



UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ  
INSTITUTO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

# **Análise de Canal para a Frequência de 3,5 GHz em Ambientes Fechados em pequena e larga escala usando Wireless Insite e Medições**

Mozart Lima Malaquias Junior

DM 03/2025

UFPA / ITEC / PPGEE  
Campus Universitário do Guamá  
Belém-Pará-Brasil

2025

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ  
INSTITUTO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Mozart Lima Malaquias Junior

**Análise de Canal para a Frequência de 3,5 GHz em Ambientes  
Fechados em pequena e larga escala usando Wireless Insite e  
Medições**

Dissertação/Tese submetida à Banca Examinadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFPA para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica na Área de Computação Aplicada.

Orientador: Jasmine Priscyla Leite Araújo

UFPA / ITEC / PPGEE  
Campus Universitário do Guamá  
Belém-Pará-Brasil

2025

**Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP) de acordo com ISBD**  
**Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal do Pará**  
**Gerada automaticamente pelo módulo Ficat, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)**

---

L732a    Lima Malaquias Junior, Mozart.  
          Análise de Canal para a Frequência de 3,5 GHz em Ambientes  
          Fechados em pequena e larga escala usando Wireless Insite e  
          Medições / Mozart Lima Malaquias Junior. — 2025.  
          71 f. : il. color.

          Orientador(a): Prof<sup>ª</sup>. Dra. Jasmine Priscyla Leite Araújo  
          Coorientador(a): Prof. Dr. Fabrício José Brito Barros  
          Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal do Pará,  
          Instituto de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em  
          Engenharia Elétrica, Belém, 2025.

          1. Pequena e larga escala . 2. RMSE. 3. modelos de perda  
          de percurso. 4. rede neural. I. Título.

CDD 384

---

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ  
INSTITUTO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**Análise de Canal para a Frequência de 3,5 GHz em Ambientes  
Fechados em pequena e larga escala usando Wireless Insite e  
Medições**

AUTOR: NOME DISCENTE

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO SUBMETIDA À BANCA EXAMINADORA APROVADA  
PELO COLEGIADO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉ-  
TRICA, SENDO JULGADA APROVADA PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA NA ÁREA DE NNNN.

APROVADA EM: 17/03/2023

**BANCA EXAMINADORA:**

---

**Jasmine Priscyla Leite Araújo**  
(Orientador - PPGEE / UFPA)

---

**Prof. Dr. Fabrício José Brito Barros**  
(Coorientador - PPGEE / UFPA)

---

**Prof. Dr. Miércio Cardoso de Alcântara Neto**  
(Avaliador Interno - PPGEE / UFPA)

---

**Dr. Hugo Alexandre Oliveira da Cruz**  
(Avaliador Externo - CAMPUS NNN / UFPA)

**VISTO:**

---

**Prof. Dr. Diego Lisboa Cardoso**  
(Coordenador do PPGEE/ITEC/UFPA)

*Dedico este trabalho a todos que estiveram ao meu lado ao longo desta jornada.*

# Agradecimentos

Agradeço a Deus.

Agradeço aos meus pais, Mozart Lima e Silvana Fróis, pelo apoio incondicional ao longo de toda a minha vida.

Agradeço à minha irmã, Monique Malaquias, por estar sempre presente e disposta a me ajudar quando necessário.

Agradeço à minha melhor amiga e namorada, Adriele Rodrigues, por todo o companheirismo, disposição, presença e apoio do início ao fim da jornada do mestrado.

Agradeço aos professores Dr.<sup>a</sup> Jasmine Araújo e Dr. Fabrício Barros por abrirem as portas do Laboratório de Computação e Telecomunicações (LCT) para mim, pela oportunidade de dar continuidade aos estudos no mestrado, pelas orientações ao longo de toda a trajetória e pela confiança depositada em mim.

Agradeço aos MSc. Lucian Ribeiro, futuro MSc. Alan Breno e futuro Dr. Caio Cardoso por todo o suporte durante essa caminhada, seja com a ajuda no desenvolvimento desta tese, seja nos momentos de descontração essenciais ao longo do processo.

Agradeço ao MSc. Alex Sanches e a todos os membros do LCT, pelas orientações, disponibilidade, apoio ao longo do trabalho, paciência e pelos conhecimentos compartilhados.

Agradeço a todos os professores que contribuíram para a minha formação acadêmica.

*“Comece de onde você está. Use o que você tem. Faça o que você pode.”*

*Arthur Ashe*

# Resumo

No contexto de estudos relacionados à radiopropagação, este trabalho apresenta uma proposta de análise de canal em pequena e larga escala para a frequência de 3,5 GHz utilizando o *software* de simulação *Wireless InSite* (WI). Foram feitas campanhas de medição no térreo e primeiro andar do prédio anexo dos Laboratórios de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pará. As medições foram realizadas com antenas omnidirecionais desenvolvidas no Laboratório de Computação e Telecomunicações. O sinal foi transmitido com uma potência de transmissão de 20 dBm. A captura do sinal foi feita com o *ZPH site master* da *Rohde&Schwartz*. Os modelos de perda de percurso utilizados foram o *Floating-Intercept* e o *Close-In*. A simulação da comunicação realizada no programa gerou um valor de *Root Mean Squared Error* (RMSE), raiz quadrada do erro quadrático médio, de 3,681 de dB para o andar térreo e 6,059 dB de diferença para o valor medido para o primeiro andar. Observado o RMSE, os parâmetros de pequena escala encontrados pelo WI podem ser validados, sendo utilizados para encontrar o *Power Delay Profile*, perfil de potência e retardo, retardo médio, espalhamento de retardo e banda de coerência. Um modelo proposto de rede neural foi utilizado para prever a potência recebida dos raios que chegam em cada ponto de recepção.

**Palavras-chave:** Pequena e larga escala, RMSE, modelos de perda de percurso, rede neural.



# Abstract

This study proposes an analysis of small-scale and large-scale channel characteristics for the 3.5 GHz frequency using the Wireless InSite (WI) simulation software. Measurement campaigns were conducted on the ground and first floors of the annex building of the Electrical Engineering Laboratories at the Federal University of Pará. Omnidirectional antennas, developed at the Laboratory of Computing and Telecommunications, were used for signal transmission at a power of 20 dBm. Signal capture was performed using the ZPH Site Master from Rohde & Schwarz. Path loss models, namely Floating-Intercept and Close-In, were employed. The simulation results yielded a Root Mean Squared Error (RMSE) of 6.423 dB for the ground floor and 4.939 dB for the first floor when compared to measured values. Based on the RMSE, the small-scale parameters obtained from WI were validated and used to determine the Power Delay Profile, average delay, delay spread, and coherence bandwidth. A proposed neural network model was used to predict the received power of the rays arriving at each reception point.

**Key-words:** Small-scale and large-scale, RMSE, Path loss models, neural network.

# Lista de figuras

Figura 1 – Polarização linear. . . . .	9
Figura 2 – Reflexão. . . . .	10
Figura 3 – Reflexão e Refração. . . . .	11
Figura 4 – Difração. . . . .	12
Figura 5 – Espalhamento em diferentes superfícies. . . . .	13
Figura 6 – Regiões de campo próximo e distante. . . . .	14
Figura 7 – Diagrama Vertical ou de Elevação. . . . .	15
Figura 8 – Diagrama Horizontal ou Azimute. . . . .	15
Figura 9 – Padrão de Irradiação. . . . .	16
Figura 10 – Modelo de canal invariante no tempo. . . . .	19
Figura 11 – Modelo de canal variante no tempo. . . . .	20
Figura 12 – PDP. . . . .	23
Figura 13 – Processo de Aprendizagem. . . . .	24
Figura 14 – Rede PMC . . . . .	25
Figura 15 – Planta baixa. . . . .	26
Figura 16 – Ambiente criado no WI. . . . .	27
Figura 17 – Tx e Rx. . . . .	30
Figura 18 – Antena Omnidirecional. . . . .	31
Figura 19 – VSWR. . . . .	32
Figura 20 – Analisador de espectro ZPH. . . . .	33
Figura 21 – Visualização de potência do canal. . . . .	34
Figura 22 – Rota de receptores. . . . .	35
Figura 23 – Potência recebida no térreo e no 1º andar. . . . .	37
Figura 24 – Perda de propagação por distância. . . . .	38
Figura 25 – Path Loss primeira rota. . . . .	39
Figura 26 – Path Loss segunda rota. . . . .	40
Figura 27 – Path Loss Simulado. . . . .	41
Figura 28 – Path Loss simulado x medido térreo. . . . .	41
Figura 29 – Path Loss simulado x medido 1º andar. . . . .	42
Figura 30 – Perfil de perda simulado x real térreo. . . . .	42
Figura 31 – Perfil de perda simulado x real 1º andar. . . . .	43
Figura 32 – Multipercurso no RX 10. . . . .	44
Figura 33 – Power Delay Profile do RX 10. . . . .	44
Figura 34 – Multipercurso no RX 31. . . . .	45
Figura 35 – Power Delay Profile no RX 31. . . . .	45
Figura 36 – Banda de Coerência para o térreo. . . . .	46

Figura 37 – Banda de Coerência para o 1 <sup>o</sup> andar. . . . .	47
Figura 38 – Erro no conjunto de treinamento. . . . .	48
Figura 39 – Simulado x Predito térreo. . . . .	48
Figura 40 – Simulado x Predito 1 <sup>o</sup> andar. . . . .	49
Figura 41 – Real x Predito térreo. . . . .	49
Figura 42 – Real x Predito 1 <sup>o</sup> andar. . . . .	50

# Lista de tabelas

Tabela 1 – Trabalhos Correlatos. . . . .	5
Tabela 2 – Materiais utilizados. . . . .	27
Tabela 3 – Dimensões da antena. . . . .	31
Tabela 4 – Resultados dos modelos Close-in e Floating Intercept. . . . .	40
Tabela 5 – Resultados dos modelos Close-in e Floating Intercept Simulados. . . . .	43
Tabela 6 – Resultados de Mean Delay e Delay Spread. . . . .	46
Tabela 7 – Resultados de Banda de Coerência. . . . .	47

# Lista de abreviaturas e siglas

3D	Three Dimensions - 3 Dimensões
3G	Terceira Geração
4G	Quarta Geração
5G	Quinta Geração
ABG	Alpha-Beta-Gamma
Adam	Adaptive Moment Estimation - Estimação Adaptativa de Momento
Anatel	Agência Nacional de Telecomunicações
Bc	Coherence Band - Banda de Coerência
CI	Close-In
dB	Decibel
dBm	Decibel miliwatt
DS	Delay Spread - Espalhamento de Retardo
eMBB	Enhanced Mobile Broadband - Banda Larga Móvel Avançada
FI	Floating-Intercept
FSPL	Free Space Path Loss - Perda de Caminho no Espaço Livre
GHz	Giga Hertz
GSMA	Associação do Sistema Global para Comunicações Móveis
ITU	Internationnal Telecommunications Union - União Internacional de Telecomunicações
LEEC	Laboratórios de Engenharia Elétrica e Computação
LOS	Line-of-sight - Linha de visada
LTE	Long Term Evolution - Evolução de Longo Prazo
MD	Mean Delay - Retardo Médio
MHz	Mega Hertz

MIMO	Massive-input Massive-output - Entrada Massiva Saída Massiva
mMTC	Massive Machine-Type Communications - Comunicações Massivas entre Máquinas
MSELoss	- Mean Squared Error Loss - Perda do Erro Quadrático Médio
NLOS	Non-line-of-sight - Sem linha de visada
PMC	Perceptron de Múltiplas Camadas
PDP	Power Delay Profile - Perfil de Potência e Retardo
PL	Path loss - Perda de Caminho
PLE	Path loss Expoent - Expoente de Perda de Caminho
RNA	Rede Neural Artificial
RMSE	Root Mean Squared Error - Raiz do erro quadrático médio
SBR	Shooting-and-Bouncing Rays - Lançamento e Reflexão de Raios
THz	Tera Hertz
UFPA	Universidade Federal do Pará
UHF	Ultra High Frequencies - Frequências Ultra Altas
URLLC	Ultra-Reliable Low-Latency Communications - Comunicações Ultraconfiáveis e de Baixa Latência
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio - Razão de Voltagem de Onda Estacionária
WI	Wireless InSite
X3D	Extended 3D - 3D Estendido

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>1</b>
1.1	Trabalhos Correlatos	2
1.2	Motivação	5
1.3	Objetivos	6
1.3.1	Objetivo Geral	6
1.3.2	Objetivos Específicos	6
1.4	Estrutura do documento	7
<b>2</b>	<b>Referencial Teórico</b>	<b>8</b>
2.1	Propagação de Ondas Eletromagnéticas e Análise de Larga Escala	8
2.1.1	Considerações Iniciais	8
2.1.2	Propagação de Ondas Eletromagnéticas	8
2.1.3	Polarização de Ondas	9
2.1.4	Mecanismos de Propagação	9
2.1.4.1	Reflexão e Refração	10
2.1.4.2	Difração	11
2.1.4.3	Espalhamento	12
2.1.5	Antenas	13
2.1.5.1	Diagrama de irradiação	13
2.1.5.2	Ganho e Área Efetiva	16
2.1.6	Análise de Larga Escala	16
2.1.6.1	Modelo de Espaço Livre	17
2.1.6.2	Modelo <i>Close-In</i>	17
2.1.6.3	Floating-Intercept	18
2.2	Análise de Pequena Escala	18
2.2.1	Considerações Iniciais	18
2.2.2	Multipercurso	18
2.2.3	Caracterização do canal	18
2.2.4	Perfil de Potência e Retardo	21
2.2.5	Parâmetros de dispersão temporal	22
2.3	Redes Neurais Artificiais	23
2.3.1	Neurônios	24
2.3.2	Redes MLP	24
2.4	Considerações Finais	25
<b>3</b>	<b>Wireless InSite</b>	<b>26</b>
3.1	Considerações Iniciais	26
3.2	Criação do ambiente	26

3.3	Construção de elementos no WI)	27
3.4	Princípios e Metodologias do Wireless InSite (WI)	28
3.5	Considerações Finais	29
<b>4</b>	<b>Metodologia</b>	<b>30</b>
4.1	Campanhas de Medição	30
4.1.1	SETUP	31
4.1.1.1	Antenas Utilizadas	31
4.1.1.2	SETUP TX	32
4.1.1.3	SETUP RX	32
4.1.2	Metodologia de Medição	32
4.2	Simulação	34
4.3	Arquitetura da RNA	35
4.4	Síntese do Capítulo	36
<b>5</b>	<b>Resultados</b>	<b>37</b>
5.1	Considerações Iniciais	37
5.2	Análise de Larga Escala para Modelos de Perda de Propagação para os Dados Medidos	37
5.3	Simulação	40
5.4	Análise e Resultados de Pequena Escala	43
5.4.1	Perfil de Potência e Retardo	43
5.4.2	Parâmetros de Dispersão temporal	45
5.5	Banda de Coerência	46
5.6	Resultados da Rede Neural	47
5.7	Síntese do Capítulo	50
<b>6</b>	<b>Conclusão</b>	<b>51</b>
6.1	Trabalhos Futuros	51
6.2	Trabalhos Publicados	52
	<b>Referências</b>	<b>53</b>



# 1 INTRODUÇÃO

Os sistemas de comunicações passam por um momento de transição onde as técnicas que estabeleceram esse meio se tornam obsoletas, essa mudança é impulsionada pela crescente demanda por comunicações que suportem maior fluxo de dados, menor latência e capacidade de conexão para um número cada vez maior de dispositivos. De acordo com dados da Associação do Sistema Global para Comunicações Móveis (GSMA) informam que no final de 2023, mais de 4,6 bilhões de pessoas estão conectadas a redes de comunicação, na maior parte em redes de terceira geração (3G) (GSMA, 2023).

Neste mesmo *report* da associação, tecnologias como o 4G e 5G nos últimos seis anos, tiveram grandes avanços quanto à sua implementação. O 5G, em particular, baseia-se em três pilares fundamentais: Banda Larga Móvel Aprimorada (eMBB), Comunicações Massivas do Tipo Máquina (mMTC) e Comunicações Ultraconfiáveis de Baixa Latência (URLLC) (BERTENYI, 2021). Esses pilares visam atender às demandas de alta velocidade, conectividade massiva e confiabilidade crítica, respectivamente.

No cenário atual brasileiro, estamos no processo de implementação de redes 5G, com destaque para três faixas de frequência principais: sub 1 GHz, sub 6 GHz e a faixa das ondas milimétricas (24 GHz, 26 GHz - 28 GHz, entre outras). A frequência de 3,5 GHz, licenciada pela Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL), é a principal faixa destinada ao 5G no Brasil (LUCCA et al., 2020).

Com o objetivo de ampliar o conhecimento sobre o uso de frequências na faixa de sub 6 GHz para o 5G, este estudo tem como finalidade apresentar as características que envolvem um sistema de comunicação em um ambiente *indoor* de aeroporto e predial. A análise de parâmetros relacionados à propagação, conhecida como análise de pequena escala, é essencial para compreender o comportamento das ondas em diferentes cenários e otimizar a implementação da tecnologia.

Além da análise de pequena escala, este trabalho utiliza ferramentas matemáticas e computacionais avançadas, como redes neurais, o *software Wireless InSite* (WI) e modelos de perda de propagação consagrados na literatura, para inferir e validar os dados coletados no prédio dos Laboratórios de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pará (UFPA), em Belém do Pará. Essas abordagens permitem uma caracterização robusta do canal de comunicação, contribuindo para o desenvolvimento de soluções eficientes e adaptadas às necessidades específicas de ambientes *indoor*.

## 1.1 Trabalhos Correlatos

Nesta seção, são descritos os trabalhos relacionados a esta dissertação, abordando tanto pesquisas em pequena escala quanto em larga escala, ambientes *indoor* e *outdoor*.

A caracterização do canal de comunicação em diferentes ambientes e faixas de frequência tem sido amplamente investigada na literatura, com o objetivo de compreender os efeitos da propagação de ondas eletromagnéticas e otimizar o desempenho de sistemas de comunicação. Diversos estudos têm explorado a propagação em frequências variadas, desde as faixas de micro-ondas até as ondas milimétricas e terahertz, em cenários *indoor* e *outdoor*. Esses trabalhos utilizam modelos de perda de propagação, como o *Floating-Intercept* (FI), *Close-In* (CI), *Log-Distance*, e técnicas de análise de pequena escala, como o *Power Delay Profile* (PDP) e o *Root Mean Square Delay Spread* (RMS-DS), além de ferramentas computacionais como o WI e simulações baseadas em *ray tracing*. A seguir, são apresentados trabalhos relacionados que contribuíram para o avanço do conhecimento nessa área, abordando desde medições em ambientes urbanos e corredores estreitos até estudos em laboratórios, escritórios e aeroportos, com foco em frequências como 28 GHz, 60 GHz, 73 GHz, 126-156 GHz e 1 THz.

Em (SUN et al., 2018), propõem uma investigação sobre a propagação do sinal nas frequências de 28 GHz e 73 GHz, em um ambiente urbano de micro-célula e de escritório, na cidade de *New York*. Para avaliar a intensidade do sinal em função da distância, foram aplicados 5 modelos de perda de propagação como *Floating-Intercept* (FI) de frequência única, o *Close-In* (CI) de frequência única, o *alpha-beta-gamma* (ABG) de múltiplas frequências, o modelo CI de múltiplas frequências e o modelo CI de múltiplas frequências com um expoente de perda de percurso ponderado por frequência (CIF).

No trabalho apresentado por (RAO et al., 2011), foram realizadas coletas de dados em um corredor estreito na Índia, na frequência de 60 GHz com o objetivo de encontrar os valores de potência recebida, ganho de percurso, *rms delay spread* (DS) e *power delay profile* (PDP). As medições foram realizadas com duas antenas, omnidirecional e corneta. Após a obtenção dos dados, foram comparados com os resultados de simulações computacionais construídas no MATLAB e *Wireless InSite*.

Na pesquisa de (POMETCU et al., 2018), 3 cenários de medição foram adotados: um laboratório, uma sala de conferência e um escritório, para conduzir transmissões na faixa de 126 - 156 GHz, com antenas do tipo corneta. Os resultados foram aplicados no modelo de perda de propagação *Log-Distance* e medidas de pequena escala como o PDP, o *Angle of Arrival* (ângulo de chegada), *Time of Arrival* (tempo de chegada) e *Angle of Departure* (ângulo de saída).

O ensaio realizado por (KHATUNY et al., 2018) no Campus da Universidade de Boise e Aeroporto de *Boise*, no estado de *Idaho*, Estados Unidos, foram feitas medições em ambientes *outdoor* e *indoor*, respectivamente, na frequência de 60 GHz, em horários em que há bastante movimento de pessoas nos locais, com o intuito também de avaliar o impacto do movimento

de pessoas, através do efeito de sombreamento (*shadowing*) na comunicação nesse espectro de frequência. Neste estudo, foram feitos diversos tipos de análises, como o transmissor e receptor em diferentes alturas, assim como a divisão dos dados em dois tipos, com visada direta *Line-of-Sight* (LOS) e sem visada direta *Non-Line-of-Sight* (NLOS), aplicando os dados nos modelos CI e FI.

Em (ELBURKI et al., 2020), foi produzido o estudo de propagação *indoor* para 4 faixas de frequências, a faixa utilizada no LTE (*Long Term Evolution*), que é uma tecnologia de redes móveis, que opera na faixa de 2 GHz, assim como utilizou as faixas de WIFI 2,5 GHz e 5 GHz, e por último a faixa de 1 THz, que é bastante utilizada na indústria farmacêutica. Considerando distâncias de 1 a 15 metros, o autor aplicou 4 modelos para analisar a propagação em larga escala dentro do ambiente escolhido, os modelos foram o modelo de espaço livre *Free Space*, o modelo da ITU (*International Telecommunications Union*), o *Multi-Wall Cost-231* e o *Log-distance*.

O artigo de (AL-SAMMAN et al., 2016) demonstra um estudo sobre uma transmissão na faixa de 17 GHz em um ambiente *outdoor* na Malásia, utilizando antenas do tipo corneta com ganho de 15 dBi e largura de feixe de 10 graus; foi aplicada uma potência de transmissão de 16 dBm. Para analisar os dados, foi feita uma regressão linear dos dados com o modelo de propagação *Log-distance*, o que gerou um expoente de perda de caminho  $n$  de 2,3 e um desvio padrão de 6,5 dB.

Em (BAGAYOGO et al., 2023), foi conduzido um experimento na frequência de 26 GHz, nas dependências de uma escola na Tunísia, em um ambiente *indoor*, com distâncias de até 50 metros, e em um ambiente *outdoor*, cobrindo distâncias de no máximo 400 metros. Para ambos os casos, foi analisado cenários de visada direta e sem visada. Para a análise de larga escala, o modelo utilizado foi o CI. Para as medidas internas com visada, o expoente de perda foi de 1,71 com fator de sombreamento de 6,53 dB para o cenário com visada, para o cenário sem visada, o valor de  $n$  foi de 3,83 com *shadowing* de 9,78 dB. Para o ambiente externo, valores de 2,41 e 7,61 dB, para PLE e sombreamento com visada, respectivamente, para a situação sem visada, temos  $n$  igual à 3,91 e 12,24 dB de sombreamento. Avaliando as medidas de pequena escala, foi calculado o *rms delay spread* para todos os cenários, com valores variando entre 22,5 e 33 nano segundos para *indoor* e 20 até 38,4 nano segundos para *outdoor*.

Em (BEELDE et al., 2022), é aplicada técnicas de sondagem de canal na banda D, de 110 GHz até 170 GHz, para distâncias de no máximo 60 metros em ambiente *outdoor* com visada direta. Para avaliar a perda de propagação, o modelo matemático baseado em medidas *Floating-intercept*, duas métricas de avaliação de regressão foram utilizadas, o coeficiente de determinação  $R^2$  e o erro quadrático médio da raiz (RMSE), com valores de 0,955 e 1,45 dB, respectivamente. Utilizando as medidas de potência recebida, dados de pequena escala foram parametrizados como o ângulo de chegada, como 50 graus para a distância de 10 metros e 156 graus para 30 metros.

A simulação realizada por (BISMARCK et al., 2024), utilizando o WI na frequência de

28 GHz, foi sobre uma região de desfiladeiro na ilha de Lagos, na Nigéria, com a técnica de comunicação conhecida como *beamforming* MIMO (*Massive-input Massive-output*) com 32 transmissores na estação base e 4 receptores nas *small cells* espalhadas por uma área de 500 x 500 metros.

O estudo performedo por (VERDECIA-PEÑA et al., 2022) foi conduzido com o auxílio do WI por conta de seu *software* baseado no *ray tracing* para mostrar o multipercurso dos raios do transmissor até o receptor. As medidas que serviram de base para as análises foram realizadas em um escritório, na frequência de 60 GHz.

O artigo de (SASAKI et al., 2016) investiga as características da perda de penetração entre diferentes andares em um ambiente de escritório interno, considerando frequências de 0,8 a 37 GHz. A pesquisa revela que a perda de penetração do piso é influenciada principalmente por dois caminhos dominantes: a transmissão direta através dos pisos e a difração pelo exterior do prédio. Os resultados indicam que, em frequências mais baixas, a transmissão direta é dominante, enquanto em frequências mais altas, a difração externa tem maior influência. Os achados são relevantes para o desenvolvimento de modelos de propagação para redes 5G e futuras comunicações em ambientes internos.

O artigo de (ZHAO et al., 2019) propõe uma nova abordagem para modelagem e simulação de canais variantes no tempo em comunicações 5G *mmWave* na frequência de 26 GHz, utilizando redes neurais (NN) para superar as limitações dos modelos estocásticos baseados em geometria (GBSM). Dois modelos de NN são desenvolvidos: um para prever perda de caminho e desvanecimento por sombreamento, e outro para prever parâmetros de canal em pequena escala, como atraso e ângulo de chegada. Validados com medições em ambientes microcelulares e em um grande saguão, os modelos de NN mostram alta precisão ao reproduzir os parâmetros medidos, superando as descontinuidades dos métodos GBSM tradicionais. O estudo também destaca a característica esparsa de *clusters* em *mmWave*, onde o aumento do número de antenas melhora a resolução espacial sem alterar significativamente o número de *clusters*. A capacidade do canal aumenta linearmente com o número de elementos da antena, demonstrando a eficácia da abordagem proposta.

A Tabela 1 apresenta um resumo de todos os trabalhos correlatos utilizados neste trabalho, informando o tipo de cenário, a análise aplicada e a faixa de frequência explorada.

Tabela 1 – Trabalhos Correlatos.

Referência	Cenário	Análise	Frequência (GHz)
(SUN et al., 2018)	<i>Indoor e Outdoor</i>	Larga escala	28 e 73
(RAO et al., 2011)	<i>Indoor</i>	Pequena e larga escala	60
(POMETCU et al., 2018)	<i>Indoor</i>	Pequena e larga escala	126 - 156
(KHATUNY et al., 2018)	<i>Indoor e Outdoor</i>	Larga escala	60
(ELBURKI et al., 2020)	<i>Indoor</i>	Larga escala	2, 2,5, 5 e 1000
(AL-SAMMAN et al., 2016)	<i>Outdoor</i>	Larga escala	17
(BAGAYOGO et al., 2023)	<i>Indoor e Outdoor</i>	Pequena e larga escala	26
(BEELDE et al., 2022)	<i>Outdoor</i>	Pequena e larga escala	110 - 170
(BISMARK et al., 2024)	<i>Outdoor</i>	Larga escala	28
(VERDECIA-PEÑA et al., 2022)	<i>indoor</i>	Pequena e larga escala	60
(SASAKI et al., 2016)	<i>indoor</i>	Larga escala	0,8 , 2,2 , 4,7 , 26,4 , 37,1
(MACEDO, 2022)	<i>indoor</i>	Pequena e larga escala	3,5
(ZHAO et al., 2019)	<i>indoor e outdoor</i>	Pequena e larga escala	26
Proposta de trabalho	<i>indoor</i>	Pequena e larga escala	3,5

Fonte: Autor

Levando em consideração que este trabalho aborda medições e modelagem em ambiente *indoor* para a frequência de 3,5 GHz, estudos realizados em outras frequências e cenários distintos reforçam a relevância desse tipo de pesquisa no desenvolvimento do aprendizado e no embasamento teórico.

Nesta dissertação, são apresentados os resultados obtidos por meio de uma campanha de medições realizada em um ambiente *indoor*, no prédio de Engenharia Elétrica da UFPA, em Belém do Pará. O estudo caracteriza o canal de comunicação com base na sondagem do canal na frequência de 3,5 GHz, utilizando uma largura de banda de 55 MHz. Foram extraídos parâmetros relacionados à dispersão do canal em pequena escala. Além disso, para a análise da perda de propagação em larga escala, foram empregados os modelos de propagação *Floating-Intercept*, *Close-In* e suas extensões. Esses modelos permitiram a determinação do Expoente de Perda de Propagação (PLE), do desvio padrão, e contaram com a utilização do *software Wireless InSite* para complementar as análises realizadas. Com a validação dos resultados, será utilizada uma rede neural para encontrar os valores de potência dos raios de acordo com valores de entrada obtidos com o WI.

## 1.2 Motivação

Com o desenvolvimento das comunicações, proporcionando maior capacidade de envio da informação com menos latência e mais confiabilidade, a demanda por tecnologias que atendam a esses requisitos de forma abrangente é crescente. Nesse contexto, a modelagem precisa do canal de propagação torna-se um fator crítico para o planejamento bem-sucedido de sistemas sem fio, pois ela permite prever com exatidão como o sinal se comporta em diferentes ambientes, considerando obstáculos, interferências e variações de distância. Uma modelagem bem elaborada

não apenas otimiza a eficiência espectral e a qualidade do sinal, mas também contribui para a redução de custos operacionais e a maximização da cobertura da rede.

Desta forma, campanhas de medição para coleta de dados da potência recebida são essenciais para avaliar parâmetros como perda de propagação, utilizando modelos matemáticos presentes na literatura, e medidas de dispersão do canal, como o *mean delay* (atraso médio) e *delay spread* (espalhamento de atraso), comparando esses resultados com os modelos aplicados no WI. Além disso, este estudo busca correlacionar os dados medidos em campo com simulações computacionais para validar os modelos de propagação utilizados. Isso inclui avaliar as influências de fatores como materiais de construção, geometria dos ambientes e a densidade de ocupação humana, que afetam significativamente a propagação de sinais em ambientes internos. A combinação de medições experimentais e simulações permite uma análise mais robusta e detalhada, auxiliando na otimização de redes 5G em cenários específicos, como aeroportos e edifícios, e na adaptação dessas tecnologias às particularidades dos ambientes brasileiros.

## 1.3 Objetivos

### 1.3.1 Objetivo Geral

Analisar o canal de frequência de 3,5 GHz, utilizando os dados coletados em medições nos locais, para avaliar parâmetros de pequena e larga escala em comparação com os resultados obtidos através do *software* WI.

### 1.3.2 Objetivos Específicos

- Descrever o canal de comunicação utilizando dados experimentais. Realizar uma caracterização detalhada do canal de propagação, baseada em medições realizadas no aeroporto de Val-de-Cans e nos Laboratórios de Engenharia Elétrica, ambos localizados em Belém do Pará. Essa caracterização permitirá identificar padrões de comportamento do sinal em ambientes *indoor*, considerando as particularidades de cada local, como materiais de construção, dimensões e configuração espacial.
- Parametrizar medidas de pequena escala. Extrair e analisar métricas fundamentais do canal, como o perfil de potência e retardo, atraso médio, espalhamento de atraso e banda de coerência. Esses parâmetros serão avaliados para entender a variabilidade do canal em pequena escala e como eles afetam a qualidade da transmissão de sinais 5G.
- Determinar curvas de perda de propagação. Utilizar os valores de potência recebida obtidos nas medições para derivar curvas de perda de propagação. Essas curvas serão ajustadas a modelos matemáticos conhecidos, como os modelos de perda em função da distância, incluindo o modelo CI e suas variações, considerando as especificidades das frequências sub-6 GHz.

- Modelar os ambientes no programa de simulação WI. Criar representações tridimensionais detalhadas dos cenários de medição. A modelagem incluirá detalhes estruturais dos ambientes, como paredes, pisos, tetos, e possíveis fontes de obstrução ou interferência, de forma a replicar com precisão os cenários reais.
- Avaliar a correlação entre simulações e medições experimentais. Comparar os resultados obtidos por meio das simulações computacionais no WI com os dados de medições experimentais. Essa avaliação permitirá validar o modelo de simulação, identificar discrepâncias e ajustar os parâmetros do modelo para melhorar sua precisão, garantindo maior confiabilidade na análise e no planejamento de redes 5G em ambientes similares.
- Utilizar parâmetros de pequena escala obtidos com o WI para serem utilizados de entrada com objetivo de prever a potência de raios de forma que seja aproximada com a realidade, permitindo assim encontrar possíveis valores de potencia recebida em determinado ponto sem que valores sejam medidos no local.

## 1.4 Estrutura do documento

Esta dissertação/tese está dividida em 6 capítulos.

- No Capítulo 2 é apresentado o referencial teórico que tem como objetivo apresentar as propriedades das ondas eletromagnéticas, mecanismos de propagação, elementos irradiantes e parâmetros de pequena e larga escala e Redes Neurais Artificiais.
- No Capítulo 3 é explicitado sobre o *Wireless InSite*, ferramenta de simulação de comunicação que utiliza o *Ray Tracing* (traçado de raios).
- No Capítulo 4 é apresentado o *setup* de medição *indoor* e o cenário implementado no WI.
- No Capítulo 5 avaliamos os resultados obtidos de pequena e larga escala para as medidas coletadas e com as simulações no programa.
- O Capítulo 6 se destina as conclusões do estudo desenvolvido, bem como a análise dos resultados obtidos e propostas para trabalhos futuros.

## 2 Referencial Teórico

Neste capítulo será abordado como a comunicação sem fio está sujeita a diferentes fenômenos de propagação que afetam o desempenho dos sistemas de transmissão de sinais. Esses fenômenos são classificados, principalmente, em dois tipos: pequena escala e larga escala. A distinção entre esses tipos é essencial para o desenvolvimento de modelos de propagação adequados e para a otimização de sistemas de comunicação sem fio.

### 2.1 Propagação de Ondas Eletromagnéticas e Análise de Larga Escala

#### 2.1.1 Considerações Iniciais

Neste capítulo, será abordado brevemente como funciona a propagação de ondas eletromagnéticas no ar, as antenas utilizadas nesse trabalho e suas propriedades principais como: diagrama de radiação e ganho. Por último, serão apresentadas as principais técnicas matemáticas que auxiliam na análise da perda de propagação em função da distância para ambientes *indoor* e *outdoor* aplicadas neste trabalho.

#### 2.1.2 Propagação de Ondas Eletromagnéticas

As ondas eletromagnéticas são descritas pelas equações de Maxwell, que constituem o fundamento teórico do eletromagnetismo. Segundo Maxwell, as ondas eletromagnéticas são variações oscilantes de campos elétrico  $E$  e magnético  $H$  que se propagam pelo espaço, transportando energia. Essas ondas são geradas pela aceleração de cargas elétricas e podem se mover no vácuo ou em meios materiais (SALOUS, 2013).

A partir da definição da propagação de ondas planas uniformes como o modelo idealizado em que a onda eletromagnética se propaga em uma direção específica, com frentes de onda (superfícies de mesma fase) sendo planas e infinitamente extensas e utilizando as equações de Maxwell, podemos destacar fórmulas importantes referentes a características do meio em que ocorre a propagação e das ondas. A Equação 2.1 nos mostra a impedância intrínseca do meio para o vácuo, dada a permissividade  $\epsilon_0$  e a permeabilidade  $\mu_0$  do meio.

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \quad (2.1)$$

Para o vácuo, o valor de  $\epsilon_0$  é igual a  $8,854\pi 10^{-12}$  F/m, o valor de  $\mu_0$  é de  $4\pi 10^{-7}$  H/m, o que gera um valor de  $120\pi$  para a impedância intrínseca do meio. A Equação 2.2 nos mostra a



velocidade de uma onda eletromagnética no vácuo, que é de aproximadamente 299.792 metros por segundo.

$$v = \sqrt{\frac{1}{\epsilon_0 \mu_0}} \quad (2.2)$$

Para o restante deste trabalho, as ondas eletromagnéticas serão consideradas utilizando a definição de ondas planas.

### 2.1.3 Polarização de Ondas

A polarização de uma onda é definida pelo alinhamento do vetor do campo elétrico em relação à direção de sua propagação. A direção de propagação de uma onda é definida pelo vetor de *Poynting* definido pela Equação 2.3, e tem valor igual a densidade de potência instantânea da onda por metro quadrado (BARCLAY, 2003).

$$S = E * H^* \quad (2.3)$$

Existem alguns tipos de polarização como a circular, elíptica e linear. A Figura 1 ilustra a polarização linear de uma onda.

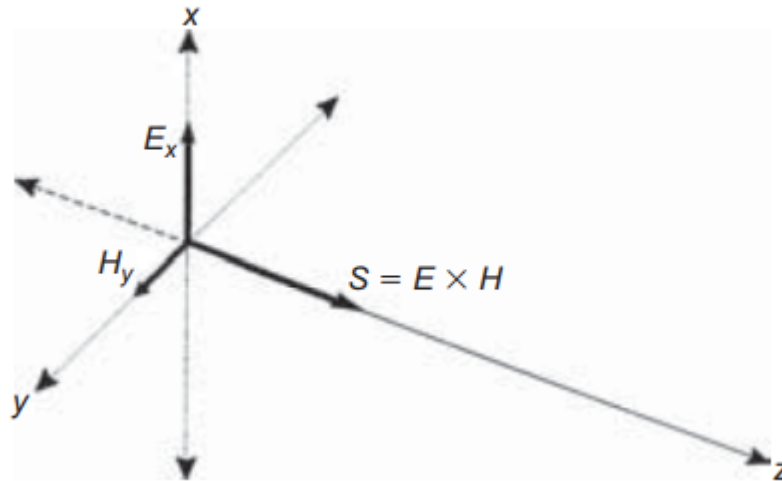


Figura 1 – Polarização linear.

Fonte: (BARCLAY, 2003)

### 2.1.4 Mecanismos de Propagação

Neste tópico, será abordado de maneira breve os principais mecanismos de propagação, que são os fenômenos fundamentais que impactam diretamente a transmissão e o comportamento

das ondas eletromagnéticas. Esses mecanismos desempenham um papel essencial no estudo da propagação de ondas, especialmente em sistemas de comunicação, radares, sensores e em diversas áreas da engenharia e física. Os principais fenômenos considerados incluem a reflexão, a refração, a difração e o espalhamento, cada um apresentando características e condições específicas que influenciam a propagação das ondas.

#### 2.1.4.1 Reflexão e Refração

O efeito da reflexão ocorre quando uma onda propaga-se de um meio para outro com diferentes características eletromagnéticas e dimensões muito maiores se comparadas ao seu comprimento de onda, fazendo com que parte da energia da onda retorne ao meio de origem e parte seja transmitida para o outro meio. A Figura 2 ilustra o fenômeno da reflexão. (RAPPAPORT, 2001).

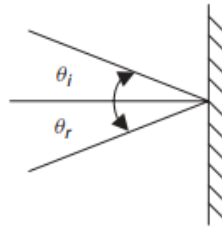


Figura 2 – Reflexão.

Fonte: (SALOUS, 2013)

Pela Lei de *Snell* para reflexão, temos que o ângulo de incidência é igual ao ângulo refletido, como mostrado na Equação 2.4

$$\theta_i = \theta_r \quad (2.4)$$

Para entendermos o impacto da reflexão na propagação de uma onda eletromagnética, é preciso observar quanto as características do meio como a permissividade relativa definida pela Equação 2.5. Com essa variável, é possível calcular o valor do coeficiente de reflexão para as polarizações perpendicular e paralela. Para a polarização paralela, o plano de incidência da onda está em um plano paralelo ao campo elétrico. Para polarização perpendicular, o campo elétrico está orientado de forma perpendicular ao plano de incidência (RAPPAPORT, 2001).

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \quad (2.5)$$

Dessa forma, a Equação 2.6 define o coeficiente de reflexão para polarização paralela.

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{-\epsilon_r \sin \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}}{\epsilon_r \sin \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}} \quad (2.6)$$

A Equação 2.7 define o coeficiente de reflexão para polarização perpendicular.

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\sin \theta_i - \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}}{\sin \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}} \quad (2.7)$$

Observadas as equações, poderemos observar para o caso em que o meio 1 seja o espaço livre e o meio 2, um dielétrico, temos que em grandes distâncias, o valor do coeficiente de reflexão para ambos os casos, é igual a - 1. Esses são chamados de ângulos rasantes.

Outro caso especial para a reflexão é chamado de ângulo de *Brewster*, que ocorre quando não ocorre reflexão no meio de origem, logo o coeficiente de reflexão é 0. Esse ângulo pode ser calculado pela Equação 2.8.

$$\sin \theta_B = \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\epsilon_1 + \epsilon_2}} \quad (2.8)$$

Para a refração, a Lei de *Snell* funciona como apontado pela Equação 2.9 e 2.10. O coeficiente de refração  $n$  é definido como a razão entre a velocidade da luz no vácuo  $c$  e a velocidade da luz no meio  $v$ .

$$n = \frac{c}{v} \quad (2.9)$$

$$\frac{\sin \theta_i}{\sin \theta_t} = \frac{n_2}{n_1} \quad (2.10)$$

A Figura 3 ilustra a reflexão e refração.

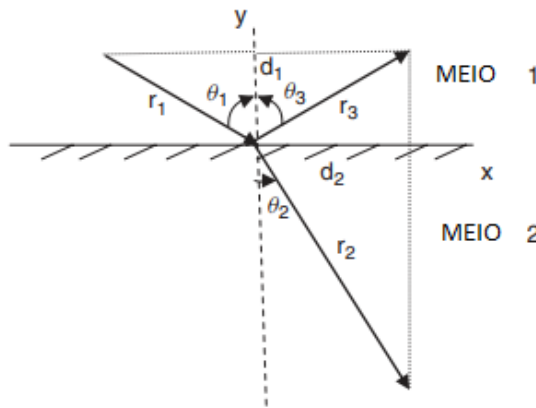


Figura 3 – Reflexão e Refração.

Fonte: Adaptado de (SALOUS, 2013)

#### 2.1.4.2 Difração

A difração ocorre quando o caminho da onda é obstruído por uma superfície que possui irregularidades acentuadas (bordas). As ondas secundárias resultantes da superfície obstrutiva

estão presentes em todo o espaço, inclusive atrás do obstáculo, dando origem a uma curvatura das ondas ao redor do obstáculo. Em altas frequências, a difração, assim como a reflexão, depende da geometria do objeto, bem como da amplitude, fase e polarização da onda incidente no ponto de difração (RAPPAPORT, 2001).

Pelo princípio de Huygens, todos os pontos de uma frente de onda atuam como fontes de ondas secundárias, que se combinam para formar uma nova frente de onda na direção da propagação. A difração ocorre pela propagação dessas ondas secundárias em regiões sombreadas, onde a intensidade do campo é a soma vetorial dos componentes do campo elétrico das ondas secundárias ao redor do obstáculo (RAPPAPORT, 2001).

A Figura 4 mostra o efeito da difração em criar uma nova frente de onda que atinge uma região de sombra.

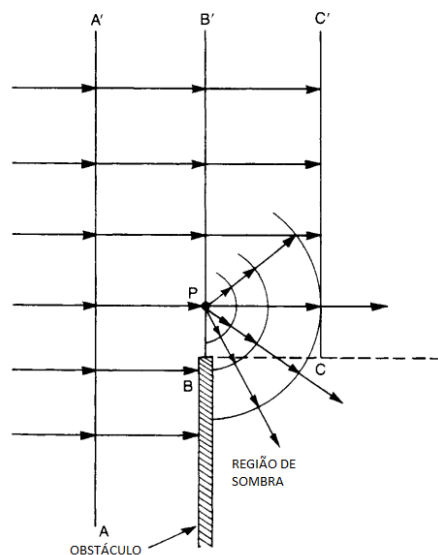


Figura 4 – Difração.

Fonte: Adaptado de (PARSONS, 2000)

#### 2.1.4.3 Espalhamento

O sinal efetivamente recebido em um ambiente de rádio móvel é frequentemente mais forte do que o previsto apenas pelos modelos de reflexão e difração. Isso ocorre porque, quando uma onda de rádio incide sobre uma superfície rugosa, a energia refletida é espalhada (difundida) em todas as direções devido ao espalhamento. Objetos como postes de luz e árvores tendem a espalhar a energia em todas as direções, fornecendo energia adicional ao receptor (RAPPAPORT, 2001).

Superfícies planas que têm dimensões muito maiores que o comprimento de onda podem ser modeladas como superfícies refletoras. No entanto, a rugosidade dessas superfícies frequentemente induz efeitos de propagação diferentes da reflexão. A rugosidade da superfície

é frequentemente testada usando o critério de *Rayleigh*, que define uma altura crítica  $hc$  altura crítica de protuberâncias da superfície para um dado ângulo de incidência  $\theta_i$ , sendo calculado pela Equação 2.11 (RAPPAPORT, 2001).

$$hc = \frac{\lambda}{8 \sin \theta_i} \quad (2.11)$$

Considerando que a altura da superfície rugosa seja uma variável aleatória Gaussiana, o fator de perda por espalhamento pode ser calculado pela Equação 2.12.

$$\rho_s = \exp \left[ - \left( \frac{\pi \sigma_s \sin \theta}{\lambda} \right)^2 \right] \left[ I_0 \left( \left( \frac{\pi \sigma_s \sin \theta}{\lambda} \right)^2 \right) \right] \quad (2.12)$$

Com  $\omega_h$  sendo o desvio padrão da altura da superfície e  $I_0$  sendo uma função de *Bessel* de primeira espécie e ordem 0.

A Figura 5 exemplifica o efeito de espalhamento.

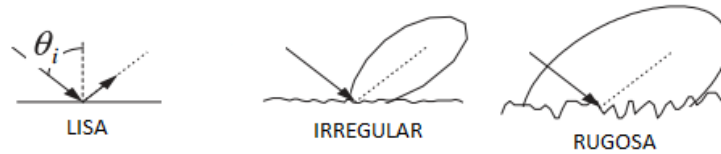


Figura 5 – Espalhamento em diferentes superfícies.

Fonte: Adaptado de (SAUNDERS et al., 2007)

## 2.1.5 Antenas

Nesta seção, será levantada uma discussão sobre os elementos de um sistema de comunicação que são capazes de realizar a transmissão da informação pelo ar, as antenas. Será abordada as principais características das antenas como diagramas de irradiação, ganho, região de campo próximo e campo distante.

As antenas são elementos irradiantes que convertem energia elétrica na forma de corrente para uma frente de onda eletromagnética composta por um campo elétrico e magnético que oscilam no tempo (MANNING, 2009).

### 2.1.5.1 Diagrama de irradiação

A antena como sendo um dispositivo passivo que apenas transforma um tipo de energia em outro, ela possui um padrão no qual essa energia é transmitida através dos seus terminais, esse gráfico em 3 dimensões é conhecido como diagramas de irradiação, que são uma representação

da sua região de campo distante ou *Far-field Region*, também conhecida como distância ou região de *Fraunhofer* (SADIKU, 2015).

Os campos de uma antena são definidos de acordo com as características físicas do elemento e são divididos em 3 regiões: o campo próximo reativo, o campo próximo irradiante e o campo distante.

O campo próximo reativo *Reactive Near-Field Region* é uma região em que o campo eletromagnético da antena ainda não está estabelecido de forma plena, podendo ser definido pela Equação 2.13 (BALANIS, 2005).

$$R_1 = 0,62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (2.13)$$

Onde  $D$  é o elemento de maior tamanho da antena e  $\lambda$  é o comprimento de onda. o campo próximo irradiante *Radiating Near-field Region* ou Região de *Fresnel*, pode ser definida pela Equação 2.14 (BALANIS, 2005)

$$R_2 = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.14)$$

Região do campo de uma antena onde a distribuição angular do campo é essencialmente independente da distância em relação à antena. Se a antena tiver uma dimensão máxima  $D$  a região de campo distante é comumente considerada como existente a distâncias maiores que a região de *Fresnel* da antena (BALANIS, 2005).

A Figura 6 ilustra as regiões definidas neste tópico.

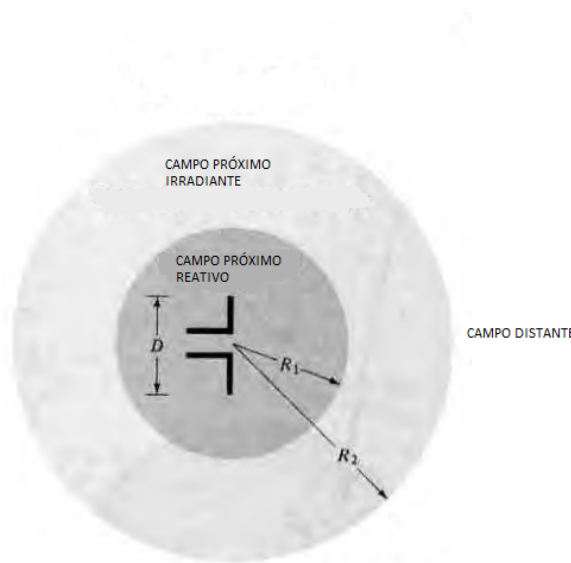


Figura 6 – Regiões de campo próximo e distante.

Fonte: Adaptado de (BALANIS, 2005)

Para distâncias maiores que a da região de campo distante, temos um padrão de irradiação bem definido e um exemplo de diagrama vertical e horizontal de uma antena genérica omnidirecional é mostrado na Figura 7 e na Figura 8, respectivamente.

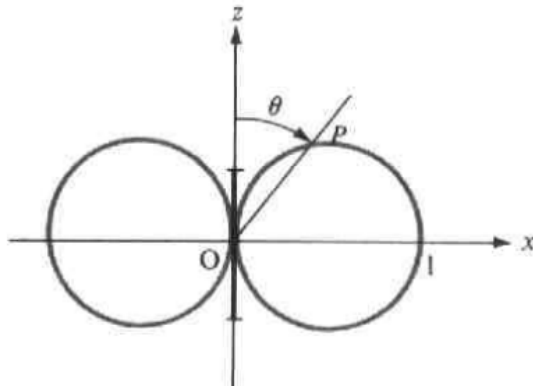


Figura 7 – Diagrama Vertical ou de Elevação.

Fonte: (SADIKU, 2015)

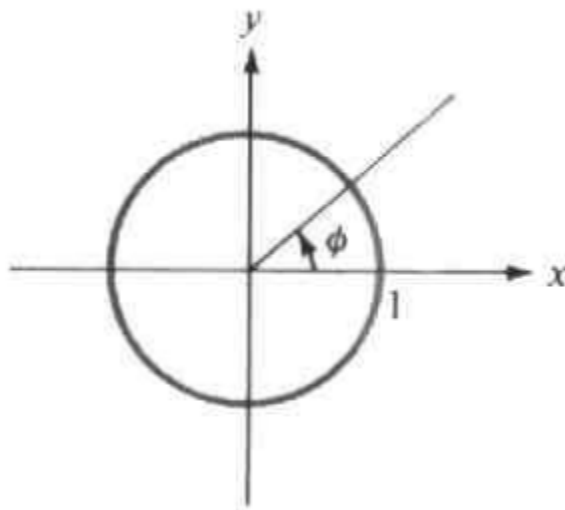


Figura 8 – Diagrama Horizontal ou Azimute.

Fonte: (SADIKU, 2015)

Observando os diagramas, podemos observar que uma antena omnidirecional irradia em 360 graus no eixo horizontal, enquanto que na vertical, existem áreas na parte de cima e de baixo da antena em que a irradiação é quase nula. Uma antena que irradia em todas as direções igualmente é chamada de isotrópica, uma antena que não existe na prática, mas é utilizada para efeito comparativo com antenas reais.

Dentro do diagrama de irradiação da Figura 9, podemos observar a existência de outros elementos que fazem parte do padrão de transmissão da antena. O Lóbulo Principal é onde se

concentra a maior parte da potência irradiada pela antena. A largura de feixe de meia potência é um valor em graus dentro do diagrama em que a potência cai em 3 dB, ou seja, pela metade. Os lóbulos secundários e traseiro são áreas onde se tem irradiação, mas em uma capacidade menor que o lóbulo principal. Por fim, os nulos são pontos onde não existe irradiação (SAUNDERS et al., 2007)

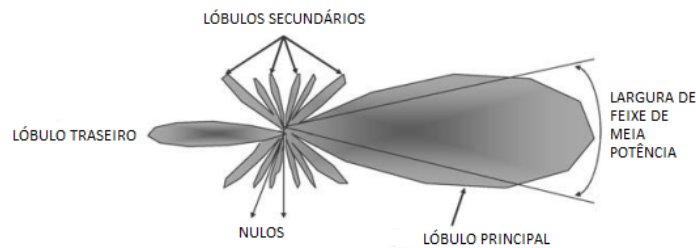


Figura 9 – Padrão de Irradiação.

Fonte: Adaptado de (SAUNDERS et al., 2007)

#### 2.1.5.2 Ganho e Área Efetiva

O ganho de antena é uma medida da direcionalidade de uma antena. O ganho de antena é definido como a potência irradiada, em uma direção específica, comparada àquela produzida em qualquer direção por uma antena isotrópica. A área equivalente descreve a eficiência da antena em capturar energia de uma onda eletromagnética incidente. Ela está relacionada à capacidade da antena de absorver energia útil de um sinal de uma direção específica, considerando suas características físicas e o padrão de radiação (STALLINGS, 2004).

A relação entre ganho e área efetiva é descrita conforme a Equação 2.15.

$$A_e = \frac{G\lambda^2}{4\pi} \quad (2.15)$$

#### 2.1.6 Análise de Larga Escala

Modelos de análises de Larga Escala são ferramentas matemáticas que conseguem encontrar valores de perda de caminho em função de algumas variáveis como o expoente de perda e principalmente da distância entre transmissor e receptor. Esta perda se dá por conta do espalhamento da potência irradiada entre as antenas, o que ocasiona um efeito chamado de *Shadowing* ou sombreamento, que é a dissipação da intensidade do sinal devido aos mecanismos de propagação abordados nos tópicos anteriores (GOLDSMITH, 2005).

Nesta seção, serão abordados os modelos de perda de caminho ou *Path Loss*, que foram utilizados neste trabalho, tanto o modelo determinístico quanto os modelos baseados em medidas, o *Close-In* e *Floating-Intercept*.



### 2.1.6.1 Modelo de Espaço Livre

Os modelos determinísticos, para a sua construção, são levados em consideração apenas os parâmetros de comunicação, como os ganhos das antenas de transmissão ( $T_x$ ) e de recepção ( $R_x$ ), frequência, comprimento de onda, distância e as demais perdas, como perda de conectores e cabos. O modelo a ser apresentado é o FSPL (*Free Space Path Loss*), perda de caminho no espaço livre, que é dado pela Equação 2.16 (RAPPAPORT, 2001).

$$PL^{FSPL} = 10 \log \frac{P_t}{P_r} \quad (2.16)$$

Onde  $P_t$  é a potência transmitida pela  $T_x$  e  $P_r$  a potência recebida por  $R_x$ , ambos em dBm, e  $P_r$  é definido pela Equação 2.17, também chamada de Fórmula de Friis.

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \quad (2.17)$$

Para a Fórmula de Friis,  $G_t$  e  $G_r$  são os ganhos das antenas  $T_x$  e  $R_x$ , respectivamente,  $\lambda$  o comprimento de onda e  $d$  a distância entre as antenas. Este modelo é válido apenas para distâncias que compõem a região de campo distante do transmissor, ou seja, apenas para  $d > R_2$  (Equação 2.14) (RAPPAPORT, 2001).

Utilizando as Equações 2.17 e 2.15, é possível calcular o campo elétrico da antena  $R_x$ , em V/m, com a Equação 2.18.

$$|E| = \sqrt{\frac{P_r \eta}{A_e}} \quad (2.18)$$

### 2.1.6.2 Modelo *Close-In*

O modelo de perda de percurso baseado na referência de espaço livre próxima *Close-In*, é descrito como uma fórmula parametrizada por  $n$ , também conhecido como Expoente de Perda de Percurso (PLE), calculado pelo Método dos Mínimos Quadrados, o cálculo da perda de percurso é feito utilizando uma distância de referência de 1 metro. (MACCARTNEY et al., 2015) justifica que mesmo que antenas de alto ganho possuam regiões de *Fraunhofer* maiores que 1 metro, o valor de erro entre uma medição na região de campo próximo e campo distante será pequeno considerando que um usuário receptor terá uma intensidade maior quanto mais próximo da antena transmissora.

A Equação 2.19 descreve o modelo de perda de caminho em função da perda de espaço livre na distância de referência, PLE e de uma variável aleatória gaussiana com desvio padrão  $\sigma$  e média 0, que representa a flutuação na intensidade do sinal devido ao efeito de *Shadowing*.

$$PL^{CI} = PL^{FSPL_{d0}} + 10n \log_{10}\left(\frac{d}{d0}\right) + X_\sigma \quad (2.19)$$

### 2.1.6.3 Floating-Intercept

O modelo FI também é muito utilizado em ambientes internos e não necessita de medidas em uma distância de referência como o CI. Diferentemente do modelo CI, o FI é parametrizado em cima de duas variáveis,  $\alpha$  e  $\beta$ ,  $\alpha$  como sendo a variável independente e  $\beta$  sendo a inclinação da curva do modelo, mas da mesma forma que o CI, o FI também tem uma variável aleatória gaussiana para representar o sombreamento (MACCARTNEY et al., 2015). A Equação 2.20 apresenta o FI.

$$PL^{FI} = \alpha + 10\beta \log_{10} d + X_{\sigma} \quad (2.20)$$

## 2.2 Análise de Pequena Escala

### 2.2.1 Considerações Iniciais

Este capítulo aborda as análises de propagação de pequena escala, essenciais para compreender as variações rápidas do sinal em intervalos curtos de tempo ou espaço. Diferentemente dos fenômenos de larga escala, que englobam perdas médias devido à distância e à obstrução do ambiente, as análises de pequena escala exploram os efeitos do multipercurso, incluindo interferências construtivas e destrutivas, desvanecimento rápido e flutuações na amplitude e fase do sinal.

### 2.2.2 Multipercurso

O desvanecimento ocorre devido à chegada de diferentes versões do sinal em diferentes intervalos de tempo, ocorrendo devido aos múltiplos caminhos que o sinal percorre até o receptor, sofrendo de reflexões, refrações e difrações que podem ocorrer no seu caminho. Estes sinais contam com amplitudes, fases e ângulos de chegada distribuídos aleatoriamente, o que causa efeitos de distorção ou desvanecimento no receptor (RAPPAPORT, 2001)

### 2.2.3 Caracterização do canal

Modelos de canal podem ser classificados como *narrowband* (banda estreita) ou *wideband* (banda larga). Os canais de banda estreita são baseados no nível médio previsto do sinal e em suposições sobre as estatísticas de desvanecimento ao redor desse nível. Devido à largura de banda limitada do sinal transmitido, informações detalhadas do canal não são necessárias para prever os efeitos sobre o sinal. Como o desvanecimento afeta igualmente todas as frequências na banda de passagem, os canais *narrowband* também são conhecidos como canais de desvanecimento plano (*flat-fading*). Por outro lado, os modelos de canal *wideband* consideram que a largura de banda do sinal é grande o suficiente para que informações de dispersão no

tempo, além do nível médio do sinal, sejam relevantes. A dispersão no tempo faz com que o desvanecimento do sinal varie em função da frequência, caracterizando esses canais como canais de desvanecimento seletivo em frequência (*frequency-selective fading*) (ANDERSON, 2003).

O movimento do transmissor e receptor pode causar um deslocamento na frequência chamado de *Doppler Shift*, que é diretamente proporcional a velocidade e direção de quem está se movendo (RAPPAPORT, 2001).

Para a análise do canal, considera-se que o canal é um sistema linear invariante no tempo com uma resposta ao impulso determinada pela Equação 2.21, que representa uma integral de convolução da entrada do sistema (SILVA, 2013). A Figura 10 representa um modelo de canal invariante no tempo.

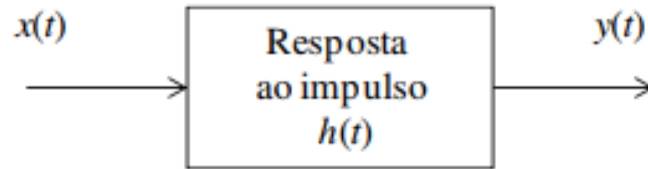


Figura 10 – Modelo de canal invariante no tempo.

Fonte: (SILVA, 2013)

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(t - \tau)d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)x(t - \tau)d\tau \quad (2.21)$$

Utilizando a transformada de *Fourier*, a integral de convolução no domínio do tempo se torna uma multiplicação no domínio da frequência, conforme a Equação 2.22.

$$Y(F) = H(F)X(F) \quad (2.22)$$

Sendo a transformada de *Fourier* da função de transferência do canal  $h(t)$ , definida pela Equação 2.23.

$$H(F) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)e^{-j2\pi ft} dt \quad (2.23)$$

Essa é abordagem de um canal invariante no tempo, contudo, um canal na prática é variante no tempo, logo a resposta a função de transferência será definida por  $h(t, \tau)$ , onde  $\tau$  é maior que zero e é uma variável de atraso. A Figura 11 demonstra um canal variante no tempo com  $y(t)$  a envoltória da saída complexa e  $h(t, \tau)$  a resposta ao impulso sistema linear, que na prática representa um conjunto de caminhos percorridos pelo sinal com pequenas diferenças no tempo de chegada (SILVA, 2013).

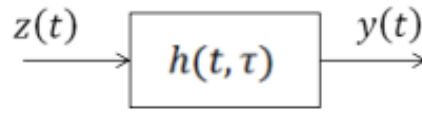


Figura 11 – Modelo de canal variante no tempo.

Fonte: (SILVA, 2013)

com a nova saída sendo definida pela Equação 2.24.

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} z(t - \tau)h(t, \tau)d\tau \quad (2.24)$$

Utilizando da Equação 2.22. Temos que a resposta em frequência do canal variante no tempo é definido pela Equação 2.25.

$$H(t, F) = \frac{Y(F)}{Z(F)} \quad (2.25)$$

Partindo da Equação 2.25, temos que a saída  $y(t)$  pode ser definida pela Equação 2.26 e  $Z(F)$  pela Equação 2.27.

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} Z(F)H(t, F)e^{-j2\pi ft}dF \quad (2.26)$$

$$Z(F) = \int_{-\infty}^{\infty} z(t)e^{-j2\pi ft}dt \quad (2.27)$$

Para (BELLO, 1963), a função  $H(t, F)$  pode ser utilizada para realizar a parametrização de valores de dispersão temporal como a banda de coerência. O *Doppler Shift*  $D(F, v)$  é determinado pela transformada dupla de *Fourier* da função de transferência  $h(t, \tau)$ , com a 2.28, ou pela função  $H(t, F)$  com a Equação 2.29, chamada de função do sistema no domínio da frequência.

$$D(F, v) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau)e^{-j2\pi ft}e^{-j2\pi v\tau}d\tau dt \quad (2.28)$$

$$D(F, v) = \int_{-\infty}^{\infty} H(t, F)e^{-j2\pi vt}dt \quad (2.29)$$

(SILVA, 2013) apresenta que a representação do espectro de saída pode ser dada como a superposição das réplicas do sinal de entrada  $Z(F)$  com diferentes deslocamentos *Doppler* como sendo  $Y(F)$  definida pela Equação 2.30

$$Y(F) = \int_{-\infty}^{\infty} Z(F - v)D(F - v, v)dv \quad (2.30)$$

(BELLO, 1963) ainda apresenta a função de espalhamento atraso-Doppler  $S(\tau, \nu)$ , que é o padrão dispersivo do canal com relação aos atrasos ( $\tau$ ) e os deslocamentos ( $D(F, \nu)$ ), como sendo a transformada de *Fourier* do *Doppler Shift*, como mostra a Equação 2.31.

$$S(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} D(F, \nu) e^{-j2\pi f t} dF \quad (2.31)$$

(OLIVEIRA, 2019) cita que um canal na prática tem comportamento aleatório que pode ser definido a partir de um processo estocástico estacionário no sentido amplo, que é um processo com média constante e autocorrelação que depende apenas do atraso temporal, e espalhamento descorrelacionado, significa que a função de autocorrelação do canal pode ser separadas em componentes independentes, conforme a Equação 2.32.

$$R_h(t_1, t_2; \tau) = R_t(\Delta t) P_h(\tau) \quad (2.32)$$

Utilizando da Equação 2.32, temos que a autocorrelação da resposta ao impulso do sistema linear e variante no tempo,  $R_y(t, s; \tau, \mu)$  é igual a  $(\eta - \tau) P_h(\xi; \tau)$ , sendo  $\xi$  um atraso, que no instante em que  $\xi = 0$ , temos que a autocorrelação da saída (Equação 2.33) será igual à Equação 2.34.

$$R_y(t, t - \xi) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} z(t - \tau)^2 (t - \xi - \eta)(\eta - \nu) P_x(\xi; \nu) d\xi d\eta \quad (2.33)$$

$$R_y(t, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} |z(t - \tau)|^2 P_h(\tau) d\tau \quad (2.34)$$

No momento em que o pulso tiver  $t = \tau$  (Equação 2.35, temos o *Power Delay Profile*, perfil de potência e retardo.

$$R_y(t, t) = P_h(\tau) \quad (2.35)$$

## 2.2.4 Perfil de Potência e Retardo

No trabalho de (MACEDO, 2022) define que o *Power Delay Profile* (PDP) representa o comportamento ao longo do tempo das cópias do sinal que são transmitidas, percorrendo diferentes caminhos até o receptor, devido às reflexões, difrações e transmissões que ocorrem quando a frente de onda entra em contato com os objetos do ambiente. Devido a esses fenômenos, as componentes do sinal chegam com magnitudes, fases e *delays* diferentes ao traçarem diferentes caminhos.

O PDP do canal, representado pela energia recebida de cada cópia do sinal enviada pelo transmissor, possui um atraso devido aos múltiplos caminhos que foram percorridos. Essa energia pode ser calculada pela Equação 2.36.

$$P_h(\tau, t) = |\overline{h(\tau, t)}|^2 \quad (2.36)$$

### 2.2.5 Parâmetros de dispersão temporal

Através do PDP podemos calcular métricas de dispersão temporal como retardo excedido médio (*Excess Mean Delay*). O retardo excedido médio explicita o atraso médio da chegada dos componentes em relação à primeira componente que chega ao receptor, essa primeira componente é o raio direto ou raio com visada direta (*Line-of-Sight*) (OLIVEIRA, 2019).

O *mean delay*  $\bar{\tau}$  é descrito em função da potência da componente atrasada do sinal  $P_h(\tau_i)$  com atraso  $\tau_i$ , conforme a Equação 2.37.

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=1}^{N-1} \tau_i P_h(\tau_i)}{\sum_{i=0}^{N-1} P_h(\tau_i)} \quad (2.37)$$

O espalhamento de retardo RMS  $\sigma_\tau$  é um parâmetro que mede o espalhamento temporal do PDP em torno do *mean delay*. Ele reflete a extensão temporal do multipercurso, indicando como os sinais se espalham no tempo devido a reflexões e difrações. Ele é definido como a raiz quadrada do momento central do PDP, como descrito na Equação 2.38 (RAPPAPORT, 2001). A Figura 12 mostra um exemplo de Perfil de Potência e Retardo com retardo médio e espalhamento de retardo.

$$\sigma_\tau = \sqrt{\bar{\tau}^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (2.38)$$

onde  $\bar{\tau}^2$  é descrito na Equação 2.39

$$\bar{\tau}^2 = \frac{\sum_{i=1}^{N-1} \tau_i^2 P_h(\tau_i)^2}{\sum_{i=0}^{N-1} P_h(\tau_i)^2} \quad (2.39)$$

Outro parâmetro de dispersão temporal que pode ser encontrado utilizando o PDP é a *Coherence Band* (Banda de Coerência), que representa a faixa de frequências na qual um canal atua de forma uniforme, ou muito próxima da uniformidade, sobre todas as frequências do sinal transmitido (MEZA, 2013).

A banda de coerência é calculada considerando o nível de correlação das frequências do canal  $R_T(\Omega)$ , pode ser encontrada utilizando a Equação 2.40.

$$R_T(\Omega) = \int_0^{+\infty} P_h(\eta = 0; \xi) e^{-j2\pi\Omega\xi} d\xi \quad (2.40)$$

onde  $\eta = 0$  representa um instante fixo no tempo,  $\xi$  é o atraso referente à componente do sinal e  $\Omega$  é a diferença entre as frequências que estão sendo correlacionadas. Para valores de

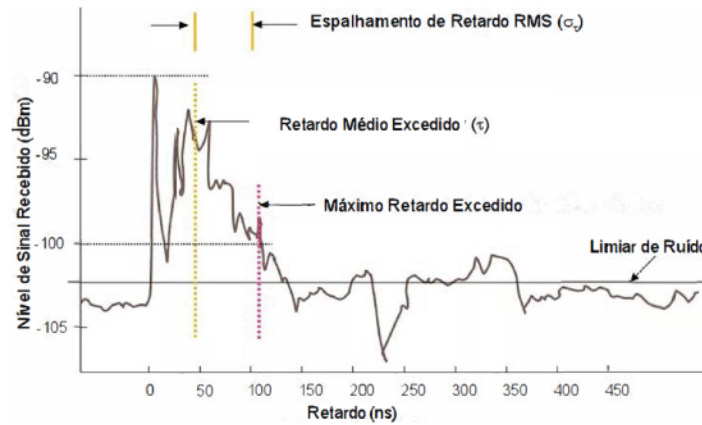


Figura 12 – PDP.

Fonte: (OLIVEIRA, 2019)

correlação acima de 0,9 (90%), temos que banda de coerência  $B_c$  é descrita conforme a Equação 2.41 (RAPPAPORT, 2001).

$$B_c = \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (2.41)$$

Para casos em que a  $B_c$  esteja acima de 0,5, a banda de coerência está conforme à Equação 2.42.

$$B_c = \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (2.42)$$

## 2.3 Redes Neurais Artificiais

Idealizada a partir do cérebro humano, uma rede neural é um processador distribuído massivamente paralelo composto por unidades de processamento simples, com uma propensão natural para armazenar conhecimento experiencial e torná-lo disponível para uso. Ela se assemelha ao cérebro porque adquire conhecimento do ambiente por meio de um processo de aprendizado e armazena esse conhecimento nas forças de conexão entre os neurônios, conhecidas como pesos sinápticos (HAYKIN, 1999).

A Figura 13 ilustra um fluxo básico de processamento de informação que pode ser associado tanto ao funcionamento de um neurônio humano quanto ao de redes neurais artificiais. No contexto biológico, o estímulo é captado pelos receptores sensoriais, que transmitem sinais através de uma rede neural (composta por neurônios) até os efetores, que geram uma resposta. De forma análoga, em redes neurais artificiais, os dados de entrada (estímulo) são processados por camadas de neurônios artificiais (rede neural), que aplicam funções de ativação e ajustam pesos sinápticos para produzir uma saída (resposta). Essa correlação destaca como as redes neurais

artificiais foram inspiradas no sistema nervoso humano, replicando de maneira simplificada seu processo de tomada de decisão e aprendizado.

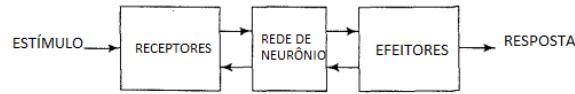


Figura 13 – Processo de Aprendizagem.

Fonte: Adaptado de (HAYKIN, 1999)

### 2.3.1 Neurônios

Os neurônios são a unidade básica fundamental das redes neurais. As camadas de uma rede neural são neurônios artificiais que recebem um *input* ou estímulo  $X_m$  através da sinapse, fazendo com que o sinal de saída do neurônio  $u_k$  seja a soma ponderada do produto das entradas  $v_k$  com seus respectivos pesos sinápticos  $w_k$ , conforme Equação 2.43 e 2.44. Após esse somatório, essa saída é aplicada a uma função de ativação  $\varphi$ , que essencialmente decide se um neurônio deve ser ativado ou não. Em outras palavras, se o que o neurônio está recebendo é relevante para a informação fornecida ou deve ser desprezado, como expressado pela Equação 2.45 (HAYKIN, 1999).

$$u_k = \sum_{j=1}^m w_{kj} X_j \quad (2.43)$$

$$v_k = u_k + b_k \quad (2.44)$$

Com  $b_k$  *bias* (ou viés) que desempenha um papel fundamental ao ajustar a saída de um neurônio artificial, permitindo que o modelo se adapte melhor aos dados. Ele funciona como um termo adicional na função de ativação, deslocando a curva de ativação para a esquerda ou para a direita, o que ajuda a melhorar a flexibilidade do modelo (HAYKIN, 1999).

$$y_k = \varphi(v_k) \quad (2.45)$$

Dentre as funções de ativação, temos: a Linear, ReLu (*Rectified Linear Unit*), Sigmoid e outras que se adequam a diferentes tipos de problemas e arquiteturas de rede.

### 2.3.2 Redes MLP

Para este trabalho, a arquitetura de rede utilizada foi a MLP (*Multi Layer Perceptron*), redes perceptron de múltiplas camadas (PMC). As redes *Perceptron* são um dos modelos mais simples de redes neurais artificiais, introduzidas por Frank Rosenblatt na década de 1950. Elas



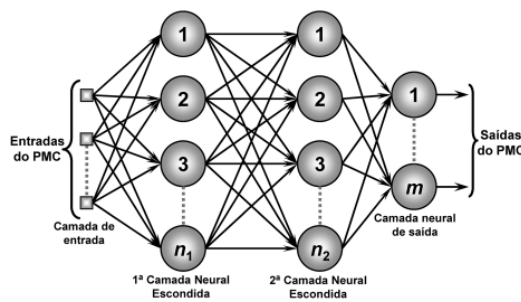


Figura 14 – Rede PMC

Fonte: (SILVA; SPATTI; FLAUZINO, 2010)

são compostas por um conjunto de neurônios artificiais organizados em camadas, onde cada neurônio realiza um cálculo baseado em uma soma ponderada de entradas e aplica uma função de ativação para determinar a saída. O *Perceptron* é especialmente útil para resolver problemas de classificação linearmente separáveis, como a distinção entre duas classes distintas de dados. Seu treinamento ocorre por meio do ajuste dos pesos das conexões entre os neurônios utilizando um algoritmo de aprendizado supervisionado, no qual os erros são reduzidos iterativamente até que a rede consiga realizar a classificação correta (SILVA; SPATTI; FLAUZINO, 2010). A Figura 14 ilustra uma rede PMC.

## 2.4 Considerações Finais

O capítulo explora a propagação de ondas eletromagnéticas, analisando os principais mecanismos que influenciam a transmissão e recepção dos sinais em diferentes ambientes. Inicialmente, são abordadas as características das antenas, fundamentais para a emissão e captação das ondas, bem como sua influência na eficiência da comunicação. Em seguida, são apresentados os modelos de perda de percurso, como o de espaço livre, CI e FI, que permitem estimar a atenuação do sinal conforme a distância e as condições do meio. Além disso, são discutidos fenômenos de pequena escala, como a dispersão temporal do canal, que afeta a propagação devido a múltiplos caminhos percorridos pelo sinal, e o perfil de potência e retardo, essencial para caracterizar a resposta do canal e otimizar sistemas de comunicação sem fio. Também foi discutido ao final desse capítulo, de forma breve, o funcionamento das RNA. Dessa forma, o capítulo oferece uma visão abrangente das variáveis que impactam a propagação das ondas eletromagnéticas.

## 3 Wireless InSite

### 3.1 Considerações Iniciais

Neste capítulo, abordaremos o *software* de simulação *Wireless InSite*, uma ferramenta avançada para análise de propagação de sinais em ambientes sem fio, amplamente utilizada no planejamento e otimização de redes de comunicação. Com o crescente avanço das tecnologias sem fio e a necessidade de sistemas cada vez mais eficientes, a capacidade de prever com precisão o comportamento dos sinais em diferentes cenários tornou-se essencial. O *Wireless InSite* destaca-se por sua abordagem robusta e detalhada, permitindo a modelagem de cenários complexos, como ambientes urbanos, interiores de edifícios e áreas rurais, com base em métodos de *ray-tracing* e modelos empíricos. Ele analisa como terrenos e edificações impactam a propagação de ondas eletromagnéticas, modelando características físicas do ambiente, realizando cálculos eletromagnéticos e avaliando a intensidade e propagação do sinal em diferentes localizações de transmissores e receptores (REMCOM, 2019). Este capítulo tem como objetivo explorar as funcionalidades, aplicações e benefícios dessa ferramenta, destacando sua relevância para o desenvolvimento de redes sem fio confiáveis e de alto desempenho.

### 3.2 Criação do ambiente

Para criar um ambiente no programa, é possível importar um ambiente criado em outra ferramenta ou criar um ambiente do zero utilizando a imagem de uma planta baixa para levantar as paredes e outros elementos. Para a criação de um ambiente *indoor*, selecionamos a opção de um novo *floor plan*, com a imagem da planta baixa para servir de guia. A Figura 15 representa a planta baixa do prédio dos Laboratórios de Engenharia Elétrica da UFPA.

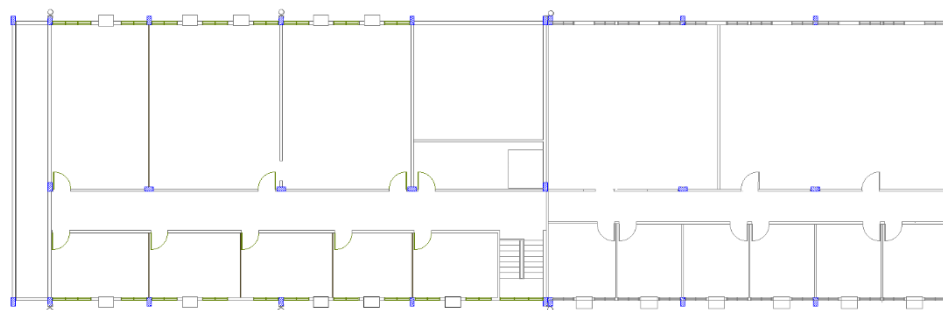


Figura 15 – Planta baixa.

Fonte: Autor

Seguindo a Figura 15, conseguimos modelar o andar térreo e o primeiro piso do prédio, que foram utilizados na medição dos dados de potência recebida e simulação do experimento.

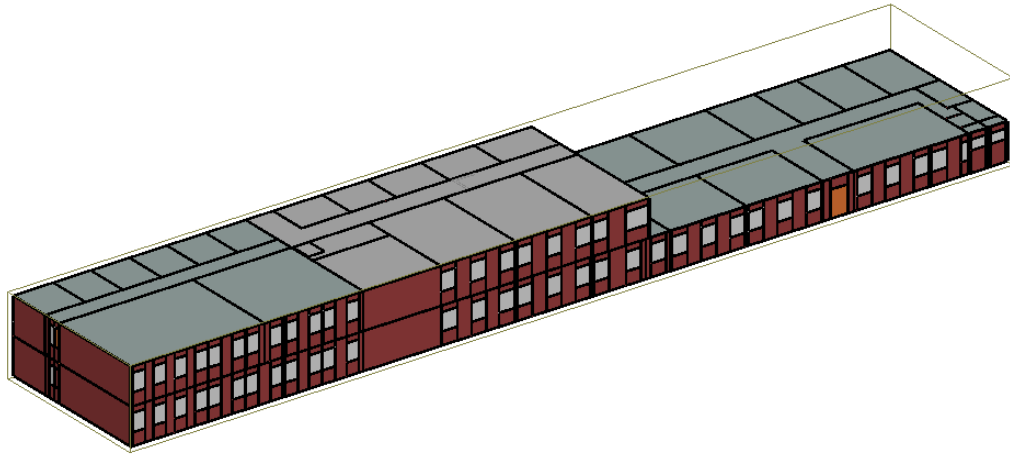


Figura 16 – Ambiente criado no WI.

Fonte: Autor

Após a confecção do ambiente na plataforma, conseguimos um ambiente com as dimensões muito próximas às reais, conforme a Figura 16.

No programa conseguimos inserir arquivos de formatos utilizados em outros programas de criação de ambientes. O programa conta com uma quantidade de materiais conhecidos na literatura como tijolo, vidro, *drywall* (gesso) entre outros. Todos os materiais podem ter suas características físicas alteradas, assim como é possível criar um material novo. O programa também conta com elementos de vegetação como grama, floresta decídua esparsa e floresta de pinheiros esparsa. A Tabela 2 indica as características dos materiais utilizados no projeto do ambiente.

Tabela 2 – Materiais utilizados.

	Tijolo	Vidro	Madeira	Concreto1	Concreto2	Metal
$\epsilon$	3.75	6.27	1.99	5.31	1.50	3.00
$\sigma$	0.038	0.0669	0.0554	0.08987	0.002148	37.7

Fonte: Autor

### 3.3 Construção de elementos no WI)

O *software* conta com uma quantidade pré-definida de antenas como isotrópica, omnidirecional e entre outras, cada uma com parâmetros que podem ser alterados pelo usuário como largura de feixe de meia potência, perda de transmissão e VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*). Para criar uma nova antena, a empresa responsável pelo WI, a *REMCOM*, disponibiliza, através de licença, o programa *Xfdtd* para criação de novos modelos de antenas que podem ser importados no WI.

O programa conta com uma boa quantidade de formas de onda como senoides, *chirps*

entre outros, para frequências e larguras de banda que o usuário pode definir. Neste trabalho, a forma de onda é senoidal na frequência de 3,5 GHz com 55 MHz de largura de banda, valores definidos para representar um possível cenário de transmissão de dados com 5G.

Para definir transmissores e receptores, existem diversos modos em que podemos colocar os pares de transmissor e receptor como rotas, trajetórias e pontos, com os transmissores e/ou receptores estáticos ou em movimento.

O resultado da simulação depende de forma proporcional com relação ao realismo do ambiente importado no que diz respeito às dimensões do ambiente e às características elétricas do cenário.

### 3.4 Princípios e Metodologias do Wireless InSite (WI)

A Técnica de Traçado de Raios (*Ray-Tracing*) é uma abordagem assintótica utilizada para analisar a propagação de ondas de radiofrequência em cenários que representam ambientes reais com boa fidelidade. Essa técnica rastreia as trajetórias percorridas pelas ondas eletromagnéticas, considerando que, em meios homogêneos, lineares e sem dispersão, as ondas se propagam em linhas retas. Essa suposição é válida para a maioria dos sistemas de comunicação sem fio, especialmente em frequências mais altas, como na faixa UHF, onde as ondas se comportam de forma semelhante a raios ópticos (GRUBISIC, 2005).

O traçado de raios também permite determinar os percursos das ondas ao considerar interações como reflexão, refração e difração com obstáculos no ambiente. Com base nessas trajetórias, as equações de Maxwell são resolvidas para calcular os campos eletromagnéticos.

O método *Shooting and Bouncing Rays* (SBR) é uma técnica de modelagem de propagação de ondas eletromagnéticas que consiste na emissão de raios da antenna transmissora e no rastreamento de suas interações com o ambiente, incluindo reflexões, transmissões e difrações em superfícies. Apesar de sua precisão na consideração de múltiplas reflexões, o método pode ser computacionalmente exigente e requer refinamentos para lidar com efeitos de difração e espalhamento difuso (GRUBISIC, 2005).

O WI utiliza modelos computacionais para calcular a propagação da onda no meio, esses modelos são o *FULL 3D* e o *X3D*. O modelo de propagação *FULL 3D* considera totalmente os efeitos tridimensionais das ondas eletromagnéticas, incluindo reflexões, difrações, espalhamentos e polarização, permitindo simulações detalhadas da propagação do sinal em ambientes complexos. Já o modelo *X3D* (*eXtended 3D*) é uma versão aprimorada do *FULL 3D*, combinando técnicas como *ray tracing* e diferenças finitas para um cálculo mais preciso da interação do sinal com diferentes materiais e superfícies. Ele otimiza o processamento computacional sem perder exatidão (REMCOM, 2019).

O WI apresenta resultados por meio de representações visuais, animações, gráficos

avancados e análise em tempo real. Ele permite comparar dados rapidamente e oferece duas opções de processamento: alta fidelidade rápida ou altíssima fidelidade baseada em física (MEDEdOVIć et al., 2012).

## 3.5 Considerações Finais

O capítulo apresenta o WI, uma ferramenta avançada para modelagem e simulação da propagação de ondas eletromagnéticas em ambientes complexos. Ele permite simular a perda de percurso e o desvanecimento de sinais, considerando obstáculos e características do ambiente, utilizando modelos de transmissão, difração e reflexão.

## 4 Metodologia

### 4.1 Campanhas de Medição

Este trabalho teve como objetivo realizar medições para analisar o comportamento do sinal no prédio de Engenharia Elétrica da UFPA, operando na frequência de 3,5 GHz. As campanhas de medição foram conduzidas em dois corredores situados em pavimentos distintos, mantendo o transmissor na mesma posição em ambas as situações. O estudo buscou investigar parâmetros de pequena escala, considerando cenários com e sem linha de visada. Posteriormente, o prédio foi modelado em 3D no WI, reproduzindo fielmente suas características e dimensões reais. A partir disso, foram realizadas simulações utilizando o método de traçado de raios, com o objetivo de modelar o comportamento do sinal e comparar os resultados com os dados obtidos nas medições. Avaliados os parâmetros de pequena escala, uma base de dados com estes parâmetros será criada para prever a potência dos raios. A Figura 17 ilustra como os equipamentos foram dispostos no ambiente para as medições.



Figura 17 – Tx e Rx.

Fonte: Autor

### 4.1.1 SETUP

O *Setup* consiste na configuração dos equipamentos responsáveis por transmitir e captar o sinal.

#### 4.1.1.1 Antenas Utilizadas

A antena utilizada na transmissão e recepção, conforme a Figura 18, é uma antena omnidirecional com ganho de 2 dBi que foi desenvolvida pelo Laboratório de Computação e Telecomunicações da UFPA e possui uma banda larga de 3,9 GHz, começando em 2,4 até 6,3 GHz.

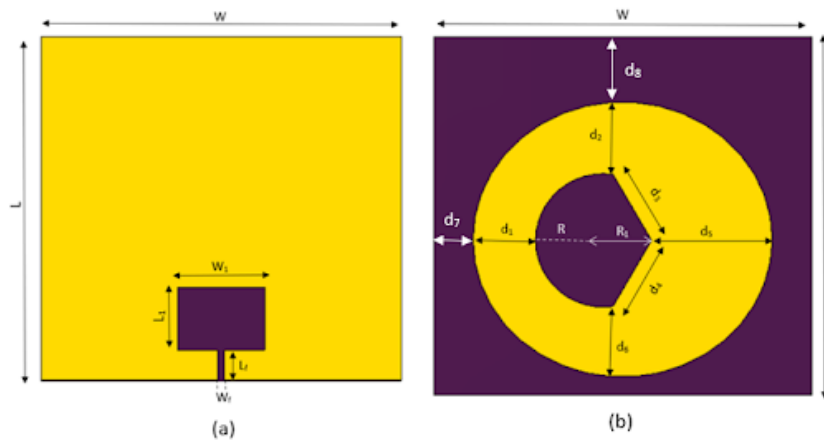


Figura 18 – Antena Omnidirecional.

Fonte: Autor.

As dimensões da antena são apresentadas na Tabela 3.

Tabela 3 – Dimensões da antena.

Fonte: Autor

Parâmetros	Valores(mm)	Parâmetros	Valores(mm)
W	42,12	L	40,37
R	7.53	R <sub>1</sub>	5.42
d <sub>1</sub>	7,4	d <sub>2</sub>	8,6
d <sub>3</sub>	12,64	d <sub>4</sub>	7,71
d <sub>W</sub>	4,41	d <sub>L</sub>	7,32
W <sub>1</sub>	10,18	L <sub>1</sub>	7,4
W <sub>f</sub>	0,88	L <sub>f</sub>	3,57

A antena possui o gráfico de VSWR medido com o *Site Master Anritsu 820D* e simulado com o programa *CST Studio Software* é mostrado na Figura 19.

O diagrama de radiação de uma antena omnidirecional está descrito conforme as Figuras 7 e 8.

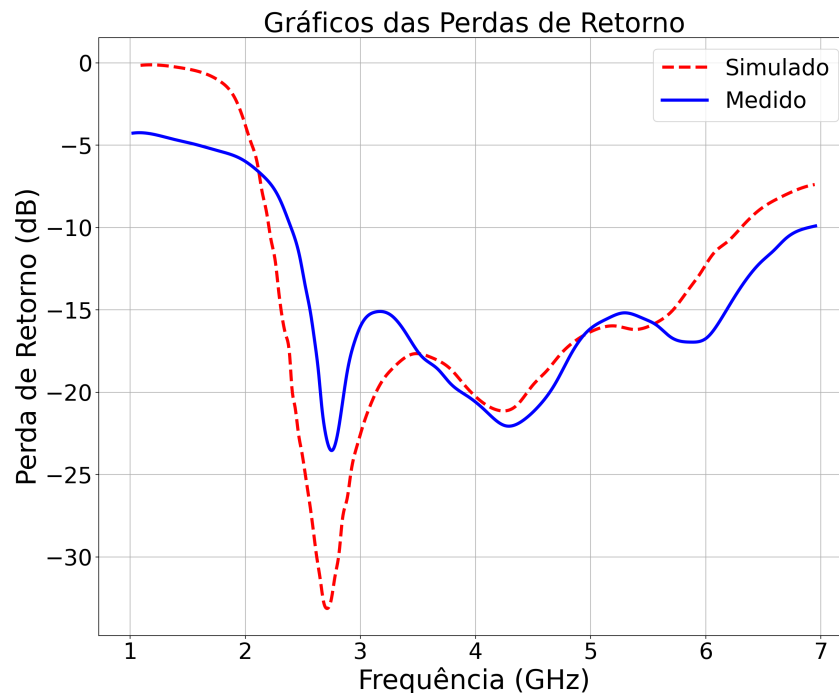


Figura 19 – VSWR.

Fonte: Autor

#### 4.1.1.2 SETUP TX

Para a transmissão do sinal, foram utilizados um gerador de sinal da fabricante *Anritsu* modelo *MG3700A*, que conta com uma potência de no máximo 23 dBm. O sinal gerado foi na frequência de 3,5 GHz. Acoplado ao gerador de sinal, foi utilizado um amplificador de sinal da fabricante *Mini-Circuits* modelo *ZHL-42w*, que pode gerar um ganho na saída de 27 dB. Para alimentar o amplificador, uma fonte de bancada de 15 volts precisou ser utilizada. Após as conexões entre os equipamentos, temos que a potência entregue à antena foi de 20 dBm.

#### 4.1.1.3 SETUP RX

A recepção conta com a antena receptora e o equipamento que realiza as leituras de potência recebida no canal, o *ZPH Rohde&Schwarz Site Master*, ilustrado na Figura 20.

### 4.1.2 Metodologia de Medição

As campanhas de medição foram realizadas no prédio de Engenharia Elétrica da UFPA, especificamente em dois corredores: no térreo, onde havia linha de visada direta para o transmissor e no primeiro andar, onde não havia linha de visada. No térreo, foram definidos 38 pontos de medição, com um espaçamento de 1 metro entre eles. No primeiro andar, o mesmo espaçamento foi mantido, resultando em 38 pontos de medição. As antenas de transmissão e recepção foram posicionadas a uma altura de 1,48 metros do solo no térreo e a 4,35 metros para os receptores no segundo piso.





Figura 20 – Analisador de espectro ZPH.

Fonte: Rohde&Schwarz

Cada ponto de medição exigiu um tempo de permanência de aproximadamente 20 segundos para a coleta dos dados. Esse tempo foi necessário devido à configuração dos parâmetros do analisador de espectro, especificamente a *Resolution Bandwidth* (RBW) e a *Video Bandwidth* (VBW). Essas configurações influenciam diretamente o tempo necessário para que o equipamento consiga processar e calcular a média da potência do canal no ponto de medição. Como resultado, foi imprescindível que o operador permanecesse imóvel durante esse período para garantir a precisão dos dados coletados.

O equipamento mede a potência do canal ao longo da banda de frequência do sinal. A configuração de *RBW* define a largura de banda do filtro de resolução do analisador de espectro, influenciando a capacidade de separar sinais próximos em frequência; quanto menor o *RBW*, maior a precisão, porém maior o tempo de varredura. Já a *VBW* atua na suavização do sinal após a detecção, reduzindo variações rápidas na exibição, mas também impactando o tempo necessário para estabilização da medição. A configuração adequada desses parâmetros é essencial para garantir um equilíbrio entre precisão e tempo de aquisição dos dados. Para este experimento, o *RBW* foi de 10 KHz e *VBW* de 3 KHz. Estes dados foram colhidos ao longo das duas rotas de recepção e visualizados no *software Instrument View R&S*.

O valor de potência do canal pode ser calculado através do método de integração de banda, conforme a Equação 4.1.

$$P_{channel} = 10 \log \left( \left( \frac{B_s}{RBW} \right) \left( \frac{1}{N} \right) \sum_{i=1}^N 10^{\frac{P_i}{10}} \right) \quad (4.1)$$

Onde  $B_s$  é a largura de banda do sinal,  $RBW$  é o valor de resolução de largura de banda,  $N$  é o número de elementos que compõem a banda e  $P_i$  é o valor de potência em determinada frequência do sinal.

A Figura 21 mostra como o equipamento visualiza a potência do canal no primeiro ponto de recepção da rota do térreo.

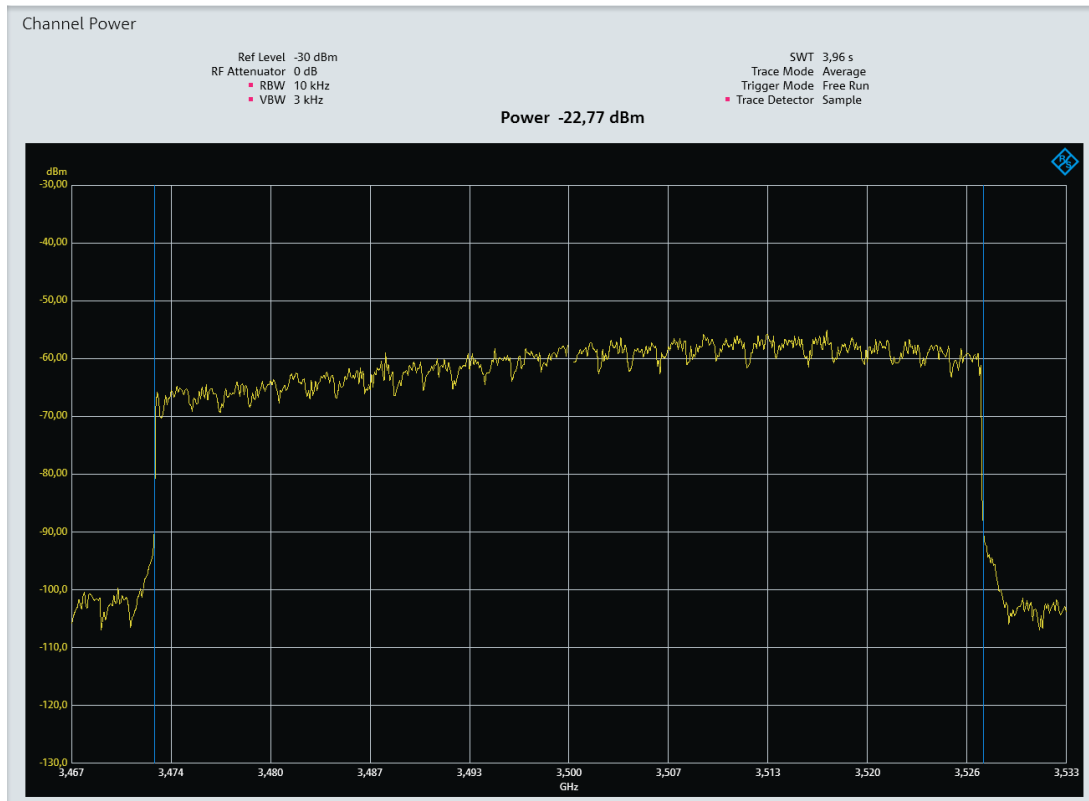


Figura 21 – Visualização de potência do canal.

Fonte: Autor

O transmissor foi mantido fixo no térreo ao longo de toda a campanha de medição. A altura tanto do transmissor quanto dos receptores foi padronizada em 1,48 metros para todas as medições. As coletas de dados ocorreram no período da manhã, entre 9h e 12h.

## 4.2 Simulação

No WI, para este experimento, foi criado um transmissor  $TX$  localizado no térreo e duas rotas de receptores, representadas pelos ícones cúbicos em vermelho, conforme a Figura 22, para o andar térreo e o primeiro andar. As rotas de receptores foram transladadas no eixo  $z$  de forma que as rotas tivessem os mesmos pontos para os dois andares. Para efeitos de visualização, apenas a rota do primeiro andar é visualizada.

Para obter resultados satisfatórios em simulações desse tipo, a definição dos parâmetros utilizados na construção do ambiente 3D é fundamental. Neste trabalho, além da modelagem geométrica do prédio, a escolha dos parâmetros constitutivos dos materiais e do modelo de propagação influencia diretamente os resultados obtidos. O modelo de propagação adotado foi o *FULL 3D*, devido à sua robustez e capacidade de calcular mecanismos de propagação como reflexão, difração e transmissão.

Com essas simulações, é possível determinar os valores de potência recebida em cada

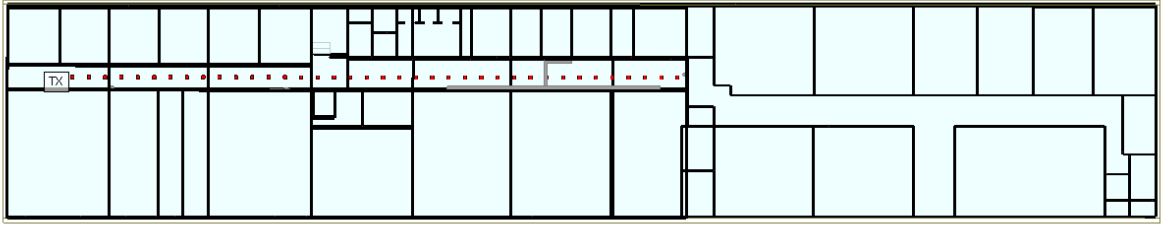


Figura 22 – Rota de receptores.

Fonte: Autor

ponto, bem como os raios constituintes, suas respectivas amplitudes e fases. Além disso, a dispersão do atraso pode ser analisada, indicando a diferença entre o primeiro e o último raio que chega ao receptor.

Para avaliar a precisão dos resultados, utiliza-se a raiz do erro quadrático médio (RMSE) conforme a Equação 4.2, comparando a potência recebida medida com a simulada.

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (Y_{\text{real}} - Y_{\text{simulado}})^2} \quad (4.2)$$

Os resultados obtidos permitem verificar a aplicabilidade da metodologia na estimativa de parâmetros de pequena escala a partir das simulações, mesmo quando apenas parâmetros de grande escala, obtidos em campanhas de medição, estão disponíveis.

### 4.3 Arquitetura da RNA

A rede neural utilizada é uma rede totalmente conectada (*feedforward*) projetada para uma tarefa de regressão, implementada em PyTorch. Ela possui quatro camadas lineares, onde a primeira camada recebe um número de entradas igual ao número de *features* (colunas) do conjunto de dados e a última camada gera uma única saída. As camadas intermediárias possuem 512, 256 e 128 neurônios, respectivamente, aplicando a função de ativação ReLU nas três primeiras camadas para introduzir não linearidade ao modelo. O treinamento da rede é realizado utilizando o otimizador Adam e a função de perda do erro médio quadrático (MSELoss), ajustando os pesos com retro propagação ao longo de 1000 épocas. A base de dados conta com 3850 amostras de raios, divididas na proporção de 80-20 entre conjunto de treinamento e teste, com 3080 amostras para o treinamento e 770 para o conjunto de teste. As variáveis de entrada foram os ângulos da direção de chegada no eixo  $\phi$  e  $\theta$ , a condição de visada direta ou não entre transmissor e receptor, a distância entre  $T_x$  e  $R_x$  e o tempo de chegada para cada raio, para gerar a saída que é a potência do raio em dBm.

## 4.4 Síntese do Capítulo

Nesta secção foram descritos os equipamentos e suas configurações para realizar as campanhas de medição no cenário *indoor*. Foram apresentadas a antena utilizada e o equipamento responsável por realizar a coleta dos dados que serão posteriormente processados.

## 5 Resultados

### 5.1 Considerações Iniciais

Este capítulo apresenta os resultados das medições realizadas no cenário *indoor* do Prédio dos Laboratórios de Engenharia Elétrica da UFPA. Modelos matemáticos serão utilizados para analisar a perda de percurso a partir dos dados de potência recebida, comparando-se com os dados da simulação no *Wireless InSite*. Será abordada também a caracterização do canal na frequência de 3,5 GHz.

### 5.2 Análise de Larga Escala para Modelos de Perda de Propagação para os Dados Medidos

Foram realizadas campanhas de medição para a frequência de 3,5 GHz, utilizando um sinal com largura de banda de 55 MHz, com antenas omnidirecionais com polarização paralela vertical tanto para o transmissor quanto para o receptor. O equipamento de recepção indica potência recebida em termos de potência do canal, que é definida como a soma de toda a potência de um determinado canal, dentro da largura de banda do canal definido.

Após compilar os resultados, temos os valores de potência recebida para os dois andares, valores mostrados na Figura 23

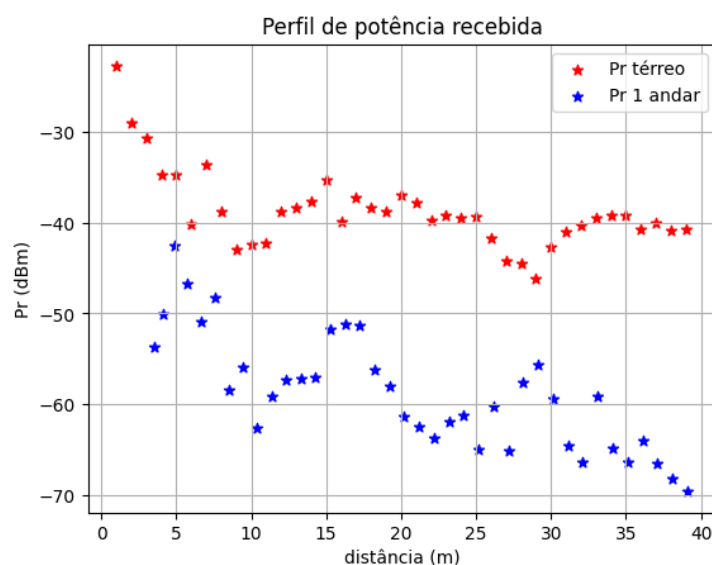


Figura 23 – Potência recebida no térreo e no 1º andar.

Fonte: Autor

Para o valor de 20 dBm para potência transmitida, temos que a perda de propagação no ambiente pode ser exibida na Figura 24.

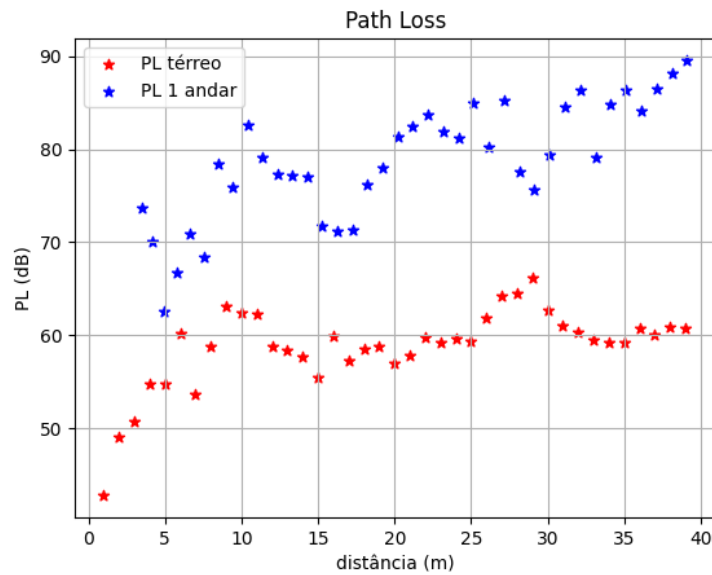


Figura 24 – Perda de propagação por distância.

Fonte: Autor

Conforme mostrado na Figura 24, é notado um valor a mais de perda de propagação devido à diferença de andares entre o transmissor e os receptores. O processo de refração do sinal para atravessar o piso do prédio ocasiona perdas significativas na potência do sinal recebido para o primeiro ponto de recepção do 1º andar, que se encontra a aproximadamente 3,03 metros do transmissor, com relação ao primeiro ponto do térreo que está a 1 metro do  $TX$ , temos uma diferença de aproximadamente 30,87 dB. Ao longo do percurso, temos um valor de média de 20,04 dB de fator de atenuação por andar (FAF) (SEIDEL; RAPPAPORT, 1992), para a frequência de 3,5 GHz no ambiente predial.

Para o andar térreo, com relação ao modelo CI, temos um valor de expoente de perda (PLE) de aproximadamente 1,26 com um RMSE de 3,07 dB do modelo com relação aos dados medidos. Para o modelo FI, temos que o valor de  $\alpha$  foi de 48,13 e  $\beta$  de 0,89, o modelo teve um RMSE de 2,71 dB com os dados medidos.

O modelo CI, representado pelos pontos pretos na Figura 25, apresenta um rápido crescimento da perda de percurso nos primeiros metros, seguido de uma estabilização, refletindo a forte atenuação inicial do sinal e as condições do ambiente. A partir de aproximadamente 10 metros, alinha-se bem à média dos valores reais, demonstrando que sua equação logarítmica representa adequadamente a atenuação. Já o modelo FI, representado pela linha azul, também exibe um crescimento da perda de percurso, mas com um ajuste mais flexível. Inicialmente, apresenta valores ligeiramente maiores que o CI, mas depois acompanha bem os dados experimentais.

Os valores medidos, representados pelos pontos vermelhos, apresentam uma dispersão

em torno dos modelos teóricos, o que pode ser atribuído a efeitos ambientais, como reflexões, difração e interferências. Essas variações são esperadas em ambientes reais, onde a propagação do sinal não ocorre de maneira idealizada. Apesar da dispersão, tanto o modelo CI quanto o FI conseguem capturar a tendência geral da perda de percurso, sendo úteis para a caracterização da propagação do sinal na cena analisada.

A Figura 25 ilustra o perfil de perda de caminho para a primeira rota.

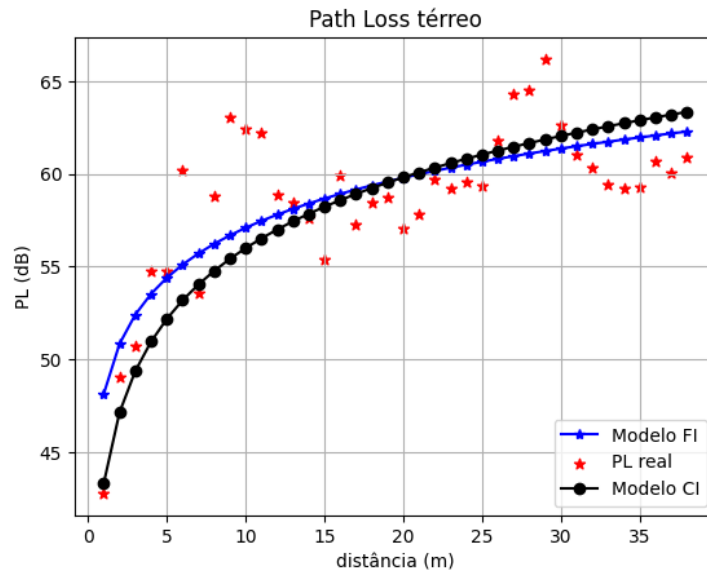


Figura 25 – Path Loss primeira rota.

Fonte: Autor

Para a segunda rota de recepção, com relação ao modelo CI, temos um PLE de 2,79 com RMSE de 5,05 dB com os dados obtidos. Para o FI, temos  $\alpha$  igual a 57,43 e  $\beta$  com valor de 1,71, o FI contou com uma diferença de 3,92 dB se comparado aos dados reais.

O modelo CI, representado pelos pontos pretos, apresenta um crescimento rápido da perda de percurso nos primeiros metros, seguido de uma estabilização, refletindo a forte atenuação inicial do sinal e os efeitos do ambiente no primeiro andar. A partir de aproximadamente 10 metros, alinha-se bem à média dos valores medidos, confirmando que sua equação logarítmica descreve adequadamente a atenuação do sinal.

O modelo FI, representado pela linha azul, segue uma tendência semelhante, mas com um ajuste mais flexível. Nos primeiros metros, apresenta valores ligeiramente superiores ao modelo CI, mas depois acompanha bem os dados experimentais. Sua capacidade de ajuste permite uma melhor adaptação à dispersão dos valores medidos, que variam devido a reflexões, difrações e interferências típicas do ambiente.

A diferença na perda de percurso em relação ao térreo se deve ao fato de o transmissor estar em um andar diferente, o que altera as condições de propagação devido à presença de obstáculos estruturais e à possível obstrução parcial da linha de visada. A mudança de nível

influencia a propagação, aumentando a atenuação devido à geometria do espaço e à presença de barreiras adicionais, o que explica as diferenças observadas nos modelos em relação ao térreo. A Figura 26 mostra os gráficos dos modelos para o 1º andar.

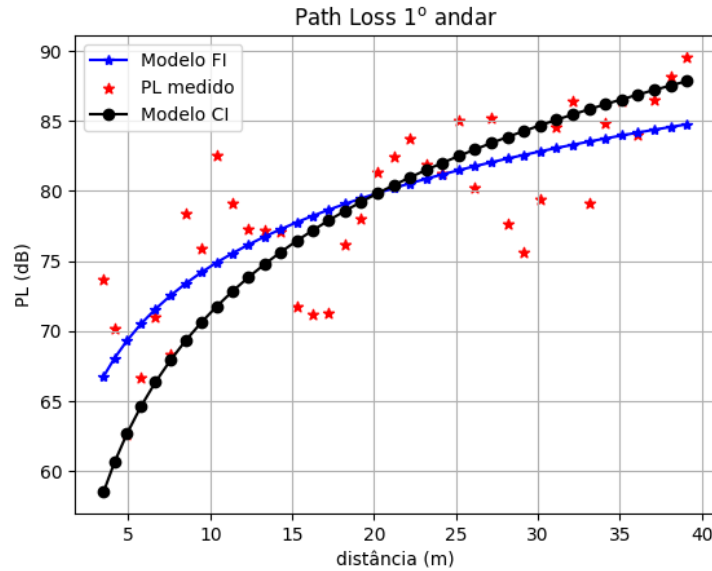


Figura 26 – Path Loss segunda rota.

Fonte: Autor

Todos os valores encontrados para os modelos estão expostos na Tabela 4.

Tabela 4 – Resultados dos modelos Close-in e Floating Intercept.

Modelo	Close-in			Floating Intercept			
	PLE	RMSE	$\sigma$	$\alpha$	$\beta$	RMSE	$\sigma$
Térreo	1,26	3,06	3,03	48,24	0,88	2,69	2,69
1º andar	2,79	5,05	5,007	57,43	1,71	3,92	3,92

Fonte: Autor.

### 5.3 Simulação

Para a simulação, a combinação de mecanismos de propagação de ondas que foi utilizada neste trabalho foi de 7 reflexões, 2 transmissões e 0 difrações. A utilização dos dados de potência recebida simulados no *Wireless InSite* justifica-se pela proximidade dos resultados em relação aos valores reais, com uma diferença de no máximo 7 dB. Embora haja uma diferença entre os dados simulados e os medidos, essa discrepância não é significativa, permitindo que os parâmetros de pequena escala, como desvanecimento rápido e distribuição estatística do sinal, sejam consistentes com cenários reais. Essa concordância é possível devido à precisão do WI em modelar fenômenos de propagação, como reflexões, difrações e espalhamento, essenciais para



a análise de pequena escala. Assim, as simulações tornam-se uma ferramenta confiável para o estudo e otimização de sistemas de comunicação sem fio, reduzindo a necessidade de medições extensivas em campo sem comprometer a qualidade da análise. A Figura 27 mostra o valor de perda de caminho para os dois pisos medidos.

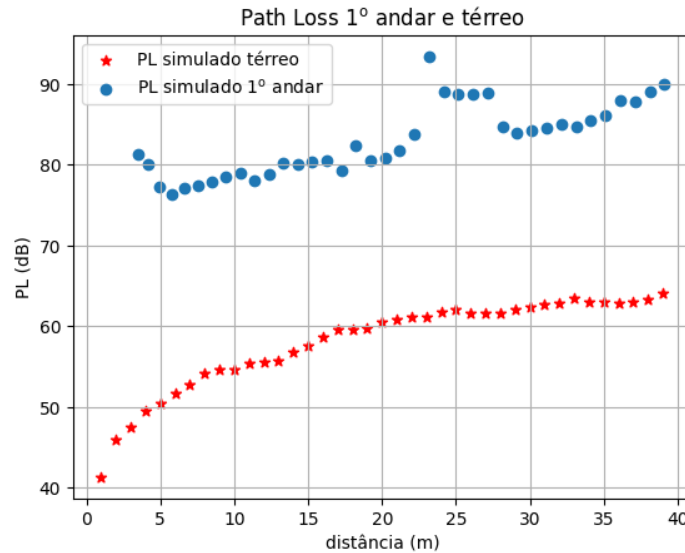


Figura 27 – Path Loss Simulado.

Fonte: Autor

Para os dados simulados no térreo, o RMSE da perda de caminho calculada entre os valores reais e o resultado das simulações foi de 3,681 dB para o andar térreo, conforme a Figura 28. Para o 1º andar, a diferença foi de 6,059 dB.

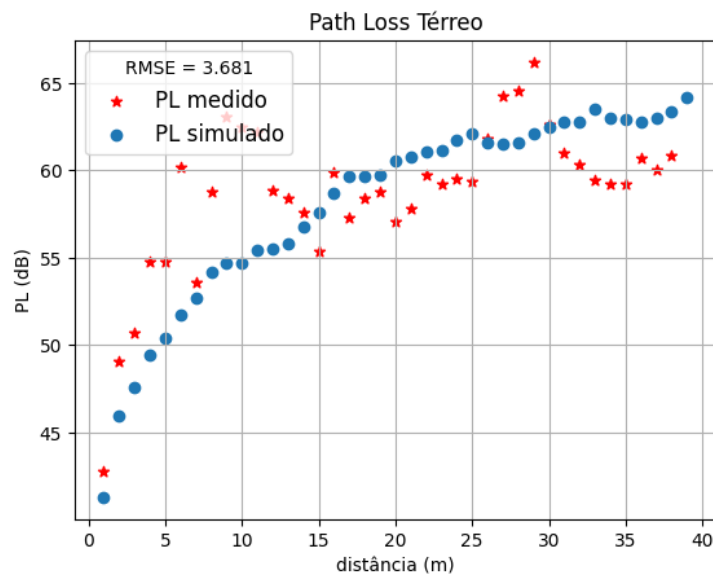


Figura 28 – Path Loss simulado x medido térreo.

Fonte: Autor

A Figura 29 ilustra o comportamento da perda ao longo da rota do 1º andar.

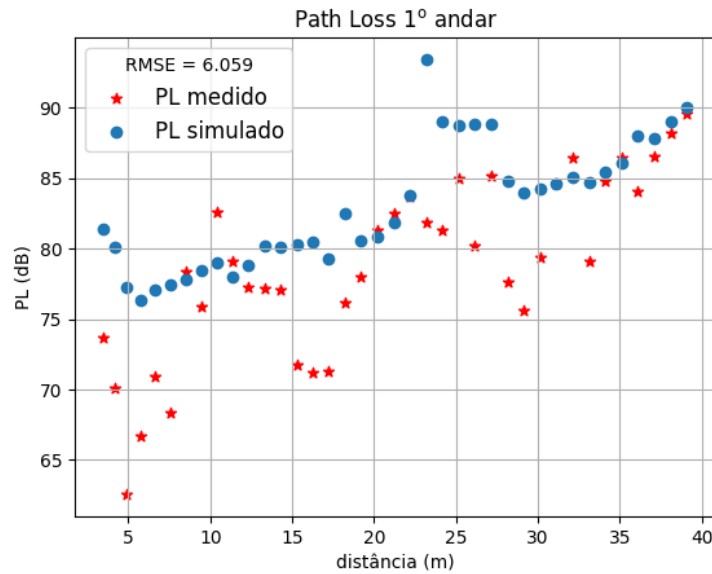


Figura 29 – Path Loss simulado x medido 1º andar.

Fonte: Autor

Para o térreo, o modelo CI no cenário simulado no WI, temos que o valor do PLE foi de aproximadamente 1,26 com RMSE de 0,94 dB e valor de *shadowing* de 0,91. Para o modelo FI, temos o valor de  $\alpha$  igual a 40,77 e  $\beta$  de 1,46, o RMSE e *shadowing* igual a 0,55 dB. A Figura 30 representa os modelos juntamente dos valores de PL medidos (em vermelho) e simulados (em verde).

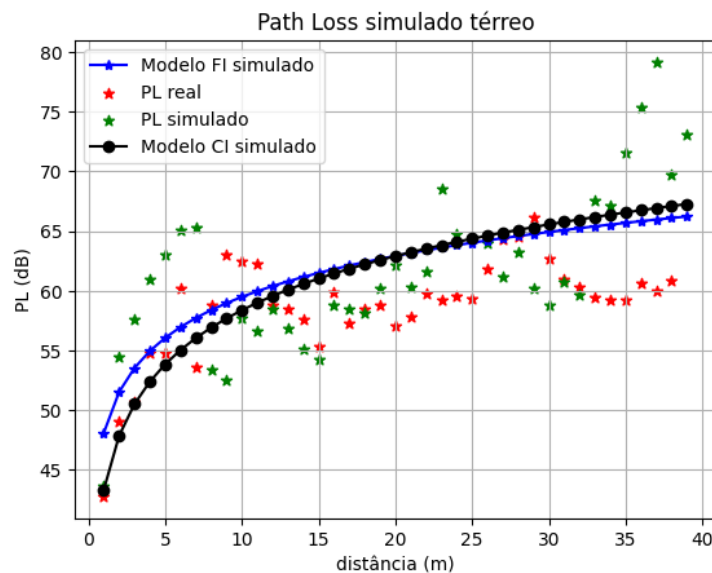


Figura 30 – Perfil de perda simulado x real térreo.

Fonte: Autor

Da mesma forma, para o primeiro piso, temos o modelo CI com PLE de 3,09 com RMSE e fator de sombreamento de 6,40 dB e 6,26 dB, respectivamente. Para o modelo FI, temos  $\alpha$  e  $\beta$

iguais a 68,66 e 1,15, respectivamente. A raiz do erro quadrático médio e fator de sombreamento foi de 2,84 dB. A Figura 31 ilustra o comportamento da perda de caminho para o primeiro andar.

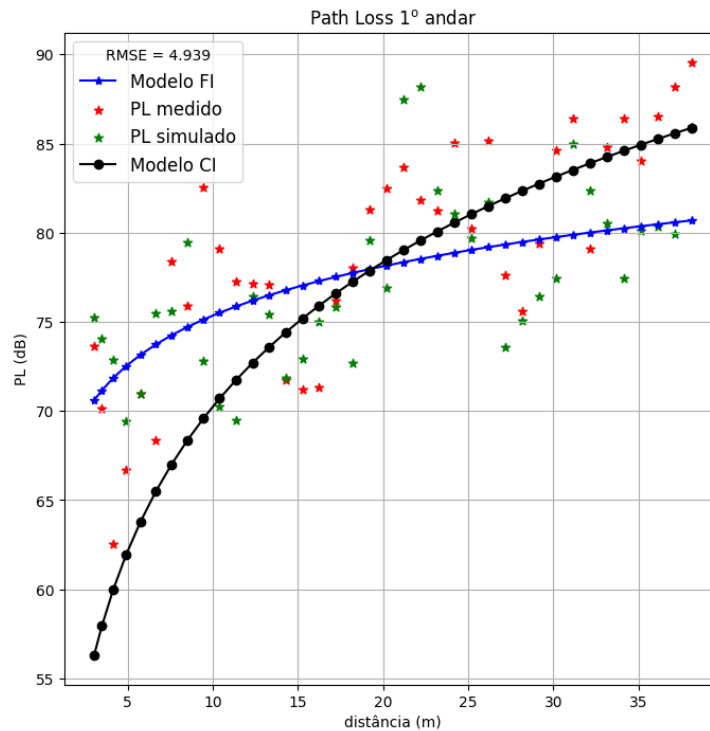


Figura 31 – Perfil de perda simulado x real 1º andar.

Fonte: Autor

A Tabela 5 contém todos os resultados encontrados para os modelos de *Path Loss* simulados.

Tabela 5 – Resultados dos modelos Close-in e Floating Intercept Simulados.

Modelo	Close-in			Floating Intercept			
	PLE	RMSE	$\sigma$	$\alpha$	$\beta$	RMSE	$\sigma$
Térreo	1,26	0,94	0,91	40,77	1,46	0,55	0,55
1º andar	3,09	6,40	6,26	68,66	1,15	2,84	2,84

Fonte: Autor

## 5.4 Análise e Resultados de Pequena Escala

### 5.4.1 Perfil de Potência e Retardo

O resultado da simulação no WI consegue gerar até 250 raios diferentes entre transmissor e receptor para efeitos de cálculo de *mean delay* e *delay spread*, mas para a visualização do PDP, usaremos apenas os 25 primeiros raios. A Figura 32 representa os 25 raios renderizados no programa para o receptor de número 10.

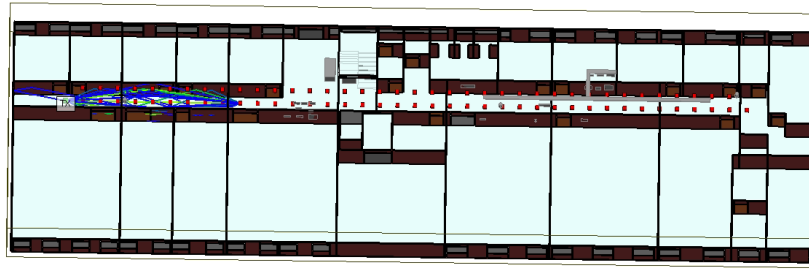


Figura 32 – Multipercurso no RX 10.

Fonte: Autor

Com os 25 raios renderizados, é possível gerar o PDP, conforme a Figura 33, no eixo das abscissas temos o retardo de cada componente em relação ao primeiro raio que chega ao receptor. No eixo das ordenadas temos a potência do retardo, medida em dB, de cada componente com relação ao raio de maior intensidade, nesse caso é o raio com visada direta.

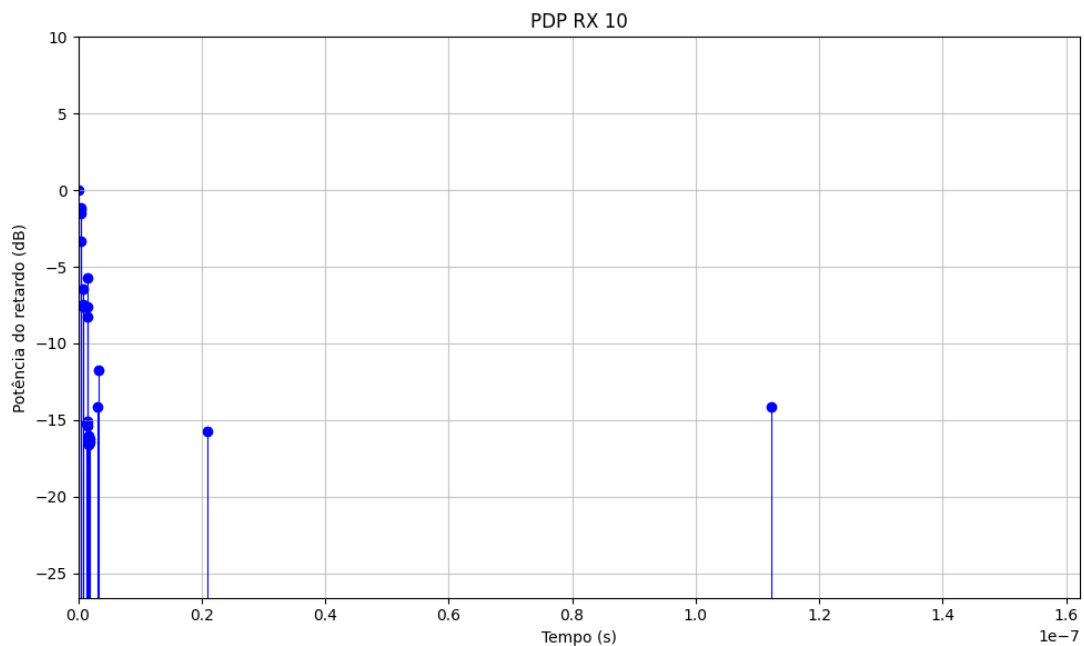


Figura 33 – Power Delay Profile do RX 10.

Fonte: Autor

Para o primeiro piso, no ponto 31, temos a configuração de raios segundo a Figura 34, nesse cenário não existe mais visada direta, logo os raios chegam com intensidade bastante reduzida em relação aos pontos no térreo, mas eles chegam com retardos próximos uns aos outros, isso pode ocorrer devido ao programa não conseguir gerar um número maior de raios para aquele ponto, conforme o PDP mostrado na Figura 35.

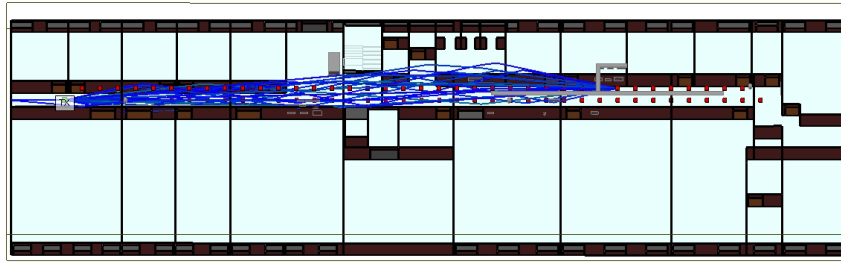


Figura 34 – Multipercursos no RX 31.

Fonte: Autor

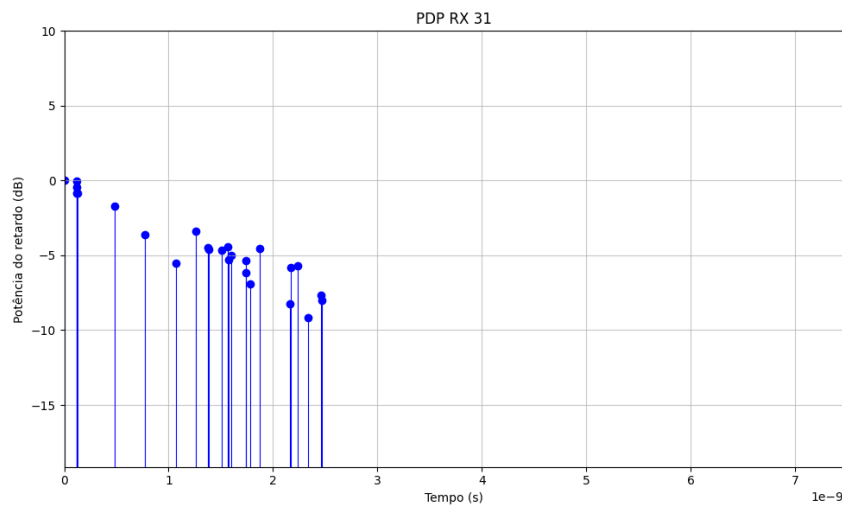


Figura 35 – Power Delay Profile no RX 31.

Fonte: Autor

### 5.4.2 Parâmetros de Dispersão temporal

O *mean delay* refere-se ao tempo médio que o sinal leva para percorrer o caminho entre o transmissor e o receptor. Ele é calculado como a média ponderada dos atrasos de todos os caminhos que o sinal percorre, levando em consideração a intensidade de cada um desses caminhos. No térreo, o valor do atraso médio foi de  $7,427 \times 10^{-9}$  segundos (7,427 nanossegundos) com mediana de  $8,30542 \times 10^{-9}$  segundos (8,3 nanossegundos), enquanto no primeiro andar esse valor foi de  $6,077 \times 10^{-9}$  segundos (6,077 nanossegundos) com mediana de  $3,2280855 \times 10^{-9}$  segundos (3,22 nanossegundos). Isso indica que, em média, o sinal chega ao receptor no primeiro andar um pouco mais rápido do que no térreo. Essa diferença pode ser explicada por fatores como a distância entre o transmissor e o receptor, a presença de obstáculos ou a ocorrência de reflexões do sinal no ambiente.

Já o *delay spread* (DS) é uma medida que indica a dispersão temporal do sinal, ou seja, o quanto os diferentes caminhos percorridos pelo sinal estão espalhados no tempo. Um valor maior de DS significa que há uma maior variação nos atrasos entre os múltiplos caminhos que o sinal pode percorrer, o que pode ser causado por reflexões, difrações ou obstáculos no ambiente.

No térreo, o valor do DS foi de  $2,461 \times 10^{-8}$  segundos (24,61 nanossegundos) e mediana de  $2,469472 \times 10^{-8}$  segundos (24 nanossegundos), enquanto no primeiro andar esse valor foi de  $1,369 \times 10^{-8}$  segundos (13,69 nanossegundos) com mediana de  $1,1954295 \times 10^{-8}$  segundos (11,95 nanossegundos). Isso mostra que o sinal no térreo sofre uma dispersão temporal maior do que no primeiro andar, possivelmente devido à maior complexidade do ambiente no térreo, com mais obstáculos e reflexões, gerando, assim, mais raios que chegam ao receptor do que no ambiente do primeiro andar.

A Tabela 6 condensa todos os resultados de dispersão temporal encontrados com a simulação.

Tabela 6 – Resultados de Mean Delay e Delay Spread.

Cenário	Mean Delay		Delay Spread	
	Média (ns)	Mediana (ns)	Média(ns)	Mediana (ns)
Térreo	7,42	8,3	24,61	24,69
1º andar	6,07	3,22	13,69	11,95

Fonte: Autor

## 5.5 Banda de Coerência

O parâmetro de banda de coerência encontrado pela simulação para 50% e 90% de correlação para o térreo é mostrado na Figura 36. A média da banda de coerência 50% foi de 3,69 MHz com mediana de 2,4 MHz, a média da banda de coerência 90% foi de 0,36 MHz com mediana de 0,24.

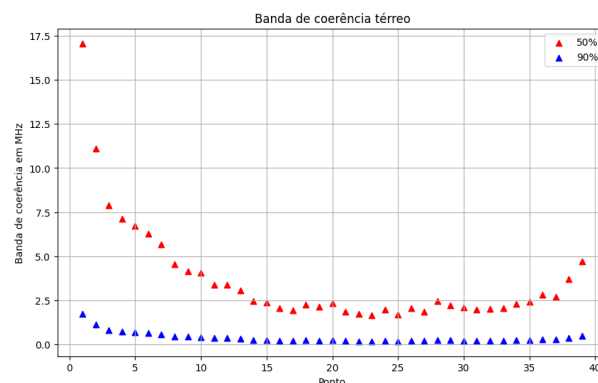


Figura 36 – Banda de Coerência para o térreo.

Fonte: Autor.

A banda de coerência encontrada pela simulação para 50% e 90% de correlação para o 1º andar é mostrada na Figura 37. A média da banda de coerência 50% foi de 5,69 MHz com

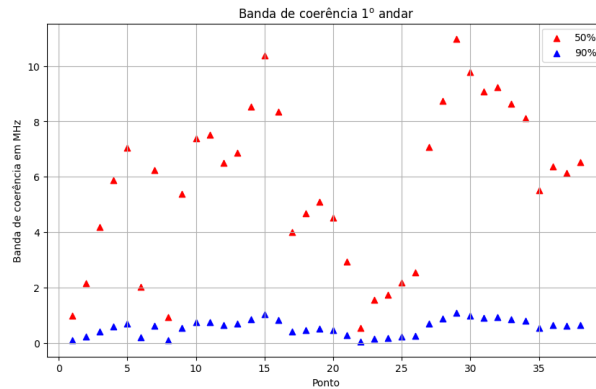


Figura 37 – Banda de Coerência para o 1º andar.

Fonte: Autor

mediana de 6,19 MHz, a média da banda de coerência 90% foi de 0,56 MHz com mediana de 0,61.

A tabela 7 resume os resultados encontrados da banda de coerência.

Tabela 7 – Resultados de Banda de Coerência.

Cenário	50%		90%	
	Média (MHz)	Mediana (MHz)	Média(MHz)	Mediana (MHz)
Térreo	3,69	2,4	0,36	0,24
1º andar	5,69	6,19	0,56	0,61

Fonte: Autor

## 5.6 Resultados da Rede Neural

Utilizando os dados de pequena escala e a arquitetura da rede definidos no capítulo 4, podemos obter valores de perda de percurso em todos os pontos de recepção nas duas rotas. A partir desses dados, é possível prever a perda de percurso com base nas características do ambiente e das condições de propagação. Para garantir a consistência e a qualidade dos dados utilizados no treinamento da rede, foi realizada uma etapa de pré-processamento, na qual os dados foram tratados e padronizados utilizando o *Standard Scaler* do pacote *scikit-learn*. Essa normalização é essencial para melhorar a convergência do modelo e evitar discrepâncias nas escalas das variáveis de entrada. Além disso, os dados foram transformados em tensores, permitindo que a rede neural aprenda padrões e relações entre os parâmetros de entrada e a perda de percurso. Com essa abordagem, o modelo consegue generalizar melhor e fornecer previsões mais precisas sobre a atenuação do sinal ao longo das diferentes rotas analisadas. A Figura 38 mostra a evolução do erro ao longo do treinamento da rede.

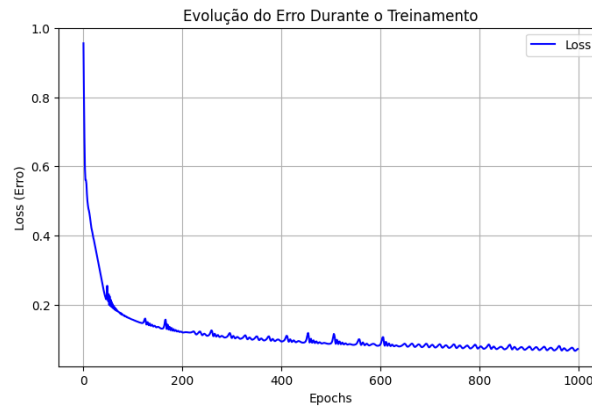


Figura 38 – Erro no conjunto de treinamento.

Fonte: Autor

A Figura 39 mostra o resultado da predição da rede em relação aos dados simulados no térreo. O RMSE para esse caso foi de 1,62 dB.

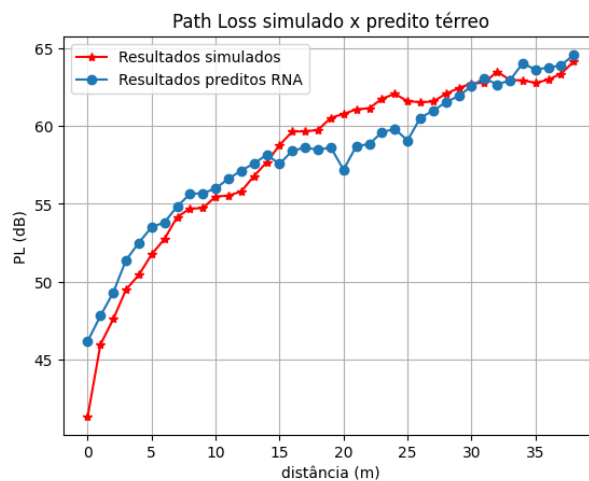


Figura 39 – Simulado x Predito térreo.

Fonte: Autor

A Figura 40 mostra o resultado da predição da rede em relação aos dados simulados para o primeiro andar. O RMSE para esse caso foi de 4,22 dB.



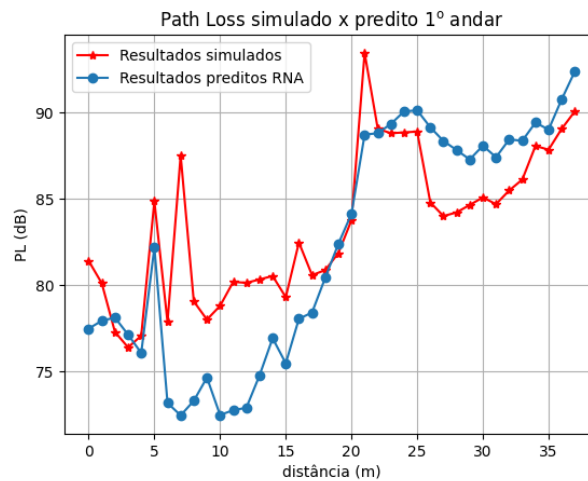


Figura 40 – Simulado x Predito 1º andar.

Fonte: Autor

A Figura 41 mostra o resultado da predição da rede em relação aos dados reais no térreo. O RMSE para esse caso foi de 3,26 dB.

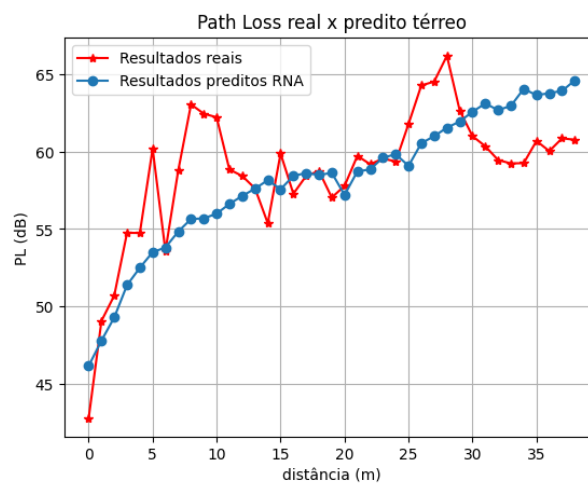


Figura 41 – Real x Predito térreo.

Fonte: Autor

A Figura 42 mostra o resultado da predição da rede em relação aos dados reais no primeiro andar. O RMSE para esse caso foi de 6,62 dB.

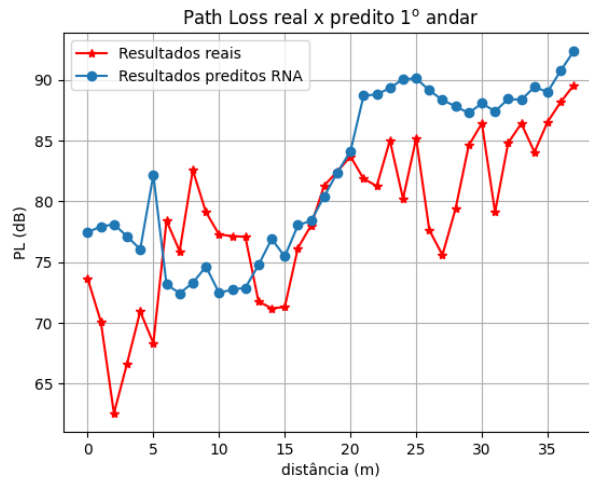


Figura 42 – Real x Predito 1º andar.

Fonte: Autor

## 5.7 Síntese do Capítulo

Neste capítulo foram apresentados os resultados da investigação dos parâmetros de dispersão do canal rádio móvel via simulação para frequência de 3,5 GHz em ambiente *indoor* para pequena escala. Também foram analisados os modelos de perda de percurso CI e FI, comparando os resultados com os obtidos com o *software Wireless InSite*. Para finalizar, uma rede neural PMC foi utilizada para prever a potência dos raios em função dos valores de pequena escala e este valor de potência foi utilizado para calcular os valores de potência recebida em cada ponto das duas rotas.

## 6 Conclusão

O objetivo deste trabalho foi analisar parâmetros de propagação em larga e pequena escala, utilizando dados medidos e simulados com modelos de propagação amplamente reconhecidos, como o *Close-In* e o *Floating Intercept*, além de simulações detalhadas realizadas no *software Wireless InSite*. Essas ferramentas permitiram a caracterização do canal de comunicação em um ambiente *indoor*, especificamente em um prédio com térreo e primeiro andar, onde foram avaliados aspectos fundamentais da propagação do sinal.

Por meio das simulações e medições, foram obtidos resultados como o *Power Delay Profile*, que descreve a distribuição de potência do sinal em função do atraso temporal, permitindo visualizar como a energia do sinal chega ao receptor por diferentes caminhos. Além disso, foram calculados o *mean delay*, que representa o tempo médio de chegada do sinal, e o *delay spread*, que quantifica a dispersão temporal do sinal devido a reflexões, difrações e obstáculos no ambiente. A partir do *delay spread*, foi possível estimar a banda de coerência, um parâmetro crítico que define a largura de banda máxima na qual o canal pode ser considerado plano, ou seja, sem distorções significativas causadas pela seletividade em frequência.

Esses parâmetros são essenciais para entender o comportamento do sinal em diferentes cenários, como no térreo e no primeiro andar do prédio analisado. Eles fornecem *insights* valiosos dados sobre como o ambiente afeta a propagação do sinal, permitindo identificar desafios como a presença de múltiplos caminhos, reflexões e obstáculos que podem degradar a qualidade da comunicação. Com base nesses resultados, é possível planejar e otimizar redes *wireless*, escolhendo técnicas de modulação, equalização e configurações de antena adequadas para garantir uma comunicação eficiente e confiável.

Em conclusão, este trabalho demonstrou a importância da análise de parâmetros de propagação em larga e pequena escala para o entendimento do comportamento do sinal em ambientes *indoor*. Os resultados obtidos fornecem uma base sólida para o projeto e a otimização de redes sem fio, garantindo que as características do canal sejam consideradas para minimizar interferências e maximizar a eficiência da comunicação.

### 6.1 Trabalhos Futuros

Como trabalhos futuros desta dissertação, destacam-se:

- Otimização de Redes com Inteligência Artificial: Utilizar técnicas de aprendizado de máquina (*machine learning*) para otimizar a configuração de redes sem fio com base nos dados de propagação coletados; Desenvolver algoritmos que prevejam a qualidade do

canal em tempo real e ajustem dinamicamente parâmetros como potência de transmissão e direcionamento de antenas ou o posicionamento.

- Realizar campanhas de medição em ambientes maiores e mais complexos, como shoppings, aeroportos ou hospitais, para validar os modelos de propagação em escala real. Comparar os resultados com simulações para identificar possíveis discrepâncias e ajustar os modelos.
- Desenvolvimento de Novos Modelos de Propagação: Criar modelos de propagação específicos para ambientes *indoor* com características únicas, como salas com mobiliário complexo ou estruturas metálicas. Validar esses modelos com dados medidos e compará-los com modelos existentes, como CI e FI

## 6.2 Trabalhos Publicados

Como trabalhos publicados no período acadêmico como primeiro autor, destacam-se:

- MALAQUIAS JUNIOR, M. L.; MACEDO, A. S. ; BARROS, F. J. B. ; ARAUJO, J. P. L. . ESTIMATIVA DE PARÂMETROS DE PEQUENA ESCALA COM TRAÇADO DE RAIOS EM AMBIENTE 3D EM 3,5 GHZ. In: ENCOM 2024 - XIV Conferência Nacional em Comunicações, Redes e Segurança da Informação, 2024, Natal. Anais da Conferência Nacional em Comunicações, Redes e Segurança da Informação (ENCOM), 2024.
- MALAQUIAS JUNIOR, M. L.; MACEDO, A. S. ; BARROS, F. J. B. ; ARAUJO, J. P. L. . ANÁLISE EM LARGA ESCALA DA PERDA DE PROPAGAÇÃO EM 3,5 GHZ EM AMBIENTES 3D DE AEROPORTO. In: ENCOM 2024 - XIV Conferência Nacional em Comunicações, Redes e Segurança da Informação, 2024, Natal. Anais da Conferência Nacional em Comunicações, Redes e Segurança da Informação (ENCOM), 2024.

# Referências

- AL-SAMMAN, A. M. et al. Path loss model for outdoor environment at 17 ghz mm-wave band. *2016 IEEE 12th International Colloquium on Signal Processing and Its Applications (CSPA)*, p. 179–182, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 3 e 5.
- ANDERSON, H. R. *Fixed broadband wireless system design*. [S.l.]: John Wiley and Sons, 2003. Citado na página 19.
- BAGAYOGO, M. et al. Path loss modeling at 26 ghz in indoor and outdoor tunisian environments for b5g/6g wireless networks. *2023 IEEE Symposium on Computers and Communications (ISCC)*, p. 487–490, 2023. Citado 2 vezes nas páginas 3 e 5.
- BALANIS, C. A. *Antenna Theory: Analysis and Design*. USA: Wiley-Interscience, 2005. ISBN 0471714623. Citado na página 14.
- BARCLAY, L. *Propagation of Radiowaves (2nd Edition)*. 3rd. ed. [S.l.]: The Institution of Engineering and Technology, 2003. ISBN 978-0-85296-102-5. Citado na página 9.
- BEELDE, B. D. et al. Outdoor line-of-sight path loss modeling at 140 ghz. In: *2022 16th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. [S.l.: s.n.], 2022. p. 1–4. Citado 2 vezes nas páginas 3 e 5.
- BELLO, P. Characterization of randomly time-variant linear channels. *IEEE transactions on Communications Systems*, IEEE, v. 11, n. 4, p. 360–393, 1963. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 21.
- BERTENYI, B. 5g evolution: What’s next? *IEEE Wirel. Commun.*, v. 28, p. 4–8, 2021. Citado na página 1.
- BISMARCK, O. I. et al. 3d mmwave mimo channel modeling and reconstruction for street canyon and highrise scenarios. In: *2024 International Conference on Science, Engineering and Business for Driving Sustainable Development Goals (SEB4SDG)*. [S.l.: s.n.], 2024. p. 1–6. Citado 2 vezes nas páginas 3 e 5.
- ELBURKI, N. et al. Evaluation of path-loss models for thz propagation in indoor environments. *IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, XX, n. N, 2020. ISSN 1234-5678. Disponível em: <<https://www.exemplo.com/artigo>>. Citado 2 vezes nas páginas 3 e 5.
- GOLDSMITH, A. *Wireless Communications*. USA: Cambridge University Press, 2005. ISBN 0521837162. Citado na página 16.
- GRUBISIC, S. Predição de campos em ambientes interiores utilizando a técnica de traçado de raios. 2005. Citado na página 28.
- GSMA. The mobile economy. *GSMA REPORT*, 2023. Citado na página 1.
- HAYKIN, S. *Neural Networks: A Comprehensive Foundation*. [S.l.]: Prentice Hall, 1999. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 24.

- KHATUNY, M. et al. 60-ghz millimeter-wave pathloss measurements in boise airport. In: . [s.n.], 2018. XX, n. N. ISSN 1234-5678. Disponível em: <<https://www.exemplo.com/artigo>>. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 5.
- LUCCA, J. de et al. Desafios da tecnologia 5g. *Revista Interface Tecnológica*, v. 17, n. 1, p. 29–39, 2020. Citado na página 1.
- MACCARTNEY, G. R. et al. Indoor office wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models at 28 and 73 ghz for ultra-dense 5g wireless networks. *IEEE Access*, v. 3, p. 2388–2424, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 18.
- MACEDO, A. S. Análise de canal para a frequência de 3,5 ghz em aeroporto. 2022. Citado 2 vezes nas páginas 5 e 21.
- MANNING, T. *Microwave Radio Transmission Design Guide, Second Edition*. [S.l.: s.n.], 2009. Citado na página 13.
- MEDEĐOVIĆ, P. et al. Wireless insite software verification via analysis and comparison of simulation and measurement results. p. 776–781, 2012. Citado na página 29.
- MEZA, W. D. T. Caracterização de canal rádio móvel em ambientes suburbanos geograficamente acidentados na faixa de 5.8 ghz. *Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, PUC-RJ, Rio de Janeiro, Tese de Doutorado*, 2013. Citado na página 22.
- OLIVEIRA, F. J. Caracterização do canal de rádio veículo-infraestrutura na faixa de 5.8 ghz. 2019. Citado 3 vezes nas páginas 21, 22 e 23.
- PARSONS, J. Propagation over irregular terrain. In: \_\_\_\_\_. *The Mobile Radio Propagation Channel*. John Wiley and Sons, Ltd, 2000. cap. 3, p. 32–70. ISBN 9780470841525. Disponível em: <<https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/0470841524.ch3>>. Citado na página 12.
- POMETCU, L. et al. Characterization of sub-thz and mmwave propagation channel for indoor scenarios. *12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)*, p. 1–4, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 5.
- RAO, T. R. et al. Radio channel characteristics in an indoor corridor environment at 60 ghz for wireless networks. *Nome da Revista*, XX, n. N, 2011. ISSN 1234-5678. Disponível em: <<https://www.exemplo.com/artigo>>. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 5.
- RAPPAPORT, T. *Wireless Communications: Principles and Practice*. 2nd. ed. USA: Prentice Hall PTR, 2001. ISBN 0130422320. Citado 8 vezes nas páginas 10, 12, 13, 17, 18, 19, 22 e 23.
- REMCOM. Wireless insite reference manual. 2019. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 28.
- SADIKU, M. *Elements of electromagnetics*. New York: Oxford University Press, 2015. ISBN 9780199321407. Citado 2 vezes nas páginas 14 e 15.
- SALOUS, S. *Radio Propagation Measurement and Channel Modelling*. 1st. ed. [S.l.]: Wiley Publishing, 2013. ISBN 0470751843. Citado 3 vezes nas páginas 8, 10 e 11.
- SASAKI, M. et al. Path loss characteristics between different floors from 0.8 to 37 ghz in indoor office environments. p. 66–67, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 4 e 5.

- SAUNDERS, S. et al. *Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems*. Wiley, 2007. ISBN 9780470848791. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=D1WF5Z1Yz7YC>>. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 16.
- SEIDEL, S.; RAPPAPORT, T. 914 mhz path loss prediction models for indoor wireless communications in multifloored buildings. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 40, n. 2, p. 207–217, 1992. Citado na página 38.
- SILVA, I. N. d.; SPATTI, D. H.; FLAUZINO, R. A. *Redes neurais artificiais para engenharia e ciências aplicadas*. 2010. Citado na página 25.
- SILVA, L. H. G. F. D. Caracterização do canal de propagação banda larga e modelagem da perda e transmissão através de edificações em regiões urbanizadas na faixa de 2.5 ghz. 2013. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 20.
- STALLINGS, W. *Wireless Communications & Networks (2nd Edition)*. USA: Prentice-Hall, Inc., 2004. ISBN 0131918354. Citado na página 16.
- SUN, S. et al. Propagation models and performance evaluation for 5g millimeter-wave bands. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 67, n. 9, p. 8422–8439, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 5.
- VERDECIA-PEÑA, R. et al. 60 ghz propagation channel measurements with a real mmwave communication equipment in an office environment. In: *2022 16th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. [S.l.: s.n.], 2022. p. 01–05. Citado 2 vezes nas páginas 4 e 5.
- ZHAO, X. et al. Neural network and gbsm based time-varying and stochastic channel modeling for 5g millimeter wave communications. *China Communications*, v. 16, n. 6, p. 80–90, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 4 e 5.