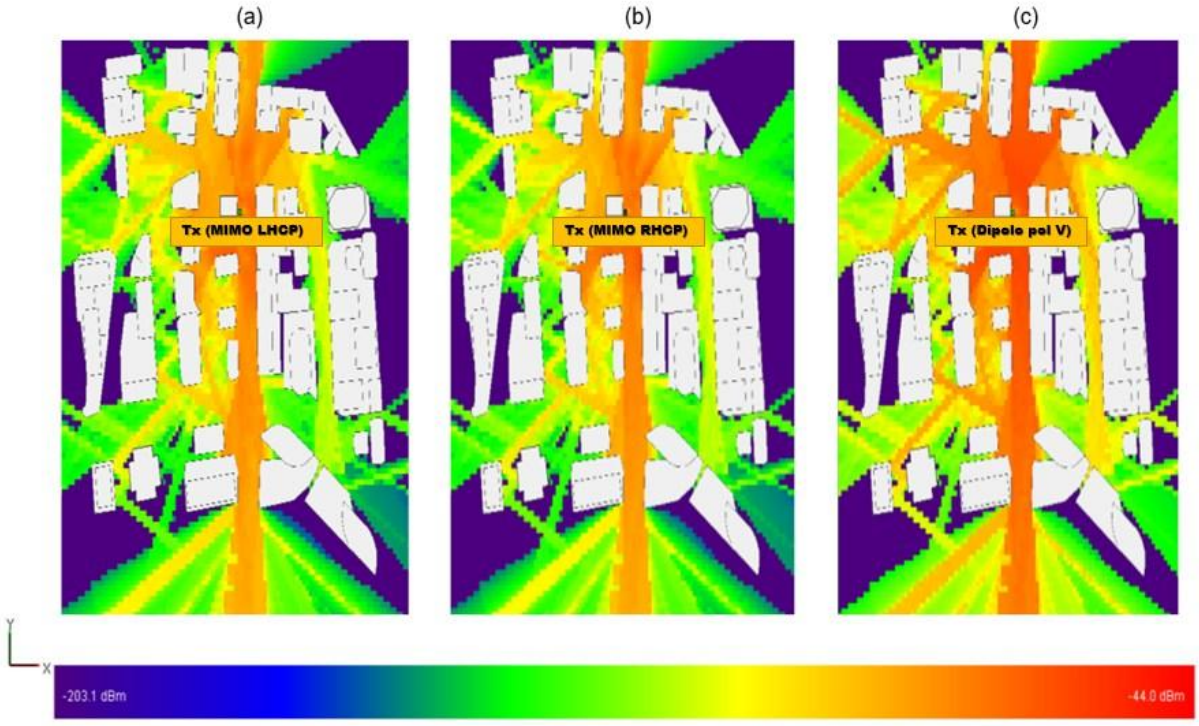
De forma geral, no cenário urbano observa-se que em 3.5 GHz o dipolo e a antena LHCP apresentaram resultados próximos, enquanto a RHCP foi menos eficiente. Em 26 GHz, as três antenas exibiram desempenhos semelhantes, com o dipolo apresentando uma pequena vantagem. É importante destacar que, nas regiões de linha de visada direta, todas as antenas tiveram bom desempenho, embora o dipolo tenha mantido ligeira superioridade. Essas constatações corroboram a análise realizada no ambiente interno, reforçando o papel importante da frequência na definição da cobertura e indicando que as diferenças entre as polarizações se tornam mais evidentes de acordo as condições de visada.

Figura 53 - Mapas de calor para o ambiente urbano em 3.5 GHz: (a) Tx LHCP, (b) Tx RHCP e (c) Tx dipolo vertical.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 54 - Mapas de calor para o ambiente urbano em 26 GHz: (a) Tx LHCP, (b) Tx RHCP e (c) Tx dipolo vertical.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

4.3 SÍNTESE DOS RESULTADOS

Nesta subseção são reunidas as principais conclusões extraídas das análises de propagação realizadas com as antenas projetadas. O objetivo é, por um lado, sintetizar os comportamentos observados em relação à frequência, polarização, condição de visada e ambiente, caracterizando de forma abrangente o desempenho das antenas desenvolvidas. Por outro lado, busca-se destacar as contribuições gerais do estudo, evidenciando como os resultados obtidos também oferecem aportes para a compreensão mais ampla dos efeitos da polarização em cenários de propagação 5G.

Espalhamento de atraso

- O espalhamento de atraso é menor e mais estável em condição LOS, devido à predominância de trajetos diretos, e maior e mais variável em condição NLOS, em função da presença de múltiplos percursos.
- O ambiente urbano apresenta maiores valores de espalhamento de atraso em comparação ao ambiente interno, refletindo sua maior escala espacial e complexidade.
- A influência da frequência e da polarização, quando avaliadas sob condições equivalentes, mostrou-se secundária em relação aos demais fatores analisados. Entretanto, a interação específica entre determinada polarização e o ambiente de propagação pode ocasionar picos e oscilações mais acentuadas no espalhamento de atraso, efeito que se torna mais evidente em frequências elevadas, devido à maior sensibilidade às condições de propagação.

Direção média de chegada

- No ambiente interno, em condição LOS, o dipolo tende a apresentar direção média de chegada mais estável, enquanto as polarizações circulares exibem maiores variações, sendo mais sensíveis às transições do ambiente, com mudanças associadas à predominância dos multipercursos ao longo da rota.
- Em condição NLOS no ambiente interno, todas as polarizações apresentam variações mais controladas devido à ausência de linha de visada, o que restringe a chegada dos sinais a uma faixa angular mais concentrada, com predominância de trajetórias indiretas.
- No ambiente urbano, o comportamento da direção média de chegada torna-se mais dinâmico e menos previsível, com oscilações mais frequentes e de maior intensidade em função da maior complexidade do cenário e do maior número de interações do sinal

com as estruturas. Em todas as polarizações, observam-se variações significativas na direção média de chegada ao longo das rotas, especialmente nos trechos em LOS, onde os sinais chegam com maior energia e maior dispersão angular.

- Frequências mais elevadas apresentam maior suscetibilidade a variações abruptas na direção média de chegada devido a maior sensibilidade do sinal às características do ambiente.

Potência recebida

- Em relação à condição de visada, a potência recebida é maior em condições LOS em comparação a NLOS, devido à ausência de obstruções e a menor contribuição de mecanismos de propagação indireta.
- Observou-se aumento das perdas na frequência mais elevada, associado à maior sensibilidade do sinal às interações com o ambiente de propagação.
- Em ambiente urbano, a potência recebida é menor apresenta maior variabilidade ao longo das rotas em relação ao ambiente interno, refletindo a maior complexidade do cenário.
- Em condições de compatibilidade de polarização entre transmissor e receptor, o dipolo apresenta maiores níveis de potência recebida em comparação às polarizações circulares.
- Em situações de desalinhamento de polarização, o dipolo apresenta redução significativa da potência recebida, enquanto as polarizações circulares mantêm comportamento mais estável tanto em condições LOS quanto NLOS, evidenciando maior robustez frente a variações de orientação entre as antenas, característica relevante em cenários de comunicações móveis.

De forma geral, a análise realizada evidencia que o comportamento da propagação e das antenas é fortemente condicionado ao ambiente, à frequência, à condição de visada e à polarização, não sendo possível dissociar esses fatores na avaliação do desempenho. Observa-se que cenários urbanos apresentam maiores perdas e maior variabilidade em relação aos ambientes internos, em função da maior complexidade de propagação, enquanto frequências mais elevadas, especialmente em bandas de ondas milimétricas, apresentam maior sensibilidade às interações com o ambiente e níveis mais elevados de atenuação. A condição de visada direta

também se destaca como fator relevante, favorecendo a recepção do sinal em comparação a cenários com obstrução.

Nesse contexto, verifica-se que não há uma polarização intrinsecamente superior, mas sim comportamentos dependentes da interação entre os parâmetros analisados. Em condições mais controladas, com compatibilidade de polarização e visada direta, a polarização linear apresenta resultados mais favoráveis; entretanto, em cenários mais complexos, caracterizados pela intensificação dos efeitos de multipercurso e por fatores que favorecem o desalinhamento entre transmissor e receptor, observa-se a redução dessa vantagem, condição na qual as antenas polarizadas circularmente passam a apresentar maior estabilidade frente às variações do canal e menor dependência da orientação relativa entre as antenas. Esse resultado evidencia o potencial da polarização circular para aplicações em sistemas 5G, especialmente em cenários com mobilidade, nos quais a robustez e a estabilidade do enlace frente a variações de propagação são características desejáveis.

5 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o desenvolvimento e a caracterização de duas antenas MIMO com diversidade de polarização circular, bem como a investigação comparativa do comportamento das diferentes polarizações em cenários de radiopropagação simulados.

A geometria proposta resulta da combinação de diferentes técnicas já conhecidas na literatura, formando uma configuração inédita baseada em *slots* retangulares concêntricos. A estrutura pode ser adaptada para diferentes frequências por meio do ajuste de suas dimensões. Na configuração inicial, composta por uma antena de duas portas, o sentido da polarização circular é determinado pela escolha do lado da porta de alimentação, sem a necessidade de circuitos adicionais, sendo utilizada apenas uma das portas por vez. A partir dessa configuração, a estrutura foi expandida para uma configuração MIMO de quatro portas, composta por duas células, podendo ser utilizadas duas portas ao mesmo tempo, uma de cada célula, permitindo a seleção de duas polarizações iguais ou opostas para o sistema.

As frequências de 3.5 GHz e 26 GHz foram escolhidas por representarem condições distintas de propagação e integrarem faixas licenciadas no Brasil pela Anatel. Para 3.5 GHz, a antena foi fabricada e submetida à caracterização experimental em substrato FR-4, com permissividade relativa de 4.3 e espessura de 1.5 mm. A configuração apresentou largura de banda de 596 MHz (3.25–3.85 GHz), largura de banda de polarização circular de 473 MHz (3.27–3.74 GHz), ganho absoluto de 3.88 dB, bom isolamento entre portas e entre polarizações e métricas MIMO satisfatórias.

Para 26 GHz, a antena foi caracterizada por meio de simulações, em razão da indisponibilidade de equipamentos adequados para medições nessa faixa, utilizando substrato Rogers RO4003C, com permissividade relativa de 3.55 e espessura de 1.52 mm. A configuração apresentou expressiva largura de banda de 6.65 GHz (23.6–30.3 GHz), largura de banda de polarização circular de 570 MHz (25.91–26.48 GHz), ganho absoluto de aproximadamente 8.1 dB, bom isolamento entre portas e entre polarizações e métricas MIMO satisfatórias, indicando elevada independência entre os canais. Ambas as antenas apresentaram desempenho consistente quando comparadas a soluções semelhantes reportadas na literatura, evidenciando a funcionalidade das configurações propostas.

Como complemento ao projeto e à caracterização das antenas, foi realizada uma investigação de seu comportamento em cenários de radiopropagação simulados, utilizando os diagramas de radiação obtidos para as estruturas desenvolvidas e incorporados ao ambiente de simulação. A análise contemplou diferentes frequências, ambientes, condições de visada e

situações de alinhamento, permitindo comparar a polarização circular das antenas propostas à polarização linear de um dipolo a partir de parâmetros como espalhamento de atraso, direção média de chegada e potência recebida. Esse conjunto de estudos de caso possibilitou reunir uma base de dados abrangente, possibilitando avaliar de forma sistemática os efeitos da polarização na propagação e, especialmente, identificar as condições em que a polarização circular torna-se mais adequada. Essa análise constitui uma das principais contribuições do trabalho, uma vez que, embora existam estudos sobre a influência da polarização na propagação, não foi identificado na literatura consultada um estudo que apresentasse o mesmo nível de sistematização e detalhamento na comparação dos efeitos das polarizações em tantos cenários de propagação distintos.

Os resultados indicaram que o espalhamento de atraso é principalmente influenciado pela condição de visada, com valores menores e maior estabilidade em LOS, especialmente no ambiente interno, enquanto em NLOS foram observados valores maiores e mais oscilações. O ambiente urbano apresentou, de forma geral, maior espalhamento de atraso em relação ao ambiente interno, associado à sua maior escala espacial e complexidade. A frequência e a polarização exerceram influência secundária quando avaliadas sob condições equivalentes. Entretanto, a interação específica entre determinada polarização e o ambiente de propagação também se mostrou relevante, podendo ocasionar picos e oscilações significativos, efeito que se tornou ainda mais evidente em frequências elevadas.

Para a direção média de chegada, concluiu-se que, em condições mais controladas, como no ambiente interno em LOS, a polarização linear tende a apresentar maior estabilidade, enquanto as polarizações circulares podem apresentar variações pontuais. De forma geral, o ambiente urbano mostrou-se mais dinâmico e menos previsível, com maiores variações angulares, em razão de sua maior escala e complexidade. Em NLOS, nos dois ambientes, a predominância de trajetórias indiretas resultou em oscilações mais controladas e semelhantes entre as polarizações. Já em LOS, a predominância da trajetória direta foi pontualmente alterada pela maior contribuição dos multipercursos, produzindo mudanças abruptas seguidas pelo retorno da estabilidade; esse efeito foi mais recorrente no ambiente urbano. Quanto à frequência, o principal efeito observado foi a intensificação, em 26 GHz, das oscilações já presentes em 3.5 GHz, sobretudo no cenário urbano.

Em relação à potência recebida, foram observadas tendências semelhantes às verificadas nos demais parâmetros quanto à condição de visada, ao ambiente e à frequência. Os maiores níveis ocorreram em condições LOS, nas quais a ausência de obstruções favorece a chegada direta do sinal ao receptor. Com a perda da visada direta, a maior complexidade do cenário

urbano e o aumento da frequência, que torna o sinal mais sensível às interações com o ambiente de propagação, os níveis de potência recebida apresentaram valores inferiores. Quanto à polarização, em condições de alinhamento entre transmissor e receptor, a polarização linear apresentou, de modo geral, maiores níveis de potência recebida em relação às polarizações circulares, comportamento condizente com sua ampla utilização em sistemas convencionais. Entretanto, quando foi introduzido o desalinhamento entre as antenas, essa vantagem foi notadamente reduzida, enquanto as duas polarizações circulares mantiveram níveis de potência mais estáveis. Esse resultado evidencia a maior solidez das polarizações circulares frente às variações de orientação e reforça sua relevância, principalmente em aplicações capazes de produzir maiores variações no sinal recebido, como casos que envolvam mobilidade e ambientes sujeitos a múltiplos percursos e a diferentes interações ao longo da propagação.

De forma geral, não há uma polarização universalmente superior, uma vez que sua escolha depende das características do enlace e dos requisitos da aplicação. Embora a polarização linear seja amplamente empregada em sistemas de comunicação móvel, os resultados demonstraram que a polarização circular apresenta melhor desempenho em situações de desalinhamento entre as antenas. Esse resultado reforça sua relevância em aplicações que demandem maior robustez e estabilidade do enlace frente às variações de propagação, especialmente no contexto de sistemas 5G.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

Como continuidade deste trabalho, destaca-se inicialmente a construção e caracterização experimental da antena projetada para 26 GHz, uma vez que os resultados obtidos por simulação foram promissores e sua validação experimental é necessária para confirmar sua viabilidade prática.

Prevê-se, ainda, a utilização de um circuito externo que permita a comutação e a seleção dinâmica entre os diferentes estados de polarização. O projeto da antena também pode ser evoluído com a incorporação de diodos varactor, possibilitando a reconfiguração da largura de banda de polarização circular, bem como com a utilização das antenas em arranjos maiores, ampliando suas possibilidades de aplicação em sistemas MIMO.

No âmbito da propagação, destaca-se a realização de campanhas de medição em ambientes reais, tanto internos quanto externos, para validação experimental dos resultados obtidos por simulação e avaliação do comportamento das diferentes polarizações em condições reais de operação.

Outra vertente que pode ser explorada a partir dos dados de propagação obtidos neste trabalho é a aplicação de técnicas de aprendizado de máquina, visando a predição de características do canal, a identificação de padrões associados às diferentes polarizações e a escolha da polarização mais adequada para diferentes condições de propagação.

REFERÊNCIAS

[1] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 4th ed., Hoboken: John Wiley & Sons, 2016.

[2] J. Morgan, "Design and application of circularly polarized antennas in satellite systems," *American Journal of Antennas and Microwave Engineering*, vol. 2, no. 3, pp. 1–7, Jun. 2021, doi: 10.71465/ajame.272.

[3] K. M. Mak, H. W. Lai, K. M. Luk, and C. H. Chan, "Circularly Polarized Patch Antenna for Future 5G Mobile Phones," *IEEE Access*, vol. 2, pp. 1521-1529, Dec. 2014, doi: 10.1109/ACCESS.2014.2382111.

[4] W. Cao, X. Lv, Q. Wang, Y. Zhao, and X. Yang, "Wideband Circularly Polarized Fabry–Perot Resonator Antenna in Ku-Band," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 4, pp. 586-590, Apr. 2019, doi: 10.1109/LAWP.2019.2896940.

[5] J. T. Bernhard, "Reconfigurable Multifunction Antennas: Next Steps fot the Future," in *2007 International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, Hangzhou, China, Aug. 2007, pp. K2- 1-K2- 4. Available: https://ieeexplore.ieee.org/document/4393804.

[6] M.-T. Dao, V.-A. Nguyen, Y.-T. Im, S.-O. Park, and G. Yoon, "3D Polarized Channel Modeling and Performance Comparison of MIMO Antenna Configurations With Different Polarizations," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 7, pp. 2672-2682, Jul. 2011, doi: 10.1109/TAP.2011.2152319.

[7] A. Valizade, M. Ojaroudi, and N. Ojaroudi Parchin, "CPW-Fed Small Slot Antenna with Reconfigurable Circular Polarization and Impedance Bandwidth Characteristics for DCS/WiMAX Applications," *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 56, pp. 65–72, 2015, doi: 10.2528/PIERC14122901.

[8] N. Hussain et al., "Dual-sense slot-based CP MIMO antenna with polarization bandwidth reconfigurability," *Sci. Rep.*, vol. 13, no. 16132, Sep. 2023, doi: 10.1038/s41598-023-42569-1.

[9] Y. Sung, "Simple Slot Antenna With Polarization Diversity," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 21, no. 4, pp. 690-694, Apr. 2022, doi: 10.1109/LAWP.2022.3141797.

[10] N. Ojaroudi Parchin, H. Jahanbakhsh Basherlou, e R. A. Abd-Alhameed, "Dual Circularly Polarized Crescent-Shaped Slot Antenna for 5G Front-End Systems," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 91, pp. 41–48, May 2020, doi: 10.2528/PIERL20040107.

[11] M. N. Osman, M. K. A. Rahim, M. F. M. Yussof, M. R. Hamid, and H. A. Majid, "Polarization reconfigurable cross-slots circular patch antenna," in *2013 Proceedings of the International Symposium on Antennas & Propagation*, Nanjing, China, Oct. 2013, pp. 1252-1255. Available: https://ieeexplore.ieee.org/document/6717734.

[12] R. K. Singh, A. Basu, and S. K. Koul, "Reconfigurable Microstrip Patch Antenna With Polarization Switching in Three Switchable Frequency Bands," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 119376-119386, Jun. 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3005482.

[13] F. Arshad, A. Ahmad, Y. Amin, M. A. B. Abbasi, and D.-Y. Choi, “MIMO antenna array with the capability of dual polarization reconfiguration for 5G mm-wave communication,” *Sci. Rep.*, vol. 12, no. 18298, Oct. 2022, doi: https://doi.org/10.1038/s41598-022-23163-3.

[14] T. Le-Tuan, T. D. Nguyen, N. V.-D. Tran, H. Tran, and D. Nguyen-Tien, "Circularly Polarized Reconfigurable MIMO Antenna for WLAN Applications," *Sensors,* vol. 25, no. 4, pp. 1257, Feb. 2025, doi: 10.3390/s25041257.

[15] M. Ikram, N. Nguyen-Trong, and A. Abbosh, "A Simple Single-Layered Continuous Frequency and Polarization-Reconfigurable Patch Antenna Array," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 6, pp. 4991-4996, Jun. 2020, doi: 10.1109/TAP.2019.2952461.

[16] T. J. Jung, I. -J. Hyeon, C. -W. Baek, and S. Lim, "Circular/Linear Polarization Reconfigurable Antenna on Simplified RF-MEMS Packaging Platform in K-Band," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 11, pp. 5039-5045, Nov. 2012, doi: 10.1109/TAP.2012.2207662.

[17] M. Golmohamadi, and J. Frolik, "A Geometric Scattering Model for Circularly Polarized Indoor Channels," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 3, pp. 2290-2296, Mar. 2020, doi: 10.1109/TAP.2019.2949638.

[18] A. Kajiwara, "Line-of-sight indoor radio communication using circular polarized waves," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 44, no. 3, pp. 487-493, Aug. 1995, doi: 10.1109/25.406616.

[19] T. S. Rappaport, and D. A. Hawbaker, "Wide-band microwave propagation parameters using circular and linear polarized antennas for indoor wireless channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 40, no. 2, pp. 240-245, Feb. 1992. Available: https://ieeexplore.ieee.org/document/129185.

[20] Szalay, Z. A., and Nagy, L. “Indoor Positioning Using Linearly and Circularly Polarized Antennas”, *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*, vol. 60, no. 1, pp. 60–64, Feb. 2016, doi: 10.3311/PPee.9042.

[21] A. Maltsev, E. Perahia, R. Maslennikov, A. Sevastyanov, A. Lomayev, and A. Khoryaev, "Impact of Polarization Characteristics on 60-GHz Indoor Radio Communication Systems," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 413-416, Apr. 2010, doi: 10.1109/LAWP.2010.2048410.

[22] Y. Zhang, L. Pang, X. Liang, X. Liu, R. Chen, and J. Li, "Propagation Characteristics of Circularly and Linearly Polarized Electromagnetic Waves in Urban Macrocell Scenario," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 64, no. 1, pp. 209-222, Jan. 2015, doi: 10.1109/TVT.2014.2318839.

[23] Z. Zhong, and X. Liao, "Circular polarization benefits in outdoor to indoor scenarios for MIMO cellular networks," in *2014 Sixth International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP)*, Hefei, China, Oct. 2014, pp. 1-5, doi: 10.1109/WCSP.2014.6992098.

[24] J. Wang, Z. Lv, and X. Li, “Analysis of MIMO Diversity Improvement Using Circular Polarized Antenna,” *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2014, no. 570923, Feb. 2014, doi: 10.1155/2014/570923.

[25] F. A. Dicandia, S. Genovesi and A. Monorchio, "Analysis of the Performance Enhancement of MIMO Systems Employing Circular Polarization*," IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 9, pp. 4824-4835, Sep. 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2723083.

[26] J. D. Kraus, *Antennas*, 1st ed., New York: McGraw-Hill Book Company, 1950.

[27] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed., New York: John Wiley & Sons, 1998.

[28] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, Microstrip Antenna Design Handbook, 1st ed., Canton: Artech House, 2001.

[29] N. A. Abd Rahman et al., "A Review of Circularly Polarized Dielectric Resonator Antennas: Recent Developments and Applications," Micromachines, vol. 13, no. 2178, Dec. 2022, doi: 10.3390/mi13122178.

[30] H. Nakano and J. Yamauchi, "Printed Slot and Wire Antennas: A Review," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, no. 7, pp. 2158-2168, July 2012, doi: 10.1109/JPROC.2011.2180269.

[31] W. R. Deal, V. Radisic, Y. Qian, e T. Itoh, "Microwave Active Circuits and Integrated Antennas," in *The Electrical Engineering Handbook*, W.-K. Chen, Ed. Canton: Academic Press, 2005, cap. 11, pp. 691–706, doi: 10.1016/B978-012170960-0/50048-7.

[32] G. Pelosi, and S. Selleri, "Babinet's Principle in Electromagnetics: Why Does a Slot Radiate Like a Dipole? [Historical Corner]," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 59, no. 2, pp. 144-148, Apr. 2017, doi: 10.1109/MAP.2017.2658345.

[33] M. Albooyeh, N. Kamjani, and M. Shobeyri, "A novel cross-slot geometry to improve impedance bandwidth of microstrip antennas," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 4, pp. 63–72, 2008, doi: 10.2528/PIERL08050203.

[34] M. Saravanan, "An L-Shaped Slot Circularly Polarized Patch Antenna for Wireless Communication," *Journal of the Institute of Electronics and Computer*, vol. 2, no. 1, pp. 1–11, Jan. 2020, doi: 10.33969/JIEC.2020.21001.

[35] W. K. Choi, J. H. Bae, J. S. Chae, and C. W. Park, "Circularly polarized slot-array antenna for an RFID shelf in the UHF," in *Proc. Int. Symp. Antennas Propag. (ISAP)*, Jeju, Korea, Oct. 2011. Available: https://www.researchgate.net/publication/272956347_Circularly_Polarized_Slot-array_Antenna_for_an_RFID_Shelf_in_the_UHF#fullTextFileContent.

[36] R. G. Vaughan, "Polarization diversity in mobile communications,", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 39, no. 3, pp. 177-186, Aug. 1990, doi: 10.1109/25.130998.

[37] S. Gao, A. Sambell and S. S. Zhong, "Polarization-agile antennas," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 48, no. 3, pp. 28-37, Jun. 2006, doi: 10.1109/MAP.2006.1703396.

[38] A. Es-saleh, M. Bendaoued, S. Lakrit, S. Das, and A. Faize, "Design aspects of MIMO antennas and its applications: A comprehensive review," *Results in Engineering*, vol. 25, no. 103797, Mar. 2025, doi: 10.1016/j.rineng.2024.103797.

[39] A. K. Dwivedi, A. Sharma, A. K. Pandey, and V. Singh, "Two Port Circularly Polarized MIMO Antenna Design and Investigation for 5G Communication Systems," *Wireless Personal Communications*, vol. 120, no. 3, pp. 2085–2099, Oct. 2021. Available: https://www.researchgate.net/publication/350637330_Two_Port_Circularly_Polarized_MIMO_Antenna_Design_and_Investigation_for_5G_Communication_Systems.

[40] P. Sharma, Rakesh N. Tiwari, P. Singh, P. Kumar, and B. K. Kanaujia, "MIMO Antennas: Design Approaches, Techniques and Applications," *Sensors*, vol. 22, no. 7813, Oct. 2022. doi: 10.3390/s22207813.

[41] I. Adam et al., "Mutual Coupling Reduction of a Wideband Circularly Polarized Microstrip MIMO Antenna," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 97838-97845, Jul. 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2928899.

[42] Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL), *Edital de Licitação nº 1/2021-SOR/SPR/CD-ANATEL: Radiofrequências nas faixas de 700 MHz, 2,3 GHz, 3,5 GHz e 26 GHz*, Processo nº 53500.004083/2018-79, Brasília, Sep. 2021. Available: https://sei.anatel.gov.br/sei/modulos/pesquisa/md_pesq_documento_consulta_externa.php?eP-wqk1skrd8hSlk5Z3rN4EVg9uLJqrLYJw_9INcO6OyRD8iqL9S9Xn8pP7_7nZL7eBIQWeOiWAZmPzrP88GsKp4NawWkp9n0q_6bMePRxnAscg5z5FRrlZQdkKAcHw.

[43] Z. Lin, X. Du, H. -H. Chen, B. Ai, Z. Chen and D. Wu, "Millimeter-Wave Propagation Modeling and Measurements for 5G Mobile Networks," *IEEE Wireless Communications*, vol. 26, no. 1, pp. 72-77, Feb, 2019, doi: 10.1109/MWC.2019.

[44] R. J. Weiler et al., "Enabling 5G backhaul and access with millimeter-waves," in *2014 European Conference on Networks and Communications (EuCNC),* Bologna, Italy, Jun. 2014, doi: 10.1109/EuCNC.2014.6882644.

[45] W. Shahjehan, R. S. Rathore, S. W. Shah, M. Aljaidi, A. S. Sadiq and O. Kaiwartya, "A Review on Millimeter-Wave Hybrid Beamforming for Wireless Intelligent Transport Systems," *Future Internet*, vol. 16, no. 9, pp. 337, Sep. 2024, doi: 10.3390/fi16090337.

[46] REMCOM, *Wireless InSite® Reference Manual*, version 3.4.4, State College, USA, Remcom Inc., Sep. 2023.

[47] V. B. Barbudo, A. N. de São José, U. D. C. Resende, U. R. C. Vitor and G. P. M. V. Netto, "Circularly Polarized X-Band Microstrip Antenna with 2x2 CSRR Grid for IoT Applications

in Dynamic and Interfered Environments," in *2025 IEEE Latin Conference on IoT (LCIoT)*, Fortaleza, Brazil, Apr. 2025, pp. 225-228, doi: 10.1109/LCIoT64881.2025.11118564.

[48] G. G. S. Forte, G. Fontgalland and S. E. Barbin, "Antenna Polarization Characterization with Vector Network Analyzer Measurements," in *2018 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, Cartagena, Colombia, Sep. 2018, pp. 597-600, doi: 10.1109/ICEAA.2018.8520406.

[49] W. Manan, H. Obeidat, A. Al-Abdullah, R. Abd-Alhameed, and F. Faisal, "Indoor To Indoor And Indoor To Outdoor Millimeter Wave Propagation Channel Simulations At 26 Ghz, 28 Ghz And 60 Ghz For 5G Mobile Networks," *The International Journal of Engineering and Science (IJES)*, vol. 7, no. 3, pp. 8–18, Mar. 2018, doi: 10.9790/1813-0703020818.

[50] *Effects of building materials and structures on radiowave propagation above about 100 MHz*, Recommendation ITU-R P.2040-3, International Telecommunication Union (ITU), Geneva, Switzerland, Aug. 2023. Available: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.2040-3-202308-S!!PDF-E.pdf.

[51] *Electrical characteristics of the surface of the Earth,* Recommendation ITU-R P.527-6, International Telecommunication Union (ITU), Geneva, Switzerland, Sep. 2021. Available: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.527-6-202109-I!!PDF-E.pdf.

[52] REMCOM, *Wireless InSite® User's Guide*, version 3.4.4, Remcom Inc., State College, USA, Jun. 2023.