



UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE  
TELECOMUNICAÇÕES

**VALMERINDO XAVIER RAMOS**

**Caracterização e Avaliação de Modelos de  
Propagação em Ambiente *Indoor* na Faixa de  
Ondas Milimétricas**

NITERÓI

2022

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE  
TELECOMUNICAÇÕES

VALMERINDO XAVIER RAMOS

**Caracterização e Avaliação de Modelos de Propagação em  
Ambiente *Indoor* na Faixa de Ondas Milimétricas**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações. Área de concentração: Sistemas de Telecomunicações.

Orientador:

Pedro Vladimir Gonzalez Castellanos

NITERÓI

2022

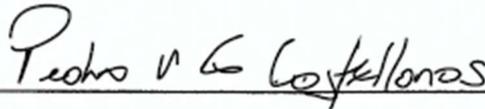


VALMERINDO XAVIER RAMOS

Caracterização e Avaliação de Modelos de Propagação em Ambiente *Indoor* na Faixa de Ondas Milimétricas

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações. Área de concentração: Sistemas de Telecomunicações.

BANCA EXAMINADORA



---

Prof. Dr. Pedro Vladimir Gonzalez Castellanos – Orientador, UFF



---

Prof. Dr. Tadeu Nagashima Ferreira - UFF



---

Dr. Carlos Vinício Rodriguez Ron – PUC-Rio

Niterói

2022

*Dedico este trabalho aos meus amados pais, Thelma Consolação Duarte Xavier e Valmerindo da Costa Ramos, por tudo que fizeram por mim, aos meus irmãos, Bárbara Xavier Ramos e Frederico Xavier Ramos, por todo apoio e torcida e ao meu primo Daniel Luiz Xavier Sá (in memoriam) por toda falta que faz.*

# Agradecimentos

Aos meus amados pais, Thelma Consolação Duarte Xavier e Valmerindo da Costa Ramos, por terem permitido todas as minhas conquistas sem medir esforços.

Aos meus irmãos, Bárbara Xavier Ramos e Frederico Xavier Ramos, pelo imenso apoio, paciência e amor que sempre me deram.

À minha cunhada, Michelle Rocha Paiva Ramos, por todo o carinho que sempre me deu.

Ao meu afilhado, Matheus Paiva Ramos, que está para nascer em breve, mas a quem já amo incondicionalmente, agradeço pelo presente que me deu de ser seu padrinho e pela força para continuar.

Aos meus tios, Rosângela Cristina Xavier Sá e Luiz Marcos Nogueira Sá, por sempre estarem ao meu lado me apoiando.

Ao meu primo, Daniel Luiz Xavier Sá (*in memoriam*), pela grande amizade e fonte de incentivo.

Aos meus avós, Almerinda Duarte Machado Xavier (*in memoriam*), Walterlino Nunes Ramos (*in memoriam*) e Acirema da Costa Ramos (*in memoriam*), por tudo que me ensinaram e pelo exemplo que foram.

À Universidade Federal Fluminense pela oportunidade ímpar de aprendizado e crescimento profissional.

Aos colegas de trabalho pelo suporte, confiança e paciência.

# Resumo

O espectro de frequência abaixo dos 6 GHz no Brasil e ao redor do mundo está congestionando e essa escassez de espectro limita a possibilidade de inserção de novos serviços de telecomunicação. Nos últimos anos, temos observado uma evolução do uso da faixa das Ondas Milimétricas por sistemas de comunicação sem fio em banda larga. O crescente aumento da demanda de tráfego de dados pode ser suportado pela disponibilidade de espectro na faixa de Ondas Milimétricas, podendo atingir taxas da ordem dos giga bits por segundo (Gbps). Em qualquer sistema de comunicação sem fio, para determinar a área de cobertura, é necessário conhecer o comportamento do sinal no ambiente em que ele se propaga. A análise de cobertura é realizada por meio de softwares que utilizam modelos de propagação para auxiliar os engenheiros de RF a realizar a predição da potência recebida ou a perda de propagação no ambiente em questão. Tais modelos em sua maioria são gerados através de medições em campo e cujos parâmetros representam as características do ambiente de propagação.

Este trabalho tem como propósito caracterizar o canal de faixa estreita em ambiente de escritório. Para atingir, foi analisada uma campanha de medições na faixa de Ondas Milimétricas em ambiente *indoor* no Centro de Estudos em Telecomunicações (CETUC) da PUC-Rio. Os dados medidos foram coletados varrendo a faixa de frequência entre 26,5 e 40 GHz em passos de 0,5 GHz. Esses dados foram analisados e comparados com os modelos de predição *Close-In Free Space Reference Distance* e *Alpha Beta Gamma*.

A partir dos dados medidos, os parâmetros dos modelos foram ajustados por meio do algoritmo de *Levenberg-Marquardt*. A análise dos dados considera as relações da perda com a distância, com a frequência e com as condições de recepção como o número de paredes entre o transmissor e receptor e a presença de corredores de acesso às salas do CETUC que caracterizam uma condição de canalizaç. Busca-se, portanto, incluir nas análises fatores referentes também ao ambiente que influenciam nas medições realizadas. Essas características de ambiente ao longo do percurso de propagação são avaliadas a partir principalmente da perda adicional. Além disso, também é analisado o uso de um agrupamento construído ao se reunir *links* de mesmas características. Durante a modelagem, os resultados obtidos através do método de agrupamento são comparados com os resultados sem esse método.

**Palavras-chaves:** Ondas Milimétricas, 5G, Perda de Propagação pelo Percorso, Modelos de Predição, Ambiente *Indoor*

# *Abstract*

*The frequency spectrum below 6 GHz in Brazil and around the world is congesting and this spectrum scarcity limits the possibility of introducing new telecommunication services. In recent years, we have observed an evolution in the use of the millimeter wave band by broadband wireless communication systems. The growing demand for data traffic can be supported by the availability of spectrum in the millimeter wave range, which can reach rates in the order of gigabits per second (Gbps). In any wireless communication system, to determine the coverage area, it is necessary to know the behavior of the signal in the environment in which it propagates. Coverage analysis is performed using software that uses propagation models to help RF engineers to predict the received power or propagation loss in the environment in question. Such models are mostly generated through field measurements and whose parameters represent the characteristics of the propagation environment.*

*This work has the purpose to characterize the narrowband channel in an office environment. To achieve this, a measurement campaign in the Millimeter Wave range was analyzed in an indoor environment at the Centro de Estudos em Telecomunicações (CETUC) from PUC-Rio. The measured data were collected by sweeping the frequency range between 26.5 and 40 GHz in 0.5 GHz steps. These data were analyzed and compared with the Close-In Free Space Reference Distance and Alpha Beta Gamma prediction models.*

*From the measured data, the model parameters were adjusted using the Levenberg-Marquardt algorithm. Data analysis considers the relationship of loss with distance, frequency and reception conditions such as the number of walls between the transmitter and receiver and the presence of access corridors to the CETUC rooms that characterize a condition of channeling of the signal. Therefore, we seek to include in the analysis factors also related to the environment that influence the measurements performed. These environment characteristics along the propagation path are evaluated mainly from the additional loss. In addition, the use of a grouping constructed by gathering links with the same characteristics is also analyzed. During modeling, the results obtained using the clustering method are compared with the results without this method.*

**Keywords:** *Millimeter Waves, 5G, Path Loss, Modeling, Indoor Environment*

# Lista de Figuras

FIGURA 1 - PLANTA DO CETUC .....	19
FIGURA 2 - PERDA DE PROPAGAÇÃO PELO PERCURSO .....	21
FIGURA 3 - PERDA MEDIDA DOS <i>LINKS</i> COM TX 1 .....	23
FIGURA 4 - PERDA MEDIDA DOS <i>LINKS</i> COM TX 2 .....	23
FIGURA 5 - PERDA MEDIDA DOS <i>LINKS</i> COM TX 3 .....	24
FIGURA 6 - PERDA MEDIDA DOS <i>LINKS</i> COM TX 4 .....	24
FIGURA 7 - PERDA MEDIDA DOS <i>LINKS</i> COM TX 5 .....	25
FIGURA 8 - PERDA MEDIDA DOS <i>LINKS</i> COM TX 6 .....	25
FIGURA 9 - PERDA ADICIONAL POR AMBIENTE EM 4 FREQUÊNCIAS .....	27
FIGURA 10 - PERDA ADICIONAL DOS <i>LINKS</i> COM TX 1 .....	28
FIGURA 11 - PERDA ADICIONAL DOS <i>LINKS</i> COM TX 2 .....	28
FIGURA 12 - PERDA ADICIONAL DOS <i>LINKS</i> COM TX 3 .....	29
FIGURA 13 - PERDA ADICIONAL DOS <i>LINKS</i> COM TX 4 .....	29
FIGURA 14 - PERDA ADICIONAL DOS <i>LINKS</i> COM TX 5 .....	30
FIGURA 15 - PERDA ADICIONAL DOS <i>LINKS</i> COM TX 6 .....	30
FIGURA 16 - DISTRIBUIÇÃO NORMAL DA PERDA ADICIONALEM UM INTERVALO DE 0,5 GHZ .....	31
FIGURA 17 - DISTRIBUIÇÃO NORMAL DA PERDA ADICIONALEM UM INTERVALO DE 7 GHZ .....	32
FIGURA 18 - CLASSIFICAÇÃO DE PERDA ADICIONAL POR NÚMERO DE PAREDES ...	33
FIGURA 19 - PLE'S DOS <i>LINKS</i> COM 1 PAREDE SEM CANALIZAÇÃO .....	35
FIGURA 20 - PLE'S DOS <i>LINKS</i> COM 2 PAREDES SEM CANALIZAÇÃO .....	36
FIGURA 21 - PLE'S DOS <i>LINKS</i> COM 2 PAREDES COM CANALIZAÇÃO .....	36
FIGURA 22 - PLE'S DOS <i>LINKS</i> COM 3 PAREDES COM CANALIZAÇÃO .....	37
FIGURA 23 - COMPARATIVO ENTRE MEDIÇÕES E CI COM PLE MÉDIO EM <i>LINKS</i> COM 1 PAREDE SEM CANALIZAÇÃO .....	39
FIGURA 24 - COMPARATIVO ENTRE MEDIÇÕES E CI COM PLE(f) EM <i>LINKS</i> COM 1 PAREDE SEM CANALIZAÇÃO .....	39
FIGURA 25 - COMPARATIVO ENTRE MEDIÇÕES E CI COM PLE MÉDIO EM <i>LINKS</i> COM 2 PAREDES SEM CANALIZAÇÃO .....	40
FIGURA 26 - COMPARATIVO ENTRE MEDIÇÕES E CI COM PLE(f) EM <i>LINKS</i> COM 2 PAREDES SEM CANALIZAÇÃO .....	40

FIGURA 27 - COMPARATIVO ENTRE MEDIÇÕES E CI COM PLE MÉDIO EM <i>LINKS</i> COM 2 PAREDES COM CANALIZAÇÃO .....	41
FIGURA 28 - COMPARATIVO ENTRE MEDIÇÕES E CI COM PLE(f) EM <i>LINKS</i> COM 2 PAREDES COM CANALIZAÇÃO .....	41
FIGURA 29 - COMPARATIVO ENTRE MEDIÇÕES E CI COM PLE MÉDIO EM <i>LINKS</i> COM 3 PAREDES COM CANALIZAÇÃO .....	42
FIGURA 30 - COMPARATIVO ENTRE MEDIÇÕES E CI COM PLE(f) EM <i>LINKS</i> COM 3 PAREDES COM CANALIZAÇÃO .....	42
FIGURA 31 - PLE'S PARA TODOS OS <i>LINKS</i> .....	44
FIGURA 32 - COMPARATIVO ENTRE MEDIÇÕES E CI COM SOMBREAMENTO EM 26,5 GHZ .....	45
FIGURA 33 - COMPARATIVO ENTRE MEDIÇÕES E CI COM SOMBREAMENTO EM 30 GHZ .....	46
FIGURA 34 - COMPARATIVO ENTRE MEDIÇÕES E CI COM SOMBREAMENTO EM 36,5 GHZ .....	46
FIGURA 35 - COMPARATIVO ENTRE MEDIÇÕES E CI COM SOMBREAMENTO EM 40 GHZ .....	47
FIGURA 36 - COEFICIENTES $\alpha$ PARA TODOS OS <i>LINKS</i> .....	48
FIGURA 37 - COEFICIENTES $\beta$ PARA TODOS OS <i>LINKS</i> .....	48
FIGURA 38 - COEFICIENTES $\gamma$ PARA TODOS OS <i>LINKS</i> .....	48
FIGURA 39 - COMPARATIVO ENTRE MEDIÇÕES E MODELOS ABG E CI COM SOMBREAMENTO EM 26,5 GHZ .....	49
FIGURA 40 - COMPARATIVO ENTRE MEDIÇÕES E MODELOS ABG E CI COM SOMBREAMENTO EM 30 GHZ .....	50
FIGURA 41 - COMPARATIVO ENTRE MEDIÇÕES E MODELOS ABG E CI COM SOMBREAMENTO EM 36,5 GHZ .....	50
FIGURA 42 - COMPARATIVO ENTRE MEDIÇÕES E MODELOS ABG E CI COM SOMBREAMENTO EM 40 GHZ .....	51

# Lista de Tabelas

TABELA 1 - DESCRIÇÃO DO SETUP UTILIZADO NA CAMPANHA DE MEDIÇÃO .....	17
TABELA 2 – VARIAÇÃO DA PERDA DE PROPAGAÇÃO PELO PERCURSO COM A FREQUÊNCIA .....	26
TABELA 3 - PERDA ADICIONAL MÉDIA POR GRUPO .....	34
TABELA 4 - PLE'S DE CADA GRUPO .....	37
TABELA 5 - RMSE'S ENTRE OS PLE'S DO CI.....	43
TABELA 6 - RMSE'S ENTRE OS MÉTODOS SEM E COM AGRUPAMENTO DO CI .....	44

# Lista de Abreviaturas e Siglas

2D	Duas Dimensões
3D	Três Dimensões
4G	Quarta Geração
5G	Quinta Geração
ABG	<i>Alpha-Beta-Gamma</i>
BEL	<i>Building Entry Loss</i>
CETUC	Centro de Estudos em Telecomunicações
CI	<i>Close-In Free Space Reference Distance</i>
CS Fallback	<i>Circuit-Switched Fallback</i>
dB	Decibel
DL	<i>Downlink</i>
DSS	<i>Dynamic Spectrum Sharing</i>
eMBB	<i>enhanced Mobile Broadband</i>
FI	<i>Floating-Intercept</i>
FSPL	<i>Free Space Path Loss</i>
Gbps	Gigabits por segundo
GHz	<i>Gigahertz</i>
HPBW	<i>Half Power Beam Width</i>
INATEL	Instituto Nacional de Telecomunicações
IRL	<i>Isotropic Receive Level</i>
ITU	<i>International Telecommunications Union</i>
LOS	<i>Line of Sight</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
MHz	<i>Megahertz</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
MMTC	<i>Massive Machine Type Communications</i>
mmW	<i>Millimeter Wave</i>
ms	milissegundo
NB-IOT	<i>Narrowband Internet of Things</i>
NLOS	<i>Non Line of Sight</i>
PL	<i>Path Loss</i>
PLE	<i>Path Loss Exponent</i>
RMSE	<i>Root Mean Square Error</i>
RX	Receptor
SHF	<i>Super High Frequency</i>
SRVCC	<i>Single Radio Voice Call Continuity</i>
TX	Transmissor
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>
URLLC	<i>Ultra-Reliable and Low Latency</i>
VHF	<i>Very High Frequency</i>
VoLTE	<i>Voice Over LTE</i>

# Sumário

<b>Capítulo 1 - Introdução</b> .....	1
<b>1.1 Motivação</b> .....	2
<b>1.2 Objetivo</b> .....	4
<b>1.3 Estado da Arte</b> .....	4
<b>1.4 Estrutura do Trabalho</b> .....	6
<b>Capítulo 2 – Propagação de Rádio Móvel</b> .....	8
<b>2.1 Mecanismos de Propagação</b> .....	8
<b>2.2 Propagação Multipercurso</b> .....	10
<b>2.2.1 Desvanecimento Rápido</b> .....	11
<b>2.2.2 Desvanecimento Lento</b> .....	12
<b>2.3 Modelos de Propagação</b> .....	12
<b>2.3.1 Modelo Log-Distância</b> .....	13
<b>2.3.2 Recomendação ITU-R P.2108</b> .....	13
<b>2.3.3 Recomendação ITU-R P.1411</b> .....	14
<b>2.3.4 Modelos Aplicados</b> .....	15
<b>2.3.4.1 Free Space Path Loss</b> .....	15
<b>2.3.4.2 Close-In Free Space Reference Distance</b> .....	16
<b>2.3.4.3 Alpha-Beta-Gamma</b> .....	16
<b>Capítulo 3 – Ambiente e Metodologia das Medições</b> .....	17
<b>3.1 Setup</b> .....	17
<b>3.2 Ambiente de Medição</b> .....	18
<b>3.3 Metodologia de Medição</b> .....	18
<b>Capítulo 4 – Resultados e Análises</b> .....	21
<b>4.1 Dependência com a Distância</b> .....	21
<b>4.2 Valores Inesperados</b> .....	22
<b>4.3 Dependência com a Frequência</b> .....	26
<b>4.4 Perda Adicional</b> .....	27
<b>Capítulo 5 – Modelagens</b> .....	35
<b>Capítulo 6 – Conclusão</b> .....	52
<b>6.1 Trabalhos Futuros</b> .....	53
<b>Bibliografia</b> .....	55

# Capítulo 1 - Introdução

A constante evolução das telecomunicações esteve sempre presente transformando o mundo e a interação entre as pessoas. Ao longo dos anos, melhorias como incremento de banda para os serviços de comunicação, otimizações de cobertura, aumentos de velocidade etc permitiram mais qualidade e desempenho para os usuários. Sempre existiu um significativo empenho na busca por melhorias para os dispositivos móveis com soluções importantes e inovadoras. Com a chegada dos sistemas de comunicação móvel 5G, porém, os avanços tecnológicos estão sendo muito superiores. Esta tecnologia é um marco importante e uma quebra de muitos paradigmas com mudanças extremamente profundas não só na interação entre pessoas, mas, também, entre pessoas e máquinas. Onde será preciso comunicações com tempos de resposta ainda menores a fim de garantir precisão e segurança em experiências de transporte urbano, medições industriais entre outros.

As expectativas também são grandes para uma das faixas de frequência para o uso do 5G conhecida como Ondas Milimétricas, que compreende as faixas entre 30 e 300 GHz. Que, por conta das suas altíssimas frequências, permitirá velocidades extremamente elevadas e tempo de resposta muito inferiores aos encontrados hoje. Estas características geram estabilidade e confiança para que os *links* de rádio componham novas funções em nosso dia-a-dia. Passaremos, assim, a estar realmente inseridos no contexto da Internet das Coisas. Com interfaces entre usuário, automóveis, eletrodomésticos, *Smart Cities*, sistemas de segurança e produção etc. Mas, antes, vamos abordar um pouco a respeito de outras faixas de frequência alocadas para o 5G que estão chegando primeiro no mercado.

Antes das faixas próprias do 5G estarem disponíveis, implementou-se o 5G *Dynamic Spectrum Sharing* (DSS) aproveitando já uma faixa pré-existente, a faixa de 2100 MHz utilizada também no 4G e 3G. O 4G foi implementado nessa faixa principalmente para utilizá-lo agregando portadora com outras faixas da tecnologia como 2600, 1800 e 700 MHz a fim de trazer valores de *throughput* maiores para o usuário. Mas, em algumas situações, já se está observando que, com o 5G DSS, pode ser mais interessante retirar o 4G dessa faixa para o 5G DSS ampliar sua banda e conseguir taxas ainda melhores. Já existe um processo de *Clean Carrier* que vai nessa direção nos municípios atendidos pelo 5G DSS. A tecnologia possui padrão *New Radio* em formato *Non Standalone*, ou seja, ela depende da rede do Core existente na rede 4G.

No Brasil, já houve a implementação do 5G DSS e, mais recentemente, ocorreu o leilão para outras faixas do 5G da Anatel. Através dele, foram leiloadas as faixas de 700 MHz, 2,3 GHz, 3,5 GHz e 26 GHz. Conforme foi definido [38], a faixa de 700 MHz ficou apenas com a nova operadora *Winity II Telecom Ltda.* A faixa de 2,3 GHz foi dividida em lotes regionais. A faixa de 3,5 GHz era a mais aguardada e teve seus lotes divididos pelas principais operadoras: Claro, Vivo e TIM. Todas essas faixas sub 6, abaixo de 6 GHz, estão em atividade de implantação. Enquanto o 5G está crescendo, as operadoras também estão buscando investir mais no *Voice over Long Term Evolution (VoLTE)* a fim de facilitar o uso do serviço de voz pelo usuário acampado no 5G. Conseqüentemente, outro recurso que também vem crescendo para dar suporte ao VoLTE é o *Single Radio Voice Call Continuity (SRVCC)*, que permite que o dispositivo móvel migre do 4G para redes legadas ao encontrar dificuldade de cobertura sem que ele perca a chamada. E, por último, a faixa de 26 GHz, que é a única a ser utilizada no Brasil mais próxima da faixa das Ondas Milimétricas. Esta faixa, porém, ainda vai demorar para ser implementada.

## 1.1 Motivação

Cada vez mais trabalhos em torno das Ondas Milimétricas têm surgido e apresentado propostas de melhorias em sua predição com o aprofundamento do tema. Apesar dessa faixa também ser utilizada pela transmissão satelital da banda Ka, ela era empregada apenas em um contexto mais estável e previsível até então. Muito distinto do ambiente com a rede 5G que é mais dinâmico e complexo. A grande vantagem do 5G na faixa de Ondas Milimétricas é a possibilidade de ter portadoras com larguras de banda significativamente maiores que as encontradas hoje em dia. A princípio, de 400 MHz para sistemas de comunicação pessoal [39]. Enquanto que, hoje, o máximo que se tem sem agregação de portadora são 20 MHz. Mesmo operando na faixa de 3,5 GHz do 5G, só será possível chegar a larguras de banda até 80 MHz [38]. Esta disponibilidade de banda garante velocidades mais altas e um número maior de dispositivos conectados. Em contrapartida, essa região do espectro trabalha com sinais de pouco alcance, uma vez que, na medida em que aumentamos a frequência, o comprimento de onda diminui acarretando em uma maior atenuação do sinal tanto pela perda pela distância como devido aos objetos no ambiente de propagação. Característica, inclusive, responsável por nomear a faixa como Ondas Milimétricas. Com base nisso, é possível afirmar que as operadoras poderão encontrar dificuldade para investir em uma cobertura

extensa para os serviços de Ondas Milimétricas como a que se tem nas redes atuais de telefonia móvel. Para atingir esse objetivo, será necessário planejar uma rede híbrida com uma quantidade muito maior de antenas a fim de se garantir uma continuidade de cobertura numa determinada região. Sendo assim, seu emprego é mais apropriado em ambientes *indoor* ou delimitados dentro do contexto da Internet das Coisas e da automação, focando principalmente nos setores da indústria, mineração, logística e agronegócio. Desta forma que o 5G irá quebrar paradigmas e introduzir uma nova realidade à sociedade.

Algumas outras aplicações do 5G que vêm sendo exploradas são a Banda Larga Móvel Melhorada ou *enhanced Mobile Broadband* (eMBB), onde se busca alcançar uma maior capacidade nos dispositivos móveis com picos de *throughput* DL de até 20 Gbps [41]. Contando, para isso, com o auxílio do recurso *Massive Multiple Input Multiple Output* (*massive* MIMO) que contribui com a transmissão de sinal ao usar até 256 elementos de rede na estação base [40]. Outro recurso do 5G ainda são as Comunicações Ultra-Confíáveis e de Baixa Latência ou *Ultra-Reliable and Low Latency Communications* (uRLLC) que conta com serviços de missão crítica onde a latência máxima deve ser menor do que 1 ms [41]. O *Massive Machine Type Communications* (mMTC) é mais um recurso que permite interconectar um grande número de dispositivos com baixo custo e baixa energia, principalmente se for uma rede *Narrowband Internet of Things* (NB-IoT) que faz uso de uma banda estreita uma vez que seu foco não é o volume de dados.

O foco comercial ainda está na faixa de 3,5 GHz. É o momento de se levantar todas as oportunidades possíveis de emprego das Ondas Milimétricas, avaliar mais de perto seus custos, riscos de interferência e aplicações de mais tecnologias que podem torná-la mais eficiente.

Algumas de suas desvantagens são o baixo alcance da transmissão e o fato da sua faixa ser muito suscetível a condições atmosféricas. A chuva prejudica bastante o sinal por conta de sua frequência elevada, o que também ocorre na banda Ka dos sistemas via satélite [42]. Outro grande problema é que a maioria dos materiais de construção proporcionam significativa atenuação e reflexão nessa região do espectro eletromagnético.

Desta forma, um estudo detalhado do comportamento do sinal transmitido nesta faixa é de grande interesse para que possa fornecer dados aos engenheiros de planejamento no momento de implantar suas redes de comunicação.

## 1.2 Objetivo

Busca-se nesta dissertação estudar a perda de propagação pelo percurso, ou *path loss*, em ambientes *indoor* com sinal de faixa estreita localizada na região das Ondas Milimétricas entre 26 e 40 GHz. O objetivo é modelar com boa precisão a perda de propagação pelo percurso através dos métodos *Close-In Free Space Reference Distance (CI)* e *Alpha-Beta-Gamma (ABG)* levando-se em conta características como distância, frequência, número de paredes entre o canal de propagação e o efeito de canalização ao longo dos corredores do Centro de Estudos em Telecomunicações (CETUC), prédio pertencente à PUC-Rio. Interessa também identificar os erros quadráticos médios, ou *Root Mean Square Error (RMSE)*, que esses modelos possuem comparando-os ao se considerar ou não determinadas variáveis como a presença de paredes ou canalização.

O estudo dos fatores que influenciam a propagação é muito importante uma vez que o ambiente *indoor* é um cenário que apresenta medições mais instáveis do que o ambiente *outdoor* além da faixa de Ondas Milimétricas ser uma nova realidade ainda com bastantes caracterizações a serem mapeadas.

## 1.3 Estado da Arte

Desde o planejamento do uso de faixas mais altas como a faixa de Ondas Milimétricas para prover serviço de acesso móvel pessoal, vários institutos e pesquisadores voltaram seus trabalhos para caracterizar o comportamento do sinal nessa faixa.

Em 2018, uma campanha de medições realizada no Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL) buscou caracterizar coeficientes de reflexão e transmissão dos materiais presentes no ambiente *indoor* e, principalmente, apresentou resultados de predição da perda de propagação pelo percurso baseados no modelo Log-Distância para as frequências de operação 28 GHz e 38 GHz. Também comparou três métodos de cálculo de perda: O *Multi-wall Model*, o *Standard Ray Tracing* e o *Dominant Path Model* [6].

O *Multi-wall Model* é um método que considera apenas o raio que atravessa a parede sem qualquer desvio. E contribui para um modelo que irá depender da distância e do número de paredes. Por não considerar outros fenômenos de propagação como reflexão ou dispersão, esse é um método de fácil e rápida aplicação, porém apresenta menos precisão que os outros dois métodos.

O *Standard Ray Tracing Model* é um modelo determinístico que considera as múltiplas reflexões, difrações e refrações, levando em consideração as características elétricas do material que compõem o ambiente onde o sinal se propaga. Esta modelagem do canal, por buscar contemplar com grande aproximação a ocorrência de multipercursos, apresenta significativa complexidade em sua aplicação.

O *Dominant Path Model* considera a ocorrência de difração e apresenta uma boa aproximação em sua predição sem necessitar de um processo muito complexo ou trabalhoso de aplicação. Consiste basicamente em duas etapas: a determinação dos percursos determinantes dos raios por meio de análise geométrica e a predição das perdas de propagação ao longo dos percursos [43].

Uma outra pesquisa realizada também em 2018 nos países da Dinamarca, Suécia e Japão preferiu abordar a perda de propagação pelo percurso das Ondas Milimétricas em ambiente *outdoor* utilizando o modelo de *clutter* urbano da recomendação ITU-R P.2108 para cenários terrestres [4].

Vale aqui salientar que *clutter* são quaisquer grupos de estruturas presentes próximos de um lado do *link* ou de ambos os lados, onde essas estruturas irão influenciar significativamente na propagação. Este cenário costuma apresentar muitas reflexões, difrações e espalhamentos por conta de suas obstruções, ocasionando um aumento da interferência inter-simbólica devido aos multipercursos gerados. Na maior parte das vezes, é o *clutter* mais próximo do terminal que apresenta maior influência na propagação [2].

Foram realizadas medições com antena de transmissão em alturas próximas de *rooftops* e antenas de recepção em veículos de (*drive test*) buscando mais a propagação horizontal com a presença de muitas difrações e espalhamentos, que configuram mais complexidade à análise da propagação. As campanhas de medição contemplaram uma configuração de *long range* para *links* com distâncias maiores que 1 km e, uma de *short range*, para *links* com distâncias mais curtas. A seguir, será apresentado um conjunto de pesquisas de medições realizadas na Dinamarca e Suécia cujo objetivo foi caracterizar redes do tipo *long range*. Assim como medições realizadas no Japão a fim de caracterizar redes do tipo *short range*.

Conforme mencionado anteriormente e considerando os modelos abordados na recomendação ITU-R P.2108, que será mais detalhada no capítulo 2, as campanhas de medição da Dinamarca e da Suécia tiveram suas perdas devido ao *clutter* calculadas através do *Long Range Model*. E, a campanha de medição do Japão, através do *Short Range Model*. Esses são modelos que podem ser combinados para calcular a perda total devida ao *clutter*.

A pesquisa também sinaliza uma condição onde, uma vez que há *clutter* tanto no ponto de transmissão quanto no de recepção, pode ser interessante utilizar também a recomendação ITU-R P.1411. Se a distância do *link* for maior que 1 km, utiliza-se a ITU-R P.2108. Se a distância for menor, utiliza-se a ITU-R P.1411 para casos sem visada direta ou seja, *non line of sight* (NLOS).

Um outro apontamento interessante que a pesquisa inclusive sugere como futuro trabalho é a utilização da recomendação ITU-R P.2109 em cenários com a antena receptora em ambiente *indoor* combinando o *Clutter Model* com o modelo de *Building Entry Loss* (BEL).

Mais recentemente em 2021, um outro trabalho com foco na faixa sub 6 do 5G [13], mais especificamente a de 3,5 GHz, apresentou uma pesquisa voltada para a modelagem dessa faixa de Micro-ondas em ambiente *indoor*. A pesquisa compara as predições realizadas com os modelos *Close-In Free Space Reference Distance* e *Floating-Intercept*.

O trabalho utiliza antenas omnidirecionais em corredores de um edifício onde os resultados com *line of sight* são comparados com os com *non line of sight*. E, como esperado, é encontrado no *Close-In Free Space Reference Distance Model* um *path loss exponent* maior para os *links* com *non line of sight* por apresentarem uma perda adicional devido a obstruções e efeitos de dispersão e espalhamento. Além disso, os *links* com *line of sight* sofrem efeito de canalização uma vez que a propagação é realizada sem obstrução ao longo de um corredor e, por esse motivo, sua perda de propagação pelo percurso é mitigada.

Ao fim das análises, conclui-se que o *Close-In Free Space Reference Distance Model* é mais confiável neste cenário que o *Floating-Intercept Model*.

## 1.3 Estrutura do Trabalho

O desenvolvimento do trabalho está organizado em seis capítulos.

Neste capítulo 1, foram apresentados a introdução contextualizando as Ondas Milimétricas com demais faixas do 5G, a motivação com indicações das principais vantagens e das oportunidades de melhoria que as Ondas Milimétricas pode trazer nas telecomunicações, além dos objetivos dessa dissertação.

No capítulo 2, serão abordados os principais mecanismos de propagação de ondas eletromagnéticas em um canal rádio móvel. Além do aprofundamento em alguns modelos de propagação que contribuíram como referências para este trabalho.

No capítulo 3, serão apontadas as configurações de medição e a metodologia de medição.

No capítulo 4, os resultados obtidos através das medições e suas análises serão desenvolvidos e detalhados.

No capítulo 5, serão construídos os parâmetros dos dois modelos utilizados para a experiência, o *Close-In Free Space Reference Distance* e o *Alpha-Beta-Gamma*. Além disso, serão abordadas suas análises e as primeiras conclusões.

O capítulo 6 apresentará as conclusões do trabalho, além de sugestões para futuras pesquisas.

## Capítulo 2 – Propagação de Rádio Móvel

### 2.1 Mecanismos de Propagação

Fundamental trazer alguns conceitos importantes de propagação que estão presentes o tempo todo ao longo deste estudo das Ondas Milimétricas como incidência de sinal em ângulo oblíquo e modos de propagação.

A incidência de um sinal em um meio pode ser normal, quando é perpendicular ao plano deste meio, ou oblíqua, quando o ângulo de incidência é qualquer outro, ou seja, um ângulo diferente de  $0^\circ$ . Essas incidências devem ser analisadas em duas frentes distintas: variação angular no eixo vertical comumente conhecida como variação de tilt, e variação angular no eixo horizontal comumente conhecida como variação de azimuth. Se ambos os ângulos forem diferentes de  $0^\circ$ , tem-se uma incidência oblíqua 3D. Se for apenas um deles, tem-se uma incidência oblíqua 2D.

Quanto aos modos de propagação, os principais são reflexão, refração, difração e espalhamento.

A reflexão ocorre quando o sinal incide sob uma fronteira entre meios com características físicas distintas e ele é parcialmente ou totalmente rebatido.

De acordo com a lei da reflexão, os ângulos de incidência e reflexão são iguais como indica a equação (1).

$$\theta_{\text{incidência}} = \theta_{\text{reflexão}} \quad (1)$$

Importante também termos conhecimento sobre os coeficientes de reflexão dos meios que estão envolvidos no estudo. O coeficiente de reflexão é a razão entre as intensidades das ondas refletidas e incidentes. Ele depende das propriedades elétricas dos meios, mais precisamente a permissividade e a condutividade. Além da polarização, frequência e do ângulo de incidência [31]. As equações (2) e (3) apresentam os coeficientes de reflexão para polarizações perpendicular e paralela respectivamente.

$$\Gamma_{\perp} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\eta_2 \cos \theta_1 - \eta_1 \cos \theta_2}{\eta_2 \cos \theta_1 + \eta_1 \cos \theta_2} \quad (2)$$

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\eta_2 \cos \theta_2 - \eta_1 \cos \theta_1}{\eta_2 \cos \theta_2 + \eta_1 \cos \theta_1} \quad (3)$$

Onde  $E_r$  é a parcela da onda refletida referente ao campo elétrico e  $E_i$  é a parcela da onda incidente referente ao campo elétrico. Os  $\eta$  são as impedâncias dos meios e  $\theta$  são os ângulos de incidência.

Da mesma forma, vale salientar que o coeficiente de transmissão é a razão entre as intensidades das ondas refratadas e incidentes. As equações (4) e (5) apresentam os coeficientes de transmissão ou refração para polarizações perpendicular e paralela respectivamente.

$$T_{\perp} = \frac{E_t}{E_i} = \frac{2\eta_2 \cos \theta_1}{\eta_2 \cos \theta_1 + \eta_1 \cos \theta_2} \quad (4)$$

$$T_{\parallel} = \frac{E_t}{E_i} = \frac{2\eta_2 \cos \theta_1}{\eta_2 \cos \theta_2 + \eta_1 \cos \theta_1} \quad (5)$$

Em relação à refração, o fenômeno ocorre quando o sinal atravessa de um meio para outro de características físicas diferentes. O raio refratado terá um ângulo de refração obtido através da lei de refração ou lei de *Snell-Descartes*. A lei apresenta a equação (6) que relaciona os ângulos com os índices de refração dos meios envolvidos.

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2 \quad (6)$$

Existem duas situações em particular que merecem destaque: a reflexão total e a transmissão total. Normalmente, uma parcela do raio é refletida e uma outra parcela é refratada. Mas, nas situações de reflexão total e transmissão total, o sinal se apresenta integralmente em um meio ou em outro. A reflexão total ocorre quando o ângulo de incidência é igual ou maior que o ângulo crítico, que é calculado conforme a equação (7), e só é possível quando o meio 2 é menos refringente que o meio 1. Nesse caso, temos  $\Gamma = 1$ . Com esse cenário, se o sinal tiver polarização perpendicular, é refletido com a mesma fase. E, se tiver polarização paralela, é refletido com a fase invertida. Um exemplo de aplicação da reflexão total são as transmissões por fibra óptica.

$$\Theta_{\text{critico}} = \text{sen}^{-1}\left(\frac{1}{n_2}\right) \quad (7)$$

Já a transmissão total ocorre quando o ângulo de incidência é igual ao ângulo de *Brewster*, que é calculado conforme equação (8). Temos  $\Gamma = 0$  nesse caso. Nesta configuração, os ângulos de incidência e de refração somam  $90^\circ$  e não existe dependência do índice de refração. Mas só ocorre com polarização paralela.

$$\Theta_{\text{brewster}} = \text{tg}^{-1}\left(\frac{n_2}{n_1}\right) \quad (8)$$

Outro modo de propagação é a difração que ocorre quando a onda desvia ou contorna obstáculos ao longo da sua propagação. Tal fenômeno pode permitir que a onda alcance áreas de sombra que não conseguiria se o raio fosse direto. Isso contribui enormemente para a continuidade de cobertura nas telecomunicações, proporcionando sinal em regiões onde não há visada direta, situação que encontramos com frequência nos espaços urbanos com suas inúmeras construções civis e nos espaços rurais por conta dos relevos acidentados. O princípio de *Hyugen* explica o conceito de difração através do comportamento das frentes de onda, onde todos os pontos de uma frente de onda podem ser considerados como fontes pontuais que podem gerar fontes secundárias e essas ondas secundárias se combinam e formar uma nova frente de onda em outra direção [31].

Existe ainda o espalhamento ou dispersão, fenômeno muito presente no contexto do rádio móvel urbano. Ele ocorre quando o sinal encontra obstáculos de dimensões inferiores ao seu comprimento de onda ou superfícies rugosas [31]. Com isso, o sinal é espalhado aleatoriamente para outras direções o que reduz sua potência recebida, mas também pode contribuir com a chegada do sinal em alguma região onde não se teria cobertura.

## 2.2 Propagação Multipercurso

A propagação multipercurso ocorre com muita frequência no rádio móvel e principalmente em cenários com ambiente *indoor* como neste trabalho. Basicamente, ela ocorre quando o sinal é recebido a partir de diversos caminhos pelos quais os raios indiretos percorrem. A propagação desses raios indiretos ocorre principalmente através da dispersão do sinal.

O estudo da propagação multipercurso se divide em dois tipos de modelos, os modelos de propagação em larga escala que consideram as variações do sinal ao longo de grandes distâncias entre o *link* do transmissor com o receptor, e os modelos de propagação em pequena escala que consideram variações mais abruptas a curtas distâncias ou a curtos intervalos de tempo. Consequentemente, os desvanecimentos analisados em cada situação são o desvanecimento lento e o desvanecimento curto [31].

O ambiente urbano é dinâmico, em constante movimento, possui inúmeros obstáculos e *links* sem visada direta. Essas características contribuem para que o sinal rádio móvel seja tratado estatisticamente onde seu perfil aleatório esteja de acordo com algumas distribuições de aleatoriedade como *Rayleigh*, *Rice* e *Nakagami*. Essas distribuições são muito importantes na caracterização do desvanecimento rápido. Veremos a seguir detalhes dos desvanecimentos rápido e lento.

### 2.2.1 Desvanecimento Rápido

Conforme já mencionado anteriormente, o desvanecimento rápido são variações abruptas de amplitude e fase do sinal. Essas variações podem ser representadas por uma função densidade de probabilidade onde as mais comuns são as *Rayleigh*, *Rice* e *Nakagami*. A seguir, descrevermos cada uma dessas funções.

A distribuição de *Rayleigh* considera diversos raios indiretos constituindo uma propagação multipercurso. Esses raios chegam ao receptor com diferentes fases, mas amplitudes semelhantes. O mecanismo de propagação mais presente nessa distribuição é a reflexão.

A distribuição de *Rice* se difere da de *Rayleigh* pelo fato de apresentar raio direto além dos multipercursos, ou seja, existe uma visada direta na distribuição de *Rice*.

Já a distribuição de *Nakagami* se difere pela maior precisão na modelagem, porém apresenta uma aplicação mais complexa uma vez que necessita que se saiba de mais informações específicas e parâmetros do canal rádio móvel.

## 2.2.2 Desvanecimento Lento

O desvanecimento lento ocorre quando o sinal sofre variação em sua amplitude devido a grandes distâncias entre o transmissor e o receptor. Essa variação pode ser modelada através da função densidade de probabilidade normal.

## 2.3 Modelos de Propagação

A construção do primeiro modelo de propagação voltado para sistemas de telefonia móvel foi realizado pelo *Yoshimura Okumura* [33], porém o processo para obtenção dos resultados era muito complexo e trabalhoso, o que dificultava sua aplicação. Foi importante, posteriormente, a participação do *Masahuru Hata* [32] neste modelo no sentido de permitir um processamento computacional de mais fácil aplicação através de um conjunto de equações acessórias. Essa versão mais utilizada do modelo recebeu o nome de *Okumura-Hata*. Vale salientar que os coeficientes utilizados pelo *Hata* foram obtidos para o município de Tóquio na década de 60. Por isso, fica clara a necessidade de um ajuste em seus parâmetros uma vez que as características consideradas de ambientes rural, suburbano e urbano já mudaram muito para os presentes nos dias de hoje. Outro fator que trouxe mudanças nas predições nos últimos tempos foi a ocupação do espectro de VHF, UHF e SHF pelos sistemas de radiodifusão e sistemas de telefonia móvel. Por esses motivos, cresceu a necessidade de uma revisão do modelo *Okumura-Hata* de modo a realizar um ajuste fino e atualizar sua modelagem para os dias atuais.

De uma maneira geral, os modelos de propagação hoje podem ser empíricos, determinísticos ou estocásticos.

Os modelos empíricos são baseados em medições de sinal a fim de caracterizar sua perda pelo percurso em um *link* entre um transmissor e um receptor.

Os modelos determinísticos são fundamentados em leis físicas de propagação de ondas eletromagnéticas e utilizam como ferramentas a descrição geométrica do ambiente e técnicas de raio traçado ou *Ray Tracing*. Esses modelos possuem a vantagem da simulação ao invés de extensas medições. Mas apresentam a desvantagem de possuírem um processo computacional complexo e a dependência de um banco de dados com informações geográficas ou do ambiente *indoor* em alta resolução. Geralmente necessitam de um mapa em 3D completo do ambiente de propagação.

Os modelos estocásticos utilizam variáveis aleatórias para modelar o ambiente de propagação. Esses modelos costumam ser menos precisos, mas não necessitam de muitas informações detalhadas sobre o ambiente estudado e requerem menos processamento para realizar suas previsões. A seguir serão detalhados alguns exemplos de modelos de propagação.

### 2.3.1 Modelo Log-Distância

O modelo Log-Distância calcula a perda pelo percurso em ambientes *indoor* e *outdoor* através da equação (9).

$$PL_{LOG-DIST\grave{A}NCIA} = FSPL(d = d_0) + 10n \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right) + X_\sigma \quad (9)$$

Onde  $FSPL(d = d_0)$  se refere à perda por espaço livre a uma distância  $d_0$ ,  $n$  é um coeficiente de perda pelo percurso, ou *path loss exponent* (PLE),  $d$  é a distância do *link* e  $X_\sigma$  é uma variável aleatória com média zero e desvio padrão  $\sigma$ , usada para considerar o efeito do sombreamento na modelagem.

O PLE possui valores tabelados pelo *Theodore S. Rappaport* para diferentes ambientes variando entre 1,6 e 6. Ele é calculado através de um ajuste da base de dados das medições realizadas em cima da equação do modelo Log-Distância. Esse ajuste é baseado no algoritmo de *Levenberg-Marquardt*.

Vale salientar que, quando o valor de  $d_0$  é de 1 metro, o modelo recebe o nome de *Close-In Free Space Reference Distance* (CI), modelo que será utilizado e detalhado mais à frente neste trabalho. Mas se nota no modelo CI uma aplicação mais voltada para ambiente *indoor* [34].

### 2.3.2 Recomendação ITU-R P.2108

A recomendação ITU-R P.2108 contribui com o cálculo de perda de propagação em ambientes com *clutter* em frequências entre 30 MHz e 100 GHz. Ela trabalha três cenários de acordo com a faixa de frequência e com a distribuição do receptor em relação ao *clutter* [2]. Mas o mais interessante e condizente com o tema deste trabalho é o cenário com o terminal dentro do *clutter* e com a faixa de operação dentro do intervalo de 2 até 67 GHz.

Se a distância do *link* for até 0,25 km, o modelo deve ser aplicado a apenas uma das extremidades do canal rádio móvel. Se for entre 0,25 e 1 km, deve ser aplicado às duas extremidades. A equação (10) apresenta o cálculo do modelo.

$$PL_{CLUTTER} = -5\log_{10}(10^{-0,2L_l} + 10^{-0,2L_s}) - 6Q^{-1}\left(\frac{p}{100}\right) \quad (10)$$

Onde  $Q^{-1}\left(\frac{p}{100}\right)$  é o inverso complementar da função distribuição normal. Os valores de  $L_l$  e  $L_s$  são calculados a partir das equações (11) e (12) respectivamente.

$$L_l = 23,5 + 9,6\log_{10}(f) \quad (11)$$

$$L_s = 32,98 + 23,9\log_{10}(d) + 3\log_{10}(f) \quad (12)$$

Onde  $d$  é a distância entre o *link* e  $f$  é a frequência de operação.

### 2.3.3 Recomendação ITU-R P.1411

A recomendação ITU-R P.1411 aborda modelos para curtas distâncias na faixa de 300 MHz até 100 GHz, considerando a presença ou não de visada direta além de casos com perda por multipercurso [5]. Seus modelos são simétricos uma vez que consideram da mesma forma terminais em ambas as extremidades do canal rádio móvel. De modo que independe de qual terminal é transmissor e qual é receptor. A equação (13) apresenta o modelo geral.

$$PL_{1411} = \alpha + 10\beta\log_{10}(d) + 10\gamma\log_{10}(f) \quad (13)$$

Onde  $d$  é a distância do *link*,  $f$  é a frequência de operação,  $\alpha$  é o coeficiente linear em dB,  $\beta$  é o coeficiente angular da perda por distância e  $\gamma$  é o coeficiente angular da perda por frequência.

Vale salientar que esta equação (13) do modelo geral da recomendação ITU-R P.1411 apresenta a mesma equação que o modelo *Alpha-Beta-Gamma* (ABG), que será utilizado e detalhado mais à frente.

## 2.3.4 Modelos Aplicados

Importante abordarmos os modelos que serão utilizados nesse trabalho a fim de caracterizar o canal de propagação nas condições de faixa estreita na região de Ondas Milimétricas em ambiente *indoor*.

A perda de propagação pelo percurso pode ser influenciada por muitos fatores, tornando complexa sua predição e dificultando o estudo e planejamento da propagação do sinal. Serão abordados aqui dois modelos consolidados na literatura técnica: *Close-In Free Space Reference Distance* (CI) e *Alpha-Beta-Gamma* (ABG). Além do modelo para espaço livre, o *Free Space Path Loss* (FSPL), que possui um perfil mais genérico e uma aplicação mais ampla.

### 2.3.4.1 *Free Space Path Loss*

A perda por espaço livre ou *Free Space Path Loss* (FSPL) costuma ser a primeira referência de perda de propagação pelo percurso em um estudo de propagação. É um modelo mais estável por depender apenas da distância do *link* e da frequência de operação do sinal. Ele considera que o canal de propagação é aéreo. Seus valores são os mais baixos entre os demais modelos de perda de propagação pelo percurso. Isso quer dizer que a perda por espaço livre é relativamente pequena por não se preocupar com multipercurso e outros fenômenos de propagação e características do meio. Sua modelagem costuma trazer valores mais próximos de medições em ambiente *outdoor*. Em cenários *indoor*, como neste trabalho, existem diversos outros fatores que podem influenciar na propagação fazendo com as predições do modelo FSPL apresentem valores significativamente inferiores aos obtidos com as medições [1]. A equação (14) descreve o cálculo da perda por espaço livre.

$$FSPL = 32,4 + 20 \log(f) + 20 \log(d) \quad (14)$$

Onde  $f$  é a frequência de operação do sinal e  $d$  é a distância do *link* de propagação.

### 2.3.4.2 Close-In Free Space Reference Distance

O modelo *Close-In Free Space Reference Distance* (CI) é mais preciso que o FSPL em nosso contexto. A equação (15) descreve o seu cálculo.

$$PL_{CI} = FSPL(f, d = 1m) + 10n\log(d) + X_{\sigma}^{CI} \quad (15)$$

Onde o  $FSPL(f, d = 1m)$  se refere à perda por espaço livre referente a uma distância de 1 metro. Além disso,  $n$  é um coeficiente angular conhecido como *path loss exponent* (PLE) e define a taxa de variação da perda com a distância que depende do ambiente de propagação. Ele é encontrado a partir de ajuste da base de medições em função da equação do CI. O  $X_{\sigma}^{CI}$  é uma variável aleatória gaussiana em dB de média zero e desvio padrão  $\sigma$  que descreve um sombreamento em larga escala [1].

### 2.3.4.3 Alpha-Beta-Gama

O modelo *Alpha-Beta-Gamma* também é um modelo mais inserido no contexto do nosso trabalho do que o modelo FSPL. E, posteriormente, seu desenvolvimento será interessante para compararmos sua predição com a do modelo CI. Ele é utilizado nos padrões WINNER II e 3GPP [1]. A equação (16) descreve o seu cálculo.

$$PL_{ABG} = \alpha + 10\beta \log(d) + 10\gamma \log(f) + X_{\sigma}^{ABG} \quad (16)$$

Onde  $\alpha$  é um coeficiente linear, o intercepto em dB,  $\beta$  é um coeficiente angular que descreve a atenuação com a distância e  $\gamma$  é um coeficiente angular que descreve a atenuação com a frequência. Esses três coeficientes são obtidos através de ajuste dos dados medidos. Além disso, o  $X_{\sigma}^{ABG}$  define as flutuações do sinal em relação ao valor predito médio.

## Capítulo 3 – Ambiente e Metodologia das Medições

Neste capítulo, serão abordadas as medições realizadas em um dos andares do prédio da PUC-Rio, o CETUC, a fim de analisar a perda de propagação pelo percurso e o comportamento das Ondas Milimétricas em ambiente *indoor* penetrando paredes e se deslocando por corredores sob o efeito de canalização.

### 3.1 Setup

Conforme [1], para a realização das medições, foram utilizados um gerador de sinal *Anritsu MG3696B* que opera na faixa de 2 até 65 GHz, antenas corneta, 1 de TX e 1 de RX de 20 dBi de ganho com HPBW=16,7° e VPBW=18,3° cada. Além de cabos *Pasternak PE360* com perda de inserção máxima de 2,47 dB na faixa de 26,5 GHz e de 3,19 dB na faixa dos 40 GHz. Na recepção, utilizou-se um analisador de espectro *Anritsu MS2668C* operando entre 9 kHz e 40 GHz. A Tabela 1 descreve o *setup* utilizado.

**Tabela 1 – Descrição do *setup* utilizado na campanha de medição**

<i>Setup</i>	
Item	Descrição
Gerador de sinal	<i>Anritsu MG3696B</i> com frequência de operação de 2 até 65 GHz
1 metro de cabo para TX	<i>Pasternak PE361</i>
Antenas de TX e RX	Antenas corneta de 20 dBi de ganho com HPBW = 16,7° e VPBW = 18,3° e frequência de operação de 26,5 até 40 GHz
1 metro de cabo para RX	<i>Pasternak PE360</i>
Analisador de espectro	<i>Anritsu MS2668C</i> com frequência de operação de 9 kHz até 40 GHz

## 3.2 Ambiente de Medição

O local onde as medições foram realizadas no Centro de Estudos em Telecomunicações da Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (PUC-Rio). Este, é um ambiente *indoor* do tipo escritório e localizado no sétimo andar do prédio *Kenedy* no campus da faculdade. O local é composto por 3 salas de aula, 22 salas com perfil de escritório, 3 salas de laboratório, 1 sala onde fica a biblioteca, 1 copa, 1 sala onde se encontram equipamentos de rede e 2 salas de depósito. O acesso às salas é realizado através de dois corredores principais conforme Figura 1. A biblioteca e as salas de depósito não foram utilizadas nas medições. Em sua maioria, as salas de escritório de professor são compostas de uma mesa e estantes com livros. As salas de laboratório são compostas por bancadas onde equipamentos de medição de vários tipos são colocados. As salas de aula são salas de diferentes tamanhos compostas por carteiras de plástico.

## 3.3 Metodologia de Medição

Os dados analisados neste trabalho foram produto de uma campanha de medições nas frequências de 26,5 a 40 GHz com intervalos de 0,5 GHz realizadas por C. E. Orihuela Vargas [1]. Devido à baixa potência de transmissão e à perda maior dada à faixa de frequência, as medições foram realizadas posicionando o transmissor em 6 lugares distintos. A campanha de medições buscou obter o maior número de dados.

A Figura 1 descreve a distribuição desses pontos. As localizações da antena de transmissão estão representados com estrelas e, as de recepção, com círculos. Os *links* TX-RX foram divididos em grupos e numerados de 1 a 6 [1]. O cenário 1 está em verde, o cenário 2 em azul, o cenário 3 em laranja, o cenário 4 em roxo, o cenário 5 em amarelo e o cenário 6 em preto. Os pontos de recepção foram posicionados buscando-se analisar a influência de diversos fatores como canalização, perda por multipercurso e atenuação das paredes.

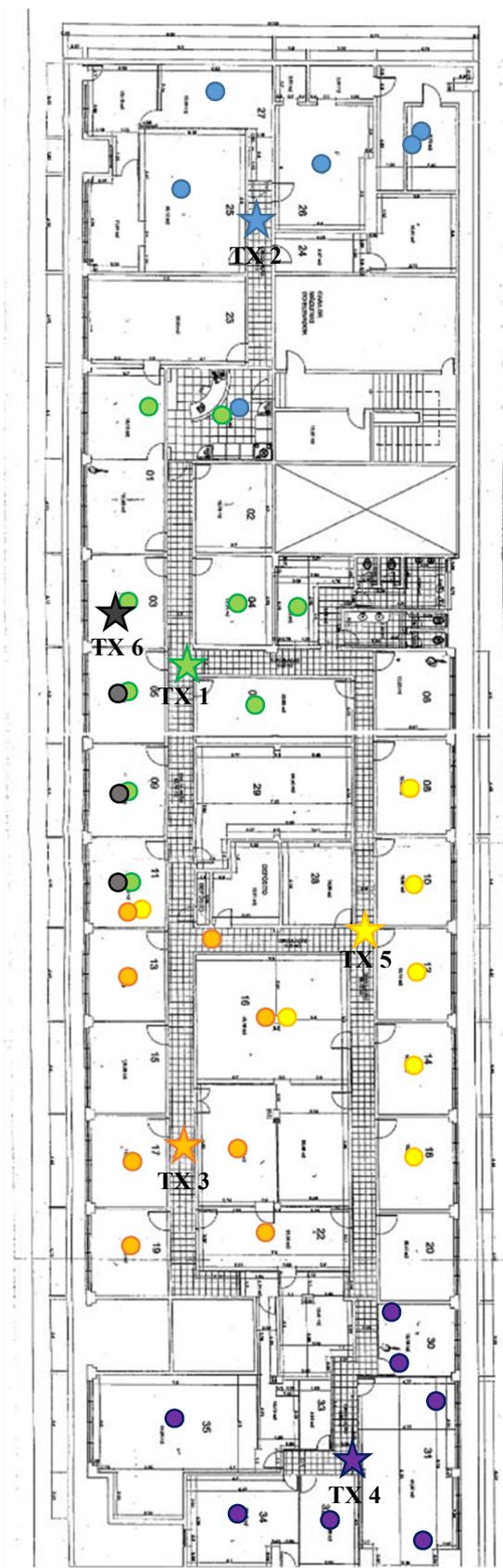


Figura 1 – Planta do CETUC

As medições foram realizadas numa banda de 13,5 GHz (de 26,5 até 40 GHz) em intervalos de 500 MHz. Em cada ponto de medição foram coletadas cerca de 30 medições para cada frequência de modo a evitar muitas incertezas e imprecisão por conta de baixa amostragem, e foi considerada a média dessas medições neste trabalho.

Após a medição do sinal recebido em cada uma das localizações, calculou-se o valor do nível de sinal recebido por uma antena isotrópica, ou o *Isotropic Receive Level* (IRL), considerando as perdas por cabos e ganhos. A partir do IRL, representado pela equação (17), obteve-se os valores de perda de propagação pelo percurso de cada medição.

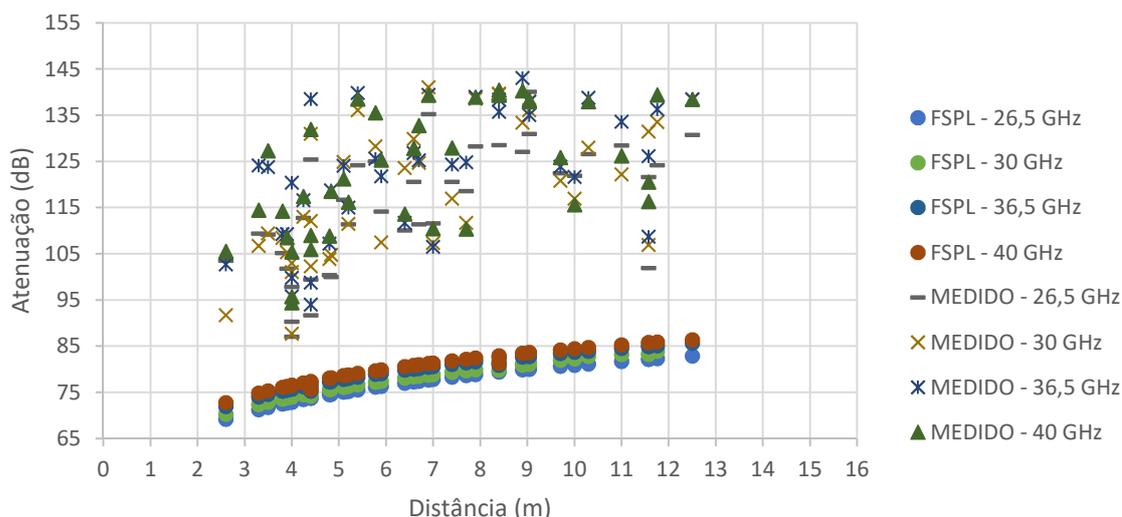
$$PL_{Medido} = \text{Sinal gerado} - \text{IRL} - \text{Perda por cabo} + \text{Ganho da antena} \quad (17)$$

## Capítulo 4 - Resultados e Análises

Neste capítulo, serão divulgados os resultados obtidos através das medições no CETUC, suas análises e as primeiras conclusões do nosso trabalho. É importante a verificação das características de propagação dos resultados, como eles dependem com a distância, a frequência ou com outros fatores. Também faz parte do processo analítico o mapeamento de valores inesperados e sua justificativa, o que contribui para conclusões importantes sobre o nosso tema. Será discutido nesse capítulo ainda as primeiras conclusões como o agrupamento de resultados sugerido na tentativa de separarmos alguns padrões de resultados e melhorarmos suas análises e aplicações.

### 4.1 Dependência com a Distância

Inicialmente, iremos verificar o comportamento das medições com a distância. A Figura 2 indica o valor da perda de propagação pelo percurso em cada ponto de todas as frequências para cada um dos transmissores. Podemos observar que o valor da perda por espaço livre em azul é significativamente menor que o valor observado em campo.



**Figura 2 – Perda de propagação pelo percurso**

Importante salientar que o aumento das perdas com a distância já era esperado, uma vez que o modelo FSPL possui uma parcela da equação que varia com a distância de forma

logarítmica. Vale notar que as distâncias entre os *links* não passam de 13 metros, lembrando que as medidas pertencem a um ambiente *indoor*, e a curva logarítmica apresenta uma variação abrupta a curtas distâncias como as encontradas neste trabalho.

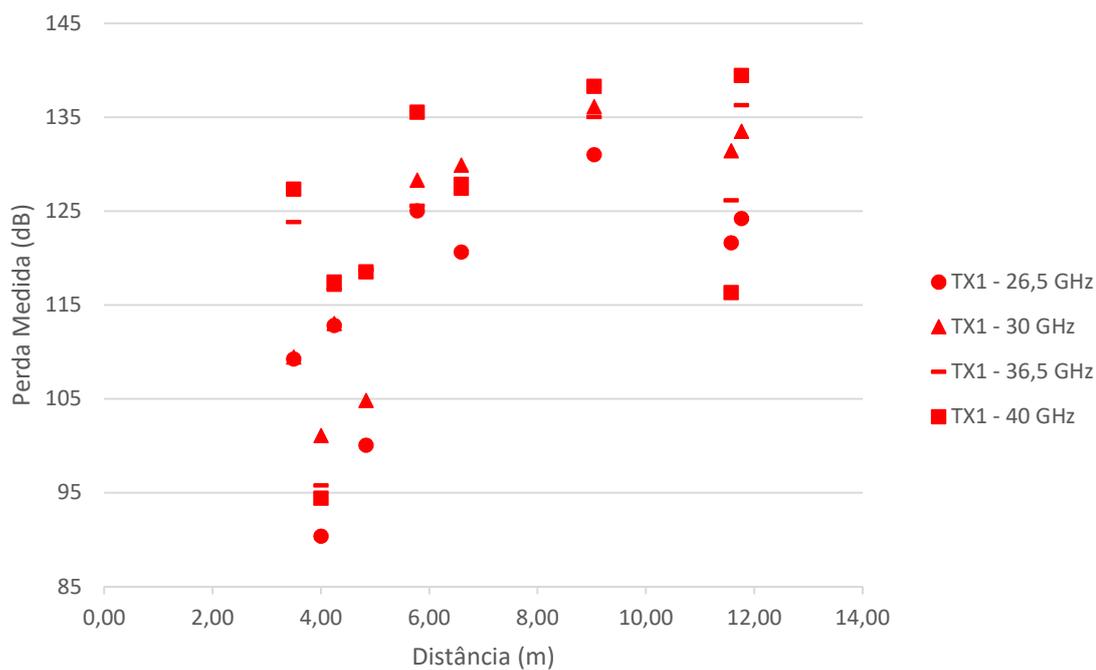
## 4.2 Valores Inesperados

Ao analisarmos os gráficos de perda de propagação pelo percurso ao longo da distância de cada *link*, podemos verificar que algumas medições não acompanham a tendência de aumento de perda com a distância. Esses casos foram mapeados para que fossem analisados e entendêssemos o motivo desses comportamentos a princípio inesperados.

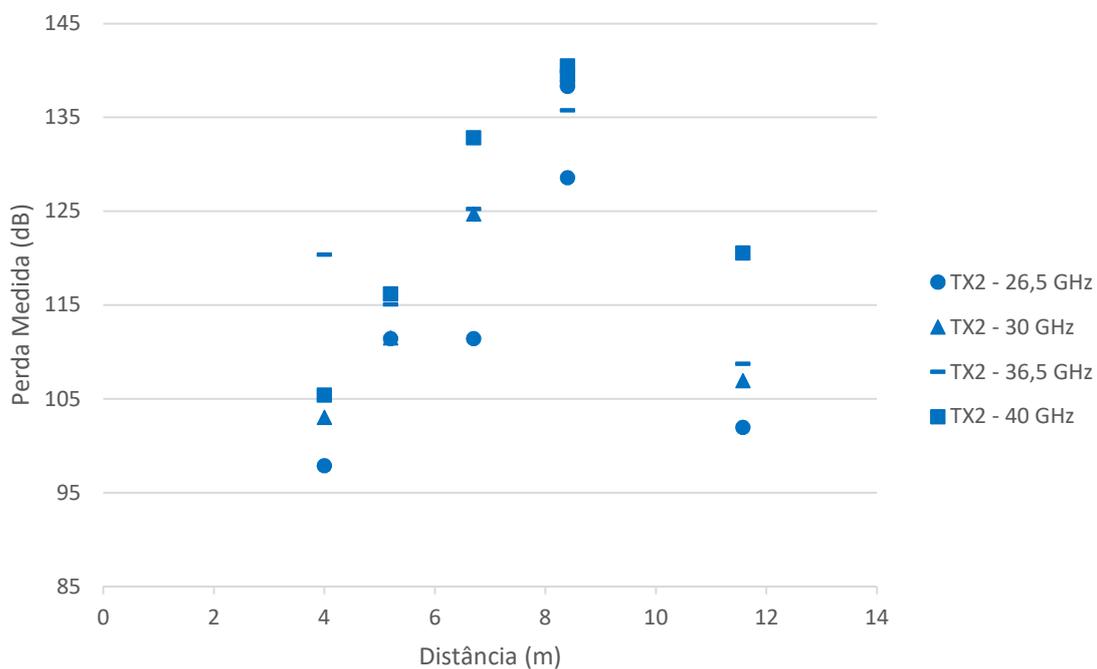
Inicialmente, foram mapeados alguns casos de perdas abaixo do esperado que posteriormente foram justificados por estarem sob efeito de canalização. A canalização é uma das principais características e influências consideradas neste trabalho e será mais detalhada posteriormente.

Entretanto, além da canalização, alguns *links* ou algumas frequências específicas de alguns *links* também apresentaram valores inesperados por conta do baixo número de amostras na medição. Como exemplo, para cada uma das 28 frequências de operação de cada *link*, foram realizadas cerca de 30 medições e depois considerada a sua média. Alguns casos, porém, tiveram um número de medições significativamente inferior a esse valor e isso prejudica a confiabilidade da informação. Nesse caso, foram descartados esses valores da nossa análise para que não a comprometesse. Alguns exemplos de *links* onde isso ocorreu são os entre o laboratório 5 e o TX 1, todos os *links* com o TX 6 e o *link* do laboratório 7 com o TX 1.

As Figuras de 3 a 8 apresentam os valores de perda pelo percurso para cada transmissor em todas as frequências.



**Figura 3 – Perda medida dos *links* com TX 1**



**Figura 4 – Perda medida dos *links* com TX 2**

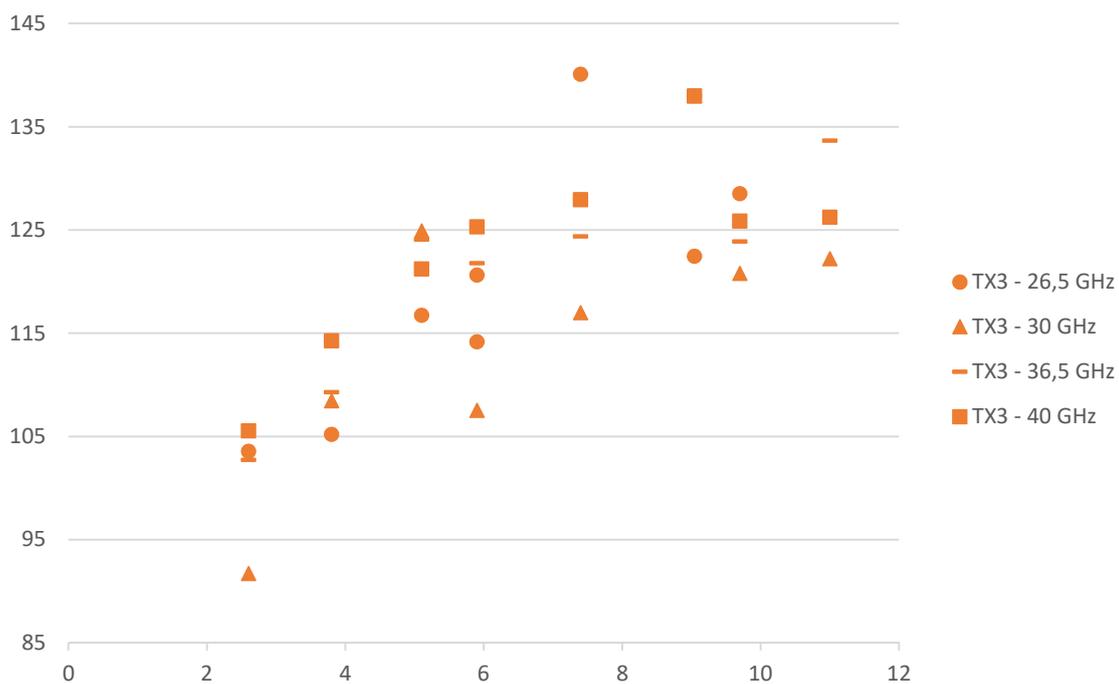


Figura 5 – Perda medida dos *links* com TX 3

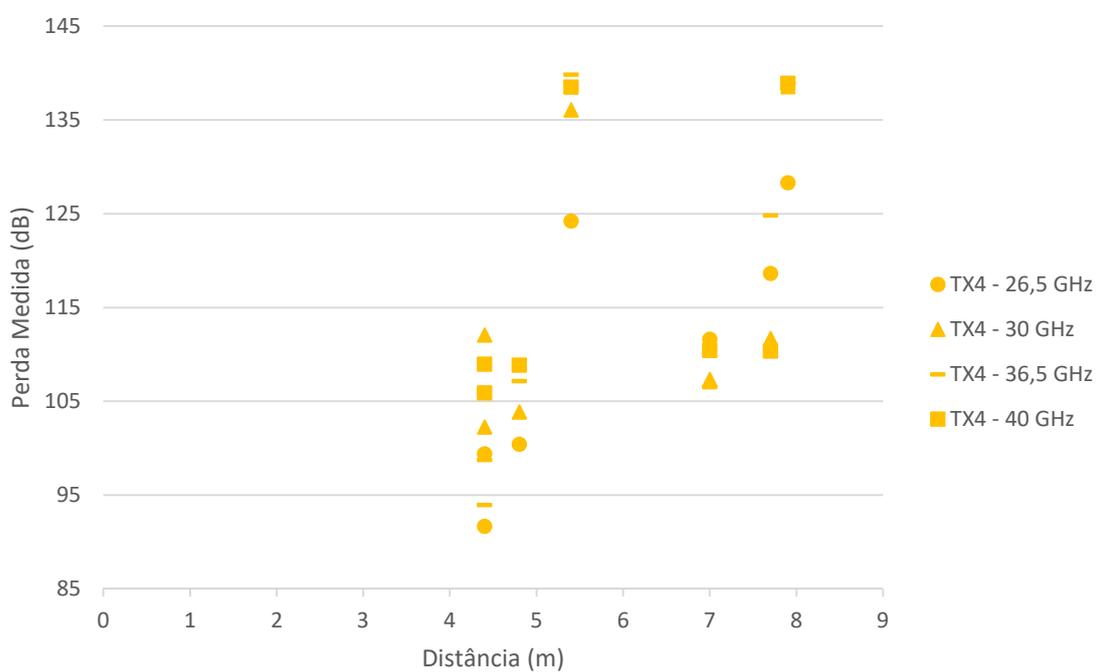
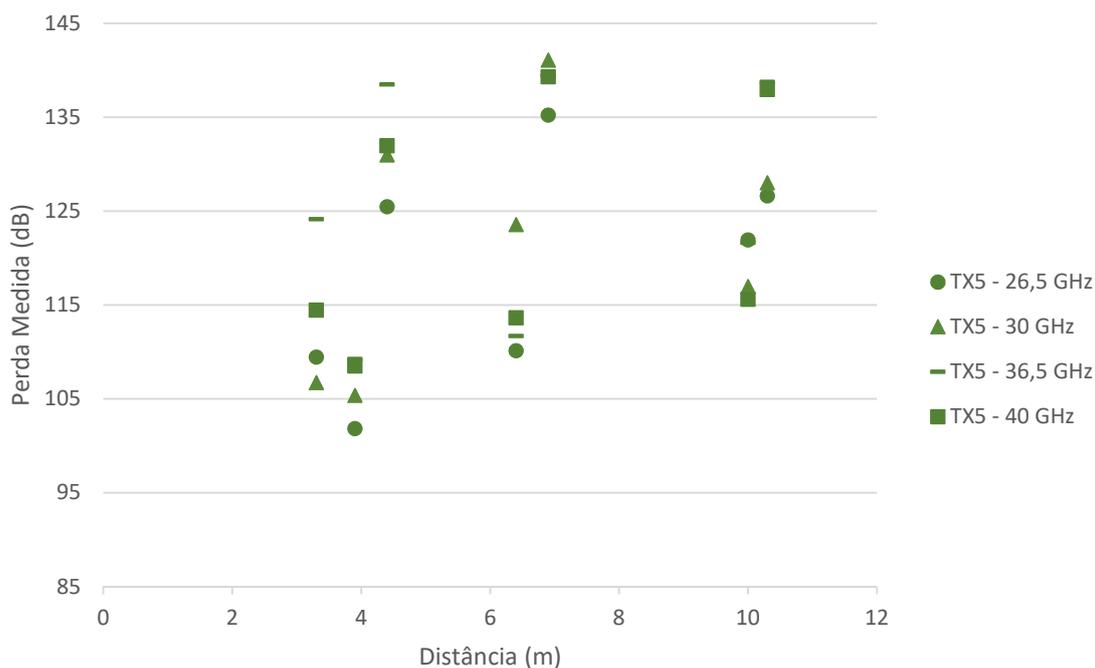
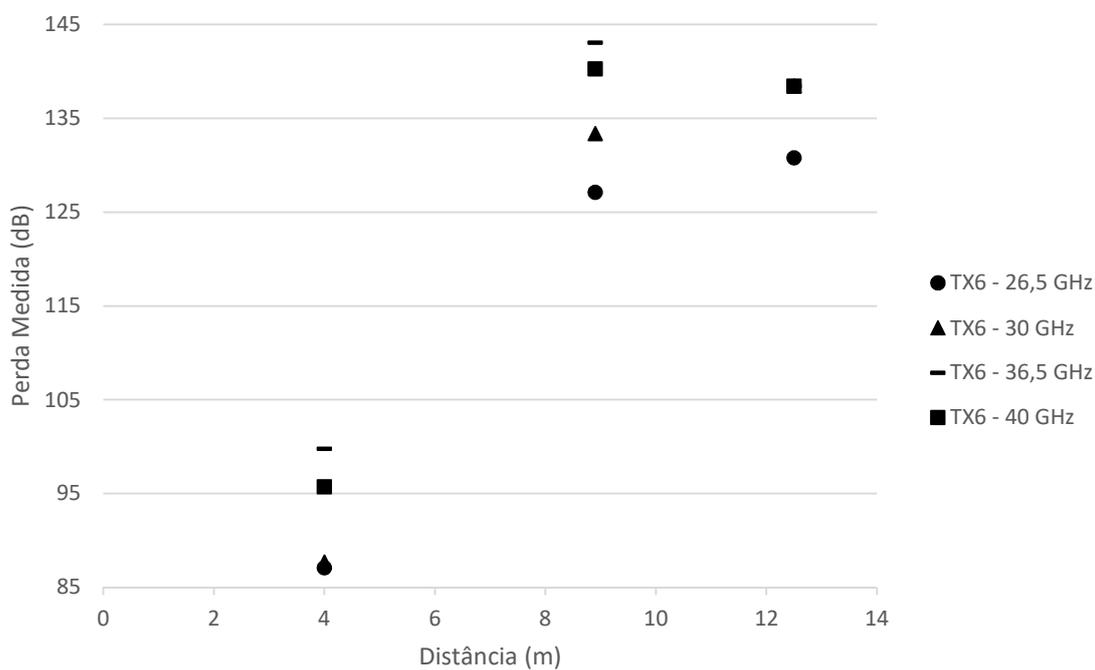


Figura 6 – Perda medida dos *links* com TX 4



**Figura 7 – Perda medida dos *links* com TX 5**



**Figura 8 – Perda medida dos *links* com TX 6**

Das figuras anteriores, pode ser observado o grau de variabilidade do sinal em relação à posição do receptor. Com o objetivo de identificar alguma característica ou parâmetro que pudesse explicar a variação do sinal recebido, procedemos a analisar os dados em função da frequência e da perda adicional.

### 4.3 Dependência com a Frequência

A faixa de Ondas Milimétricas apresenta uma variação menor com a frequência do que outras faixas de rádio móvel mais utilizadas até hoje. Isto se deve porque essas dependências com a frequência também têm perfil logarítmico, como nos modelos FSPL, CI e ABG. E sua curva aumenta em intervalos menores para a região de Micro-ondas como 700 MHz, 1800 MHz ou 2100 MHz. Ou seja, a perda de propagação pelo percurso varia mais bruscamente com a frequência nessa região do espectro do que na região de Ondas Milimétricas, onde a curva aumenta muito menos para esses mesmos intervalos. Numa análise teórica utilizando a equação de *Friis*, só começamos a ter um aumento mais nítido de perda em intervalos a partir de 7 GHz quando começamos a realmente observar alguns impactos. Variações de 0,5 GHz e 1 GHz, por exemplo, trazem valores de perda de propagação pelo percurso muito próximos. A Tabela 2 indica as variações de perda pelo percurso a cada intervalo de frequência.

Para verificar o comportamento da perda em função da frequência, foi gerada a variação de perda média em cada *link* para diferentes intervalos de frequência. A Tabela 2 compara variações de perda de propagação pelo percurso em dB para quatro intervalos distintos de frequência: 0,5 GHz, 1 GHz, 2 GHz e 7 GHz. Pode-se observar que, até 2 GHz de intervalo de frequência, não temos uma variação significativa de perda pelo percurso. A título de exemplo, a diferença de perda entre 26 GHz e 33 GHz é da ordem de 2,07 dB, o que pode indicar que, no caso da modelagem, pode ser utilizada a equação de *Friis* como parte do modelo de predição para levar em conta o aumento da perda em função da frequência.

**Tabela 2 – Variação da perda de propagação pelo percurso com a frequência**

$\Delta$ Perda pelo percurso			
Intervalo de 0,5 GHz	Intervalo de 1 GHz	Intervalo de 2 GHz	Intervalo de 7 GHz
0,205	0,39	0,53	2,245

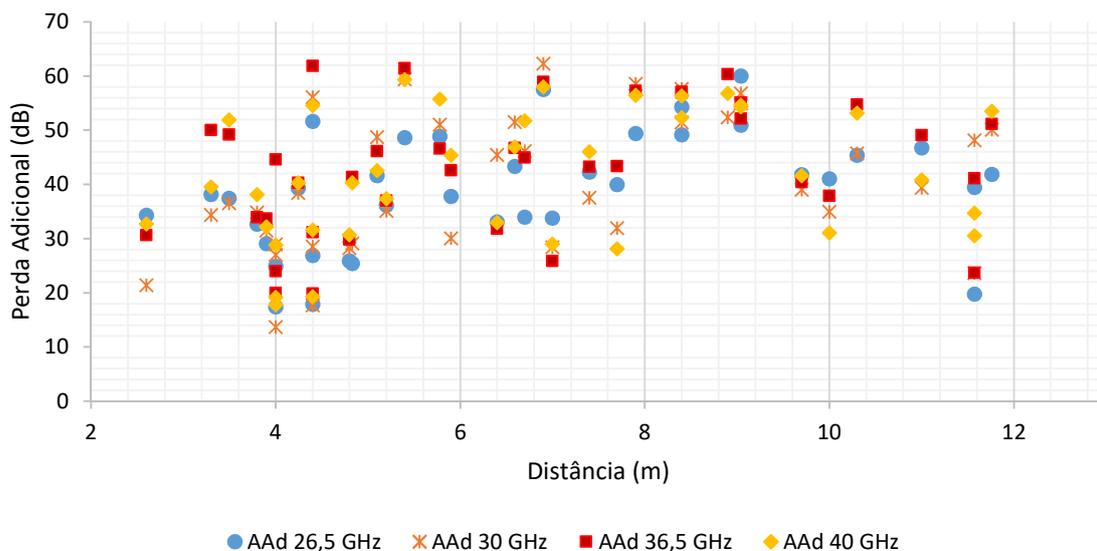
## 4.4 Perda Adicional

Para focarmos o nosso trabalho em características mais intrínsecas a um ambiente *indoor* e desenvolvermos uma análise mais completa, iremos agora separar as perdas que não dependem da distância, isto é, as perdas devidas ao ambiente de propagação. Desta forma, buscou-se identificar a perda por penetração e a de espaço livre subtraindo a perda medida da perda prevista pelo modelo FSPL conforme descrito pela equação (18).

$$\text{Perda Adicional} = PL_{Medido} - FSPL \quad (18)$$

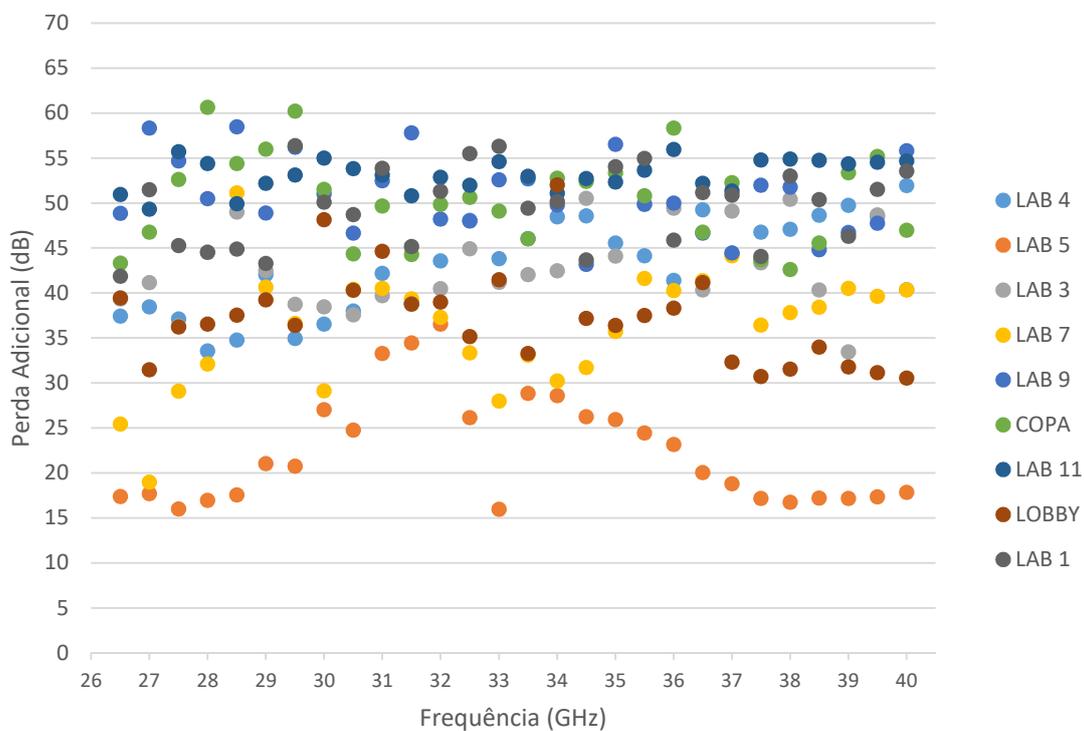
Visto a elevada variabilidade da perda de propagação pelo percurso com a distância, torna-se importante estudarmos a perda adicional para que enxerguemos com mais facilidade outras influências nas medições.

Para analisar a perda devido ao ambiente, selecionamos as frequências de 26,5 GHz, 30 GHz, 36,5 GHz e 40 GHz para compreender este comportamento. A Figura 9 apresenta as perdas adicionais pelas distâncias para todas as medições realizadas. Nesta análise, optou-se por não classificar os ambientes dado que numa avaliação prévia observamos não haver clusterização dos dados que justifique essa ação.

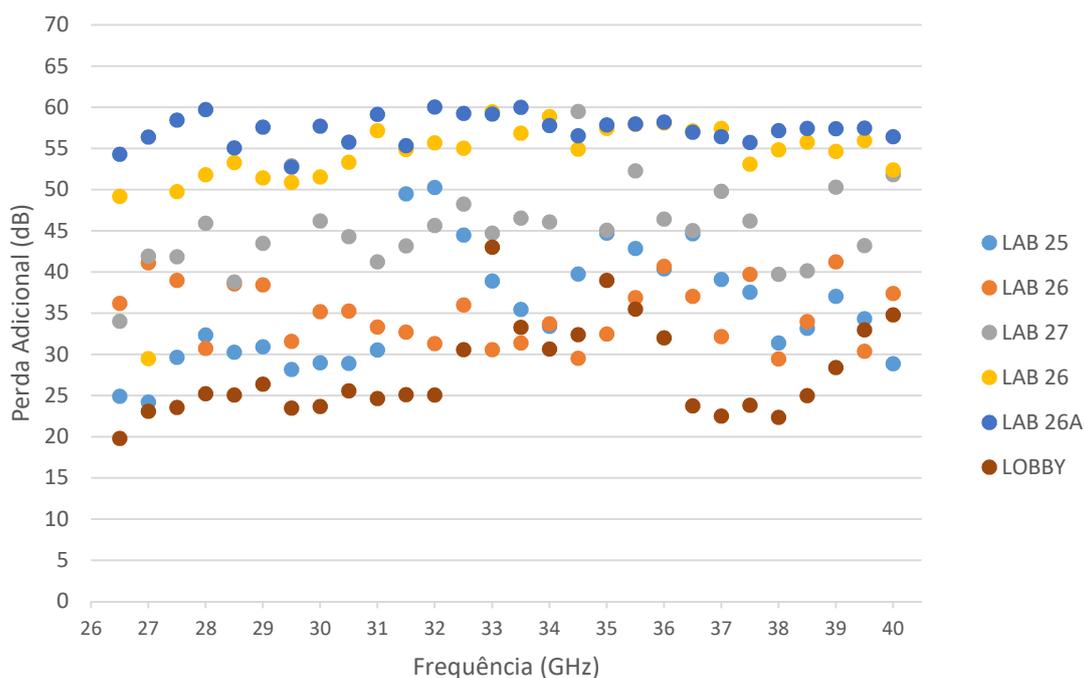


**Figura 9 - Perda adicional por ambiente em 4 frequências**

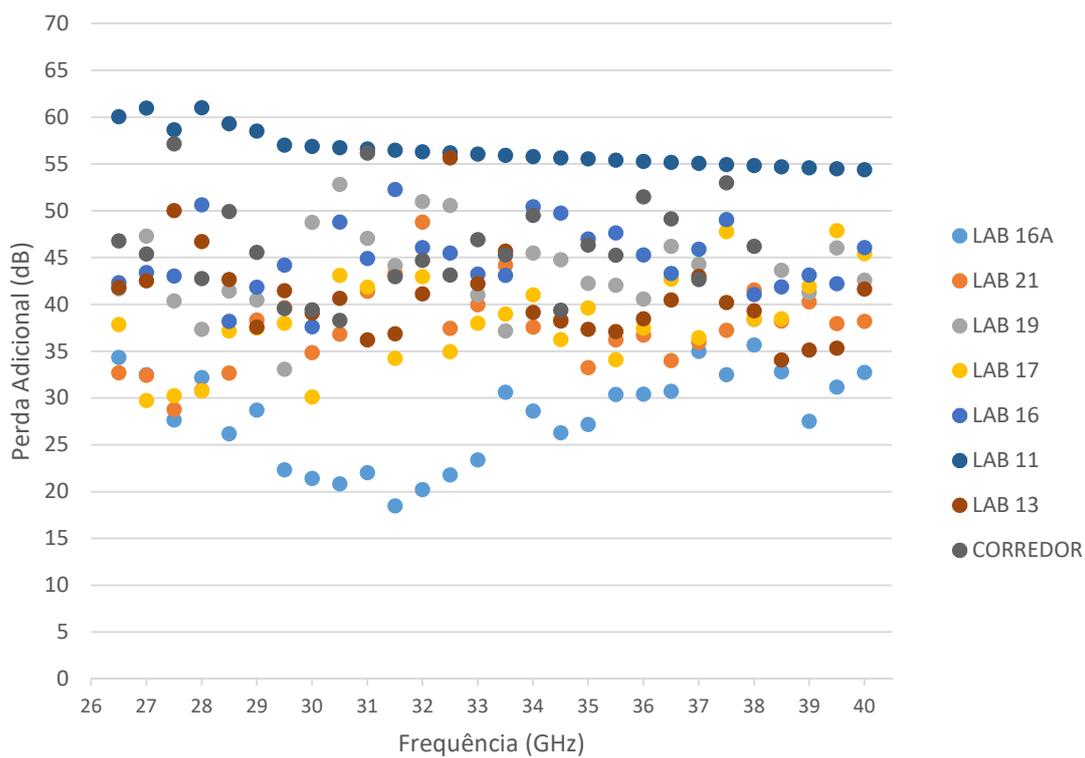
Nesta mesma linha, a fim de avaliarmos o comportamento da perda adicional de cada *link* por frequência, foram gerados os gráficos representados pelas Figuras de 10 a 15. Eles estão divididos pelo transmissor de cada *link*: TX 1, TX 2, TX 3, TX 4, TX 5 e TX 6.



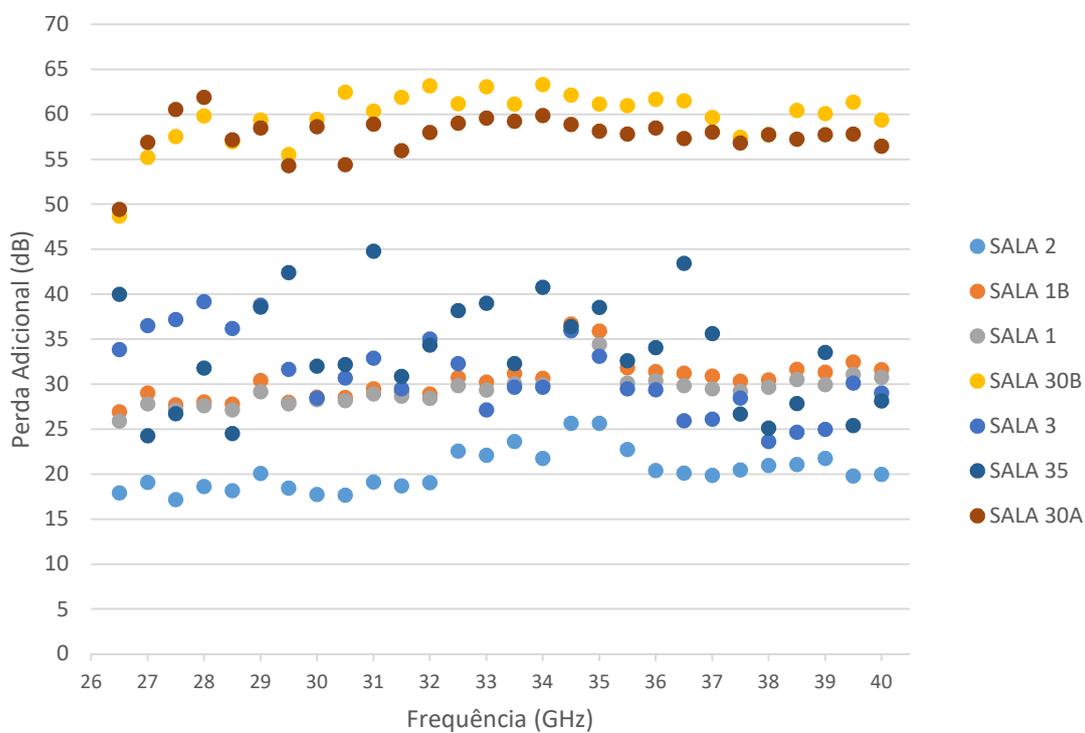
**Figura 10 – Perda adicional dos *links* com TX 1**



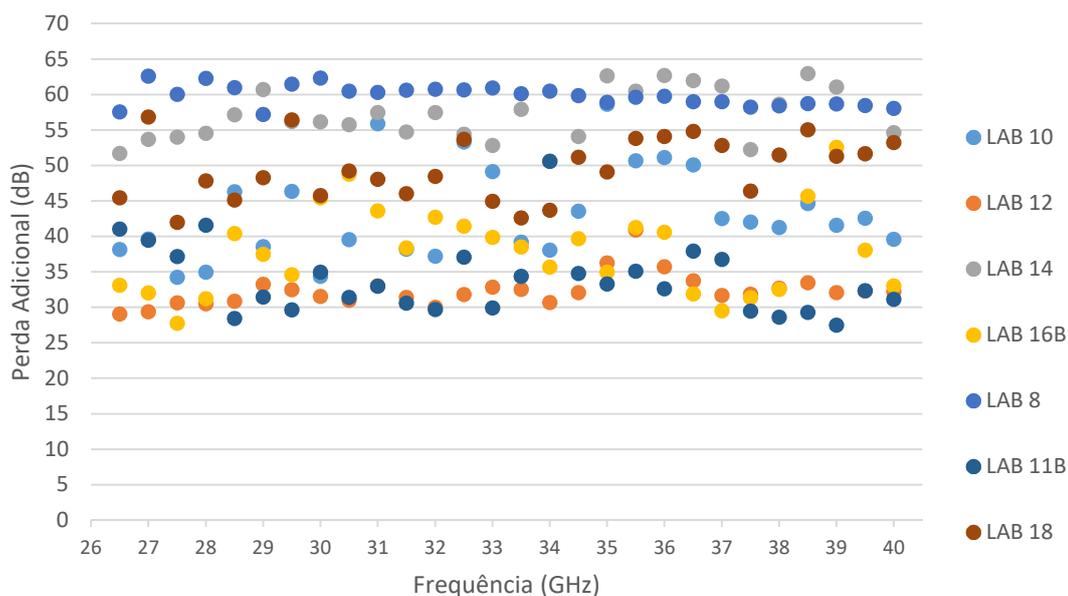
**Figura 11 – Perda adicional dos *links* com TX 2**



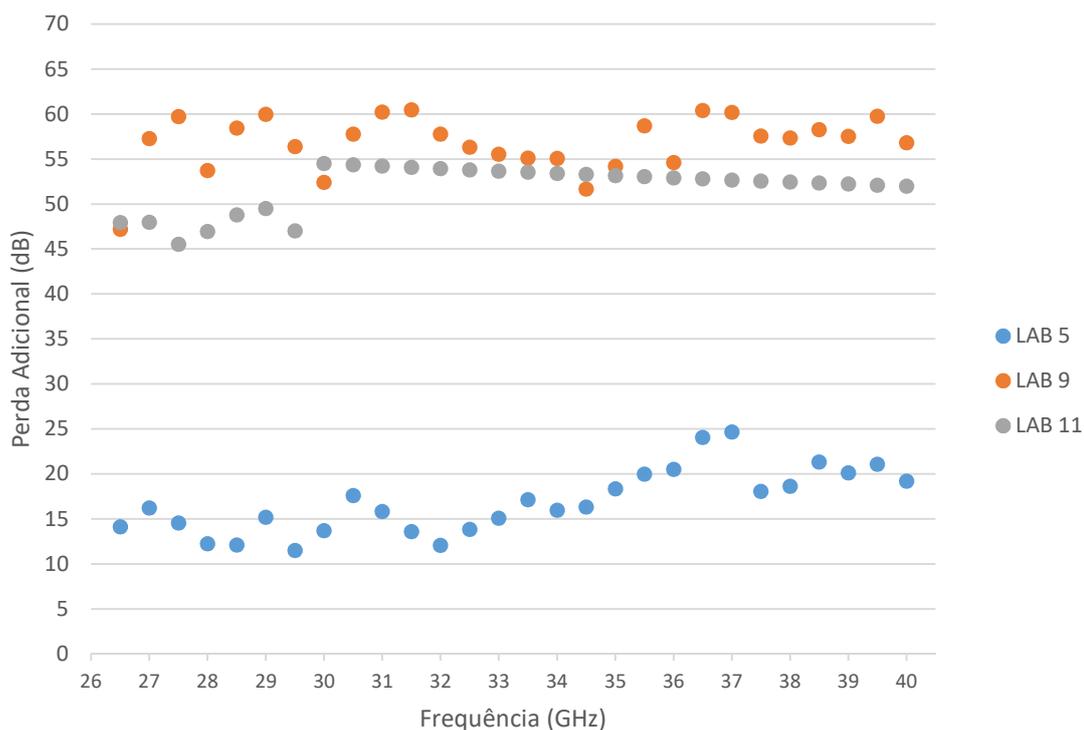
**Figura 12 – Perda adicional dos *links* com TX 3**



**Figura 13 – Perda adicional dos *links* com TX 4**



**Figura 14 – Perda adicional dos *links* com TX 5**

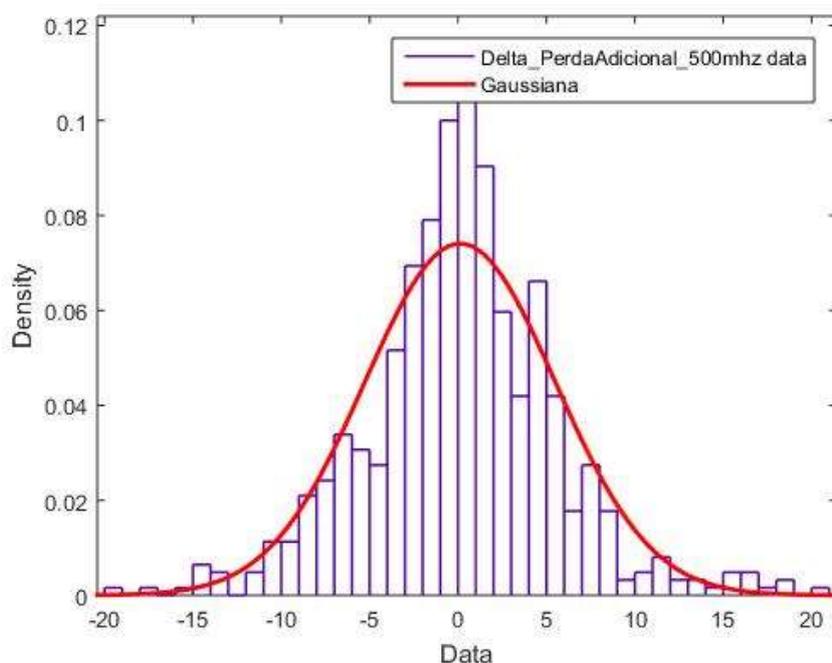


**Figura 15 – Perda adicional dos *links* com TX 6**

Tanto do gráfico de perda adicional pela distância, quanto sua comparação com a frequência, preliminarmente, não é possível traduzir essas variações de perda adicional de forma muito clara em um primeiro momento. A perda adicional possui uma dependência

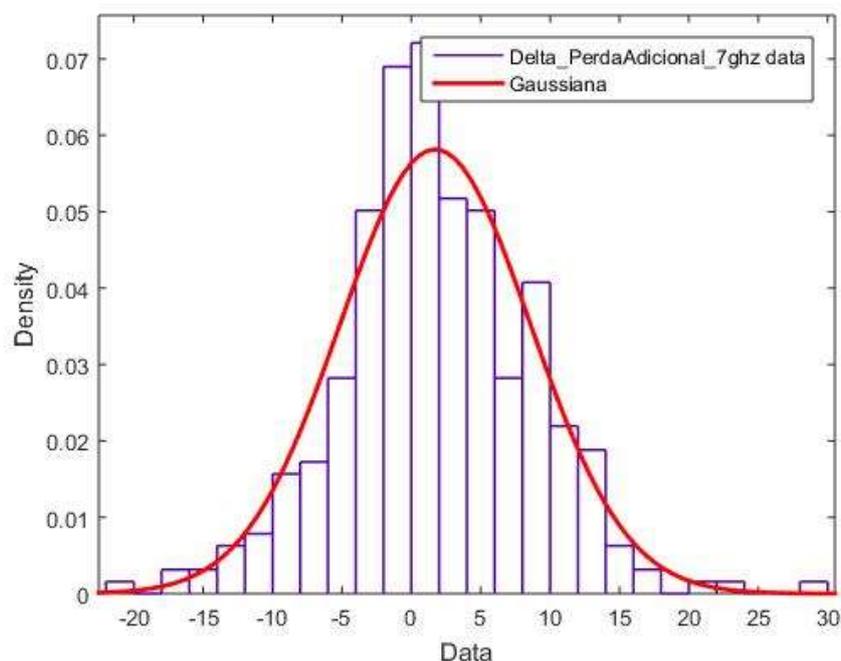
com a frequência ainda menor que a perda de propagação pelo percurso possui. Isto se deve por não apresentar nenhuma parcela do modelo FSPL contribuindo em sua equação.

Para melhor avaliar a perda adicional em função da frequência, foi gerado o histograma para verificar a tendência dos valores. Das distribuições, observamos um perfil de aleatoriedade sem que seja possível identificar algum padrão. Decidimos, portanto, confirmar esse comportamento caracterizando sua distribuição e calculando seus parâmetros em intervalos de 0,5 GHz e 7 GHz, Figuras 16 e 17 respectivamente. Para cada intervalo de 0,5 GHz, calculamos a diferença da perda adicional e a média dessas amostras encontrando  $\mu = 0,11$ . Pudemos perceber que essas amostras de delta de perda adicional concentraram sua maior parte centralizada em 0,11 e ocorre uma redução dessas amostras conforme nos afastamos do valor da média. Essa é uma característica da distribuição gaussiana ou normal e, como sua média é muito próxima de zero, podemos afirmar que essa é quase uma distribuição gaussiana padronizada, que ocorre quando sua média é zero. Através do cálculo do desvio padrão  $\sigma$ , podemos saber a largura da curva gaussiana, onde ficam concentrados cerca de 68% das amostras. Para o intervalo de 0,5 GHz, encontramos  $\sigma = 5,39$ .



**Figura 16 – Distribuição normal da perda adicional em um intervalo de 0,5 GHz**

Da mesma forma, para um intervalo de 7 GHz, encontramos uma distribuição normal com  $\mu = 1,72$  e  $\sigma = 6,86$  representada pela Figura 17.



**Figura 17 – Distribuição normal da perda adicional em intervalo de 7 GHz**

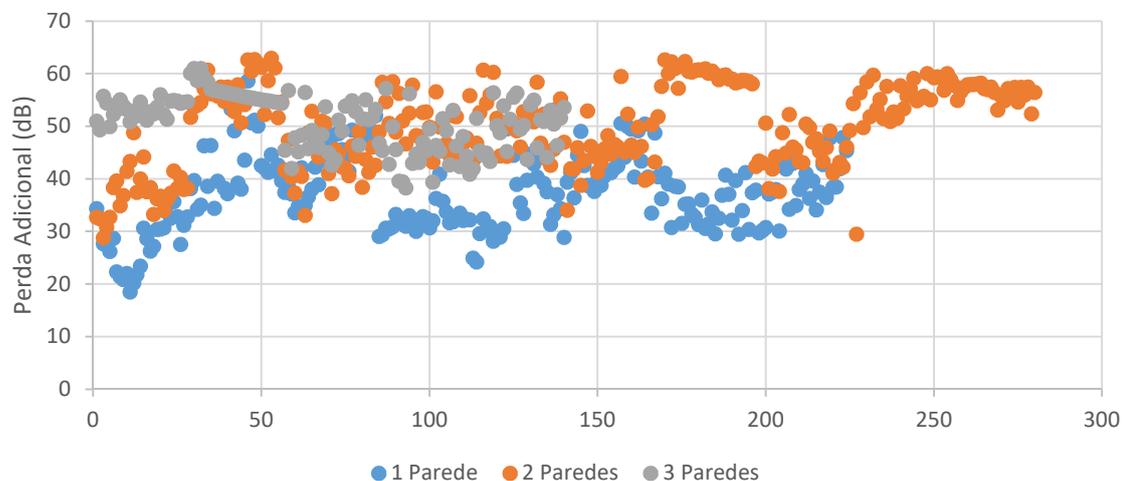
A média da distribuição no intervalo de 7 GHz é ligeiramente maior que no intervalo de 0,5 GHz. Conforme mencionado anteriormente, sabemos que, na faixa de Ondas Milimétricas, as curvas com perfil logarítmico que variam com a frequência só começam a apresentar mudanças significativas em intervalos maiores como 7 GHz. De qualquer maneira, podemos afirmar que a perda adicional possui um perfil aleatório em sua variação por apresentar uma distribuição normal. E isso dificulta levantar qualquer padrão nos resultados ao se alterar a frequência.

Apesar da relação com a frequência não sinalizar nada conclusivo, sabemos que a análise da perda adicional será fundamental na construção de um modelo mais preciso para os valores medidos. Buscamos, portanto, analisar as perdas adicionais de todos os *links* e agrupá-los de acordo com suas características observadas a fim de definir configurações de propagação com valores mais parecidos.

Inicialmente, buscamos classificar essas perdas adicionais por perfil de ambiente, olhando para as características de cada sala, mas não foram encontradas muitas distinções entre elas. Foram poucas as características suficientes para realmente influenciar nos valores de perda de propagação pelo percurso.

Entretanto, em seguida, foram avaliadas as características ao longo da propagação do sinal, contabilizando-se o número de paredes entre cada *link*. O número de paredes entre a transmissão do sinal foi levantado sabendo que as antenas são diretivas e com HPBW de

16,7°. Com isso, foi possível criar um gráfico de dispersão representado pela Figura 18 considerando todas as frequências e todos os *links* ao mesmo tempo.



**Figura 18 – Classificação de perda adicional por número de paredes**

Nota-se que a perda adicional de *links* obstruídos por 1 parede possui a maior parte das amostras com valores menores que os *links* obstruídos por 2 e 3 paredes. Isto ajuda a comprovar a influência da quantidade de paredes nos valores de perda adicional. Ao analisarmos as amostras de 2 e 3 paredes, percebemos valores mais próximos entre si. O que indica não haver uma linearidade entre essas classificações, mas já podemos notar uma dependência da perda adicional com o número de paredes que estão obstruindo o *link*.

Também foi possível notar outra característica determinante nos resultados, o efeito de canalização ao longo dos corredores do CETUC. Na maioria dos casos onde o caminho entre as antenas transmissora e receptora se dá ao longo de um corredor, a perda adicional sofre redução uma vez que a canalização favorece a propagação do sinal de modo que ele chegue menos disperso. Podemos observar esse efeito principalmente em alguns *links* como entre o *lobby* e o TX 1, o *lobby* e o TX 2, o laboratório 13 e o TX 3 e o laboratório 11 e o TX 5.

A fim de confirmarmos a influência do meio de propagação, passa a ser necessário classificar e agrupar esses *links* levando em conta esses dois fatores: o número de paredes e a presença de canalização. Ao classificar cada *link* de acordo com essas informações, temos os seguintes grupos: *Link* com 1 parede sem canalização, *link* com 2 paredes sem canalização, *link* com 2 paredes com canalização e *link* com 3 paredes com canalização. Não temos nem casos com 1 parede com canalização nem com 3 paredes sem canalização. A

Tabela 3 apresenta a perda por penetração em função das características de canalização e número de paredes.

**Tabela 3 – Perda adicional média por grupo**

Grupo	Perda adicional média	Diferença
1 Parede sem canalização	34,79	-
2 Paredes sem canalização	49,52	14,73
2 Paredes com canalização	46,87	-2,65
3 Paredes com canalização	49,6	2,73

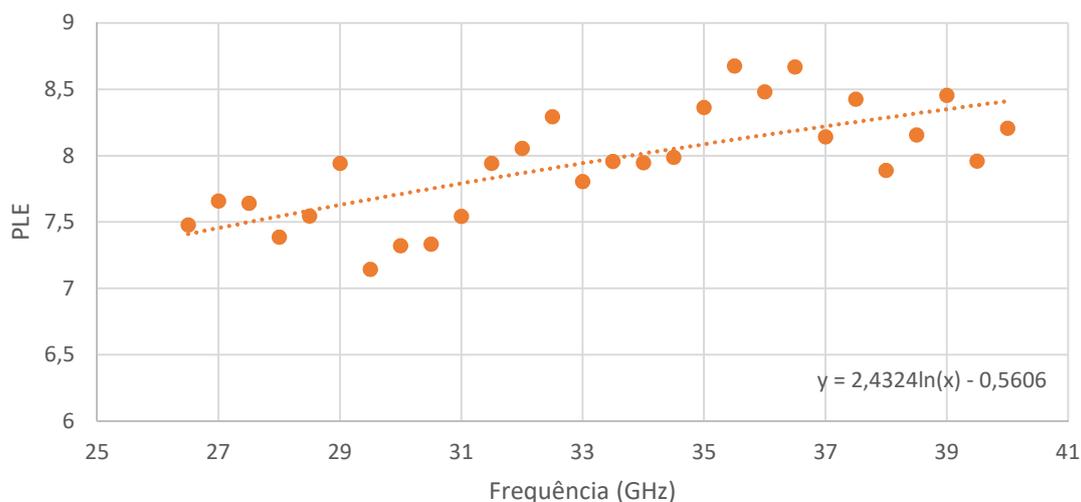
Nos casos sem canalização, nota-se que a perda adicional média é maior no grupo de 2 paredes do que no de 1 parede. Enquanto isso, nos casos com 2 paredes, observamos uma perda adicional menor no grupo com canalização. Essas médias estão coerentes e dentro do esperado uma vez que a obstrução por parede gera mais perda no sinal e a canalização proporciona menos perda conforme já dito anteriormente. Baseado nesses valores, seria possível observar um valor de aproximadamente 2,65 dB de ganho por conta do efeito de canalização. E uma diferença de 14,72 dB entre um *link* com 1 parede e um *link* com 2 paredes. E ainda uma diferença de 2,73 dB entre um *link* com 2 paredes e um *link* com 3 paredes. O que, aliás, sugere uma não linearidade na perda por paredes, o que já havia sido indicado na Figura 17. Nesse gráfico, já podemos observar essas diferenças.

Após definirmos o agrupamento, esperamos conseguir construir um modelo mais apropriado e preciso para cada um dos 4 grupos empíricos porque, assim, iremos reduzir as oscilações dos valores considerados e teremos perfis padronizados de perda adicional com valores mais próximos em cada grupo.

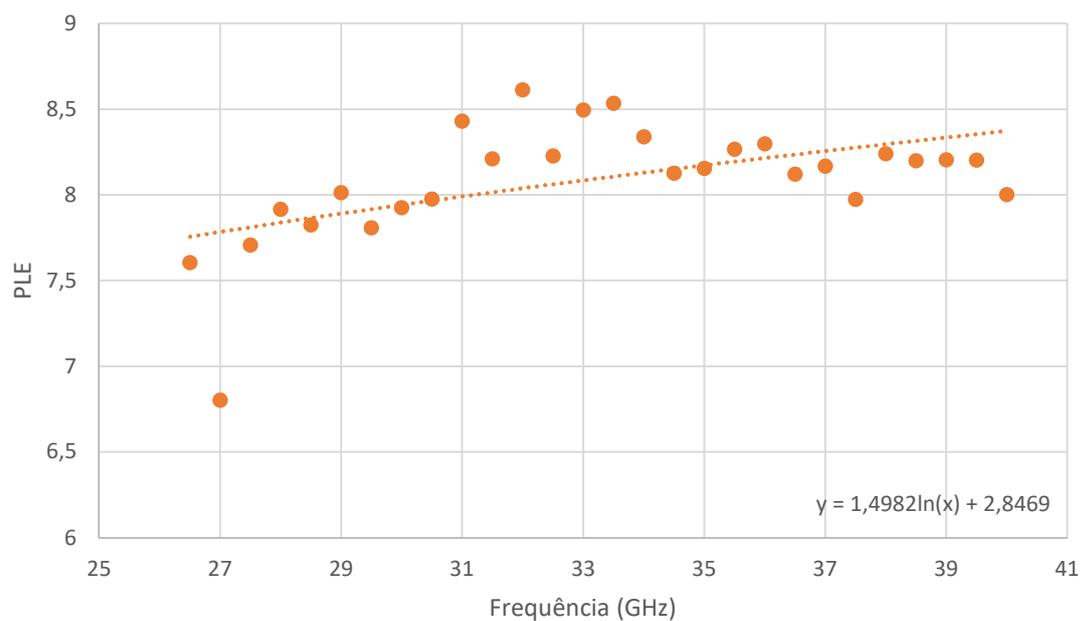
## Capítulo 5 - Modelagens

Neste capítulo, trabalharemos com os resultados obtidos até aqui a fim de propormos uma modelagem mais precisa e que leve em conta mais fatores que influenciam as medições na faixa de Ondas Milimétricas em ambientes *indoor*. Conforme comentado no capítulo 1, neste trabalho serão utilizados os modelos de predição CI e ABG para comparar os dados medidos.

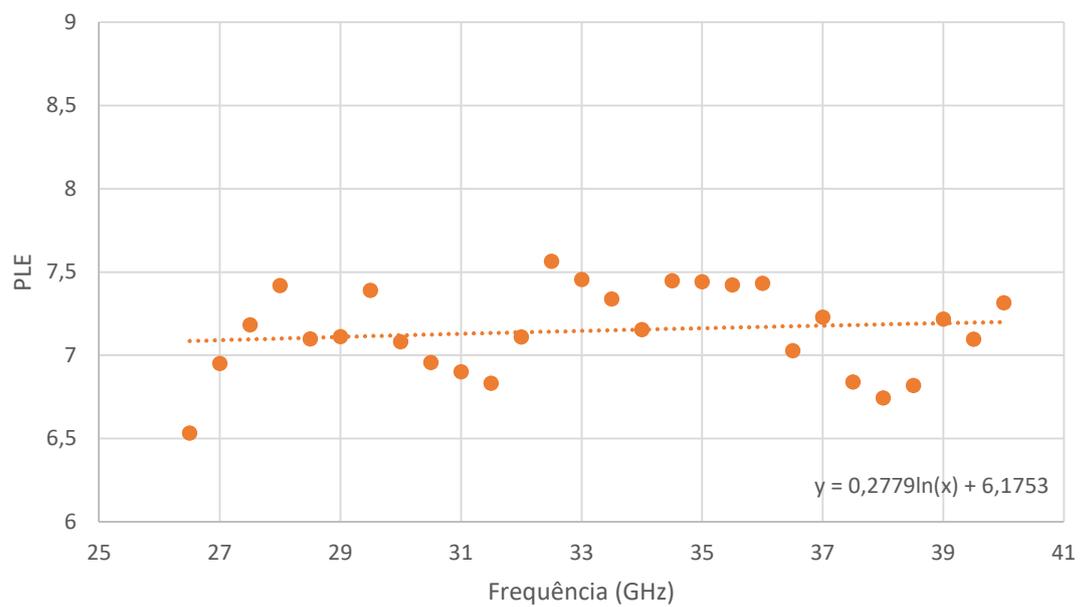
Primeiramente, iremos utilizar o modelo CI em cada grupo de *link*, considerando as classificações de canalização e número de paredes. Foi realizado o ajuste da base de dados em relação à equação do modelo CI para cada frequência. Desta análise, calculamos o valor do PLE através do método de *Levenberg-Marquardt* [35][36] para cada uma das frequências medidas. As Figuras de 19 a 22 apresentam os valores de PLE para cada frequência.



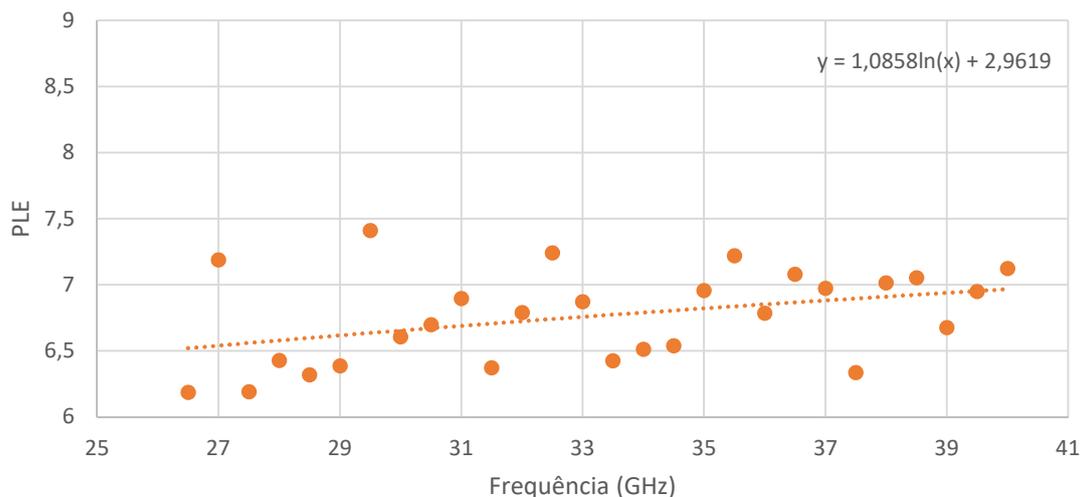
**Figura 19 – PLE's dos *links* com 1 parede sem canalização**



**Figura 20 – PLE's dos *links* com 2 paredes sem canalização**



**Figura 21 – PLE's dos *links* com 2 paredes com canalização**



**Figura 22 – PLE's dos *links* com 3 paredes com canalização**

Nota-se uma pequena variação nos valores do PLE com a frequência. Por conta disso, iremos comparar os resultados obtidos em modelos com o PLE variando e com o PLE não variando com a frequência a fim de verificar se essa pequena variação realmente traz diferenças significativas no processo de modelagem. Em cada grupo, é possível levantar um PLE médio e também uma curva de tendência de perfil logarítmico que varia com a frequência. A Tabela 4 apresenta os PLE's de cada grupo levantados a partir dos gráficos e suas curvas de tendência.

**Tabela 4 – PLE's de cada grupo**

Grupo	PLE constante	PLE em função da frequência
1 Parede sem canalização	7,94	$2,43 \ln(f) - 0,56$
2 Paredes sem canalização	8,09	$1,5 \ln(f) + 2,85$
2 Paredes com canalização	7,15	$0,28 \ln(f) + 6,18$
3 Paredes com canalização	6,76	$1,09 \ln(f) + 2,96$

Sendo assim, podemos reescrever a equação do modelo CI para cada grupo. As equações (19) e (20) se referem a *links* com 1 parede sem canalização para casos, respectivamente, sem variação na frequência e com variação na frequência.

$$PL_{CI} = FSPL(f, d = 1m) + 79,4 \log(d) + X_{\sigma}^{CI} \quad (19)$$

$$PL_{CI} = FSPL(f, d = 1m) + 10(2,43 \ln(f) - 0,56) \log(d) + X_{\sigma}^{CI} \quad (20)$$

As equações (21) e (22) se referem a *links* com 2 paredes sem canalização para casos, respectivamente, sem variação na frequência e com variação na frequência.

$$PL_{CI} = FSPL(f, d = 1m) + 80,9 \log(d) + X_{\sigma}^{CI} \quad (21)$$

$$PL_{CI} = FSPL(f, d = 1m) + 10(1,5 \ln(f) + 2,85) \log(d) + X_{\sigma}^{CI} \quad (22)$$

As equações (23) e (24) se referem a *links* com 2 paredes com canalização para casos, respectivamente, sem variação na frequência e com variação na frequência.

$$PL_{CI} = FSPL(f, d = 1m) + 71,5 \log(d) + X_{\sigma}^{CI} \quad (23)$$

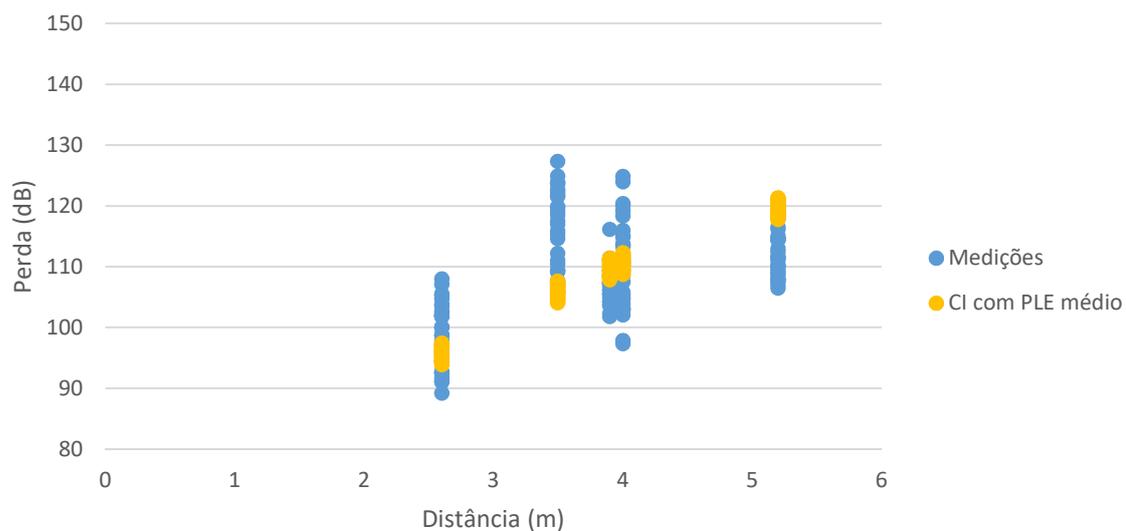
$$PL_{CI} = FSPL(f, d = 1m) + 10(0,28 \ln(f) + 6,18) \log(d) + X_{\sigma}^{CI} \quad (24)$$

As equações (25) e (26) se referem a *links* com 3 paredes com canalização para casos, respectivamente, sem variação na frequência e com variação na frequência.

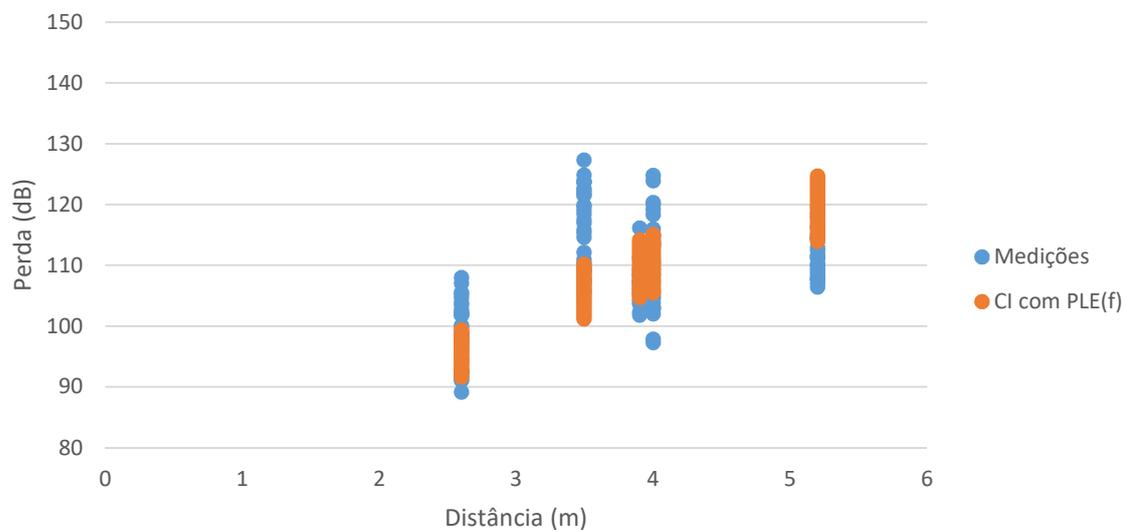
$$PL_{CI} = FSPL(f, d = 1m) + 67,6 \log(d) + X_{\sigma}^{CI} \quad (25)$$

$$PL_{CI} = FSPL(f, d = 1m) + 10(1,09 \ln(f) + 2,96) \log(d) + X_{\sigma}^{CI} \quad (26)$$

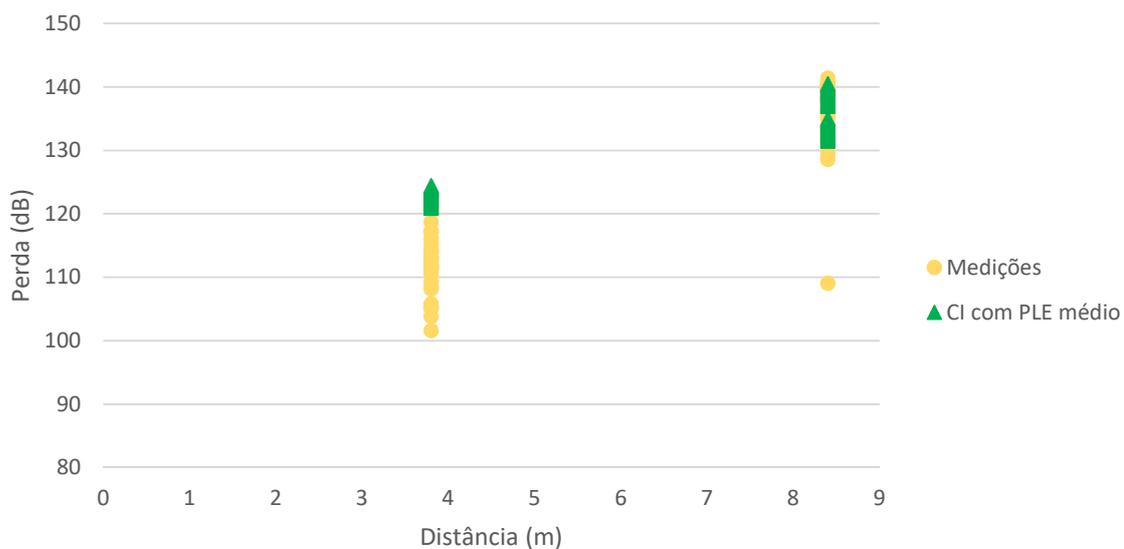
A partir dessas equações, podemos plotar os gráficos de perda do modelo CI sem usar o parâmetro que descreve a variação da perda devido ao sombreamento e compará-los com os gráficos das medições. Os gráficos estão representados pelas Figuras de 23 a 30.



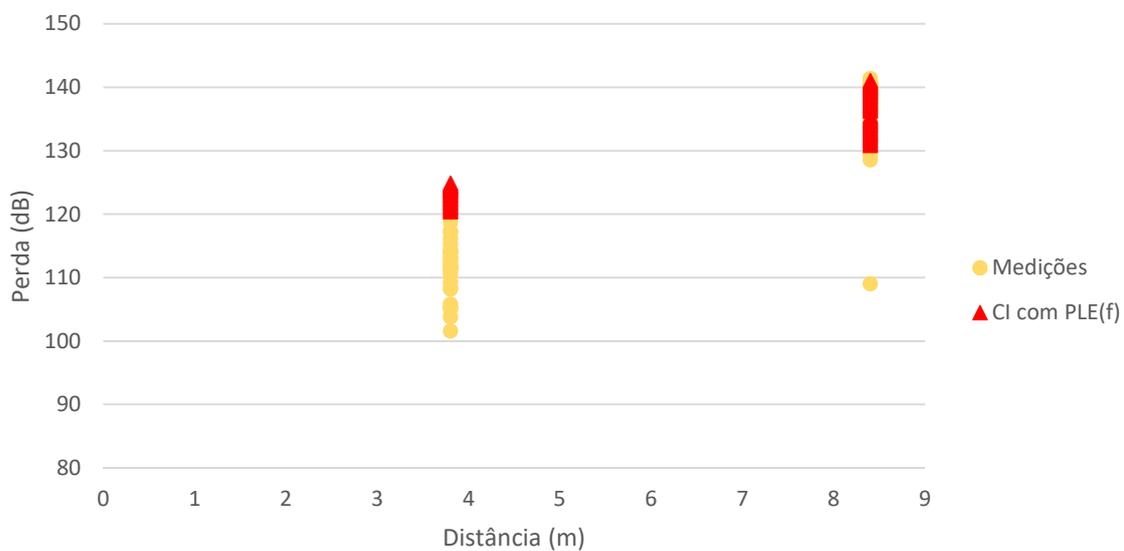
**Figura 23 – Comparativo entre medições e CI com PLE médio em *links* com 1 parede sem canalização**



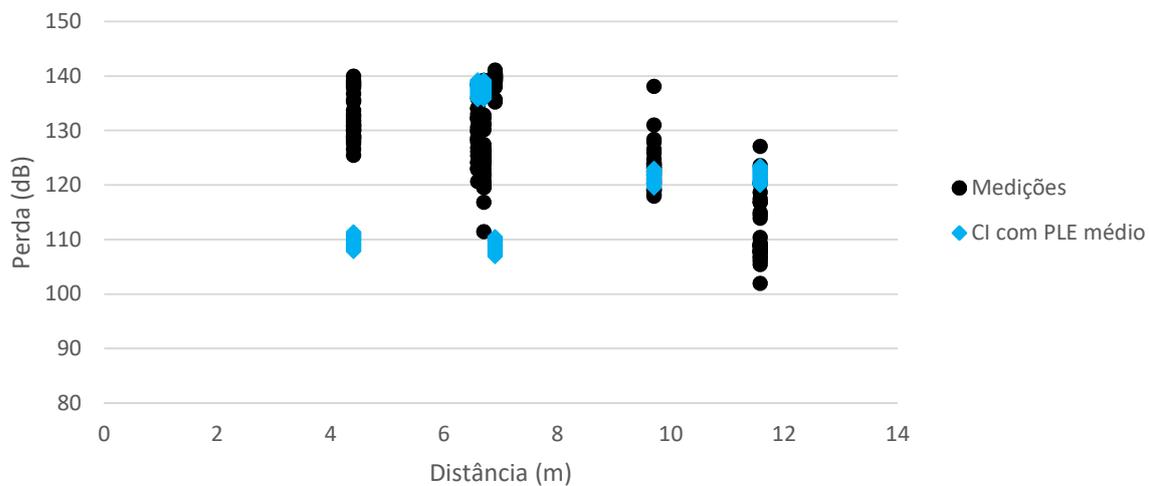
**Figura 24 – Comparativo entre medições e CI com PLE(f) em *links* com 1 parede sem canalização**



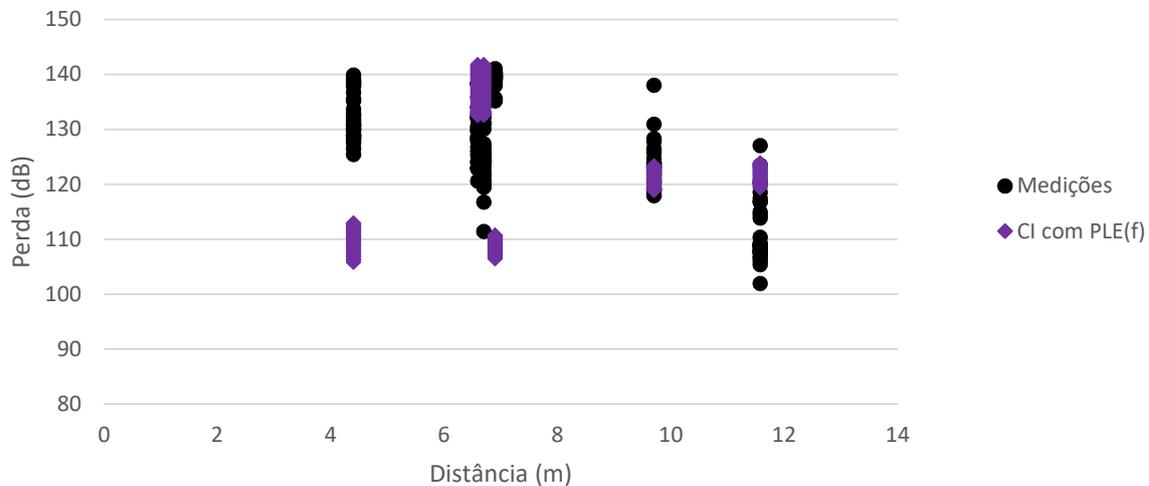
**Figura 25 – Comparativo entre medições e CI com PLE médio em *links* com 2 paredes sem canalização**



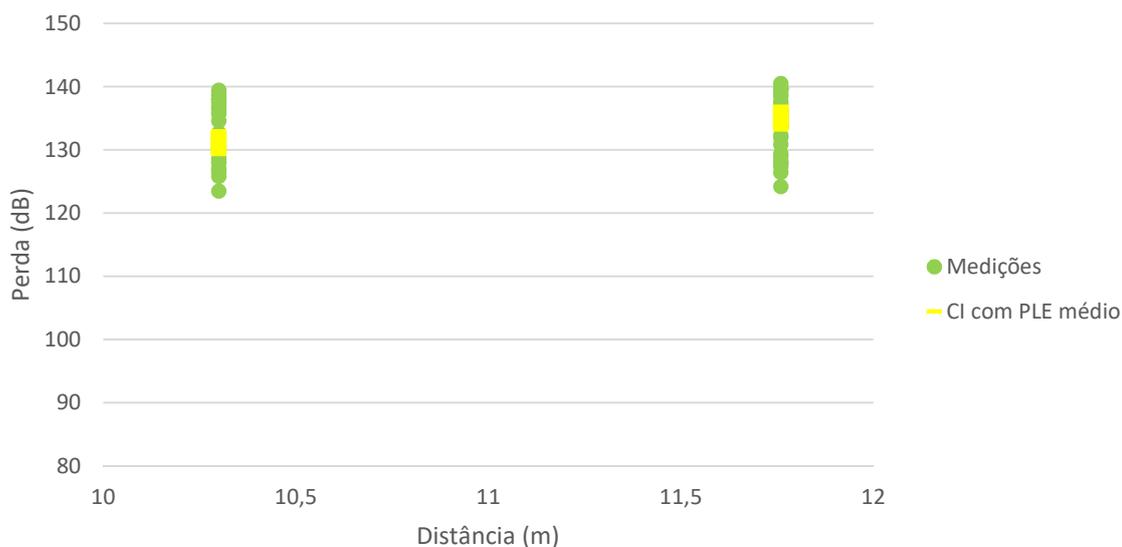
**Figura 26 – Comparativo entre medições e CI com PLE(f) em *links* com 2 paredes sem canalização**



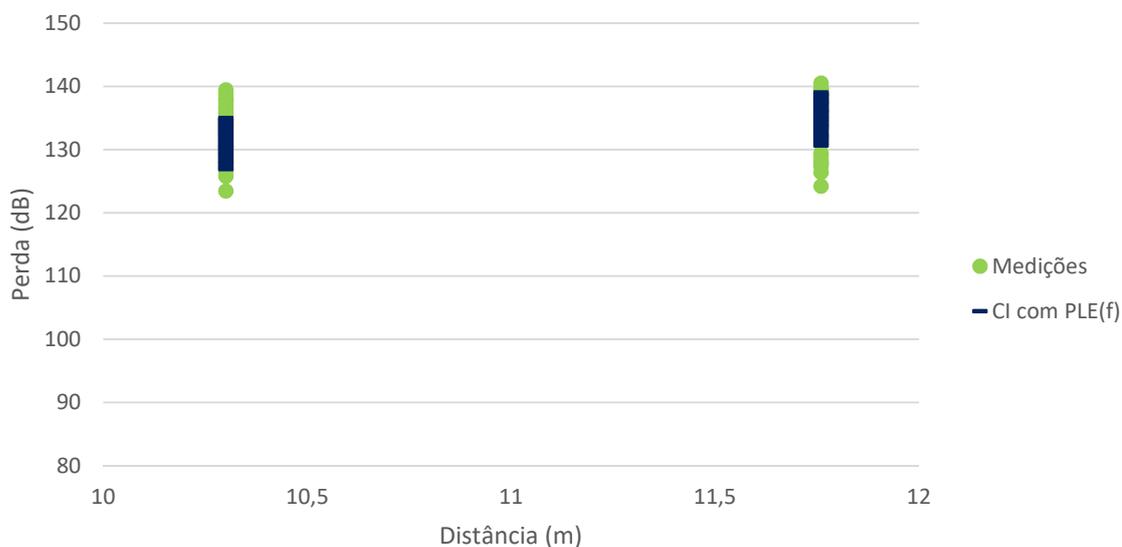
**Figura 27 – Comparativo entre medições e CI com PLE médio em *links* com 2 paredes com canalização**



**Figura 28 – Comparativo entre medições e CI com PLE(f) em *links* com 2 paredes com canalização**



**Figura 29 – Comparativo entre medições e CI com PLE médio em *links* com 3 paredes com canalização**



**Figura 30 – Comparativo entre medições e CI com PLE(f) em *links* com 3 paredes com canalização**

É possível verificar que os resultados do modelo CI com o PLE variando com a frequência possuem um *range* de valores mais parecido com o das medições, ou seja, acompanham um pouco melhor os resultados das medições. Já os resultados onde o PLE não

depende da frequência são um pouco mais próximos entre si. A princípio, parece haver uma precisão ligeiramente maior quando usamos um PLE que varia com a frequência, mas é preciso confirmar isso calculando o erro quadrático médio (RMSE) para os dois perfis de PLE e os comparando.

O cálculo do RMSE, apresentado na equação (27), é um método de cálculo amplamente utilizado em comparações de resultados e será usado neste trabalho. Ele será nossa principal referência para avaliarmos quanto um modelo está próximo dos valores reais medidos.

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2} \quad (27)$$

Calculando os RMSE's, foi possível montar a Tabela 5 abaixo. Nota-se que o erro quadrático médio do modelo com PLE dependendo da frequência é praticamente o mesmo do erro quadrático médio do modelo com o PLE médio.

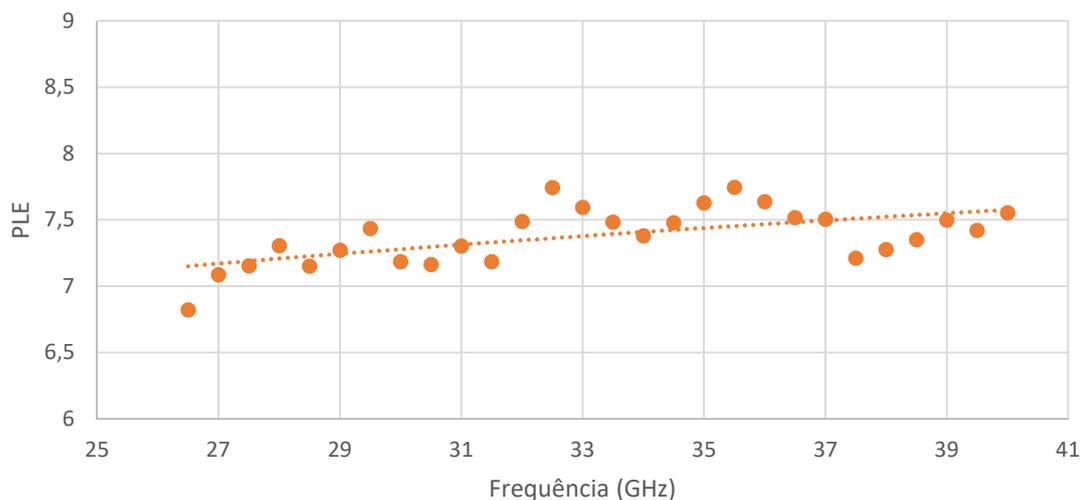
**Tabela 5 – RMSE's entre os PLE's do CI**

Grupo	PLE médio	PLE(f)
1 Parede sem canalização	7,42	7,24
2 Paredes sem canalização	4,2	4,09
2 Paredes com canalização	15,77	15,77
3 Paredes com canalização	4,46	4,24
Todos os <i>links</i>	9,58	9,47

Essa dependência com a frequência no PLE proporciona RMSE's ligeiramente menores e um pouco mais de precisão na predição, mas é uma melhoria muito pequena a ponto de não valer a pena utilizar as suas equações com a justificativa de propormos equações mais simples e práticas de trabalhar uma vez que essa decisão não comprometerá realmente a qualidade e a precisão da nossa predição.

É interessante também um outro cálculo de RMSE para confirmar se um agrupamento realmente faz diferença e traz precisão ao modelo ou se podemos utilizar apenas um PLE e uma equação única para todas as medições. Para essa comparação, precisaremos agora levantar o PLE considerando todas os *links* sem realizar um

agrupamento. Ajustando a base de medições de todos os *links* com a equação do modelo CI, podemos encontrar um valor para cada frequência conforme a Figura 31 abaixo.



**Figura 31 – PLE's para todos os *links***

Com base nisso, encontramos um PLE médio igual a 7,38 que seria único para qualquer *link*, como se fosse um grupo único. Esse processo apresentou RMSE's maiores conforme podemos observar na Tabela 6.

**Tabela 6 – RMSE's entre os métodos sem e com agrupamento do CI**

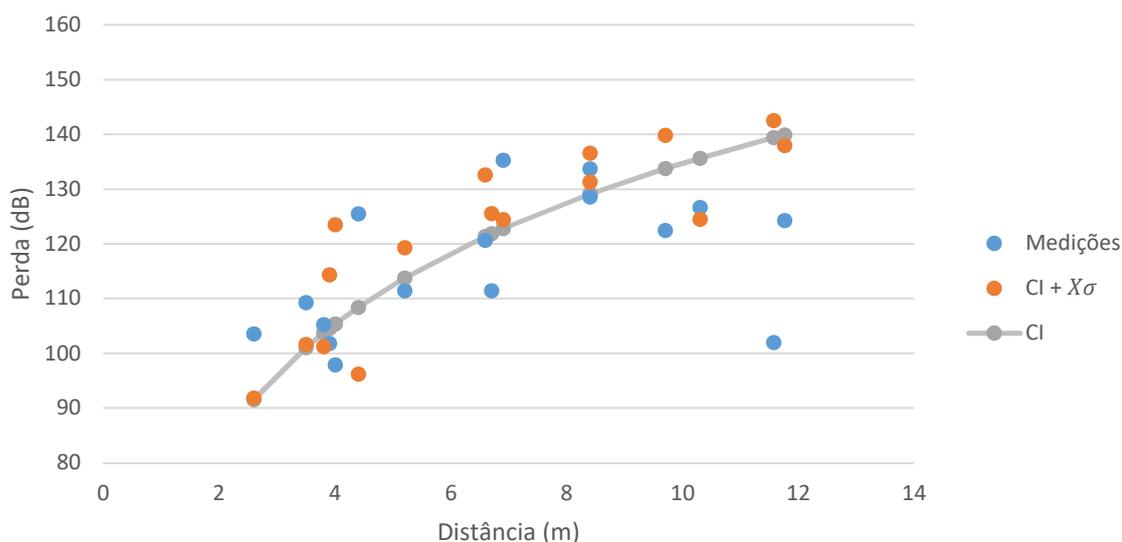
Grupo	PLE sem agrupamento	PLE com agrupamento
1 Parede sem canalização	7,51	7,42
2 Paredes sem canalização	7,36	4,2
2 Paredes com canalização	15,58	15,77
3 Paredes com canalização	7,75	4,46
Todos os <i>links</i>	10,54	9,58

Nota-se, portanto, que os RMSE's aumentam razoavelmente ao utilizarmos um PLE único. Logo, podemos afirmar que perdemos precisão se deixarmos de utilizar o agrupamento. Um modelo que considera o agrupamento é mais preciso, mas são necessárias mais medições para poder convergir de forma mais acertada.

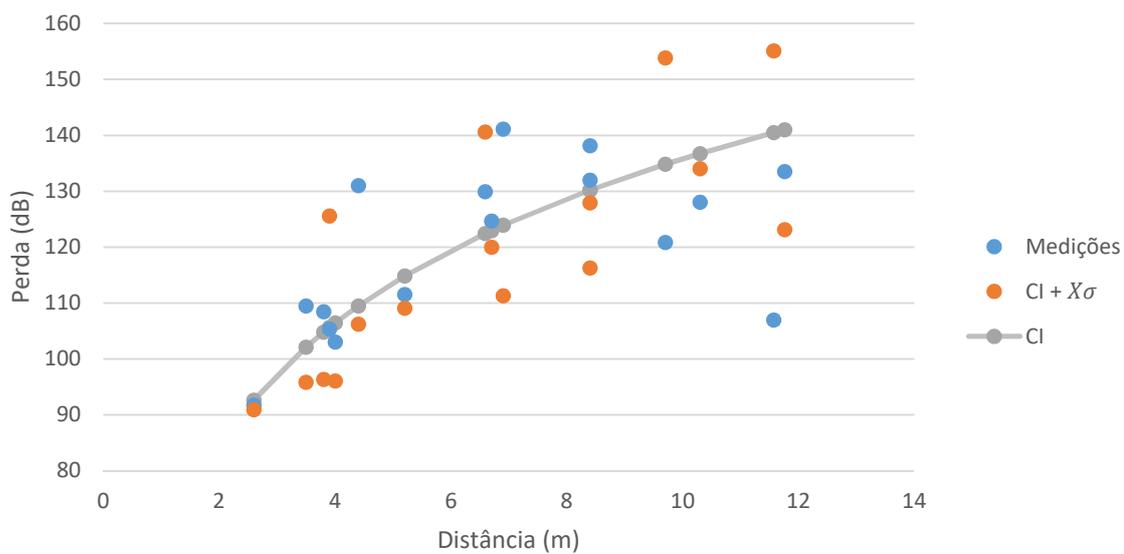
Definindo apenas uma equação para o modelo CI, indicada na equação (28), podemos considerar o  $X_{\sigma}^{CI}$  em nosso gráfico a fim de caracterizar o sombreamento e um perfil mais aleatório e realista. Porém, agora consideraremos apenas 4 frequências para facilitar o cálculo: 26,5 GHz, 30 GHz, 36,5 GHz e 40 GHz. Baseando-se em uma média de  $\mu = 0,87$  e um desvio padrão de  $\sigma = 11,87$  em relação à diferença entre as medições e os resultados do modelo CI, calcularemos a variável aleatória  $X_{\sigma}^{CI}$ .

$$PL_{CI} = FSPL(f, d = 1m) + 73,8 \log(d) + N(0,87, 11,87) \quad (28)$$

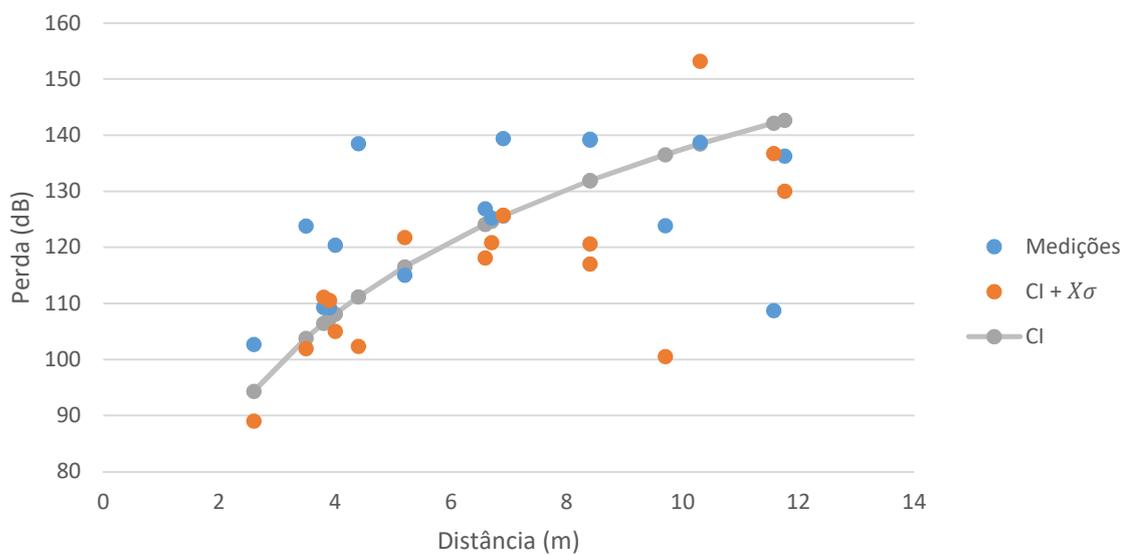
Os gráficos de perda de propagação pelo percurso contemplando o  $X_{\sigma}^{CI}$  estão representados pelas Figuras de 32 a 35.



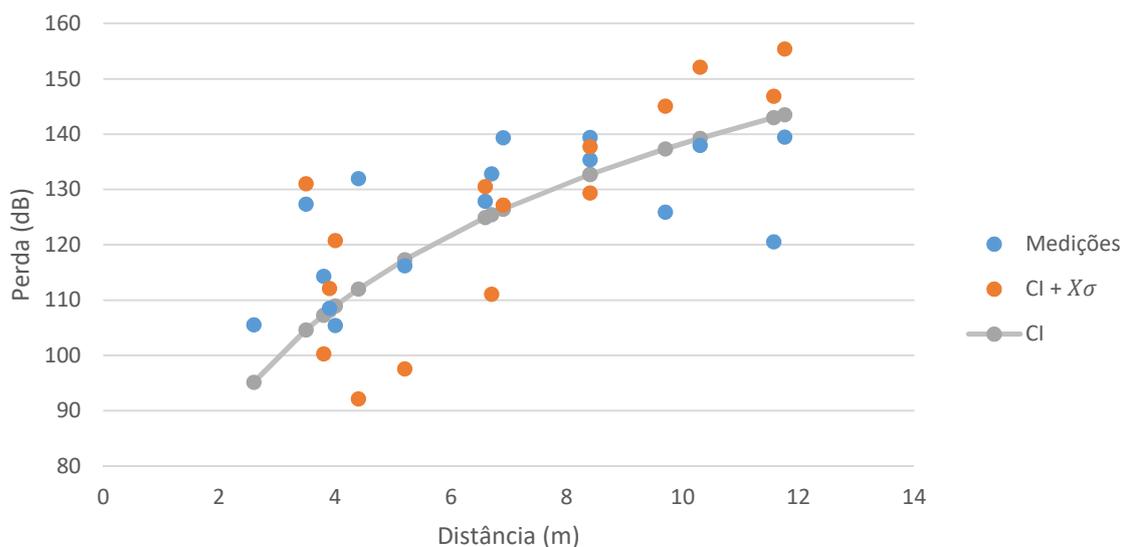
**Figura 32 – Comparativo entre medições e CI com sombreamento em 26,5 GHz**



**Figura 33 – Comparativo entre medições e CI com sombreamento em 30 GHz**



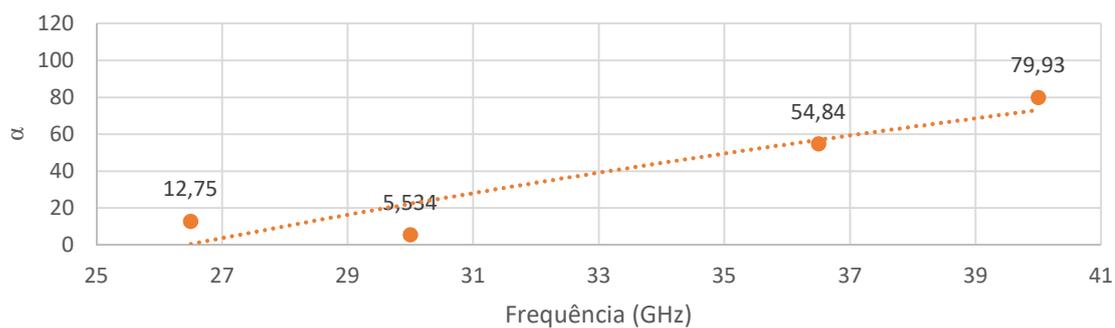
**Figura 34 – Comparativo entre medições e CI com sombreamento em 36,5 GHz**



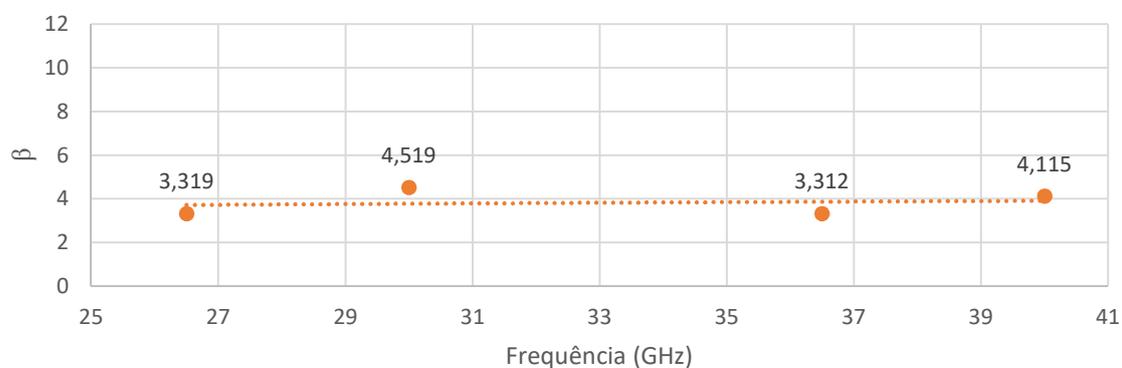
**Figura 35 – Comparativo entre medições e CI com sombreamento em 40 GHz**

Agora iremos apresentar os resultados do modelo ABG e restringi-los para apenas 4 frequências: 26,5 GHz, 30 GHz, 36,5 GHz e 40 GHz. Como visto anteriormente, sua equação possui três coeficientes que serão encontrados por ajuste da base de medições de forma similar que foi realizado com o modelo CI [14][27][36]. A principal diferença entre os modelos ABG e CI é o coeficiente linear onde, no modelo CI, é a parcela da equação de *Friis* para uma distância de 1 metro, enquanto que no modelo ABG é o coeficiente  $\alpha$ . Além disso, o modelo ABG apresenta também uma parcela que varia com a frequência

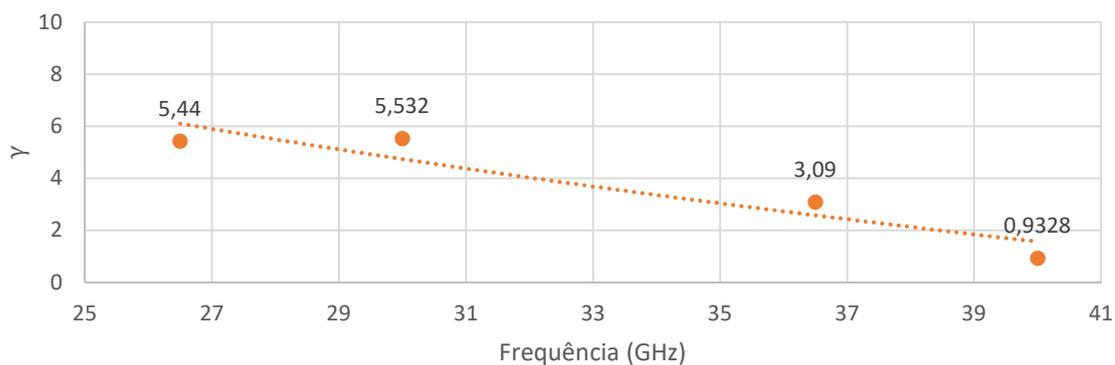
Inicialmente, realizam-se os ajustes da base de medições com a equação do modelo ABG a fim de se calcular os valores dos coeficientes  $\alpha$ ,  $\beta$  e  $\gamma$ . Considerando os valores referentes às 4 frequências, obteve-se um  $\alpha$  médio de 38,26, um  $\beta$  médio de 3,82 e um  $\gamma$  médio de 3,75 para todos os *links*. Tais resultados estão indicados nas Figuras de 36 a 38.



**Figura 36 – Coeficientes  $\alpha$  para todos os links**



**Figura 37 – Coeficientes  $\beta$  para todos os links**



**Figura 38 – Coeficientes  $\gamma$  para todos os links**

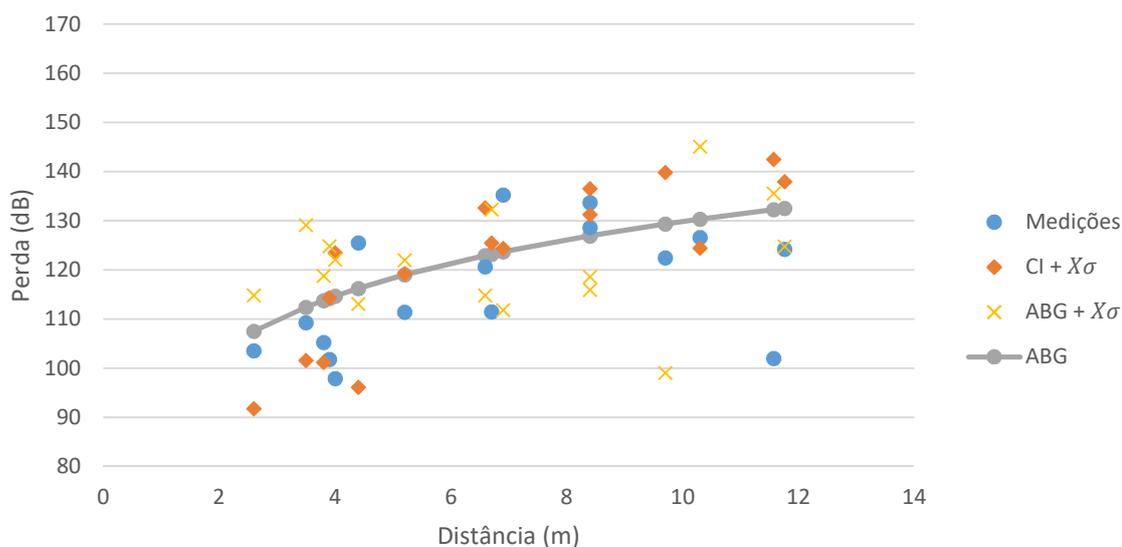
É interessante calcularmos também o RMSE obtido com o modelo ABG para termos uma percepção de sua precisão, apesar de estamos considerando apenas quatro frequências

aqui. Após os cálculos, encontramos um RMSE com valor de 10,79 para todos os *links*. O que é um pouco maior do que o RMSE encontrado para o modelo CI.

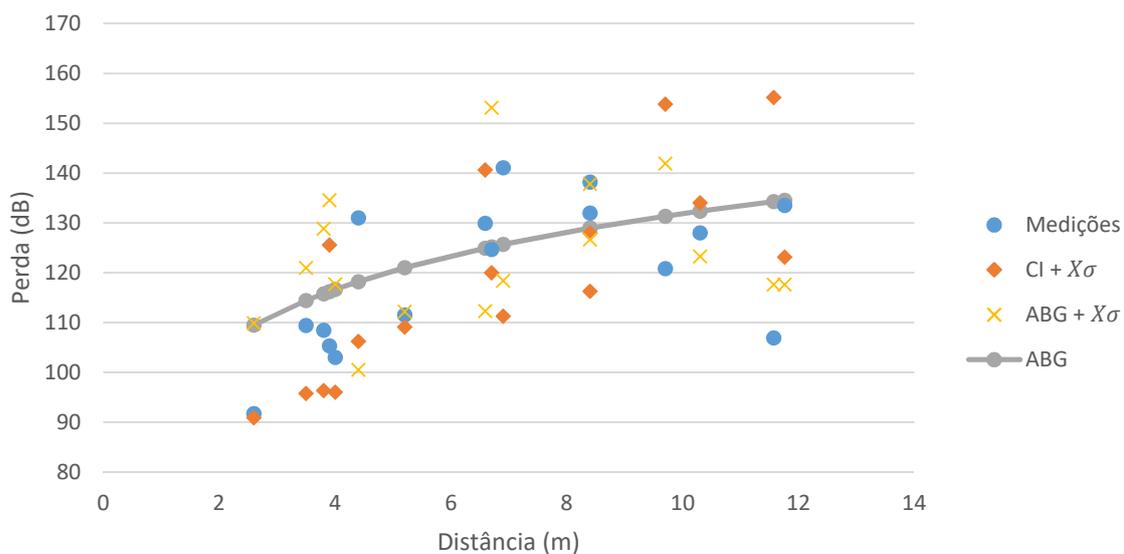
Definindo apenas uma equação para o modelo ABG, indicada na equação (29), podemos considerar o  $X_{\sigma}^{ABG}$  em nosso gráfico a fim de caracterizar o sombreamento e um perfil mais aleatório e realista. Baseando-se em uma média de  $\mu = -3,53$  e um desvio padrão de  $\sigma = 10,28$  em relação à diferença das medições para os resultados do modelo ABG, calcularemos a variável aleatória  $X_{\sigma}^{ABG}$ .

$$PL_{ABG} = 38,26 + 38,2\log(d) + 37,5\log(f) + N(-3,53,10,28) \quad (29)$$

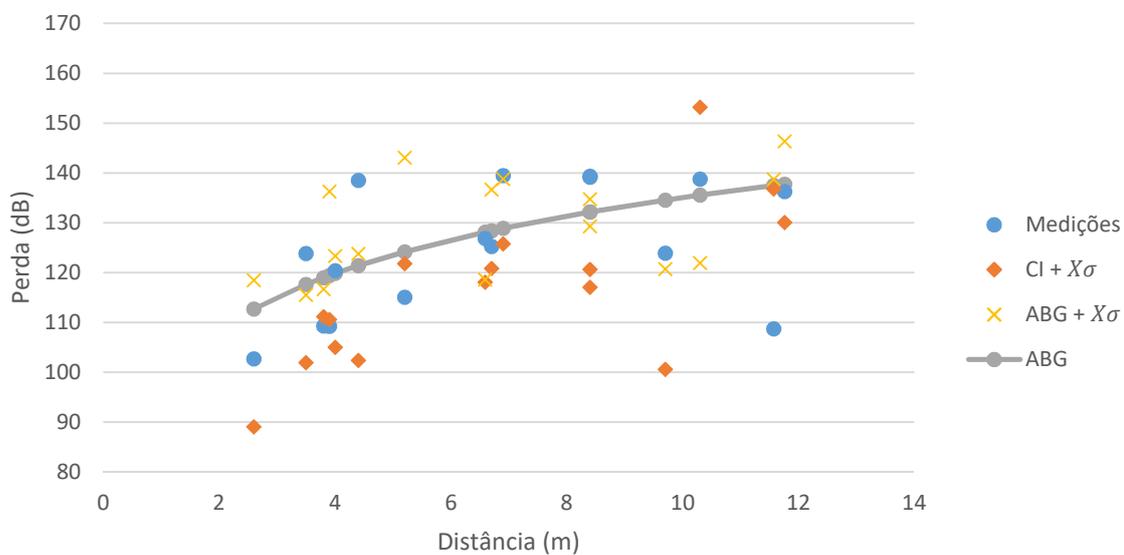
E, finalmente, podemos chegar até os gráficos do modelo ABG contemplando o sombreamento através do  $X_{\sigma}^{ABG}$  representados pelas Figuras de 39 a 42.



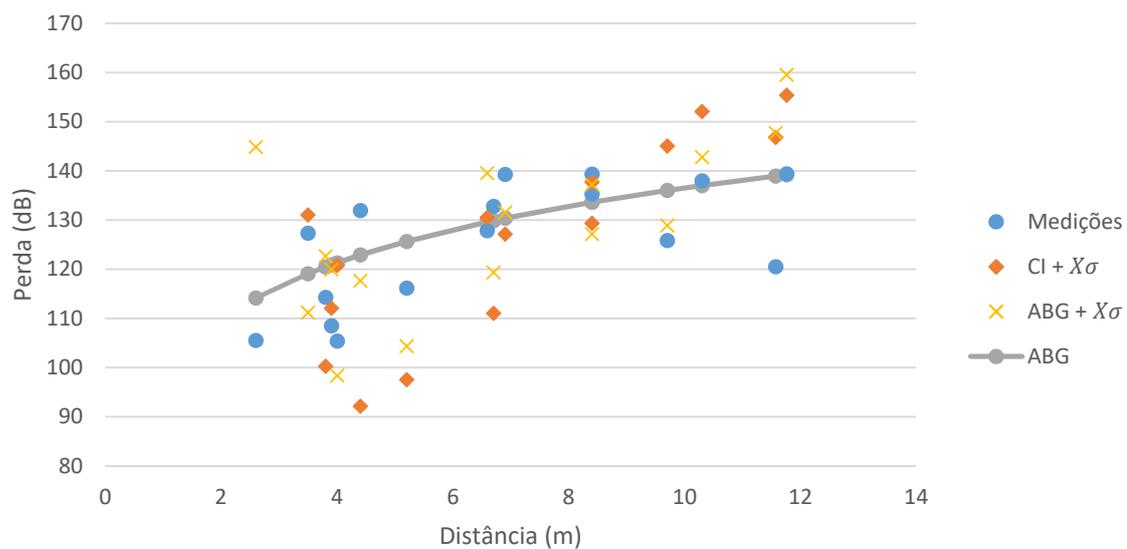
**Figura 39 – Comparativo entre medições e modelos ABG e CI com sombreamento em 26,5 GHz**



**Figura 40 – Comparativo entre medições e modelos ABG e CI com sombreamento em 30 GHz**



**Figura 41 – Comparativo entre medições e modelos ABG e CI com sombreamento em 36,5 GHz**



**Figura 42 – Comparativo entre medições e modelos ABG e CI com sombreamento em 40 GHz**

## Capítulo 6 - Conclusão

Este trabalho apresenta a análise e a caracterização de uma campanha de medições realizadas no CETUC em ambiente *indoor* na faixa de Ondas Milimétricas, mais especificamente entre 26,5 e 40 GHz. Avaliaram-se suas características por distância, frequência, perfil de sala, obstrução por parede e presença de canalização.

Por se tratar de um trabalho em ambiente *indoor* com curtas distâncias, a perda de propagação pelo percurso apresentou variações mais abruptas com a distância do *link*. Como exemplo, os PLE's encontrados no modelo *Close-In Free Space Reference Distance* estão na faixa de 7 enquanto que o PLE do modelo FSPL, amplamente utilizado em ambientes *outdoor* com LOS, está na faixa de 2.

Foi observado dificuldade em caracterizar as medições em relação à variação com a frequência. Por se tratar de um trabalho em uma faixa de frequências muito altas, foram encontradas pequenas variações a intervalos de 0,5 GHz e 2 GHz. Intervalos que já são suficientes por proporcionar variações na faixa de Micro-ondas. Nas medições deste trabalho, as variações começaram a realmente ocorrer somente com intervalos a partir de 7 GHz aproximadamente. Não foi possível afirmar que ocorre influência da frequência nas medições a não ser pela contribuição de perda por espaço livre. Mas, ao analisar a perda adicional, que desconsidera a contribuição de perda por espaço livre, não foi possível identificar um perfil nos resultados.

Esperava-se que seria possível uma classificação dos resultados de acordo com o perfil das salas do CETUC. Mas essas salas, com perfil de escritório em sua maioria, não apresentam muitas distinções entre si a ponto de se identificar algum padrão diferente para uma sala específica. Foi observada mais relevância em características ao longo do percurso como a quantidade de paredes entre a antena transmissora e receptora e a presença do efeito de canalização. O que possibilitou a sugestão de um agrupamento com base nessas duas características reunindo os casos com configurações mais próximas.

Ao se analisar a perda adicional por quantidade de paredes em seu *link*, identificou-se perdas maiores em *links* com mais paredes na maioria dos casos. Porém, ao contrário do que se esperava, não se observou uma linearidade nessa relação de perda por número de paredes. O fato da variação ser maior entre 1 e 2 paredes do que entre 2 e 3 paredes permite considerar a possibilidade de outros fatores também estarem influenciando esses resultados, como o próprio efeito da canalização. Pois, infelizmente, nesse trabalho, não foi possível

encontrar todas as configurações possíveis de agrupamento. Só tivemos *links* com 1 parede sem canalização, 2 paredes sem canalização, 2 paredes sem canalização e 3 paredes com canalização.

Foi possível observar também que os *links* sob efeito de canalização apresentaram em sua maioria perdas menores que os modelos de perda de propagação pelo percurso costumam prever. Por isso, esse trabalho buscou um ajuste em sua modelagem no sentido de considerar também a canalização para se obter previsões mais precisas.

Foram utilizados os modelos CI e ABG e calculados seus parâmetros para se conseguir previsões com um bom nível de precisão. O modelo CI foi aplicado individualmente em cada grupo de *links* onde seus PLE's foram calculados com base em quatro grupos de dados com perfis distintos entre si na intenção de realizar um ajuste ainda mais preciso na previsão. Foram calculados PLE's para cada frequência e foi observada uma certa oscilação e, em alguns casos, uma pequena tendência com o aumento da frequência. Como foi visto que, a intervalos de 7 GHz, é possível encontrar maior variação nas perdas, buscou-se comparar os RMSE's de modelos que consideraram variação de PLE com a frequência com os RMSE's de modelos que consideraram apenas um PLE médio de todas as frequências. Esse análise foi importante para reforçar que a variação de frequência proporcionou pouca influência nas medições. Na sequência, foram comparados os RMSE's do modelo CI considerando um PLE para cada grupo de *links* com os RMSE's do mesmo modelo considerando um PLE único sem agrupamento. Com a base de dados avaliada neste trabalho, identificou-se uma maior precisão ao empregar o agrupamento. Porém, seria interessante repetir a campanha de medições com um número maior de medições e considerando na metodologia todas as configurações possíveis de agrupamento a fim de se confirmar essa percepção.

## 6.1 Trabalhos Futuros

Conforme comentado, inicialmente, seria interessante considerar para trabalhos futuros a confirmação da relevância e melhoria no emprego do agrupamento utilizado neste trabalho através de mais medições contemplando todas as configurações possíveis de agrupamento.

Importante também um trabalho de caracterização de perda de propagação na faixa de Ondas Milimétricas que possa contemplar salas mais diversas a fim de se conseguir modelos para cada perfil de sala e analisar os mecanismos de propagação que ocorrem nelas.

Outro trabalho a ser considerado é repetir o processo realizado aqui utilizando os métodos *Dominant Path* e *Ray Tracing* a fim de comparar seus resultados com os obtidos aqui.

Seria interessante ainda um trabalho que avaliasse a penetração de um sinal na faixa de 3,5 GHz do 5G em um edifício através do modelo de *Building Entry Loss*. Não apenas na faixa de Ondas Milimétricas, pois este é um cenário com o qual já passaremos a conviver primeiro.

## Bibliografia

- [1] C. E. Orihuela Vargas, “*Millimeter Waves Propagation for a Range of Frequencies from 26.5 GHz and 40 GHz*”, Rio de Janeiro, 2019.
- [2] *Recommendation ITU-R P.2108-1, “Prediction of Clutter Loss,”, International Telecommunication Union, Geneva, 2021.*
- [3] P. V. Alves de Freitas, “*Avaliação e Modelagem da Cobertura de Sinal na faixa de 3,5 GHz para um Ambiente com Clutter*”, Niterói, 2021.
- [4] Medbo, Jonas; Larsson, Christina; Olsson, Bengt Erik; Chaves, Fabiano; Nguyen, Huan Cong; Rodriguez Larrad, Ignacio; Sørensen, Troels Bundgaard; Kovács, István Z.; Mogensen, Preben Elgaard; Lee, Kyungtak; Woo, Jung Soo; Sasaki, Motoharu; Yamada, Wataru, “*The Development of the ITU-R Terrestrial Clutter Loss Model*”, Dinamarca, 2018.
- [5] *Recommendation ITU-R P.1411-9, “Propagation data and prediction methods for the planning of short-range outdoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz”, International Telecommunication Union, Geneva, 2017.*
- [6] A. Fagiani, M. Vogel, Arismar Cerqueira S. Jr., “*Material Characterization and Propagation Analysis of mm-Waves Indoor Networks*”, Hampton, 2018.
- [7] *Recommendation ITU-R P.2109-1, “Prediction of building entry loss,”, International Telecommunication Union, Geneva, 2019.*
- [8] M. D. Hamid, “*Measurement Based Statistical Model for Path Loss Prediction for Relaying Systems Operating in 1900 MHz Band*”, Melbourne, 2014.
- [9] H. A. Obeidat, R. Asif, N. T. Ali, Y. A. Dama, O. A. Obeidat, S. M. R. Jones, W. S. Shuaieb, M. A. AlSadoon, K. W. Hameed, A. A. Alabdullah, R. A. Abd-Alhameed, “*An Indoor Pathloss Prediction Model Using Wall Correction Factors for Wireless Local Area Network and 5G Indoor Networks*”.
- [10] M. B. Majed, T. A. Rahman, O. A. Aziz, M. N. Hindia, E. Hanafi, “*Channel Characterization and Pathloss Modeling in Indoor Environment at 4.5, 28 and 38 GHz for 5G Cellular Networks*”, 2018.
- [11] A. V. R. Lopes, J. P. L. Araújo, F. J. B. Barros, B. L. S. Castro, G. P. S. Cavalcante, E. G. Pelaez, “*Large-Scale Channel Modeling and Measurements for 10 GHz in Indoor Environments*”, 2019.

- [12] S. Deng, M. K. Samimi, and T. S. Rappaport, “28 GHz and 73 GHz millimeter-wave indoor propagation measurements and path loss models”, *IEEE International Conference on Communications (ICC), ICC Workshops*, 2015.
- [13] S. Kh Al-Khero and Y. M. Abbosh, “Path Loss and Channel Modeling at 3,5 GHz for 5G Celullar Systems”, Iraque, 2021
- [14] P. Kyösti et al., “WINNER II channel models”, *Eur. Commission, ISTWINNER*, Tech. Rep.
- [15] L. Nahar, Md. Mahbub-Or-Rashid, Shireen, Akter, R. T. Khan, “Medium Access Probability of Cognitive Radio Network Under ECC-33/Hata-Okumura Extended Model Using Different Fading Channels at 1900MHz and 2100 MHz”, Bangladesh.
- [16] V.S. Abhayawardhana, I.J. Wassel, D. Crosby, M.P. Sellars, M.G. Brown, “Comparison of Empirical Propagation Path Loss Models for Fixed Wireless Access Systems”, Reino Unido.
- [17] Telecom Infra Project, “Analysis of 28 GHz and 60 GHz Channel Measurements in an Indoor Environment”, 2019.
- [18] A. Al-Samman, M. Cheffena, O. Elijah, Y. A. Al-Gumaei, S. K. A. Rahim and T. Al-Hadhrami, “Survey of Millimeter-Wave Propagation Measurements and Models in Indoor Environments”, 2021.
- [19] Recommendation ITU-R P.2346-4, “Compilation of Measurement Data Relating to Building Entry Loss”, *International Telecommunication Union*, Geneva, 2021.
- [20] Recommendation ITU-R P.1238-11, “Propagation Data and Prediction Methods for the Planning of Indoor Radiocommunication Systems and Radio Local Area Networks in the Frequency Range 300 MHz to 450 GHz”, *International Telecommunication Union*, Geneva, 2021.
- [21] A. M. Al-Samman, T. A. Rahman, M. N. Hindia, A. Daho and E. Hanafi, “Path Loss Model for Outdoor Parking Environments at 28 GHz for 5G Wireless Networks”, Malásia, 2018.
- [22] G. A. P. Sorrentino, C. N. M. Marins, “Comunicação via Satélite em Larga Escala Empregando Banda Ka”, Inatel, 2015.
- [23] T. S. Rappaport, “The Renaissance of Wireless Communications in the Massively Broadband Era,” *Keynote presentation at 2012 IEEE International Conference on Communications in China (ICCC 2012)*, China, 2012.
- [24] T. S. Rappaport, R. W. Heath, Jr., R. C. Daniels, and J. N. Murdock, “Millimeter

- Wave Wireless Communications*”, 2014, Reino Unido.
- [25] G. R. MacCartney, Jr. et al., “*Indoor office wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models at 28 GHz and 73 GHz for ultra-dense 5G wireless networks (Invited)*,” *IEEE Access*, vol. 3, pp. 2388–2424, 2015.
- [26] S. Piersanti, L. A. Annoni, and D. Cassioli, “*Millimeter waves channel measurements and path loss models*” in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun. (ICC)*, 2012
- [27] G. R. MacCartney, Jr., T. S. Rappaport, S. Sun, and S. Deng, “*Indoor office wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models at 28 GHz and 73 GHz for ultra-dense 5G wireless networks (Invited Paper)*”, *IEEE Access*, 2015.
- [28] Rappaport, T.S. *Wireless Communications Principles and Practice*, 2nd ed, 2002.
- [29] Liang Yishan ; Zhou Feng ; Sun Jinglu ; Cheng Kai ; Guo Bolun ; Wu Yong, “*Analysis and measurement of wall penetration loss as a function of incident angle*” 2017 *International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition*, 2017
- [30] M. Chamchoy, P. Jaturatussanai, S. Promwong, “*Empirically Based Path Loss and Penetration Loss Models for UWB Communication in Residential Environment*”, *2005 5th International Conference on Information Communications & Signal Processing*, 2005
- [31] T. S. Rappaport, “*Comunicações Sem Fio - Princípios e Práticas*”, São Paulo - SP: *Prentice Hall*, 2009.
- [32] M. Hata, “*Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services*,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 1980.
- [33] E. O. T. K. K. F. Y. Okumura, “*Field strength and its variability in VHF and UHF Land-Mobile radio service - Review of the Electrical Communication Laboratory*”, vol. 16, 1968.
- [34] T. S. R. S. R. T. A. T. A. G. I. Z. K. I. R. O. K. A. P. a. J. J. Shu Suna, “*Propagation Path Loss Models for 5G Urban Micro and Macro-Cellular Scenarios*”, *NYU WIRELESS and Tandon School of Engineering*, 2016.
- [35] T. S. Rappaport et al., “*Wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models for future wireless communication system design (Invited Paper)*”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 63, no. 9, 2015.
- [36] J. B. Andersen, T. S. Rappaport, S. Yoshida, “*Propagation measurements and models for wireless communications channels*”, 1995.

- [37] 3GPP, “*Spatial channel model for multiple input multiple output (MIMO) simulations*”, 3rd Generat. Partnership Project, Tech. Rep. TR, 2003.
- [38] Teleco, [www.teleco.com.br](http://www.teleco.com.br).
- [39] L. F. N. Veríssimo, C. J. Bordin Jr, “Simulação de um sistema 5G NR em *mmWave* utilizando um modelo de propagação estatístico 3D”, SBrT 2019, 2019.
- [40] P. Xingdong, H. Wei, Y. Tianyang, L. Linsheng, “*Design and implementation of an active multibeam antenna system with 64 RF channels and 256 antenna elements for massive MIMO application in 5G wireless communications*”, IEEE, 2014.
- [41] A. Anand, G. de Veciana, S. Shakkotai, “*Joint Scheduling of URLLC and eMBB Traffic in 5G Wireless Networks*”, IEEE, 2020.
- [42] R. Baptista, J. I. da Silva Filho, C. N. M. Marins, “Atenuação de sinal no uso da banda Ka para acesso à Internet via satélite em processos remotos de monitoração de máquinas operatrizes”, 2012.
- [43] G. Wölfle, R. Wahl, P. Wertz, P. Wildbolz, F. Landstorfer, “*Dominant Path Prediction Model for Indoor Scenarios*”, 2005.