

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

ANÁLISE DE CANAL PARA A FREQUÊNCIA DE 3,5 GHz EM AEROPORTO

ALEX SANCHES MACEDO

DM 03/2022

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

2022

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

ALEX SANCHES MACEDO

ANÁLISE DE CANAL PARA A FREQUÊNCIA DE 3,5 GHz EM AEROPORTO

DM 03/2022

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

2022

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

ALEX SANCHES MACEDO

ANÁLISE DE CANAL PARA A FREQUÊNCIA DE 3,5 GHz EM AEROPORTO

Dissertação submetida à Banca Examinadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFPA para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica na área de Telecomunicações.

Orientador: Prof. Dr. Fabrício José Brito Barros

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

2022

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

S211a Sanches Macedo, Alex.
Análise de Canal para a Frequência de 3,5 GHz em
Aeroporto / Alex Sanches Macedo. — 2022.
66 f. : il. color.

Orientador(a): Prof. Dr. Fabrício José Brito Barros
Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal do Pará,
Instituto de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, Belém, 2022.

1. Sondagem de Canal Pequena e Larga Escala. 2.
Frequência 3,5 GHz. 3. Ambiente Indoor. 4. Aeroporto.
5. Igual polarização e Polarização Cruzada. I. Título.

CDD 621.38411



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

**“ANÁLISE DE CANAL PARA A FREQUÊNCIA DE 3,5 GHz EM
AEROPORTO”**

AUTOR: ALEX SANCHES MACEDO

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

APROVADA EM: 28/01/2022

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Fabrício José Brito Barros
(Orientador – PPGE/UFPA)

Prof.^a Dr.^a Jasmine Priscyla Leite de Araújo
(Avaliadora Interna – PPGE/UFPA)

Prof.^a Dr.^a Leslye Estefânia Castro Eras
(Avaliadora Externa – UNIFESSPA)

Prof. Dr. Pedro Vladimir Gonzalez Castellanos
(Avaliador Externo – UFF)

VISTO:

Prof. Dr. Carlos Tavares da Costa Júnior
(Coordenador do PPGE/ITEC/UFPA)

*Dedico esse trabalho ao meu pai Pedro Macedo (in memoriam)
com todo meu amor, carinho, gratidão e saudade.*

*Em especial a minha mãe Dalice Sanches que dedicou a vida para que seus filhos
pudessem estudar, minha maior fonte de fé, força e inspiração.*

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus pelo dom da vida e por ter me dado força e coragem para enfrentar essa jornada, no qual pude alcançar meus objetivos almejados, sendo este a consolidação deles.

Aos meus pais Dalice e Pedro (in memoriam) pelo amor, luta e os esforços que sempre dedicaram a mim, por toda a ajuda, carinho e apoio dados para que eu conseguisse realizar meus sonhos e objetivos. Sou grato, também, aos meus irmãos Pedro e Paulo, que estiveram em apoio e incentivo para me manter firme nos meus propósitos.

Agradeço aos professores Dr. Fabrício José Brito Barros e Dr. Gervásio Cavalcante Protásio, pela imensa paciência, pelos conhecimentos passados através de suas experiências, dedicação, ajuda, disponibilidade e boa vontade em contribuir com qualquer informação para este trabalho.

Agradeço aos amigos(as) de minha cidade natal Macapá, que direta ou indiretamente deram apoio e motivação. Em especial a minha namorada Julyane Costa, pelo incansável incentivo e estímulo, para a conclusão de mais uma etapa em minha vida.

Agradeço aos amigos de Belém-Pa, em especial Brenda, Thiago Araújo e Edemir Mattos pelo companheirismo, amizade, dedicação, apoio, esforços e incentivo contribuindo para meu crescimento, dividindo seus conhecimentos e suas experiências na vida acadêmica. Foram fundamentais para conclusão desta dissertação.

Agradeço pela amizade e por todas as contribuições dos meus amigos do Laboratório de Computação e Telecomunicações (LCT¹) da Universidade Federal do Pará.

Aos professores e funcionários do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE²) que com seus ensinamentos contribuíram para a realização deste trabalho.

Agradeço à CAPES³ e CNPQ⁴ pelo apoio financeiro em forma de bolsa.

A Universidade Federal do Pará (UFPA)⁵, pela oportunidade dada a mim para a realização desta dissertação.

¹<http://www.lct.ufpa.br>

²<http://www.ppgee.ufpa.br>

³<http://www.capes.gov.br/>

⁴<http://www.cnpq.br>

⁵<https://portal.ufpa.br>

O esforço pode superar o talento daquele que não está disposto a quebrar barreiras.

Sumário

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Trabalhos correlatos	2
1.2	Motivações	4
1.3	Caracterização do Canal de Propagação para redes móveis	5
1.4	Objetivos Gerais	5
1.5	Objetivos	5
1.6	Contribuições	5
1.7	Organização da Dissertação	6
2	Modelos de Propagação em Larga Escala e Caracterização de Antena	7
2.1	Considerações Iniciais	7
2.2	Caracterização de uma antena	7
2.2.1	Análise do diagrama de irradiação	7
2.2.2	Polarização de antenas	9
2.3	Modelos de Propagação em Larga Escala	10
2.3.1	Modelo Close-In (CI)	12
2.3.2	MODELO CIX	13
2.3.3	Modelo Floating Intercept (FI)	15
2.4	Síntese do Capítulo	15
3	Caracterização do Canal de Propagação em Banda Larga	16
3.1	Considerações Iniciais	16
3.2	Principais Características	16
3.3	Caracterização Banda Larga	17
3.4	Caracterização de Canais Determinísticos	17
3.5	Canais Aleatórios Variantes no Tempo	19
3.6	Parâmetros de Dispersão do Canal Rádio Móvel	25
3.6.1	Retardo Excedido Médio (<i>Mean Excess Delay</i>):	25
3.6.2	Espalhamento do Retardo RMS (<i>RMS Delay Spread</i>):	26
3.7	Banda de Coerência (<i>Coherence Bandwidth</i>):	26
3.8	Síntese do Capítulo	28
4	Técnicas de Sondagem de Canal Rádio Móvel	29
4.1	Considerações Iniciais	29
4.2	Modulação OFDM	29
4.3	Técnicas de Sondagem	33

4.3.1	Técnica de Sondagem em Banda Larga	33
4.3.1.1	Técnica das Multiportadoras	34
4.3.1.2	Técnica de Limpeza de Perfis de Retardos CFAR	36
4.4	Síntese do Capítulo	38
5	Setup e Campanha de Medições	39
5.1	Considerações iniciais	39
5.2	SETUP	39
5.2.1	Transmissão	40
5.2.2	Recepção	43
5.3	Metodologia	45
5.4	Síntese do Capítulo	47
6	Modelagem e Análise dos Resultados	48
6.1	Considerações iniciais	48
6.2	Análise do Canal em 3,5 GHz	48
6.2.1	Análise e Resultados dos Parâmetros de Dispersão do Canal em Pequena Escala	48
6.2.1.1	Perfil de Potência e Retardo (do inglês <i>Power Delay Pro- file</i> (PDP))	48
6.2.1.2	Banda de Coerência	53
6.3	Análise em Larga Escala para Modelos de Perda de Propagação	55
6.3.1	Análise e Resultados	55
6.3.1.1	Análise para Co-polarização (V-V e H-H)	55
6.3.1.2	Análise Polarização Cruzada (V-H e H-V)	58
6.4	Síntese do Capítulo	60
7	CONCLUSÕES	61
7.1	Trabalhos Futuros	62
7.2	Trabalhos Publicados	62
	Referências	63

Lista de ilustrações

Figura 1	Antena dipolo.	8
Figura 2	Lóbulos.	8
Figura 3	Polarização da transmissão e recepção em co-polarização	10
Figura 4	Polarização da transmissão e recepção em co-polarização.	10
Figura 5	Polarização da transmissão e recepção em polarização cruzada.	11
Figura 6	Modelo de Canal Variante no Tempo	18
Figura 7	Relações entre Funções de Caracterização de Canal	19
Figura 8	Relações entre Funções de Caracterização de Canal	26
Figura 9	Banda de Coerência da amostra 31 rota 1 V-V	28
Figura 10	Ortogonalidade do sinal OFDM no Domínio da Frequência.	30
Figura 11	Ortogonalidade do sinal OFDM no Domínio da Tempo.	31
Figura 12	Parâmetros do Sinal OFDM. a) Domínio do Tempo b) Domínio da Frequência	32
Figura 13	Multipercurso em sinais modulados: a)Portadora única ; b) Multipor- tadora	35
Figura 14	Símbolo OFDM	35
Figura 15	Potência do Retardo em dB.	36
Figura 16	Perfil de Retardo Medido	37
Figura 17	Perfil de Retardo Válidos após CFAR	38
Figura 18	Sistemas de Transmissão e Recepção.	39
Figura 19	Curva de linearidade do amplificador.	41
Figura 20	Antena de transmissão 3,5 GHz.	42
Figura 21	Diagrama de Irradiação da Antena de Transmissão Plano Vertical e Horizontal.	42
Figura 22	Sistema de Recepção em um carrinho de aeroporto.	43
Figura 23	Antena de Receptora Ominidirecional.	44
Figura 24	Diagrama de Irradiação da Antena de Receptora Plano Vertical e Ho- rizontal.	44
Figura 25	Planta Baixa do Saguão de Desembarque.	45
Figura 26	Saguão de Desembarque do Aeroporto Val de Cans, Belém-PA.	46
Figura 27	Rotas Definidas para medições.	47
Figura 28	Perfis de potência e retardos	49

Figura 29	Distribuição Cumulativa do número de componentes de multipercurso em R1 V-V.	50
Figura 30	Componentes de multipercurso do ponto 20.	51
Figura 31	Simulação em 3D dos raios de multipercurso em AutoCad.	51
Figura 32	BC 90% para rota R1 V-V	53
Figura 33	BC 70% para rota R1 V-V	54
Figura 34	Modelos de perda de percursos por distância para a polarização V-V. .	56
Figura 35	Modelos de perda de percursos por distância para a polarização H-H. .	57
Figura 36	Modelos de perda de percursos por distância para a polarização V-H. .	59
Figura 37	Modelos de perda de percursos por distância para a polarização H-V. .	60

Lista de tabelas

Tabela 1	Resumo dos Principais Trabalhos Correlatos em Pequena e/ou Larga Escala.	4
Tabela 2	Resumo dos Principais Técnicas de Sondagem Banda Larga.	34
Tabela 3	Parâmetros de Transmissão.	40
Tabela 4	Parâmetros do sinal OFDM.	41
Tabela 5	PARÂMETROS DE DISPERSÃO DO CANAL EM PEQUENA ESCALA PARA 3,5 GHz.	52
Tabela 6	Valores obtidos de Banda de Coerência em 3,5 GHz.	53
Tabela 7	PARÂMETROS DE PERDA DE PERCURSO DOS MODELOS CI, CIX E FI em 3,5 GHz.	58

Lista de abreviaturas e siglas

B_c Banda de Coerência

3GPP Parceria Público Privada de 3 a Geração - 3rd Generation Partnership Project

5G Quinta Geração de Telefonia Móvel

CFAR Constant False Alarm Rate

CI Close-In

dB Decibéis

DS Delay Spread

EiRP Ootência Efetivamente Irradiada

FFT Fast Fourier Transform

FI Floating Intercept

FM Frequência Modulada

FSPL Free Space Path Loss

GHz Giga Hertz

GSMA Sistema Global para a Associação de Comunicações Móveis

HH Horizontal-Horizontal

HV Horizontal-Vertical

I Fase

ICI Inter-Carrier Interference

ISI Inter-Symbolic Interference

LOS Line-Of-Sight

MD Mean Delay

MMSE Minimum Mean Square Error

NLOS	Non-Line-Of-Sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Mutiplexing
PDP	Power Delay Profile
PLE	Path Loss Expoente
Q	Quadratura
R1	Rota 1
R2	Rota 2
RF	Rádio Frequência
RMS	Root Mean Square
Rx	Receptor
SF	shadow fading
Tx	Transmissor
US	Uncorrelated Scatering
VH	Vertical-Horizontal
VV	Vertical-Vertical
W	Watts
WSS	Wide Sense Stationary
XPD	Cross Polarization Discrimination

Resumo

Com a constante evolução dos sistemas de tecnologia e comunicação reforçou o aumento na troca de dados, velocidade e a confiabilidade quanto ao acesso a rede móvel. Diversas causas como a deficiência espectral, dificuldades na cobertura do sinal, problemas com antenas e rádio-enlace, são obstáculos a serem trabalhados e melhorados de forma a atender os serviços com maior qualidade dentro de uma infraestrutura da rede de comunicação móvel.

Para atender o aumento vertiginoso do consumo de usuários e equipamentos conectados em rede móvel, diversos trabalhos e pesquisas estão sendo propostas e desenvolvidas. No Brasil, está prevista a chegada da tecnologia de quinta geração (5G) a partir de 2021, e que utilizará a faixa de frequência de 3,5 GHz. Dessa forma, a necessidade de comunicação em ambientes de grande movimento de pessoas, pois o 5G promete conectividade rápida com mais usuários abrangendo serviços e aplicações que exigem altas taxas de dados em uma ampla área de cobertura. Em particular, nesta frequência que representa uma banda sub-6 GHz a ser usada para o 5G no Brasil. Quanto ao comportamento do canal, a caracterização deste canal é de importante relevância. Assim motivou-se, nesta dissertação, o estudo sobre a análise de canal para a frequência de 3,5 GHz em um grande ambiente *indoor*, este cenário é em um saguão do Aeroporto Internacional Val de Cans, em Belém do Pará. A campanha de medições foram realizadas para *Line-Of-Sight* (LOS) e por meio da sondagem de canal são extraídos os parâmetros de dispersão do canal de pequena escala. Estes parâmetros são o retardo médio RMS e espalhamento médio RMS, também foi verificada a banda de coerência do canal e o perfil de potência e retardos.

Entender a propagação do sinal em larga escala é importante para construção de projetos de sistemas de rádio móvel. Também foi investigado o sinal através dos modelos *Floating-Intercept* (FI), *Close-In* (CI) e suas variações são aplicados e analisados para avaliar a perda de percurso para co-polarização (V-V e H-H) e polarização cruzada (V-H e H-V). Pode-se inferir que a metodologia aplicada em larga escala mostrou-se adequada com os dados e, quando estes comparados a outros tipos de ambientes e outras frequências encontrados na literatura.

Palavras-chave: Frequência 3,5 GHz, Grande Ambiente *Indoor*, Aeroporto, Sondagem de Canal, Pequena e Larga Escala, Co-polarização, Polarização Cruzada.

Abstract

With the constant evolution of technology and communication systems, the increase in data exchange, speed and reliability regarding access to the mobile network has reinforced. Several causes such as spectral deficiency, difficulties in signal coverage, problems with antennas and radio link, are obstacles to be worked on and improved in order to provide services with higher quality within a mobile communication network infrastructure.

To meet the vertiginous increase in the consumption of users and equipment connected to the mobile network, several works and researches are being proposed and developed. In Brazil, the arrival of fifth generation technology (5G) is expected from 2021, which will use the frequency band of 3.5 GHz. 5G promises fast connectivity with more users covering services and applications that demand high data rates over a wide coverage area. In particular, on this frequency that represents a sub-6 GHz band to be used for 5G in Brazil. As for the behavior of the channel, the characterization of this channel is of important relevance. Thus, in this dissertation, the study on channel analysis for the frequency of 3.5 GHz in a large indoor environment was motivated, this scenario is in a lobby of the International Airport Val de Cans, in Belém do Pará. measurements were performed for Line-Of-Sight (LOS) and through channel probing the dispersion parameters of the small-scale channel are extracted. These parameters are the average RMS delay and average RMS spread, the channel coherence band and the power profile and delays were also verified.

Understanding large-scale signal propagation is important for designing mobile radio systems. The signal was also investigated through the Floating-Intercept (FI), Close-In (CI) models and their variations are applied and analyzed to evaluate the path loss for co-polarization (V-V and H-H) and cross-polarization (V-H and H-V). It can be inferred that the methodology applied on a large scale proved to be adequate with the data and, when compared to other types of environments and other frequencies found in the literature.

Keywords: 3, 5 GHz Frequency, Large Environment Indoor, Airport, Channel Sound-
ing, Small and Large Scale, Co-polarization, Cross-Polarization

1 INTRODUÇÃO

A comunicação sem fio está enfrentando uma demanda crescente de comunicações multimídias e criando novos desafios de pesquisa para operação em ambientes internos. Os novos dados divulgados pela inteligência do Sistema Global para a Associação de Comunicações Móveis (GSMA) projetaram o crescimento do tráfego móvel se venha basear na tecnologia de quinta geração (5G), em até 2025 ¹. A expectativa que a tecnologia (5G) entregará novos serviços de telefonia com maior cobertura e qualidade do sinal do que a geração anterior apresentando um novo cenário nas telecomunicações, novas experiências em serviços para a sociedade e impacto na economia. O 5G abrangerá espectros de cerca de 500 MHz até cerca de 100 GHz (RISCHKE et al., 2021).

Nesse contexto, na literatura já vem sendo estudadas diferentes faixas de frequência como alternativas para a geração 5G, assim destacam-se as faixas de frequência abaixo de 6 GHz ou chamadas de faixas Sub-6GHz. Além disso, com o processo de leilão pelos órgãos reguladores e no Brasil, que foi realizado em 2021, a maior oferta de espectros para licitação das faixas de radiofrequências que permitirão a implementação da tecnologia de 5G ².

De maneira a contribuir para estudos no espectro Sub-6GHz, este trabalho vem se concentrar na análise da caracterização de canal banda larga do sinal de propagação, por meio da sondagem de canal de rádio, em um sistema de transmissão fixo para o de recepção móvel, no espectro de frequência 3,5 GHz, em um ambiente de saguão do aeroporto internacional Val de Cans em Belém do Pará. Como os mecanismos de propagação de ondas de rádio em ambiente *indoor* apresentam características importantes, realizar a caracterização de canal é de fundamental importância para ajudar no planejamento de sistemas de comunicações.

Por fim, se faz uma análise em larga escala, onde são avaliados os valores de perdas dos sinais transmitidos através de modelos de propagação. Para aplicação matemática dos modelos, os dados foram coletados por meio de campanha de medições. Nestas medições foram diversificadas os apontamentos de suas antenas transmissoras e receptoras de forma a estarem co-polarizadas e cross-polarizadas.

¹<https://shortest.link/2iBJ>

²<https://shortest.link/2iy1>

1.1 Trabalhos correlatos

Nesta seção, são apresentados os trabalhos já desenvolvidos que tem como objetivo investigar os meios de propagação dos sinais de rádio móvel em ambientes *indoor* e como também grandes ambientes *indoor* avaliando os sinais tanto em pequena escala como em larga escala.

Na literatura, encontra-se trabalhos de investigação dos sinais de rádio propagantes que avaliam a perda de potência pela distância em ambientes *indoor*, como por exemplo, em (LEE et al., 2015), onde os autores conduziram campanha de medições em uma estação ferroviária de Seul e um aeroporto internacional de Incheon, coletando dados em para frequência de 28 GHz para avaliação de perda de percurso pela distância e também com a orientação da antena em condições *Line-Of-Sight* (LOS) e *Non-Line-Of-Sight* (NLOS) e assim fornecendo uma ferramenta para quantificar o desvio de potência devido ao desalinhamento do feixe.

Em (VEHMAS et al., 2016), os autores caracterizaram o canal de propagação no aeroporto de Helsinque nas bandas de 15, 28 e 60 GHz por meio de banda larga direcional e assim o ambiente de rádio foi analisado estudando os multipercursos de propagação especular, potência especular e difusa, polarização e o atraso e *spreads* angulares.

No trabalho realizado em (HANEDA et al., 2016), os autores apresentaram resultados de medições de canal de banda larga realizada em um ambiente interno, contendo produtos em estoque, de uma fábrica utilizando uma sonda de canal no domínio da frequência de 3,4 - 3,8 GHz e aplicando o método de *virtual array* que foi adotado para calcular a média dos efeitos de desvanecimento em pequena escala.

Em (MATOLAK; MOHSEN; CHEN, 2019) os autores relatam resultados de medições e modelos para a perda de propagação em dois ambientes internos de aeroporto, o primeiro em um pequeno edifício típico de terminal e o segundo em um hangar de manutenção de aeronaves e objetos metálicos, em duas bandas de frequências em 31 e 5 GHz. Estes, mostraram resultados de perda de propagação onde o primeiro ambiente apresentou perdas semelhantes a de um ambiente de escritório interno, em contraste ao segundo ambiente que apresentou menor perda devido a fatores de dispersão do sinal.

Com o interesse de melhorar a comunicação sem fio dentro de aeroportos, os autores em (MOU; MOWLA; DUTTY, 2019) realizaram simulação para investigar os perfis de potencia e retardo (*power delay profile*) para o modelo de canal estatístico em condições LOS e NLOS nas bandas mmWave de 28, 60 e 73 GHz. Neste caso, o retardo médio RMS varia de 5,6 ns a 20,5 ns num espaçamento entre transmissor (Tx) e receptor (Rx) de 100m, para 73 GHz. Encontrou-se valores de perda de propagação acima de 85 dB em condições LOS e 120 dB, em NLOS. O expoente de perda de propagação (PLE) variou de 1,8 a 2,7 em condições LOS e 2,8 a 4,5, em NLOS. Como também em (LEE et al.,

2021) que realiza campanha de medições em escritório em grande hall nas frequências de 28, 38 e 71 GHz. O PLE do modelo CI foi de 2,2 e, 1,73 no modelo 3GPP, resultando em um valor maior para o modelo CI, em condições LOS.

Uma campanha de medição e modelagem em um cenário tipo industrial *indoor* foi apresentado pelos autores em (ZHANG et al., 2019). Neste, foram estudadas as três principais bandas de frequência de 3,5 GHz, 4,9 GHz e 5,8 GHz em Sub-6G. As medidas foram para os casos LOS e NLOS. Os autores concluíram que o expoente de perda de propagação é menor que 2, no caso LOS. A perda de propagação de 3,5 GHz é menor em relação as frequências de 4,9 GHz e 5,8 GHz. Neste trabalho, pode-se inferir que a cobertura de 3,5 GHz é melhor. Em relação ao NLOS, constaram que o hall maior também afeta no fornecimento de inúmeras outras propagações de multipercurso para o receptor, influenciando no expoente de perda. Nesta dissertação, a campanha de medição será para frequência de 3,5GHz para o caso LOS.

Já em (BATALHA et al., 2019) é realizado campanha de medições para modelagem em larga escala de canal usando modelos de perda de propagação e levantamento estatístico das características do canal para 8, 9, 10 e 11 GHz para ambientes indoor, em situações de LOS e NLOS. Neste trabalho, foi utilizado antenas cornetas em co- e cross-polarização e perda por obstáculos (paredes). Os modelos de propagação foram utilizados para caracterizar o canal, foi utilizado MMSE para determinar o PLE, o fator de *cross-polarization discrimination* (XPD) e os fatores de perda por obstáculos ou tipo de parede.

Os autores em (KIM et al., 2014), consideram uma abordagem para avaliar a perda de propagação com antenas co e cross-polarizadas na frequência de 11GHz. Neste trabalho, é apresentado resultados para o PLE que variam entre 2,0 e 3,0 para o caso NLOS, e de 0,36 e 1,5 para LOS. E também apresenta parâmetros em pequena escala. Os valores de espalhamento médio RMS encontrados foram inferiores a 20 e 50 ns para NLOS e LOS, respectivamente, e a largura de banda de coerência média é inferior a 30MHz.

O trabalho de (OLIVEIRA, 2019) trata da caracterização do canal rádio em banda estreita e banda larga do sinal de propagação, por meio da sondagem de canal de rádio, em um sistema de transmissão fixo para um sistema móvel veicular, na frequência de 5,8 GHz. Na análise dos parâmetros de dispersão temporal, o retardo excedido médio variou de 13,2 a 132,2 ns e o espalhamento de retardo RMS variou de 5,4 a 370 ns.

Em (GONÇALVES, 2009) é apresentado o estudo sobre a variabilidade do sinal, da banda de coerência e do espalhamento de retardos em um ambiente de rádio propagação móvel, por meio de medição em campo de um sinal WiMAX para faixa de 3,5 GHz, em ambientes de LOS e NLOS.

A Tabela 1 apresenta de forma resumida quanto ao tipo de caracterização do canal,

Tabela 1 – Resumo dos Principais Trabalhos Correlatos em Pequena e/ou Larga Escala.

Referência	Tipo de Ambiente	Caracterização do Canal	Frequência (em GHz)
(LEE et al., 2015)	<i>Indoor</i> (Estação ferroviária e Aeroporto)	Larga escala	28
(VEHMAS et al., 2016)	<i>Indoor</i> (Aeroporto)	Pequena escala	15, 28 e 60
(HANEDA et al., 2016)	<i>Indoor</i> (Fábrica)	Pequena escala	3.4 - 3.8
(MATOLAK; MOHSEN; CHEN, 2019)	<i>Indoor</i> (Aeroporto e Hangar)	Larga escala	5 e 31
(MOU; MOWLA; DUTTY, 2019)	<i>Indoor</i> (Aeroporto)	Pequena e larga escala	28, 60 e 73
(LEE et al., 2021)	<i>Indoor</i> (Grande Hall de um escritório)	Larga Escala	28, 38 e 71
(ZHANG et al., 2019)	<i>Indoor</i> (Tipo Industrial)	Larga escala	3.5, 4.9 e 5.8
(BATALHA et al., 2019)	<i>Indoor</i> (Tipo corredor e escritório)	Larga escala	8, 9, 10 e 11
(KIM et al., 2014)	<i>Indoor</i>	Pequena e larga escala	11
(OLIVEIRA, 2019)	<i>Indoor</i> (Túnel)	Pequena escala	5.8
(GONÇALVES, 2009)	<i>Outdoor</i>	Pequena e larga escala	3.5
Proposta de Trabalho	<i>Indoor</i> (Saguão Aeroporto)	Pequena e Larga Escala	3.5

Fonte: Autor.

o tipo de ambiente e a frequência utilizada dos principais trabalhos correlatos apresentados neste estudo.

Levando em consideração que o presente trabalho aborda medições e modelagem em ambiente *indoor* para frequência de 3,5 GHz, os trabalhos em outras frequências e outros tipos de cenários mostram como este tipo de estudo são desenvolvidos e se tornam importantes no aprendizado e levantamento teórico.

Nesta dissertação, é apresentado a partir da coleta de dados pode meio de campanha de medições em um ambiente *indoor*, no saguão do aeroporto internacional Val de Cans em Belém do Pará, a caracterização do canal através de sondagem de canal na frequência de 3,5 GHz em uma banda de 60 MHz. São extraídos os parâmetros de dispersão do canal de pequena escala. E para análise de perda de propagação em larga escala, são utilizados os modelos de propagação *Floating-Intercept*, *Close-In* e suas extensões, determinando o PLE, desvio padrão e o fator cross-polarization discrimination (XPD).

1.2 Motivações

Com os avanços de novas tecnologias para as telecomunicações e elas proporcionando maior capacidade em mobilidade, velocidade e volume de acesso às redes de dados, estas sofrem impactos para atender uma alta demanda por conexões, baixa latência e confiabilidade. E assim a nova rede 5G busca alcançar progresso e fornecer melhores experiências ao usuário. Com isso é de interesse desenvolver estudos em relação ao canal de rádio móvel.

É neste aspecto, que campanhas de medições para coleta de dados reais em tipos

de ambientes *indoor* com fluxo considerável de usuários são necessárias. E através delas, analisar os sinais propagantes utilizando ferramentas de avaliação de níveis de potência desde a transmissão até recepção. Para isso, são aplicados modelos de propagação para avaliação do sinal em larga escala.

Dessa forma é realizada a sondagem de canal para o espectro de 3,5 GHz por meio de campanha de medições, para LOS, no saguão do Aeroporto Internacional Val de Cans em Belém do Pará. Com objetivo de caracterizar o ambiente em pequena escala através de métricas específicas.

1.3 Caracterização do Canal de Propagação para redes móveis

1.4 Objetivos Gerais

Analisar a sondagem de canal na frequência de 3,5 GHz a partir de coleta de dados em medições realizada no ambiente de aeroporto, em pequena escala. E como também em larga escala, avaliar a perda de propagação em relação a distância. Nestas medições, usou-se diferentes combinações nas polarizações das antenas de transmissão e recepção.

1.5 Objetivos

Os principais objetivos apresentado neste trabalho são:

- Caracterizar o canal através da sondagem de canal para o espectro de 3,5 GHz por meio de campanha de medições realizadas no saguão do Aeroporto Internacional Val de Cans em Belém do Pará, para *Line-Of-Sight* (LOS);
- Analisar as métricas dos resultados em pequena escala como perfil de potência e retardo, retardo médio RMS, espalhamento médio RMS e banda de coerência;
- Analisar as perdas de propagação através de medições de campo variando as polarizações das antenas na transmissão e recepção;
- Analisar os dados medidos com os modelos de propagação da literatura específicos para o tipo de ambiente;

1.6 Contribuições

- Analisar dados reais através de campanha de medições realizando diferentes tipos de configuração quanto a polarização das antenas Tx e Rx. As variações da polarização

das antenas foi feita em igual polarização (V-V e H-H) e polarização cruzada (V-H e H-V);

- Avaliar a sondagem de canal para a frequência de 3,5 GHz, faixa lícita para ser utilizada na 5G no Brasil a partir de 2021.

1.7 Organização da Dissertação

A presente dissertação está organizada da seguinte forma:

- No Capítulo 2 se faz a descrição da metodologia aplicada em larga escala, apresentando os modelos de propagação utilizados e aplicados neste trabalho.
- O Capítulo 3 se destina a apresentar a metodologia aplicado na caracterização de canal em pequena escala e obtenção das suas métricas de perfil de potência e retardos *power delay profile* (PDP), retardo médio *Mean Delay*, espalhamento de retardo *RMS delay spread* e banda de coerência.
- O Capítulo 4 é destinado a fundamentação teórica de Caracterização de Canal, assim como suas características de sondagem de canal.
- No Capítulo 5 é dedicado apresentar o Setup e o Cenário da campanha de medições. Além de explicar a metodologia para realizar a captura dos sinais neste ambiente.
- O Capítulo 6 apresentará os resultados e análises dos parâmetros de dispersão do canal em pequena escala. E também, análise e resultados em larga escala para os modelos de perda de propagação.
- E, por fim, o Capítulo 7 se destina as conclusões do estudo desenvolvido, bem como a análise dos resultados obtidos e propostas para trabalhos futuros.

2 Modelos de Propagação em Larga Escala e Caracterização de Antena

2.1 Considerações Iniciais

Neste capítulo será abordado de modo breve a definição de modelos de propagação de sinais e quais foram utilizados neste trabalho. Também uma breve abordagem sobre as características de uma antena e três de seus parâmetros fundamentais como: diagrama de radiação, polarização e ganho.

2.2 Caracterização de uma antena

Uma antena atua como uma interface entre uma onda guiada e uma onda de espaço livre. Uma das características mais importantes de uma antena é sua propriedade direcional, ou seja, sua capacidade de concentrar a energia irradiada em uma determinada direção ou receber energia de uma direção preferida (HARISH, 2007).

2.2.1 Análise do diagrama de irradiação

Conhecer o padrão característico de radiação de uma antena, e com possibilidade de controlar este padrão pode ser de suma importância para um determinado projeto. Essa distribuição da energia eletromagnética a partir da antena pode afetar a eficiência de determinados sistemas, ou seja, estabelecer a comunicação pontual entre as duas regiões do espaço.

O diagrama de radiação representa graficamente o comportamento da antena quanto a sua irradiação. Apesar da irradiação ser tridimensional, o diagrama é comumente encontrado em um plano paralelo ao campo elétrico ou plano vertical (plano E) e o plano paralelo ao campo magnético ou plano horizontal (plano H). A figura 1 apresenta um exemplo de uma antena dipolo e seus planos elétrico e magnético. E através dessas características é possível determinar as áreas de concentração de energia de uma antena (BALANIS, 2016).

A energia irradiada são identificados no diagrama de radiação pelos lóbulos, visto pela Figura 2 em 3D. Estes são divididos em lóbulo principal, onde concentram o maior volume de energia, e desta forma se define a direção do apontamento da antena transmis-

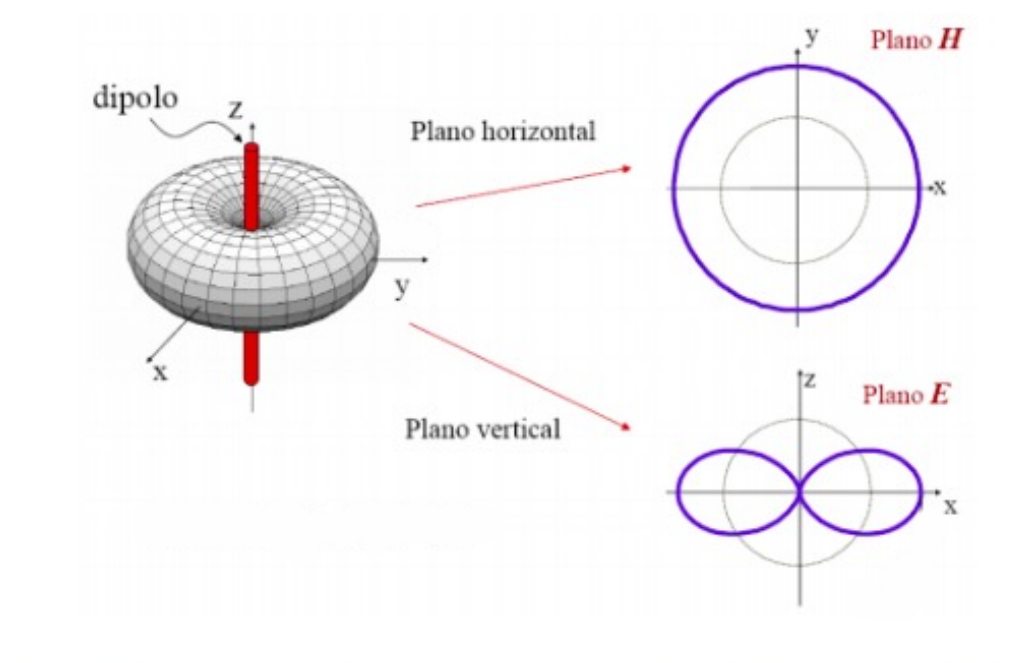


Figura 1 – Antena dipolo.

Fonte: Autor (Adaptado).

sora ao local de recepção. Os lóbulos secundário são voltados para outras direções, com isso têm-se destinos não desejadas (HARISH, 2007).

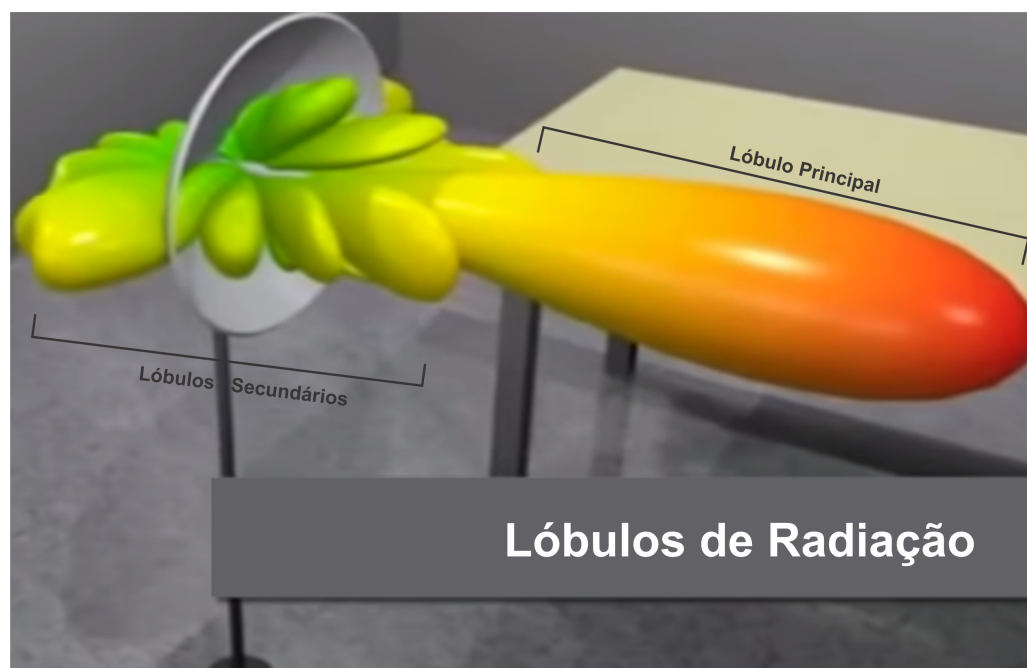


Figura 2 – Lóbulos.

Fonte: Adaptado.

As antenas omnidirecionais irradiam os sinais uniformemente em todas as direções,

ou seja, em 360° no plano horizontal, contudo apresenta direções de radiação máxima e nula no plano vertical. A exemplo de uma antena de TV em polarização horizontal, o seu diagrama de irradiação nesse plano será um círculo. Já as antenas ditas diretivas irradiam a máxima potência em uma direção de uma forma que concentram as ondas em uma faixa angular (VISSER, 2005).

2.2.2 Polarização de antenas

Existem diferentes tipos de antenas para cada tipo de aplicação. É necessário analisar o desenho do diagrama, avaliando as regiões de máximas e mínimas potências. A polarização da antena pode ser linear, elíptica ou circular. Uma onda harmonicamente variante no tempo é linearmente polarizada em um ponto no espaço se o vetor de campo elétrico, ou campo magnético for, neste ponto, sempre orientado na mesma linha reta em qualquer instante de tempo. Já uma onda elipticamente polarizada se a extremidade do vetor de campo elétrico ou campo magnético traçar uma elipse no espaço, em função do tempo. A onda será elipticamente polarizada à direita (ou no sentido horário) se a rotação do vetor de campo for no sentido horário; será elipticamente polarizada à esquerda (ou no sentido anti-horário) se a rotação do vetor de campo for no sentido anti-horário. Uma onda é circularmente polarizada em um dado ponto no espaço se o vetor de campo elétrico (ou campo magnético) neste ponto traçar um círculo em função do tempo. (BALANIS, 2016).

Em transmissões de sinais de TV, a transmissão é comumente em polarização horizontal, porque o campo elétrico segue a direção da corrente que acontece em dipolos (ou polos) em um plano paralelo ao solo. A figura 3, ilustra os sinais na transmissão vertical ou horizontal.

A partir dessas características das antenas, se propõe neste trabalho realizar campanha de medições em diferentes configurações de polarização linear das antenas Tx e Rx, tanto para igual polarização (co-polarizadas) e em polarização cruzada (cross-polarizadas). Na Figura 4 (onde Fig.a1 representa V-V e Fig.a2 representa H-H) ilustram a combinações co-polarizadas. Já na Figura 5 (onde Fig.b1 define V-H e Fig.b2 define H-V) ilustram a polarização cruzada.

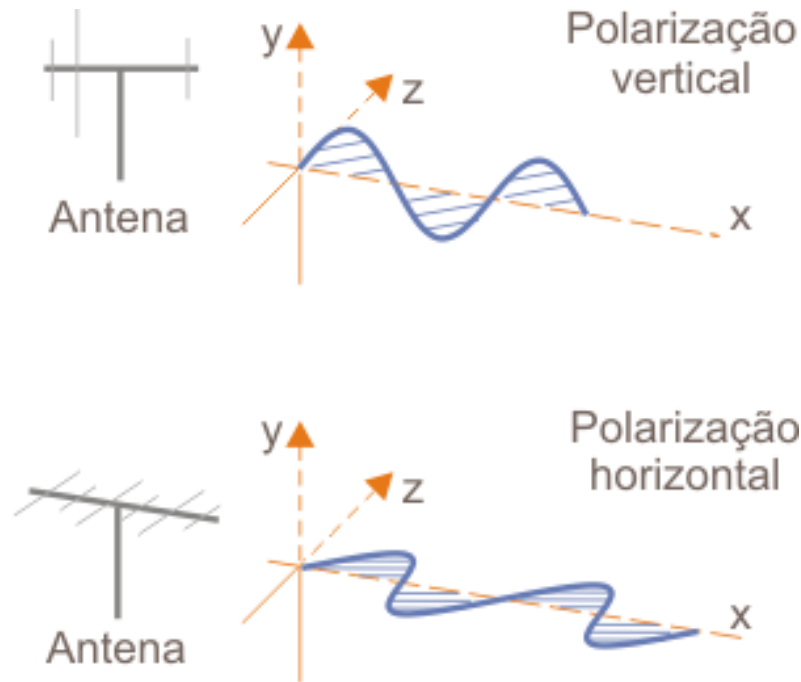


Figura 3 – Polarização da transmissão e recepção em co-polarização

Fonte: Adaptado de (BRAGA, 2017)

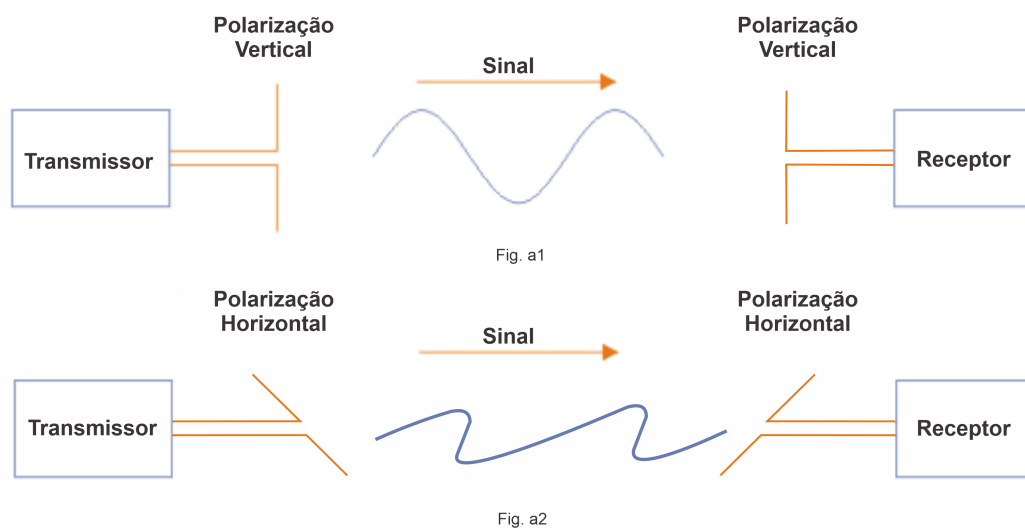


Figura 4 – Polarização da transmissão e recepção em co-polarização.

Fonte: Adaptado de (BRAGA, 2017).

2.3 Modelos de Propagação em Larga Escala

Um modelo de propagação é determinado por expressões matemáticas, diagramas e algoritmos usados para representar as características de um sistema de rádio de acordo com o ambiente. Para prever a potência recebida do sinal entre o transmissor e o receptor sem obstruções (LOS) é utilizado o modelo de propagação no espaço livre. Este prediz a

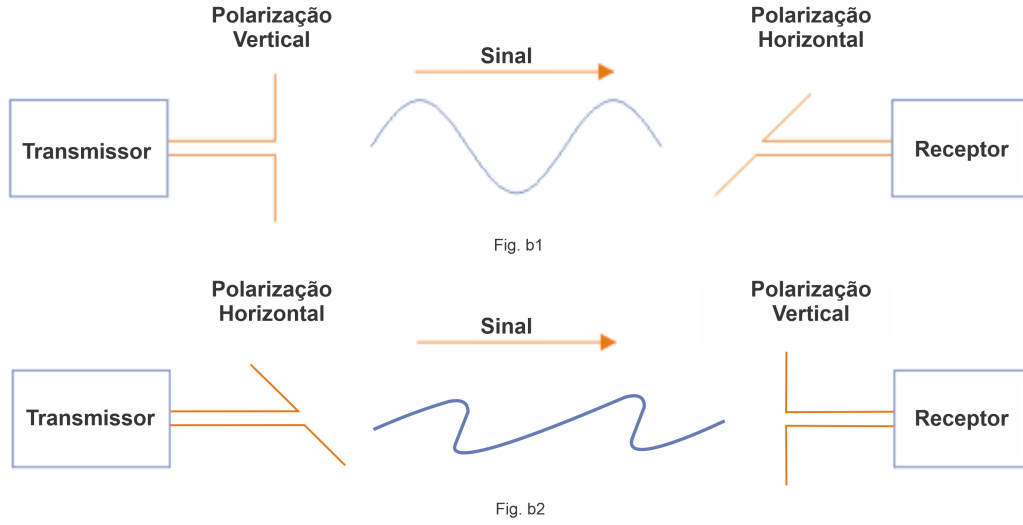


Figura 5 – Polarização da transmissão e recepção em polarização cruzada.

Fonte: Adaptado de (BRAGA, 2017).

potência recebida em função da distância entre o transmissor e o receptor. Para determinar a potência recebida é utilizada a fórmula de Friss definida pela Equação (2.1) (BALANIS, 2016).

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L}, \quad (2.1)$$

onde P_r é a potência recebida estimada em função da distância entre o transmissor e receptor, P_t é a potência de transmissão, G_t ganho da antena de transmissão, G_r ganho da antena de recepção, d é a distância entre o transmissor e receptor, L fator de perda do sistema não relacionado a propagação ($L \geq 1$), e λ é o comprimento de onda em metros. Os ganhos das antenas são medidos com respeito a antenas isotrópicas (em unidades lineares e não em decibéis), com o comprimento de onda e a distância nas mesmas unidades.

O modelo de perda definido em dB entre a diferença da potência efetivamente transmitida e a potência recebida podendo ser considerado ou não os ganhos das antenas. A potência efetivamente irradiada e o modelo de perda de propagação com os ganhos em dB são definidos por Equação (2.2) e Equação (2.3) respectivamente.

$$EIRP[W] = \frac{P_t G_t}{L} \quad (2.2)$$

$$P_L(d)[dB] = 10 \log \frac{P_t}{P_r} = -10 \log \left[\frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \right] \quad (2.3)$$

A equação (2.4), pode ser descrita em dB dada por:

$$Pr(d)[dB] = 32,42 + 20\log(d_{km}) + 20\log(f_{MHz}) + G_{tx} + G_{Rx} - L \quad (2.4)$$

O modelo de Friis é válido apenas a distâncias superior ao campo distante referente a antena transmissora. A região de *Fraunhofer* R de uma antena transmissora é definido por uma região além da zona de Fresnel (BALANIS, 2016) Onde R é definida pela Equação (2.5), D é a dimensão física da antena e λ é comprimento de onda.

$$R = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.5)$$

A potência recebida pode ser calculada para qualquer $d > d_0$, para $P_r(d_0)$ é utilizado o campo distante como referência para definir o d_0 , logo $d_0 \geq d_{ref}$. A distância referência (d_0) é definida com o menor valor de medição em campo distante. $P_r(d_0)$ é definido pela Equação(2.6) através da Equação (2.1).

$$P_r(d) = P_r(d_0)\left(\frac{d_0}{d}\right)^2, d \geq d_0 \geq d_f \quad (2.6)$$

Alguns modelos empíricos são capazes de prever efeitos quanto a perda de potência de um sinal propagado com o intuito de analisar o comportamento dos sinais, aplicando os modelos matemáticos.

2.3.1 Modelo Close-In (CI)

O modelo comum de perda de percurso *Close-In Free Space* (CI) dado pela Equação (2.7) descreve a atenuação do sinal por meio de um único parâmetro, chamado como *Path Loss Expoente* (PLE) ou n , que tem relação com ambiente. A Equação (2.8) define o parâmetro de perda inicial ou perda no espaço livre (*Free Space Path Loss- FSPL*), dependente do comprimento de onda (λ), a uma distância d_0 de 1 metro entre o transmissor e receptor. O FSPL é uma constante. O modelo CI é encontrado por regressão linear do PLE a partir da aplicação do *Minimum Mean Square Error* (MMSE) que se ajusta aos dados medidos com o menor erro usando um ponto de ancoragem físico. Este ponto expressa a potência transmitida da antena Tx no espaço livre em uma distância inicial d_0 (RAPPAPORT et al., 2015) (HANEDA et al., 2016).

$$PL^{CI}(f, d)[dB] = FSPL(f, d_0) + 10n_{(V-V)}\log_{10}(d/d_0) + X_\sigma^{CI} \quad (2.7)$$

onde $d \geq d_0$; quando $d_0 = 1m$.

$$FSPL(f, d_0) = 10\log_{10}(4\pi d_0/\lambda)^2 \quad (2.8)$$

O FSPL define o valor da perda inicial que depende do comprimento de onda λ e da distância de referência d_0 . O termo $X_\sigma CI$ de (2.6) é uma variável gaussiana aleatória com o valor médio de zero e do desvio padrão σ dado em dB. Os valores do fator PLE são diferentes de acordo com o ambiente e configuração da polarização (MACCARTNEY et al., 2015). Dessa forma a metodologia CI da equação Equação (2.7) é aplicada para a co-polarização H-H, onde o seu fator de PLE (n_{H-H}) é o fator de perda de caminho em TX-Horiontal-RX-Horizontal (BATALHA et al., 2019). Assim encontra-se a perda de percurso para a extensão do modelo CI em polarização H-H ou PL^{CIHH} , é definida na Equação (2.9):

$$PL^{CIHH}(f, d)[dB] = FSPL(f, d_0) + 10n_{(H-H)}\log_{10}(d/d_0) + X_\sigma^{CI} \quad (2.9)$$

onde $d \geq d_0$; quando $d_0 = 1m$.

O modelo CI pode ser usado para estimar a perda de trajetória em medições com diferentes configurações na polarização das antenas como em co e cross-polarizadas.

2.3.2 MODELO CIX

O modelo CI permite aplicação em algumas extensões, dentre elas estimar a perda de propagação das medições por polarização cruzada ou cross-polarizadas. Essa extensão utiliza um fator de perda por polarização cruzada, chamado *Cross Polarization Discrimination* (XPD), que possui característica semelhante ao fator de atenuação de pisos ou andares apresentados em (SKIDMORE; RAPPAPORT; ABBOTT, 1996), (SEIDEL; RAPPAPORT, 1991). O uso de antenas despolarizadas leva a mudança no *slope*, embora o XPD esteja relacionado apenas a uma constante de deslocamento do modelo CI apresentando um erro referente ao *slope*.

As extensões do modelo CI direcionadas a antenas despolarizadas, os valores de XPD e PLE foram determinadas via MMSE, estes relacionados com os fenômenos de propagação referentes com os dados medidos. Os modelos CIX propostos para análise são representados pelas Equações (2.11) e (2.10).

$$PL^{CIXVH}(f, d)[dB] = FSPL(f, d_0) + 10n_{(V-H)}\log_{10}(d/d_0) + XPD[dB] + X_\sigma^{CIX} \quad (2.10)$$

$$PL^{CIXHV}(f, d)[dB] = FSPL(f, d_0) + 10n_{(H-V)}\log_{10}(d/d_0) + XPD[dB] + X_\sigma^{CIX} \quad (2.11)$$

Onde o XPD é o fator de perda por despolarização voltado a constante de deslocamento e o n é o PLE voltado a inclinação da curva. Os valores de XPD e n em

cada equação (2.10) e (2.11) se diferenciam, toda via que são encontrados a partir dos dados coletados específicos na configuração da despolarização das antenas. A perda V-H ou PLVH é definida por (2.10) que representa a perda em TX-Vertical e RX-Horizontal, onde o PLE é o valor de n_{V-H} . A perda H-V ou PLHV definida em (2.11) que representa a perda em TX-Horizontal e RX-Vertical, onde o PLE é o valor de n_{H-V} .

Como descrito em (MACCARTNEY et al., 2015), o valor adequado para XPD é resolvido através do método de erro quadrático médio mínimo (MMSE) que se ajusta aos dados medidos da perda de propagação da polarização cruzada com o menor erro, ou seja, desvio padrão mínimo de desvanecimento de sombra (*minimum shadow fading (SF) standard deviation*). O SF é dado pela equação (2.12):

$$X_{\sigma}^{CIX} = A - nD - XPD \quad (2.12)$$

onde A representa $PL^{CIX}(f, d) - FSPL(f, d_0)$ e $D = 10\log_{10}(d/d_0)$. Segue que o desvio padrão da variável aleatória X_{σ}^{CIX} é:

$$\sigma^{CIX} = \sqrt{\sum X_{\sigma}^{CIX^2}/N} = \sqrt{\sum (A - nD - XPD)^2/N} \quad (2.13)$$

Onde N é o número de pontos dos dados da perda de propagação medidos. O termo $\sum X_{\sigma}^{CIX^2}$ deve ser minimizado para minimizar σ^{CIX} . Seja a derivada de $(A - nD - XPD)^2$ em relação a XPD ser zero, tal que:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \sum (A - nD - XPD)^2}{\partial XPD} &= \sum 2(XPD + nD - A) \\ &= 2(XPD \times N + n \sum D - \sum A) \\ &= 2(XPD \times N + \frac{\sum DA \sum D}{\sum D^2} - \sum A) \\ &= 0 \end{aligned} \quad (2.14)$$

Logo, da equação (2.14), temos:

$$XPD = \frac{\sum A}{N} - \frac{\sum DA \sum D}{N \sum D^2} \quad (2.15)$$

Portanto, o desvio padrão SF mínimo para o modelo CIX é dada pela equação :

$$\sigma_{min}^{CIX} = \sqrt{\sum (A - D \frac{\sum DA}{\sum D^2} - \frac{\sum A}{N} + \frac{\sum DA \sum D}{N \sum D^2})^2/N} \quad (2.16)$$

Uma vez que A e D podem ser considerados vetores de coluna, o XPD ótimo também pode ser expresso em forma de matriz definido na equação 2.17:

$$XPD = \frac{\sum A - (A^T(D^T D)^{-1} D) \sum D}{N} \quad (2.17)$$

2.3.3 Modelo Floating Intercept (FI)

O modelo FI é também um tipo de modelo de perda de propagação, que é aplicado nos padrões WINNER II e padrões 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*) (RAP-PAPORT et al., 2015), (AL-SAMMAN et al., 2016). Este modelo requer dois parâmetros e não considera um ponto de ancoragem fisicamente para a potência transmitida, e é representada pela Equação (2.18):

$$PL^{FI} = \alpha + 10\beta \log_{10}(d) + X_{\sigma}^{FI} \quad (2.18)$$

O α representa o valor inicial perda de caminho dos dados medidos em dB similar ao $FSPL$ e o coeficiente β é a inclinação da linha, parâmetro similar ao PLE que depende da distância. O sombreamento gaussiano com média zero é representado pela variável aleatória X_{σ}^{FI} em dB e que descreve as flutuações do sinal em larga escala sobre a perda média de propagação com a distância. Similar aos modelos CI e CIX, o melhor ajuste é feito através da solução para α e β para minimizar o desvio padrão σ . Essa minimização é feita através de MMSE. Este modelo é utilizado principalmente no padrão 3GPP para as faixas de frequências sub-6 GHz, pode ser usado com um desempenho adequado em bandas mmWave para sistemas 5G (RAP-PAPORT et al., 2017).

2.4 Síntese do Capítulo

Neste capítulo, apresentou-se a caracterização de uma antena e os parâmetros específicos como o diagrama de radiação e a polarização das antenas, utilizados para analisar o projeto de enlace na campanha de medições deste trabalho. Mostrou-se os modelos de propagação aplicados e propostos para analisar a perda em configurações diferentes no apontamento das antenas na transmissão e recepção. O modelo CI foi aplicado em igual polarização em V-V e H-H. As extensões do modelo CI, chamado de CIX, foram aplicados com polarização cruzada nas configurações em V-H e H-V.

3 Caracterização do Canal de Propagação em Banda Larga

3.1 Considerações Iniciais

Neste capítulo será discorrido sobre um canal banda larga e a caracterização do canal em pequena escala, além de como obter os seus parâmetros que são analisados neste trabalho.

3.2 Principais Características

Um canal de comunicação é definido geralmente como o caminho que conecta uma fonte a um destino permitindo a transmissão de informações entre eles. Um canal pode também descrever uma parte da frequência, tempo ou outro tipo de recurso do sistema utilizado para direcionar ou canalizar as informações, seja física ou virtualmente (GUIMARAES, 2009).

A propagação de um sinal em sua trajetória desde a transmissão até a recepção podem existir interferências dependendo dos obstáculos que o tipo de ambiente proporciona. O sinal espalhado pelos obstáculos criam efeitos diferentes que geram a reflexão, refração e difração do sinal enviado. Estes efeitos geram sinais de multipercursos e provocam o chamado desvanecimento seletivo ou *fading*. O *fading* está ligado diretamente com degradação do sinal e afeta a sua qualidade. Esta qualidade está relacionada de forma quantitativa com a degradação do sinal, ou seja, quanto maior a taxa do sinal se degrada durante a transmissão maior será a taxa de erro na recepção.

A caracterização do canal radiopropagação móvel é fundamental para otimização do sistema. Com isso, a caracterização é dividida em banda estreita e banda larga. A banda estreita analisa a variação espacial e temporal do sinal, realizando o reconhecimento da variação do sinal em rápida ou lenta, com embasamento de suas respectivas distribuições estatísticas. Já para a sondagem em banda larga são analisados os parâmetros como o espalhamento de retardo e Doppler, tempo e banda de coerência (PARSONS, 2001).

3.3 Caracterização Banda Larga

De forma geral o cenário de radiopropagação móvel tem grande influencia no desempenho do sistema de comunicação. O ambiente proporciona múltiplos caminhos dos sinais que chegam com atrasos, defasagem ou atenuações e estes constituídos de uma gama de cópias do sinal original transmitido. O sinal resultante é a superposição de contribuições individuais de cada percurso. De um modo geral, a caracterização de canais pode ser desenvolvida a partir de descrição geral de canais variantes no tempo. Caracterizar o canal rádio móvel é bastante complexo devido à não-estacionaridade porém, para pequenos intervalos de tempo ou curtas distâncias, poderemos tratar o canal como estacionário.

Segundo Parsons (PARSONS, 2001), o canal rádio móvel pode ser tratado, primeiramente, como um sistema linear determinístico variável no tempo, onde a função do sistema é dada pela resposta ao impulso. Em seguida, é tratado como um sistema que varia de forma aleatória com o tempo, onde as funções de transferência do sistema se comportam como processos aleatórios caracterizados por funções de correlação.

Em seguida, é apresentada a formulação geral de (BELLO, 1963), que desenvolveu uma relação simétrica entre as funções do sistema no domínio do tempo e da frequência empregando a transformadas de Fourier. A partir desse breve estudo de forma simplificada, pode-se obter os parâmetros analisados neste trabalho.

3.4 Caracterização de Canais Determinísticos

O canal de rádio pode ser visto como um elemento do sistema que transforma sinais de entrada em sinais de saída. A modelagem do canal rádio propagação móvel pode ser realizada por um filtro linear com resposta impulsiva que varia no tempo. Supondo que o filtro tenha características determinísticas variante no tempo, é possível relacionar a saída e a entrada do filtro no domínio do tempo e da frequência por funções determinísticas. Assim o canal rádio móvel pode ser tratado como um sistema linear deterministicamente variante no tempo onde o comportamento do sistema é dado pela resposta ao impulso (BELLO, 1963).

Dessa forma, a resposta impulsiva do canal, $h(t, \tau)$, onde τ é a variável que define o retardo e t a que define é o tempo físico do canal. O filtro é representando na Figura 6, que possui entrada dada pela Equação 3.1, onde $z(t)$ é a envoltória complexa do sinal e f_c a frequência de portadora (BELLO, 1963).

$$x(t) = \Re[z(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (3.1)$$

Sabendo que a resposta impulsiva é variante no tempo, a envoltória complexa da resposta impulsiva do filtro equivalente ao canal é dada por $h(t, \tau)$. Assim, a envoltória

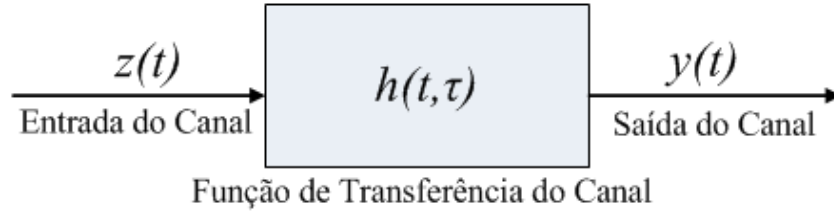


Figura 6 – Modelo de Canal Variante no Tempo

complexa da saída do filtro $y(t)$ é relacionada a envoltória complexa da entrada $z(t)$, através da convolução dada pela Equação 3.2 :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} z(t - \tau) \cdot h(t, \tau) d\tau \quad (3.2)$$

A equação 3.2 pode ser também obtida em termos do espectro de entrada do filtro equivalente do canal:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} Z(f) \cdot T(f, t) e^{j2\pi f t} df \quad (3.3)$$

A equação 3.2 fornece a representação física do canal como uma contribuição contínua de espalhadores estacionários, onde cada espalhador elementar acrescenta uma parcela $h(t, \tau) d\tau$ e fornece retardos na faixa $(\tau, \tau + d\tau)$.

De acordo com (BELLO, 1963), os canais lineares variantes no tempo podem ser caracterizados numa forma simétrica com variáveis tanto no domínio do tempo como no domínio da frequência.

No domínio da frequência, o canal é caracterizado pela função $H(f, v)$, dada pela Equação 3.4, que é a função dual da resposta impulsiva do canal variante no tempo $h(t, \tau)$.

$$Y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} Z(f - v) H(f - v, v) dv \quad (3.4)$$

Seguindo (BELLO, 1963), caracterização do canal é possível por meio da função de transferência variante no tempo $T(f, t)$. Esta mesma função é a transformada de Fourier da função de resposta ao impulso $h(t, \tau)$, e ao mesmo tempo da transformada inversa de Fourier da função de desvio Doppler $H(f, v)$:

$$T(f, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f, v) e^{j2\pi v t} dv \quad (3.5)$$

As funções de resposta ao impulso e desvio Doppler, representam a resposta do canal tanto no domínio do retardo como no do desvio Doppler. A função que expressa de

forma única estas duas características é a função denominada função de retardo Doppler $S(\tau, v)$, que é dada pela seguinte expressão:

$$S(\tau, v) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f\tau} dt \quad (3.6)$$

Logo as funções propostas por Bello podem ser relacionadas conforme a Figura 7.

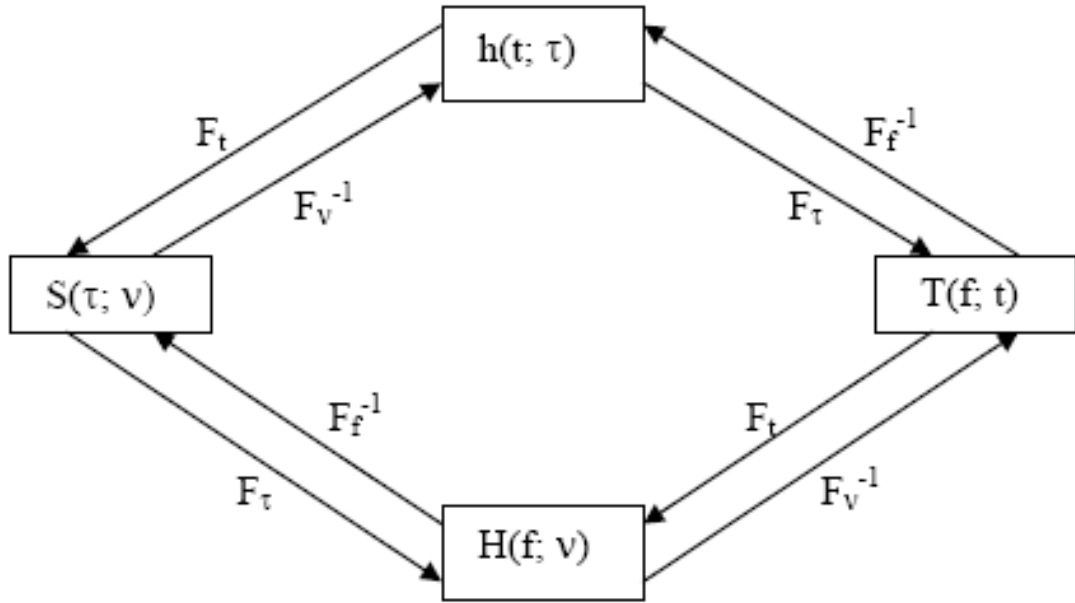


Figura 7 – Relações entre Funções de Caracterização de Canal

Fonte: (SILVA, 2013)

As funções de sistema descritas anteriormente tratam o canal banda larga de forma determinística. Um ambiente urbano real possui um nível de complexidade que requer um tratamento estatístico, onde as funções se comportam como processos estocásticos. Neste caso, a caracterização completa do canal requer a obtenção das funções densidade de probabilidade conjunta das variáveis envolvidas. Neste trabalho, a caracterização de canal será obtida através da função de transferência variante no tempo $T(f, t)$ e a função $h(t, \tau)$. A função $h(t, \tau)$ é importante para a obtenção do perfil de potência e retardo, este sendo um parâmetro de pequena escala que será comentado posteriormente.

3.5 Canais Aleatórios Variantes no Tempo

Uma vez introduzidas as várias descrições de canal e o relacionamento entre elas, pode-se estender a análise para uma discussão de canais reais, que são aleatoriamente variantes no tempo, e as funções de sistema se tornam processos estocásticos. A fim de descrever a caracterização de tais canais exatamente, o conhecimento de funções de densidade de probabilidade multidimensional de todo o sistema de funções é requerido,

porém na prática é difícil de ser alcançado. Uma aproximação menos exata, mas mais realista é baseada numa caracterização estatística em termos das funções de correlação para vários sistemas de funções. Esta aproximação é atrativa, pois permite que a função de autocorrelação do canal de saída seja determinada (PARSONS, 2000). Parsons propõe uma forma prática e aceitável de tratar estatisticamente o canal aleatório variante no tempo a partir das funções de autocorrelação apresentadas anteriormente.

Uma maneira menos precisa, porém mais realizável é baseada na caracterização estatística em termos das funções de autocorrelação das funções do sistema. Nesta aproximação é possível obter as funções de autocorrelação na saída a partir do sinal de entrada conhecido. Esta saída do canal é um processo gaussiano, a descrição em termos da média e a função de autocorrelação é considerada estatisticamente completa (SALEH; VALENZUELA, 1987).

Na notação de envoltória complexa equivalente de um processo real limitado em faixa, define-se a função de autocorrelação da saída do canal como:

$$R_z(t, s) = E[z(t)z^*(s)] \quad (3.7)$$

Onde $E[.]$ representa o valor esperado e o asterisco indica o complexo conjugado.

Dessa forma, as funções de autocorrelação que representam o comportamento do canal rádio a partir das funções de sistema podem ser escritas como:

$$R_h(t, s; \tau, \varepsilon) = E[h(t, \tau)h^*(s, \varepsilon)] \quad (3.8)$$

$$R_H(f, m; t, s) = E[H(f, t)H^*(m, s)] \quad (3.9)$$

$$R_D(f, m; v, \mu) = E[H(f, v)H^*(m, \mu)] \quad (3.10)$$

$$R_S(\tau, \varepsilon; v, \mu) = E[S(\tau, v)h^*(\varepsilon, \mu)] \quad (3.11)$$

As variáveis τ e ξ são retardos associados aos instantes de tempo t e s , respectivamente. Já as variáveis v e u corresponde ao deslocamento Doppler associado às variáveis de frequência f e l , respectivamente.

Aplicando a propriedade da conjugação à função determinística $H(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau)e^{-j2\pi\tau f}d\tau$, sabe-se que $H^*(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h^*(t, \tau)e^{j2\pi\tau f}d\tau$. logo pode-se escrever que:

$$H(f, t).H^*(m, s) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau)e^{-j2\pi\tau f}d\tau \int_{-\infty}^{+\infty} h^*(s, \eta)e^{j2\pi\eta m}d\eta \quad (3.12)$$

$$H(f, t).H^*(m, s) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau)h^*(s, \eta)e^{-j2\pi(f\tau - m\eta)}d\tau d\eta \quad (3.13)$$

Inserindo o valor esperado em ambos os lados da equação 3.13, tem-se:

$$E[H(f, t).H^*(m, s)] = E\left[\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau)h^*(s, \eta)e^{-j2\pi(f\tau - m\eta)}d\tau d\eta\right] \quad (3.14)$$

$$E[H(f, t).H^*(m, s)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} E[h(t, \tau)h^*(s, \eta)]e^{-j2\pi(f\tau - m\eta)}d\tau d\eta \quad (3.15)$$

Substituindo-se as equações 3.8 e 3.9 na equação 3.13, chega-se a:

$$R_H(f, m; t, s) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(f, m; t, s)e^{-j2\pi(f\tau - m\eta)}d\tau d\eta \quad (3.16)$$

e, portanto,

$$R_H(f, m; t, s) = FF_{\tau, \eta}[R_h(f, m; t, s)] \quad (3.17)$$

onde FF representa a transformada dupla de Fourier e o sobescrito indica os domínios em que a transformada está sendo aplicada.

Enquanto as funções de sistema se relacionavam através das transformadas simples de Fourier, as funções de correlação das funções de sistema se relacionarão por meio de transformadas de Fourier duplas.

De forma semelhante, obtém-se:

$$R_D(f, m; v, \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_H(f, m; t, s)e^{-j2\pi(vt - \mu s)}dtds \quad (3.18)$$

e logo,

$$R_D(f, m; v, \mu) = FF_{t, s}[R_H(f, m; t, s)] \quad (3.19)$$

e ainda,

$$R_S(\tau, \eta; v, \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(t, s; \tau, \eta)e^{-j2\pi(vt - \mu s)}dtds \quad (3.20)$$

e logo,

$$R_S(\tau, \eta; v, \mu) = FF_{t, s}[R_h(t, s; \tau, \eta)] \quad (3.21)$$

Muitos canais físicos possuem estatísticas de desvanecimento tais que podem ser assumidos como estacionários em curtos períodos de tempo ou sobre curtas distâncias (PARSONS, 2001).

Embora estes canais não sejam necessariamente estacionários no sentido estrito, eles podem ser considerados estacionários no sentido amplo (*WSS – Wide Sense Stationary*). Os canais WSS são aqueles em que as suas funções de correlação são invariantes a uma translação no eixo do tempo e possuem média estatística constante (independente do intervalo de observação), ou seja, que $R(t_1, t_2) = R(t_1 - t_2)$. Utilizando esta propriedade considerando as variáveis de tempo $t - s = \varepsilon$ ou $s = t - \varepsilon$, pode-se reescrever as funções de correlação R_h e R_H como:

$$R_h(t, t - \varepsilon; \tau, \eta) = R_h(\varepsilon; \tau, \eta) \quad (3.22)$$

$$R_H(f, m; t, t - \varepsilon) = R_H(f, m; \varepsilon) \quad (3.23)$$

As equações 3.18 e 3.20 serão necessárias para aplicar a mesma propriedade nas funções de correlação R_s e R_D . A equação 3.8 será utilizada para efeito de demonstração:

$$R_S(\tau, \eta; v, \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(t, s; \tau, \eta) e^{-j2\pi(vt - \mu s)} dt ds \quad (3.24)$$

substituindo $s = t - \varepsilon$ na equação 3.24, tem-se:

$$R_S(\tau, \eta; v, \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(t, t - \varepsilon; \tau, \eta) e^{-j2\pi(vt - \mu(t - \varepsilon))} dt d\varepsilon \quad (3.25)$$

$$R_S(\tau, \eta; v, \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(t, t - \varepsilon; \tau, \eta) e^{-j2\pi(vt - \mu(t - \varepsilon))} dt d\varepsilon \quad (3.26)$$

$$R_S(\tau, \eta; v, \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\varepsilon; \tau, \eta) e^{-j2\pi vt} e^{-j2\pi \mu t} e^{-j2\pi \mu \varepsilon} dt d\varepsilon \quad (3.27)$$

$$R_S(\tau, \eta; v, \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-j2\pi(v - \mu)t} dt \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\varepsilon; \tau, \eta) e^{-j2\pi \mu \varepsilon} d\varepsilon \quad (3.28)$$

onde a primeira integral corresponde a um impulso unitário $\delta(v - \mu)$, que é diferente de zero apenas quando $v = \mu$. Portanto a equação 3.28 pode ser escrita como:

$$R_S(\tau, \eta; v, \mu) = \delta(v - \mu) \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\varepsilon; \tau, \eta) e^{-j2\pi \mu \varepsilon} d\varepsilon \quad (3.29)$$

em que a integral desta última equação representa a densidade espectral de potência no domínio v . Sendo assim, a equação 3.29 será reduzida a:

$$R_S(\tau, \eta; v, \mu) = \delta(v - \mu)P_s(\tau, \eta; v) \quad (3.30)$$

A mesma análise pode ser feita para R_D :

$$R_D(f, m; v, \mu) = \delta(v - \mu)P_s(f, m, ; v) \quad (3.31)$$

Em canais práticos, também é comum se considerar que os multipercursos possuem espalhamento descorrelacionado (US – Uncorrelated Scatering), ou seja, o sinal transmitido possui uma duração que permite que os espalhadores afastados uns dos outros possam ser considerados descorrelacionados, no se refere aos efeitos dos retardos provocados por eles. Dessa forma o ganho e deslocamento de fase de um retardo gerado por certo espalhador é descorrelacionado do ganho e atraso de outro retardo gerado por outro espalhador(OLIVEIRA, 2019).

Efetuada uma análise semelhante ao que foi desenvolvido anteriormente na determinação das equações 3.22 e 3.23 e definindo a variável de frequência $\Omega = f - m$, chega-se aos seguintes resultados:

$$R_h(t, s; \tau, \eta) = \delta(\eta - \tau)P_h(t, s; \tau) \quad (3.32)$$

$$R_s(\tau, \eta; v, \mu) = \delta(\eta - \tau)P_S(\tau, v; \mu) \quad (3.33)$$

onde

$$P_h(t, s; \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\Omega; t, s) e^{-j2\pi\tau\Omega} d\Omega \quad (3.34)$$

e

$$P_h(\tau, v; \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_D(\Omega; v, \mu) e^{-j2\pi\tau\Omega} d\Omega \quad (3.35)$$

que são, respectivamente as densidades de potência de retardo e de retardo Doppler.

Pela combinação do WSS e US, tem-se o canal WSSUS. Com isso, Bello (BELLO, 1963) demonstrou que, nos canais WSSUS, as funções de autocorrelação podem ser simplificadas e mostradas como:

$$R_h(t, t + \varepsilon; \tau, \eta) = \delta(\eta - \tau)P_h(\varepsilon; \tau) \quad (3.36)$$

$$R_H(f, f + \Omega; t, t + \varepsilon) = R_H(\Omega; \varepsilon) \quad (3.37)$$

$$R_D(f, f + \Omega; v, \mu) = \delta(v - \tau) P_D(\Omega; v) \quad (3.38)$$

$$R_S(\tau, \eta; v, \mu) = \delta(\eta - \tau) \delta(v - \mu) P_S(\tau; v) \quad (3.39)$$

De acordo com o que foi discorrido neste capítulo, tem-se às seguintes conclusões:

- As funções de interesse para a determinação dos parâmetros de dispersão temporal do canal são as que derivam da função espalhamento de retardo $h(t, \tau)$;
- Em termos estatísticos, a envoltória complexa do sinal recebido pode ser determinada pela autocorrelação da resposta ao impulso do sistema linear e variante no tempo $h(t, \tau)$.

Ao realizar a autocorrelação da envoltória complexa da saída com canal $y(t)$ a partir da equação 3.2 tem-se:

$$R_y(t, s) = E \left[\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t - \tau) Z^*(s - \eta) h(t, \tau) h^*(s, \eta) d\tau d\eta \right] \quad (3.40)$$

$$R_y(t, s) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t - \tau) z^*(s - \eta) E[h(t, \tau) h^*(s, \eta)] d\tau d\eta \quad (3.41)$$

Utilizando a equação 3.7, tem-se:

$$R_y(t, s) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t - \tau) z^*(s - \eta) R_h(t, s; \tau, \eta) d\tau d\eta \quad (3.42)$$

- A autocorrelação da resposta ao impulso do sistema linear e variante no tempo, $R_h(t, s; \tau, \eta)$, considerando o canal WSSUS é igual a $(\eta - \tau) P_h(\varepsilon; \tau)$

$$R_y(t, t - \varepsilon) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t - \tau) z^*(t - \varepsilon - \eta) (\eta - \tau) P_h(\varepsilon; \tau) d\tau d\eta \quad (3.43)$$

- Num mesmo instante de observação ($\varepsilon = 0$), a densidade espectral cruzada de potência $P_h(\varepsilon; \tau)$ passa a ser igual a $P_h(\tau)$. Assim a equação 3.43 se torna:

$$R_y(t, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} |z(t - \tau)|^2 P_h(\tau) d\tau \quad (3.44)$$

Quando a entrada do sistema for um impulso em $t = \tau$, então $R_y(t, t)$ se tornará a:

$$R_y(\tau, \tau) = P_h \quad (3.45)$$

A equação 3.45 é denominada de perfil de potência de retardos, que se define quando a função de autocorrelação do sinal de saída canais WSSUS é descrita, estatisticamente pela distribuição temporal da potência recebida. Esta colaboração, apresentada por Parson (PARSONS, 2001), permite encontrar os parâmetros de dispersão de um canal real, linear, variante no tempo.

3.6 Parâmetros de Dispersão do Canal Rádio Móvel

A dispersão do sinal recebido após a propagação, no canal rádio móvel, tem como principal causa os multipercursos do sinal e a mobilidade do receptor. Por conta dos diversos espalhadores encontrados no ambiente entre a antena transmissora e o receptor móvel, réplicas atenuadas do sinal transmitido chegam ao móvel com diferentes retardos e fases, causando a dispersão do sinal no tempo, é caracterizada por parâmetros como retardo excedido médio (*mean excess delay*), espalhamento de retardo RMS (*Root mean square delay spread*) e espalhamento de retardo excedido (*excess delay spread*) são parâmetros do canal multipercurso que podem ser determinados por meio do perfil de potência de retardos (*Power Delay Profile*).

A figura mostra o perfil de potência de retardos, que representa o comportamento temporal em que as réplicas do sinal transmitido, resultantes do espalhamento sofrido ao longo do canal, chegam ao receptor. Ao percorrerem diferentes percursos devido à reflexão e difração nos obstáculos existentes entre a antena transmissora e receptora, as réplicas alcançam o receptor com atrasos distintos. O PDP do canal, $P_h(h, t)$, representa a energia recebida em cada componente de caminhos múltiplos no atraso domínio do tempo, seus valores são calculados por meio da Equação (3.46) (TAN; DENNO, 2003).

$$P_h(\tau, t) = \overline{|h(\tau, t)|^2} \quad (3.46)$$

onde $\overline{|h(\tau, t)|^2}$ é o modulo da resposta impulsiva. A obtenção de $h(\tau, t)$ que representa a resposta impulsiva do canal é encontrada pela transformada inversa de Fourier $H(f, t)$.

3.6.1 Retardo Excedido Médio (*Mean Excess Delay*):

Descreve o atraso de propagação médio das componentes em relação à primeira componente que chega ao receptor. Representa assim, o primeiro momento do perfil e retardos de potência sendo definido como:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=1}^{N-1} P_h(\tau_i) \tau_i}{\sum_{i=0}^{N-1} P(\tau_i)} \quad (3.47)$$

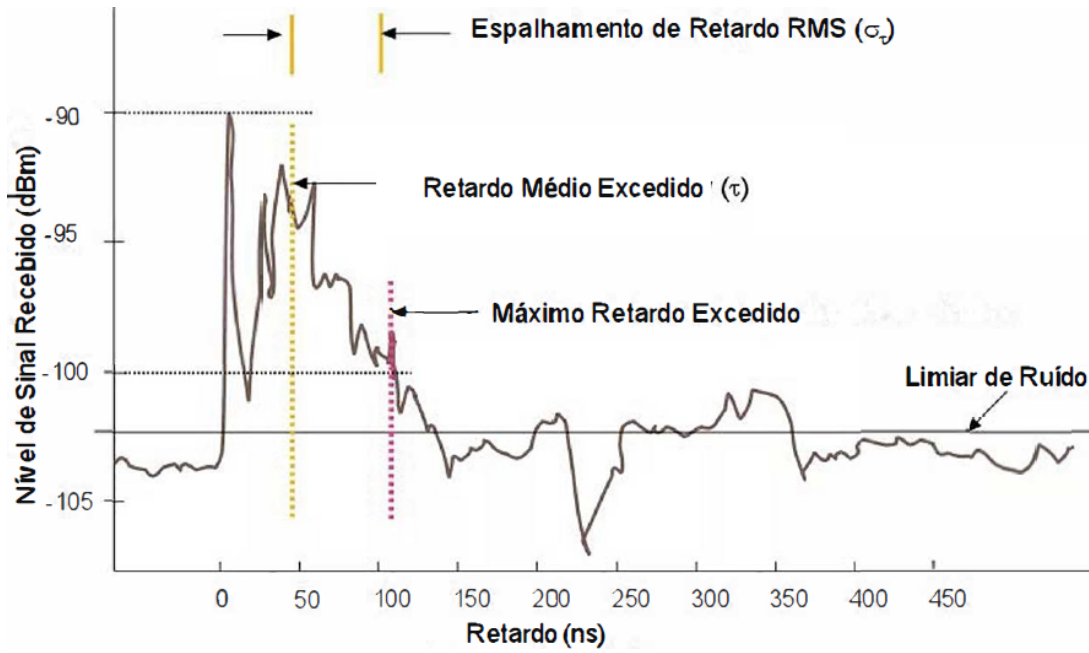


Figura 8 – Relações entre Funções de Caracterização de Canal

Fonte:(MARTINS, 2013)

Onde $P_h(\tau_i)$ é a potência (em valor linear) da componente i de multipercursos. E τ_i é o atraso de propagação da i -ésima onda (raio) em relação à incidência do primeiro sinal (raio).

3.6.2 Espalhamento do Retardo RMS (*RMS Delay Spread*):

Mede o espalhamento temporal do perfil de retardos em torno do retardo excedido médio (valores típicos são da ordem de microssegundos em canais móveis exteriores *out-door*- e da ordem de nanossegundos em canais móveis confinados- *indoor*) (RAPPAPORT, 1996). Em sistemas digitais, o espalhamento do retardo RMS provoca ISI (*Inter-Symbolic Interference*), limitando a taxa de símbolos máxima a ser utilizada no canal. O espalhamento do retardo RMS representa a raiz quadrada do segundo momento central do perfil de retardos de potência, sendo definido como:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\tau_i - \bar{\tau})^2 P_h(\tau_i) d\tau}{\sum_{i=0}^N P_h(\tau_i) d\tau}} \quad (3.48)$$

3.7 Banda de Coerência (*Coherence Bandwidth*):

A banda de coerência (B_c) é uma medida estatística da faixa de frequências na qual um canal atua de forma igual (uniforme) ou, ao menos, de forma muito próxima à igualdade, sobre todas as frequências de um sinal através dele transmitido. A forma de definição da banda de coerência não é única, mas é comumente relacionada a parâmetros

de dispersão temporal do sinal[(RAPPAPORT, 1996)]. Pela transformação de Fourier dos perfis de potência de retardos, no domínio dos retardos, encontra-se à função de transferência variante no tempo, desta podemos encontrar a banda de coerência. A banda de coerência B_c , é uma relação derivada do espalhamento de retardo RMS. E também, é uma medida estatística de faixa de frequências sobre as quais o canal é considerado plano. De outra forma B_c é a faixa de frequências sobre as quais duas componentes de frequência têm forte correlação (RAPPAPORT, 2002).

Dado um instante de tempo para $\eta = 0$, a função de correlação de frequência é dada na forma:

$$R_T(\Omega) = \int_0^{+\infty} P_h(\eta = 0, \varepsilon) e^{-j2\pi\Omega\varepsilon} d\varepsilon \quad (3.49)$$

e na sua forma discreta:

$$R_T(\Omega) = \sum_{i=1}^N P_h(\varepsilon_i) e^{-j2\pi\Omega_i\varepsilon_i} \Delta\varepsilon \quad (3.50)$$

onde:

$$\varepsilon_i = i \cdot [1/\text{taxa de aquisição das amostras de retardo do perfil}], \quad i = 1, 2, \dots, N;$$

$\Omega_i = i/[(N-1) \cdot \varepsilon_i]$ onde Ω_i é o intervalo entre a primeira e a i -ésima amostra na frequência;

$\Delta\varepsilon$: é o intervalo entre as amostras de retardo do perfil, ou seja, resolução de retardos).

Como a B_c é o menor valor de Ω para o qual $RT(\Omega)$ seja igual a um coeficiente de correlação condizente, geralmente no valor de 0,9 (90%), a banda de coerência é dada, aproximadamente, segundo [(RAPPAPORT, 1996)], é:

$$B_c = \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (3.51)$$

onde σ_τ é o espalhamento de retardo RMS.

Se a definição é menos rígida, de forma que a banda de coerência seja definida para a faixa de frequências com correlação superior a 50% (0.5) apenas, a definição fica (RAPPAPORT, 1996):

$$B_c = \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (3.52)$$

As expressões mostradas anteriormente, são empíricas e pouco ocorrem na prática. Dessa forma, pode-se afirmar que existe uma relação inversa entre B_c e σ_τ , representada

na equação abaixo, (RAPPAPORT, 2002).

$$B_c = \frac{1}{K\sigma_\tau} \quad (3.53)$$

Neste trabalho, a banda de coerência foi analisada para coeficientes de correlação com valores acima de 0.9 (90%) e para 0.7 (70%), que serão discutidos posteriormente. A banda de coerência encontrada pode ser representada graficamente para as antenas co-polarizadas em V-V e H-H. Uma amostra foi retirada de cada rota de forma a descrever os resultados obtidos. A Figura 9 ilustra a banda de coerência 0,9 e 0,7 para a Rota 1 em co-polarização V-V da amostra 31.

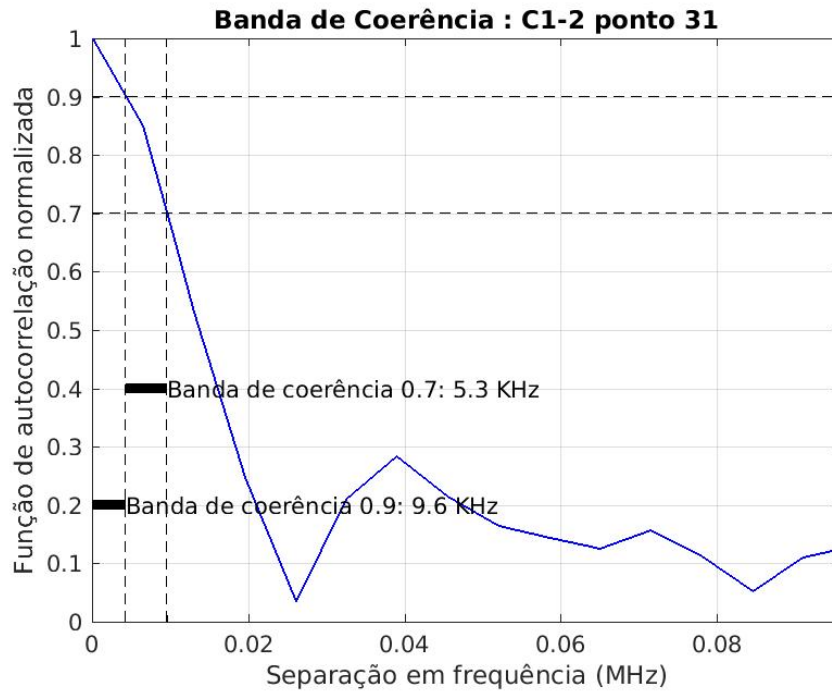


Figura 9 – Banda de Coerência da amostra 31 rota 1 V-V

Fonte: Autor

3.8 Síntese do Capítulo

Neste capítulo, foram apresentadas as principais características do canal banda larga e a caracterização do canal radiopropagação. Os principais parâmetros de dispersão do canal foram descritas e como encontra-los de forma matemática.

4 Técnicas de Sondagem de Canal Rádio Móvel

4.1 Considerações Iniciais

Neste capítulo, serão apresentadas as principais técnicas de sondagem que vêm sendo utilizadas para se caracterizar um canal em banda larga. Neste trabalho foi aplicado a técnica de multiportadoras OFDM utilizado em medições no domínio da frequência. Também é descrito a técnica de limpeza de perfil de retardo, chamada de CFAR, que é utilizada para selecionar multipercursos válidos.

4.2 Modulação OFDM

A modulação OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) realiza a sondagem de um canal banda larga no domínio da frequência. Utiliza a transmissão de portadoras simultâneas no canal inteiro, de forma que os efeitos do canal sejam capturados em várias frequências simultaneamente. Por suas características de robustez ao espalhamento de atraso por multipercurso e ruído impulsivo se tornou fundamental nos estudos e aplicabilidade em sistemas rádio móvel deste a terceira até a quinta geração (5G).

Na transmissão paralela os dados são enviados em sequências simultâneas, onde, em um determinado momento, ocorre a transmissão de um conjunto de símbolos. Quando é utilizada a modulação multiportadora com N subportadoras, o sinal de entrada é dividido, com uma taxa R bps e ocupando uma faixa de W Hz, em N subcanais, cada um com uma taxa R/N bps e ocupando uma faixa de W/N Hz. Cada subcanal é modulado com um símbolo diferente da sequência de entrada, durante um intervalo de símbolo, e então os N subcanais são multiplexados na frequência (ACOSTA-MARUM, 2007).

A sensibilidade à seletividade em frequência em decorrência dos efeitos multipercurso está diretamente relacionada com a redução na taxa de transmissão de cada subportadora, no qual implica no aumento da duração dos símbolos transmitidos.

Nos sistemas OFDM, é selecionado um espaçamento em frequência entre as subportadoras de forma que cada uma delas tenha seu máximo em pontos de cruzamento de zero do espectro das demais, evitando assim que uma subportadora interfira na outra como ilustrado na Figura 10.

Apesar de existir superposição espectral de subportadoras moduladas, a informa-

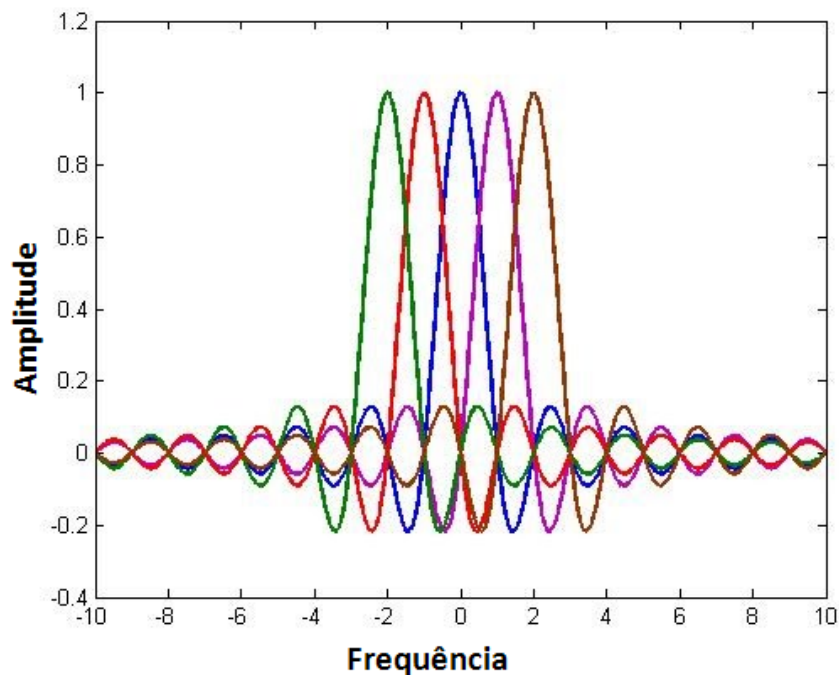


Figura 10 – Ortogonalidade do sinal OFDM no Domínio da Frequência.

Fonte: (COSTA, 2003)

ção transportada por cada uma delas pode ser isolada das demais através de um correlator (ou filtro casado) adequado. Admitindo sincronização de relógio, a saída deste correlator corresponde à projeção do sinal OFDM recebido sobre a subportadora a ele associada. Devido ao espaçamento de frequência empregado, é proporcionada a ortogonalidade entre as subportadoras. Para que ocorra ortogonalidade na recepção entre os subcanais, é necessário que as subportadoras estejam centradas nas respectivas frequências dos subcanais OFDM (COSTA, 2003).

No domínio do tempo, a característica de ortogonalidade entre subportadoras implica que duas subportadoras quaisquer diferem exatamente por um número inteiro de ciclos durante um intervalo de símbolo OFDM. Essa condição é mostrada na Figura 11 em seguida:

A utilização de canais de faixa mais estreita ao invés de um único canal de largura de faixa maior proporciona uma grande melhoria no que diz respeito à seletividade em frequência. Um provável desvanecimento seletivo em frequência apresentado por um canal de portadora única, pode ser revertido no desvanecimento plano ou quase plano apresentada pelas frações deste canal, quando a modulação OFDM é utilizada (COSTA, 2003).

A vantagem da modulação OFDM é o tratamento do espalhamento de retardo RMS do canal. A conversão série-paralelo dos valores de entrada aumenta a duração de cada símbolo transmitido por um fator N . Esse fator N , reduz a relação entre o espalha-

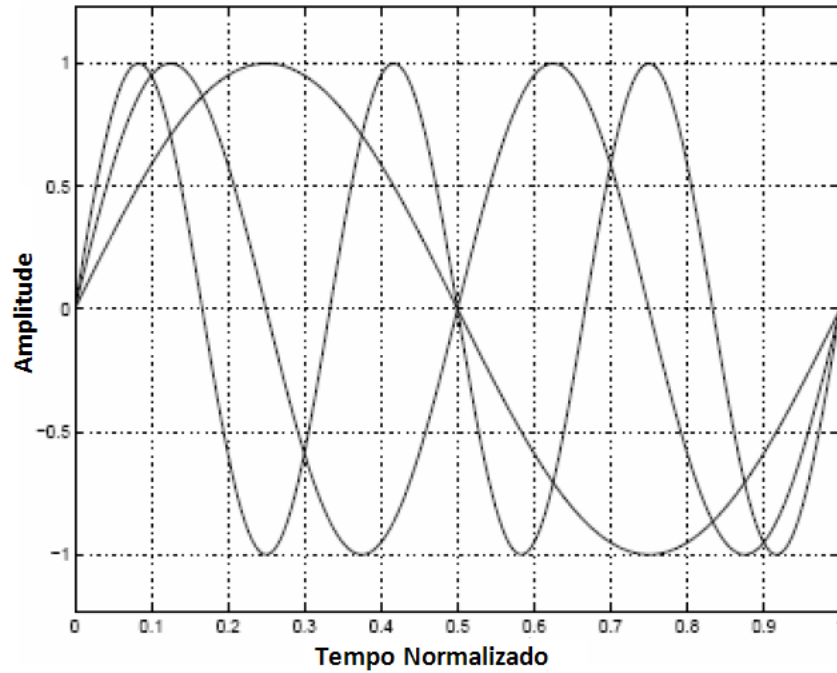


Figura 11 – Ortogonalidade do sinal OFDM no Domínio da Tempo.

Fonte: (COSTA, 2003)

mento de retardo RMS e tempo de cada símbolo.

Para permitir a eliminação da interferência intersimbólica, é introduzido um intervalo de guarda a cada símbolo OFDM. Com isso, o esse intervalo, é mensurado de maneira que as componentes multipercurso de um símbolo OFDM não interfiram na recepção do símbolo OFDM posterior.

Considerando-se que os respectivos valores de retardo sejam menores do que o intervalo de guarda pode-se garantir que réplicas retardadas do símbolo OFDM terão sempre um valor inteiro de ciclos dentro do intervalo de cálculo da FFT (*Fast Fourier Transform*). Como resultado, os sinais multipercurso com retardo menor que o intervalo de guarda não causarão ICI (*Inter-Carrier Interference*).

Neste trabalho, as medições foram realizadas na faixa de 3.5 GHz, com um sinal OFDM gerado e transmitido com largura de banda de 60 MHz. O objetivo deste, foi de capturar e depois analisar os perfis de retardos de potência do canal banda larga e seus multipercurso válidos no ambiente de *indoor* do saguão de aeroporto.

Para o entendimento da formação dos símbolos OFDM, serão descritos os parâmetros no domínio da frequência e no domínio do tempo que compõem o símbolo OFDM, visto na Figura 12.

Parâmetros

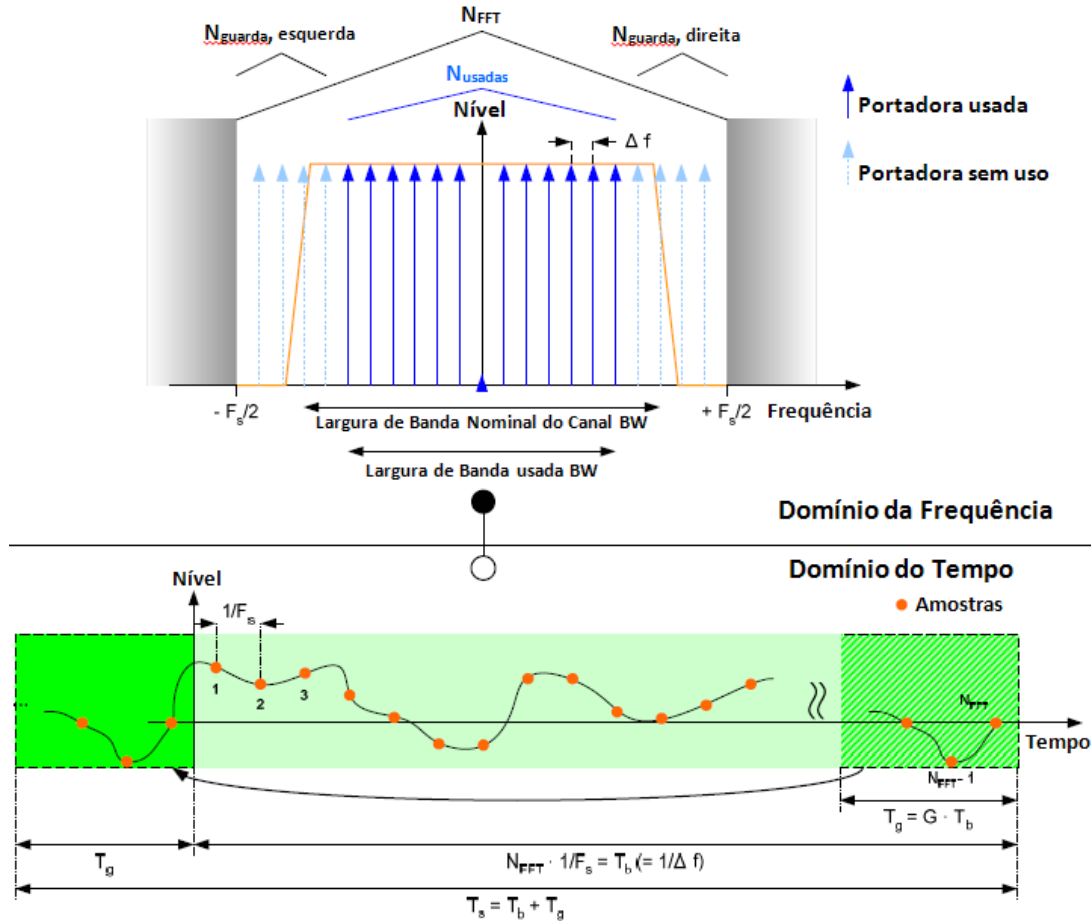


Figura 12 – Parâmetros do Sinal OFDM. a) Domínio do Tempo b) Domínio da Frequência

Fonte: (MARTINS, 2013)

- $(BW_N \text{ em } Hz)$ - Largura Nominal do Canal: Definida como a largura inteira do canal. Incluso os efeitos de filtro e banda de guarda;
- $(BW_U \text{ em } Hz)$ - Largura de Banda Usada: Faixa de frequências que representa o domínio da frequência o sinal OFDM transmitido. A largura de banda usada é definida por $BW_U = N_{usadas} \Delta f$;
- $(F_s \text{ em } Hz)$ -Frequência de Amostragem: Frequência utilizada pelo conversor Digital/Analógico do Gerador de Sinais;
- (n) -Fator de Amostragem: É definido pela razão entre a frequência de amostragem e a largura de banda do sinal transmitido, é normalmente maior que a unidade;
- (N_{FFT}) - Tamanho da FFT- Especifica o número de amostras do sinal OFDM todo, incluindo as subportadoras usada e as de guarda;
- $(\Delta f \text{ em } Hz)$ - Espaçamento entre subportadoras: É a razão entre a frequência de amostragem e o tamanho da FFT;

- (T_b em segundos)- Tempo de símbolo útil: É tempo de duração de informação livre da interferência entre símbolos, é também chamado de intervalo de ortogonalidade. $T_b = 1/\Delta f$;
- (G)-Relação de Período de Guarda e (T_g em segundos)-Tempo de Prefixo Cíclico: É uma fração do símbolo útil que é adicionado ao sinal OFDM com o objetivo de coletar a informação do multipercurso. O tempo absoluto de duração do período de guarda é chamado prefixo cíclico (CP);
- (T_s em segundos)-Tempo do Símbolo OFDM: Duração completa do símbolo OFDM.

$$T_s = T_b + T_g$$

4.3 Técnicas de Sondagem

Para que um canal rádio móvel seja caracterizado, é necessário que este seja excitado por um sinal conhecido que, após sofrer transformações ao passar por este canal, possa ser identificado na saída do sistema. Para este fim, há diversas técnicas de sondagem do canal, e estas podem ser realizadas basicamente, em banda estreita e banda larga, no domínio da frequência ou do tempo.

Neste trabalho a abordagem será a sondagem de canal em banda larga utilizando a técnica das multiportadoras.

4.3.1 Técnica de Sondagem em Banda Larga

As técnicas de sondagem em banda larga são, em geral, classificadas como técnicas no domínio do tempo e no domínio da frequência e a escolha de qual tipo de técnica de sondagem utilizar depende principalmente do tipo de ambiente onde os dados de propagação serão obtidos.

As medições em banda larga disponibilizam grande quantidade de dados permitindo tanto a obtenção da modelagem de perda de percurso, quanto a determinação dos parâmetros de dispersão do canal, tais como retardo médio, espalhamento de retardo RMS e banda de coerência que são necessários para caracterizá-lo, tanto em banda estreita como em banda larga, fornecendo informações relevantes aos projetistas dos sistemas de comunicações móveis.

A Tabela 2 faz um breve resumo das principais técnicas de sondagem em banda larga, e suas características.

Tabela 2 – Resumo dos Principais Técnicas de Sondagem Banda Larga.

Técnica	Sinal	Descrição
Sondagem por Pulsos Periódicos (Domínio do Tempo)	Transmissão de um Pulso de curta duração	Excita-se o canal com um pulso estreito, O sinal recebido é a convolução do pulso com a resposta impulsiva do canal.
Sondagem de Canal por Compressão de Pulsos (Domínio do Tempo)	Transmissão de uma sequência PN	Sondar o canal através do ruído, através da função autocorrelação do ruído branco. (Convolução com Filtro Casado; STDCC)
Varredura por Espaçamento na Frequência (Varredura de frequência escalonada-SFS) (Domínio da Frequência)	Transmissão faixa estreita, onde um Tom é transmitido	Através de um VNA (Vector Network Analyser) realiza-se uma sondagem do canal por meio de uma varredura no espectro. O VNA gera sinais de onda contínua, na porta 01, com diferentes frequências varrendo todo o espectro de interesse. Os sinais são recebidos na porta 02, estímulo em Amplitude e Fase para obter a resposta em frequência do Canal.
Varredura Linear na Frequência (Chirp Soando) (Domínio da Frequência)	Sinal FMCW (Frequency Modulated Continuous-Wave)	Realiza a sondagem do canal via varredura linear na frequência, mais rápida, possibilitando a obtenção dos dados em tempo real.
Técnica das Multiportadoras (Domínio da Frequência)	Transmissão de múltiplas portadoras	Faz o uso de um sinal com múltiplas portadoras simultâneas, o que permanecer Completa o tempo de sondagem. Os sinais multi-tons compostos por um conjunto de portadoras espaçadas na frequência, ou por portadoras adjacentes, uma exemplo do Sinal OFDM.

Fonte: Autor.

Neste trabalho, foi realizado uma campanha de medições para captura de dados que serão utilizados, para análise experimental, na caracterização do canal em 3,5 GHz em ambiente *indoor* de um saguão de aeroporto. A técnica de sondagem de canal utilizada para este experimento foi a técnica das Multiportadoras. Alguns trabalhos que também fazem uso dessa técnica, apresentando resultados de forma eficiente para sondagem do canal banda larga outdoor na faixa de 3,5 GHz (RON, 2009) e 5,8 GHz (MEZA, 2013), e para banda larga *indoor*, sendo portanto a inspiração para o desenvolvimento e utilização nesse trabalho.

4.3.1.1 Técnica das Multiportadoras

Os sistemas de modulação de portadora única (*single-carrier*), onde cada símbolo de dados é transmitido em sequência modulado numa única frequência, ocupando toda a largura de faixa do canal. Diferem dos sistemas de comunicação multiportadora que transmitem "n" símbolos sequenciais paralelamente de dados em "n" portadoras de largura bem estreita, separadas por uma banda de guarda, que somadas ocupam toda a largura de faixa do canal, como pode ser observado na Figura 13. Esse conceito de transmissão multiportadora foi proposto inicialmente por (CHANG, 1966).

Um sinal banda larga é se torna mais sensível aos efeitos do multipercurso devido à seletividade em frequência. Para contornar essas adversidades, com o objetivo de ter maior robustez aos efeitos do multipercurso é transmitir paralelamente várias portadoras em banda estreita. Uma descrição mais detalhada da técnica de multiportadora e o processo de geração e recepção do sinal OFDM pode ser encontrado em (OLIVEIRA, 2019). Assim esse conceito é utilizado para realizar a sondagem do canal rádio móvel.

A Figura 14 representa dos símbolos OFDM I e Q capturados. No eixo das abscisas são as amostras e o eixo das ordenadas os índices de correlação.

A figura15 corresponde a uma amostra da potência do retardo, ela exemplifica a

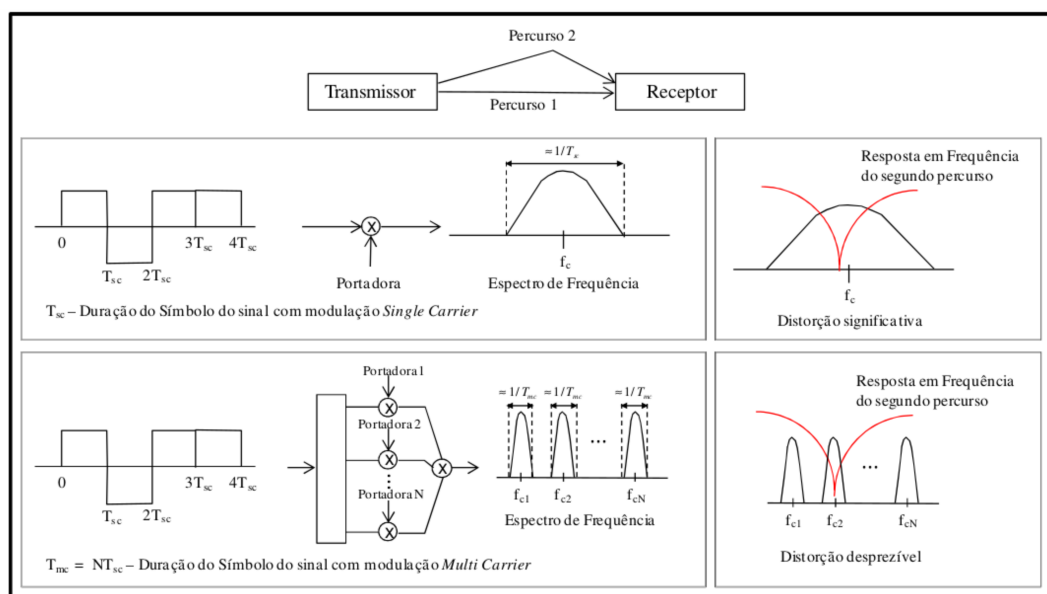


Figura 13 – Multipercursos em sinais modulados: a) Portadora única ; b) Multiportadora

Fonte: (COSTA, 2003)

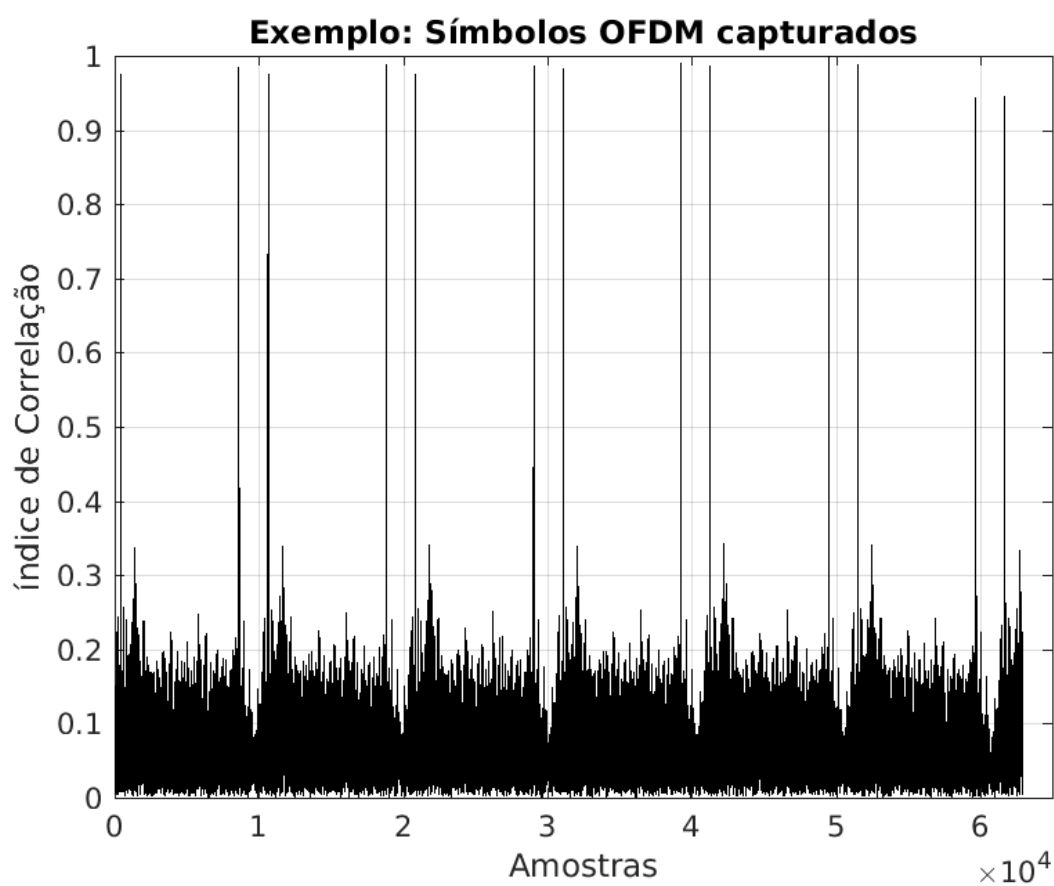


Figura 14 – Símbolo OFDM

Fonte: Autor

resposta impulsiva e a caracterização do canal.

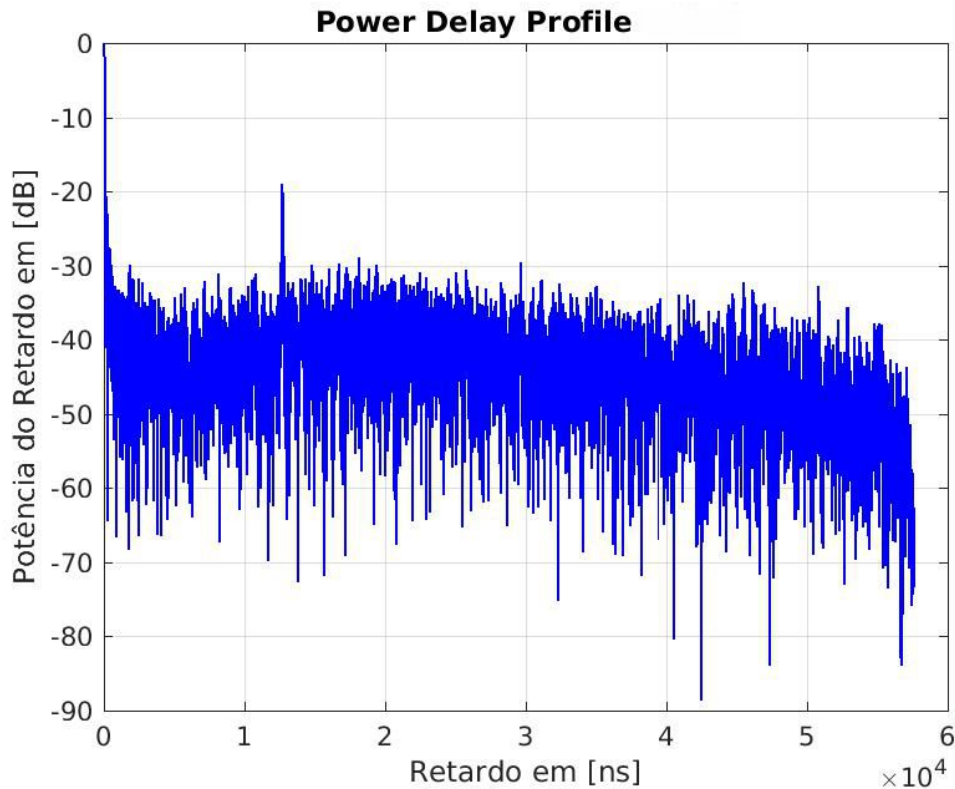


Figura 15 – Potência do Retardo em dB.

Fonte: Autor

Como a partir da técnica de multiportadora os dados capturados dos perfis de retardo sofrem alterações de ruído eletromagnético pelo fator ambiente, se faz necessário aplicabilidade da técnica de limpeza dos perfis de forma a diferenciar os componentes reais válidos dos espúrios. E neste trabalho foi utilizado a técnica conhecida como CFAR (do inglês *Constant False Alarm Rate*).

4.3.1.2 Técnica de Limpeza de Perfis de Retardos CFAR

A técnica CFAR foi, inicialmente, desenvolvida para aplicações em sistemas de radar com o objetivo de detectar o ruído e permitindo estimar as componentes de multipercursos ou ecos presentes no receptor, que é interpretado de forma equivocada, foi também aplicada por (SCHARF, 1991) na captação de ruído no perfil de potencia de retardos.

A técnica consiste em comparar no mínimo três perfis de retardo de potência no mesmo ponto medido. Além de definir um limiar de detecção de ruído, este como sendo a diferença entre valor máximo de potência e a mediana do perfil somado com o desvio padrão. Cada perfil de retardo possuirá um limiar que será utilizado na identificação das

componentes de multipercurso e dessa forma, as componentes consideradas válidas serão aquelas que satisfizeram, ao mesmo tempo, as seguintes condições:

- É definido um limiar de ruído. Em seguida avalia-se se os valores de retardo medido é maior que o limiar, e como também analisa-se os dois perfis adjacentes, anterior e posterior, do perfil de retardo analisado;
- Para que este perfil seja validado, ao menos um dos dados vizinhos devem satisfazer a condição anterior.

A Figura 16 representa um perfil de potência retardo puro capturado, indicando a região dos valores válido e o desvio padrão. A Figura 17 representa os perfis válidos após a aplicação da técnica CFAR.

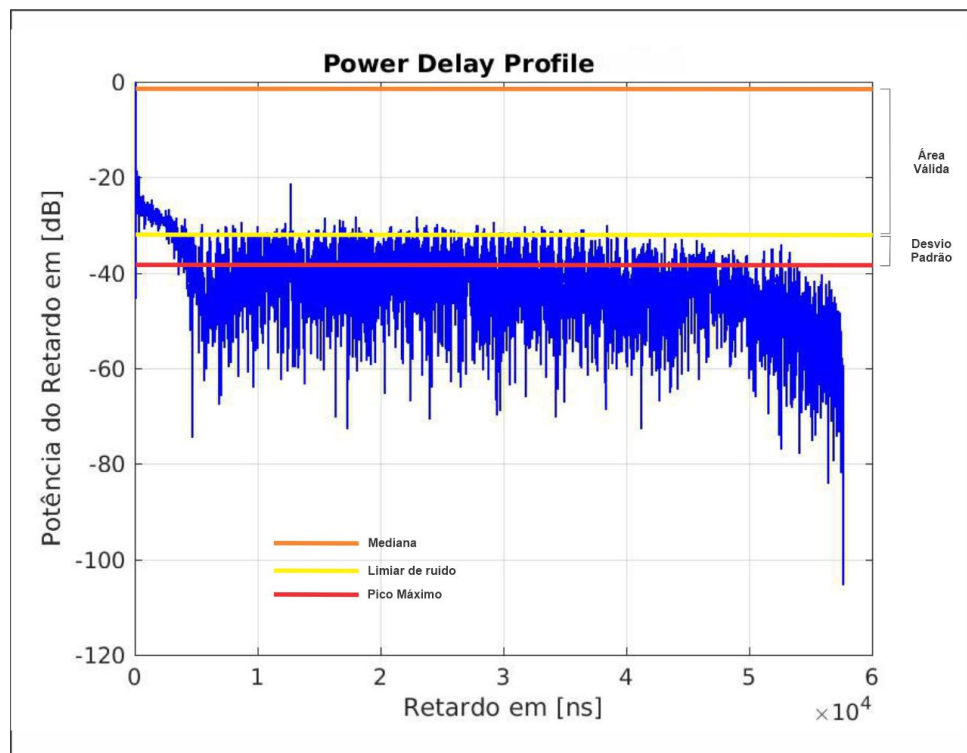


Figura 16 – Perfil de Retardo Medido

Fonte: Autor

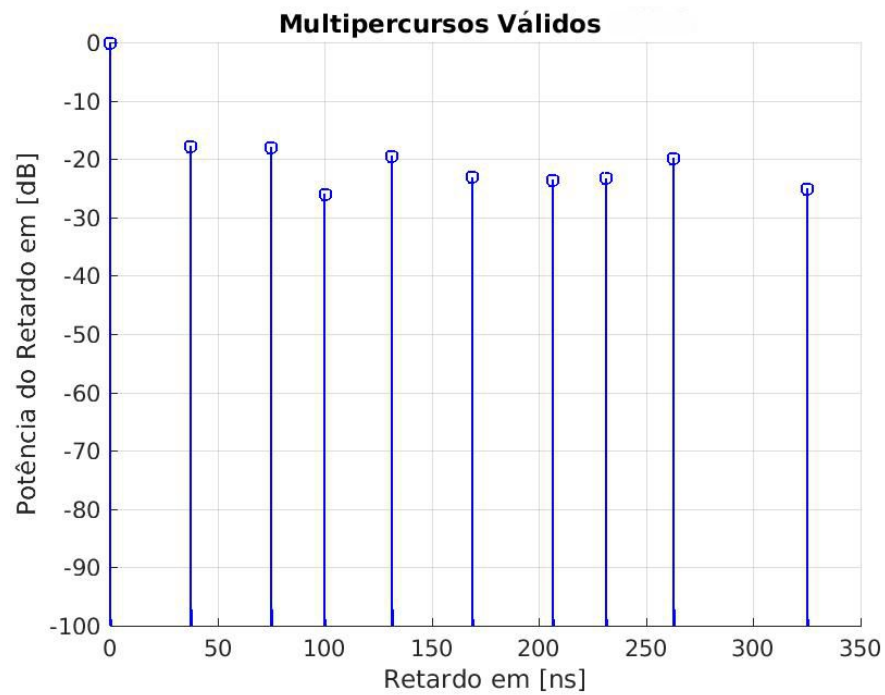


Figura 17 – Perfil de Retardo Válidos após CFAR

Fonte: Autor

4.4 Síntese do Capítulo

Neste capítulo, abordaram-se em resumo, as principais técnicas de sondagem de canal em banda larga, em foco a técnica das multiportadoras e como obter os perfis de retardo aplicando o método CFAR, utilizado neste trabalho. Como também a descrição da modulação OFDM no domínio do tempo e da frequência.

5 Setup e Campanha de Medições

5.1 Considerações iniciais

Com o intuito de analisar o sinal propagante para o espectro de 3,5 GHz, uma campanha de medições foi realizada em um ambiente interno de aeroporto. E os equipamentos para transmissão foram montados em uma base fixa no primeiro andar e para a recepção um carrinho móvel no térreo no saguão é movimentando em duas rotas pré-definidas. Neste capítulo são descritos o SETUP e a campanha de medição efetuadas.

5.2 SETUP

O Setup é a fase de organização e configurações dos equipamentos utilizados para campanha de medições. A figura 18 ilustra arquitetura dos sistemas de transmissão e recepção para sondagem de canal. Este esquema é descrito de forma detalhada em seguida.

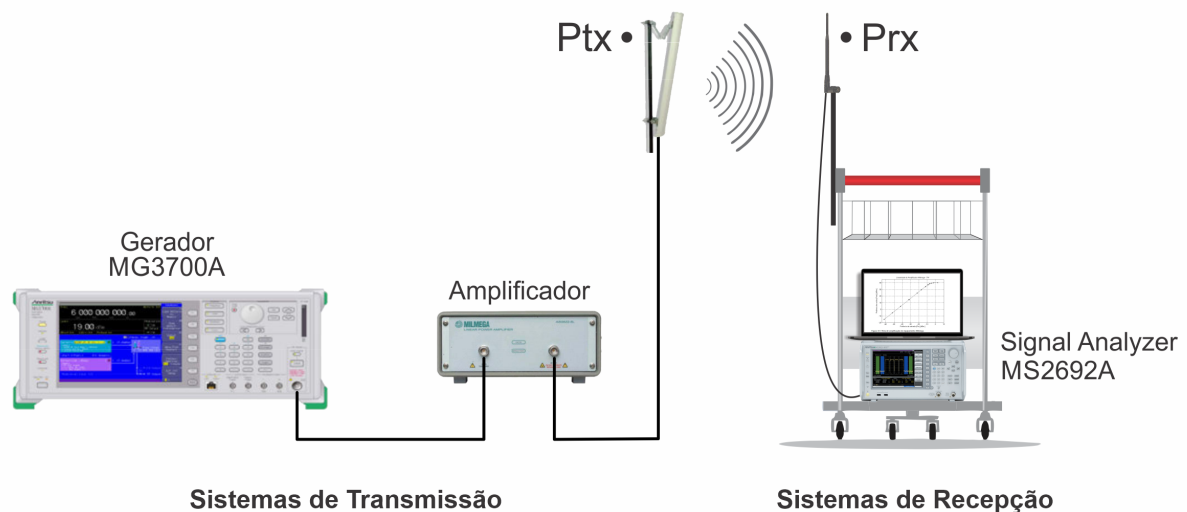


Figura 18 – Sistemas de Transmissão e Recepção.

Fonte: Autor

Tabela 3 – Parâmetros de Transmissão.

Parâmetro	Valor Setado
Potência do Gerador de Sinais	$P_{tx} = -11$ dBm
Frequência de operação	$f = 3500$ MHz
Amplificador de Potência	$G_{amp} = 46$ dB
Antena Tx	$G_{Tx} = 16$ dBi; Altura: 7,08 m
Cabos RF	cabo 1: 1,30 m - perda: -1 dB cabo 2: 1,30 m - perda: -1 dB
EiRP Calculada $P_{Tx} + G_{amp} + G_{Tx}$	51 dBm

Fonte: Autor.

5.2.1 Transmissão

Para montagem da transmissão do sinal foram utilizados um gerador de sinais vetorial da fabricante *Anritsu* e modelo *MG3700A*. Este foi ligado a um amplificador de potência *MilMega* modelo *AS0204 – 7B* e uma antena tipo painel da *hyperlink* que opera na faixa de 3,4 a 3,7 GHz. Para a conexão entre o gerador e o amplificador, como também, entre o amplificador e a antena, utilizou um cabo radiofrequência (RF). E para a fonte de alimentação do sistema, usou-se um transformador de tensão 220V/110V.

O sistema de transmissão (Tx) foi colocado no primeiro andar do saguão do aeroporto. Este a uma altura de 7,09 metros em relação ao solo. Os equipamentos em Tx, são descritos a seguir:

- Gerador de Sinais Vetorial - Anritsu- MG3700A;
- Amplificador de Potência - MilMega- AS204-7B;
- Antena Tx tipo Pannel: Modelo Hyperlink- HG3517DP-090, 3,5 GHz - 16 dBi, 90° Dual Polarized Sector Panel Antenna e 120° Abertura horizontal / 8° de Abertura Vertical;
- Transformador 227V/127V - 5000VA FioLux;
- Cabos RF: cabo 1: 1,30 m /perda: - 2dB , cabo 2: 1,30 m/ perda: -3 dB.

A tabela 3 apresenta as especificações do sistema de transmissão.

Para que o sinal OFDM seja gerado é realizado um tratamento adicional que seja adequado ao gerador de sinais MG3700A. Primeiramente, as componentes de fase (I) e quadratura (Q) são obtidas via *software Matlab*. Posteriormente, é utilizado o *software IQ producer* da Anritsu para converter dos dados no formato *.txt* gerado pelo *MATLAB* para o formato *.wvi* aceito pelo gerador. Em seguida, o amplificador de potência com

Tabela 4 – Parâmetros do sinal OFDM.

Parâmetro	Valor
Largura do Canal [BW]	60 MHz
Tamanho da FTT [NFFT]	8192
Fator de Amostragem	1
Intervalo de Guarda [IG]	1/8
Prefixo Cíclico [CP] (tamanho_FFT*IG)	1024

Fonte: Autor.

máxima potência de saída de 7 Watts (W), ganho de 46 dB e no intervalo de frequências de operação de 2 GHz a 4 GHz realiza a amplificação do sinal gerado.

Os parâmetros importantes do sinal OFDM são a frequência de amostragem, o fator de amostragem, o número de pontos da Transformada de Fourier implementada com o algoritmo da FFT e o prefixo cíclico. Os valores desses parâmetros dos sinais OFDM utilizados são apresentados na tabela 4.

A potência de saída está de acordo com sua curva de linearidade, dado pela potência em sua entrada que é ilustrada pela Figura.19. Por fim, este sinal é somado ao ganho (G_{Tx}) da antena transmissora, resultando no valor da potência efetivamente irradiada (EiRP) de 51 dBm.

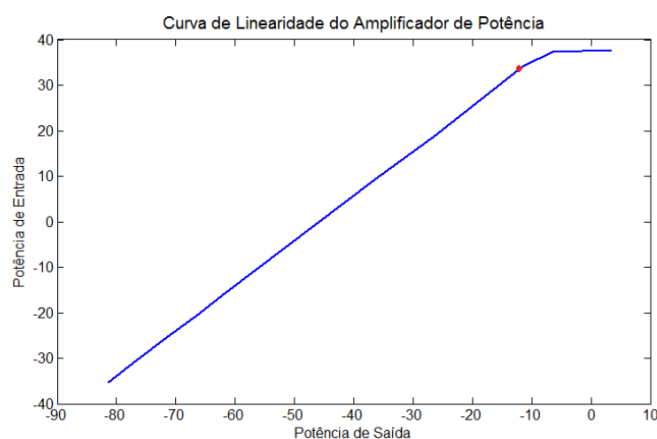


Figura 19 – Curva de linearidade do amplificador.

Fonte: o Autor

Conhecer o padrão de radiação de uma antena, ou entender este comportamento pode ser de extrema importância para um determinado projeto. A distribuição da energia eletromagnética de maneira ineficaz pode afetar o funcionamento ou rendimento do sistema. A figura 20 exibe a antena Tx e a figura 21 mostra os diagramas polares de irradiação da antena Tx nos planos azimutal e de elevação. Verifica-se que no plano vertical o feixe do lóbulo principal tende a ser direcional. E o plano horizontal tem um maior abrangência angular.



Figura 20 – Antena de transmissão 3,5 GHz.

Fonte: *datasheet*

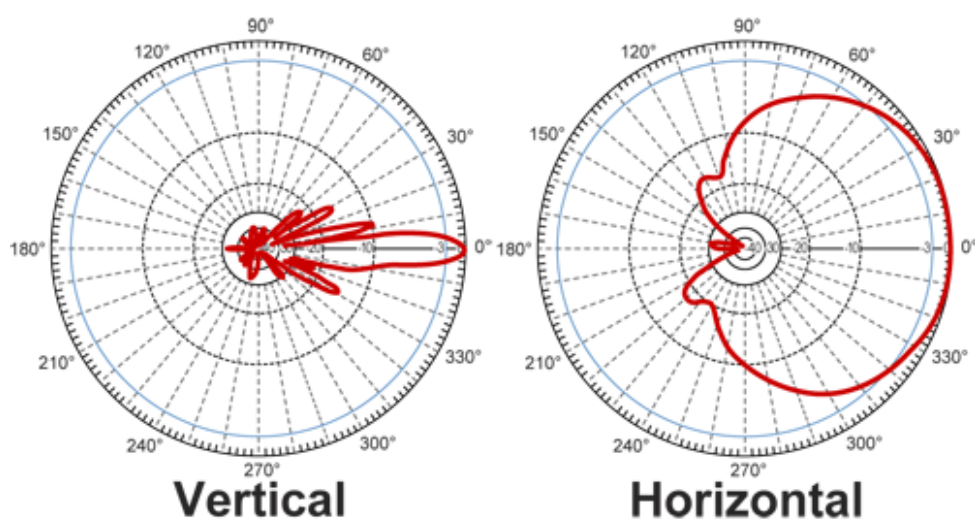


Figura 21 – Diagrama de Irradiação da Antena de Transmissão Plano Vertical e Horizontal.

Fonte: *datasheet*

5.2.2 Recepção

Para a montagem da sistema de recepção foi adaptado em um carrinho móvel típico de aeroporto. A figura 22 mostra o sistema Rx. Nele foram instalados os equipamentos para captura dos sinais.



Figura 22 – Sistema de Recepção em um carrinho de aeroporto.

Fonte: Autor

Os instrumentos em Rx, são detalhados a seguir:

- Analisador de Sinais - Anritsu- MS2692A;
- Antena Rx Ominidirecional: Modelo Hyperlink- HG3505RD-RSP, frequência de operação de 3,4 a 3,7 GHz, com ganho G_{Rx} de 5 dBi e abertura horizontal de 360°;
- Cabo RF: cabo 1: 1,50 m /perda: -3 dB;
- : Notebook Dell com processador icore 3.

A antena Rx ficou posicionada a uma altura de 1,78 metros. E nesta, foi conectada via cabo RF ao analisador de sinais, com a função de capturar dos dados brutos em I e Q, enviadas a um notebook via cabo rede, com o uso do *software Matlab*. O sinal que é captado pela antena Rx recebe um ganho (G_{Rx}) e as componentes I e Q são alocadas no notebook para análise.

Com o intuito de simular a velocidade de um pessoa andando, o carrinho foi movimentado a uma velocidade média de aproximadamente de $0,87 \text{ m/s}$.

A figura 23 ilustra a antena Rx omnidirecional e a figura 24 pode-se visualizar o diagrama de irradiação nos planos vertical e horizontal da antena Rx.



Figura 23 – Antena de Receptora Ominidirecional.

Fonte: *datasheet*

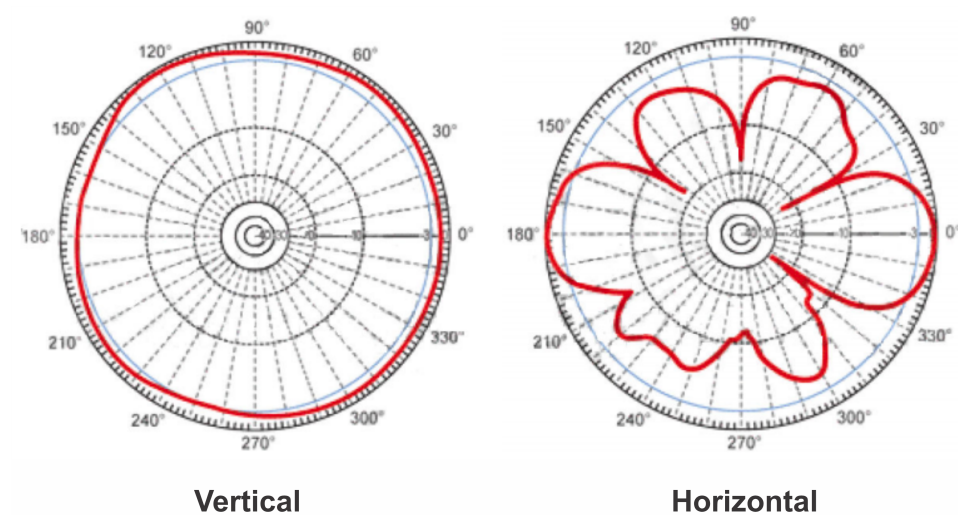


Figura 24 – Diagrama de Irradiação da Antena de Receptora Plano Vertical e Horizontal.

Fonte: *datasheet*

5.3 Metodologia

Realizado a etapa de configurações do Setup de transmissão e recepção, faz-se necessário definir como os dados serão mensurados.

Inicialmente, elegeu-se o cenário para a campanha de medições. A partir da análise do espaço do saguão no aeroporto, definiu-se dois corredores como rotas que caracterizam o ambiente com visada direta ou LOS.

A planta baixa do saguão, conforme a Figura 25, apresentada em destaque de cor amarela, dimensões de 25 metros de largura por 60 metros de comprimento, com área aproximada de 1.480 m^2 .

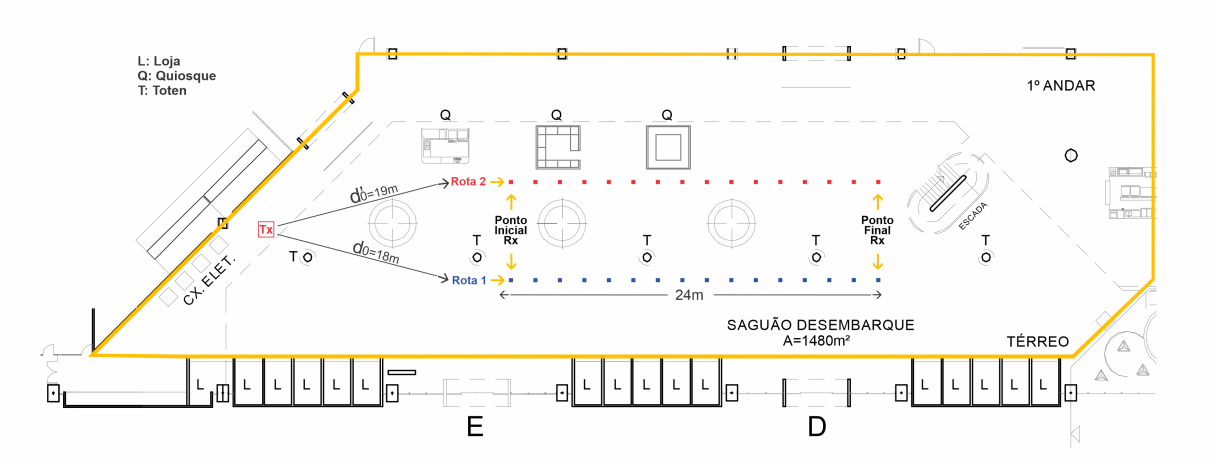


Figura 25 – Planta Baixa do Saguão de Desembarque.

Fonte: Autor

A figura 26 apresenta as características do cenário em estudo. A altura do solo ao teto varia de 8 a 12 metros devido ao teto ser inclinado. O espaço interno do saguão de desembarque é composto por quiosques, lojas, saída de ar no formato de um totem disposto pelo saguão. As paredes externas são compostas por colunas de concreto, vidros, teto de gesso, além do piso do primeiro pavimento ser composto por concreto e dutos de ventilação de aço.

A figura 27 indica as rotas que foram percorridas com o carrinho na captura dos sinais. Para coletar estes dados foram eleitas duas rotas distintas, paralelas e livres de obstáculos entre os pontos iniciais e finais. A rota 1 (R1) e rota 2 (R2) são apresentadas pelas linhas azul e vermelha, respectivamente. O comprimento das rotas são de 24 metros.

O processo de medições foi conduzido com o objetivo de variar o apontamento das antenas Tx e Rx com intuito de capturar dados conforme a orientação das antenas em co-polarizadas e polarização cruzada. As configurações das polarizações de Tx e Rx, respectivamente, foram da seguinte forma:



Figura 26 – Saguão de Desembarque do Aeroporto Val de Cans, Belém-PA.

Fonte: Autor

- Orientação em Co-polarização: Vertical-Vertical (V-V) e Horizontal-Horizontal (H-H);
- Orientação em Polarização Cruzada: Vertical-Horizontal (V-H) e Horizontal-Vertical (H-V).

O transmissor Tx foi posto no primeiro pavimento a uma altura de 7,09 metros. As distâncias entre Tx e os pontos iniciais das rotas R1 e R2 são indicados por d_0 e d'_0 , respectivamente. Estes pontos são indicados na figura 25.

A campanha de medições dividem-se em 4 tipos de análises para as diferentes polarizações, sendo duas medições para cada rota e para as configurações V-V, H-H, V-H e H-V.

Vale ressaltar que as medições foram realizadas de forma que não houvesse pessoas transitando pelo espaço dos corredores eleitos. De forma que as medições não fossem prejudicadas.



Figura 27 – Rotas Definidas para medições.

Fonte: Autor

5.4 Síntese do Capítulo

Neste Capítulo descreveu-se os equipamentos e as suas configurações para o Setup. Também abordou-se a metodologia da campanha de medições no ambiente *indoor* de um aeroporto.

6 Modelagem e Análise dos Resultados

6.1 Considerações iniciais

Este capítulo apresenta a metodologia utilizada na etapa de pós processamento a partir dos dados coletados durante a campanha de medições realizada no cenário *indoor* de aeroporto e os principais resultados que permitiram a sondagem do canal em 3,5 GHz e obtenção dos parâmetros escolhidos para análise deste trabalho.

6.2 Análise do Canal em 3,5 GHz

A sondagem de canal é feita por sinal OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), que consiste em transmitir um sinal banda larga com diversos canais faixa estreitas (GUIMARAES, 2009). Os perfis são obtidos após uso do método *Constante False Alarm Rate* (CFAR), que consiste na técnica de limpeza de perfis, que diferenciam componentes de multipercurso de componentes de ruído (TAN; DENNO, 2003).

A etapa de pós-processamento em um total de 64.000 dados brutos consistiu em determinar os sinais em fase (I) e quadratura (Q), referentes a cada subportadora do símbolo OFDM e gerar os dados para a análise da dispersão do sinal e determinação da banda de coerência do canal.

Para a primeira rota R1, foram medidos 35 pontos e 27 pontos para rota R2 em co-polarização (V-V). Para co-polarização (H-H), 31 pontos para R1 e 25 pontos para R2. Para a polarização cruzada (V-H), 28 pontos para R1 e 22 pontos para R2. Para o caso da polarização cruzada (H-V), R2 com 25 pontos, é apresentada.

6.2.1 Análise e Resultados dos Parâmetros de Dispersão do Canal em Pequena Escala

6.2.1.1 Perfil de Potência e Retardo (do inglês *Power Delay Profile* (PDP))

Primeiramente, é feita a análise dos PDP de forma a obter estes perfis aplicando a técnica de filtragem CFAR. Com o auxílio de um *script* feito em *matlab*, permite determinar as componentes de multipercurso válidas dado por τ . Assim permite-se encontrar os valores dos parâmetros utilizados neste trabalho para a caracterização do canal na frequência de 3,5 GHz.

Como descrito na Subsubseção 4.3.1.2 , a técnica CFAR consiste em determinar um limiar de nível de potência que seja considerado válido, este diferenciando do nível de ruído.

Os resultados dos perfis de potência e retardo são apresentados graficamente. Para esta análise, é apresentado para a antena em igual polarização na posição Vertical-Vertical (V-V).

A figura 28 representa as potências do retardo dado em dB, em V-V.

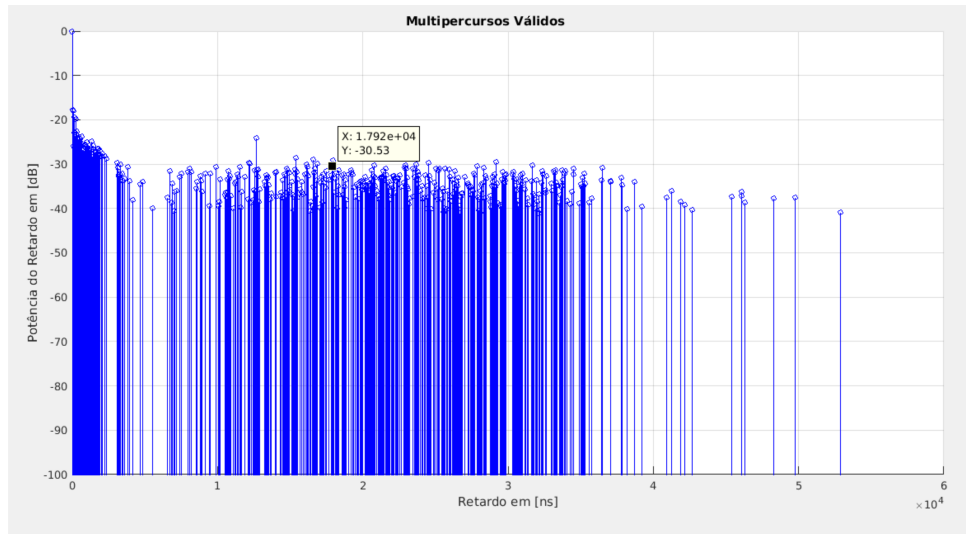


Figura 28 – Perfis de potência e retardos

Fonte: Autor

Procurando validar o comportamento dos perfis de retardo foi feita uma modelagem estatística do comportamento dos multipercursos computados nos perfis de retardos obtidos, em termos da quantidade de componentes que chegam ao receptor.

De acordo com (OLIVEIRA, 2019), a chegada de componentes de multipercursos se ajustam à distribuição de probabilidades de Poisson, em que a probabilidade de receber l componentes nos N primeiros intervalos de tempo é dada por:

$$P_N = \frac{\lambda^l}{l!} e^{-\lambda} \quad (6.1)$$

onde λ é a taxa média de chegada das componentes de multipercurso.

Nesta análise, foram verificadas as componentes válidas obtidas a partir da técnica CFAR. A figura 29 apresentam os resultados empíricos e com a distribuição de Poisson para o número médio de componentes de multipercurso que chegam ao receptor na rota R1, em V-V. Este valor médio corresponde a 8 componentes por perfil.

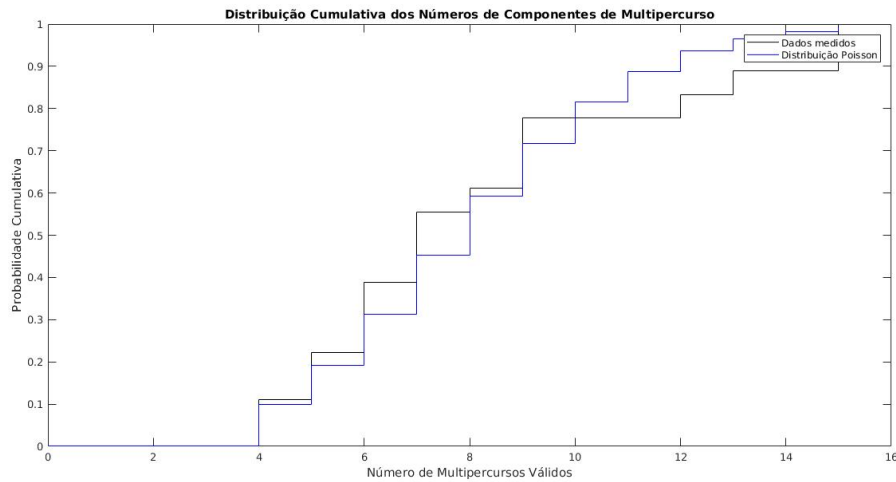


Figura 29 – Distribuição Cumulativa do número de componentes de multipercurso em R1 V-V.

Fonte: Autor

Para realizar a análise do retardo médio RMS e do espalhamento médio RMS foi verificado os resultados obtidos nas duas rotas R1 e R2. Estes valores foram avaliados ponto-a-ponto do total das amostras, conforme os espalhadores que cenário de um saguão de aeroporto proporciona.

A técnica de sondagem de canal utilizada para verificar as componentes de multipercursos é descrita da seguinte maneira:

- A primeira componente de multipercurso é encontrada no instante $\tau_0 = 0$. No entanto, fisicamente a primeira componente é equivalente ao radio direto e é tomada num valor de τ maior que zero ($\tau_0 > 0$);
- As componentes subsequentes devem também ser somadas ao τ_0 . Ou seja, $\tau_i + \tau_0$.
- O valor do retardo da primeira componente é obtido através da expressão $\tau = d/C$, com τ , d e c representando o retardo, distância e velocidade da luz, respectivamente.

A figura 30 plota os perfis de potência do retardo dado em dB, em relação ao tempo do retardo em nanosegundos (ns). Para verificação e entendimento das componentes de multipercursos foi escolhido o ponto 20 contido na rota R2. Este ponto foi escolhido dentre os outros pontos da rota, em decorrência de mostrar uma quantidade média de componentes dentre outros pontos da rota.

A figura 31 ilustra o cenário e os possíveis caminhos que os raios percorrem entre Tx até Rx. Estes raios estão correlacionados de acordo com cada ponto da figura 30.

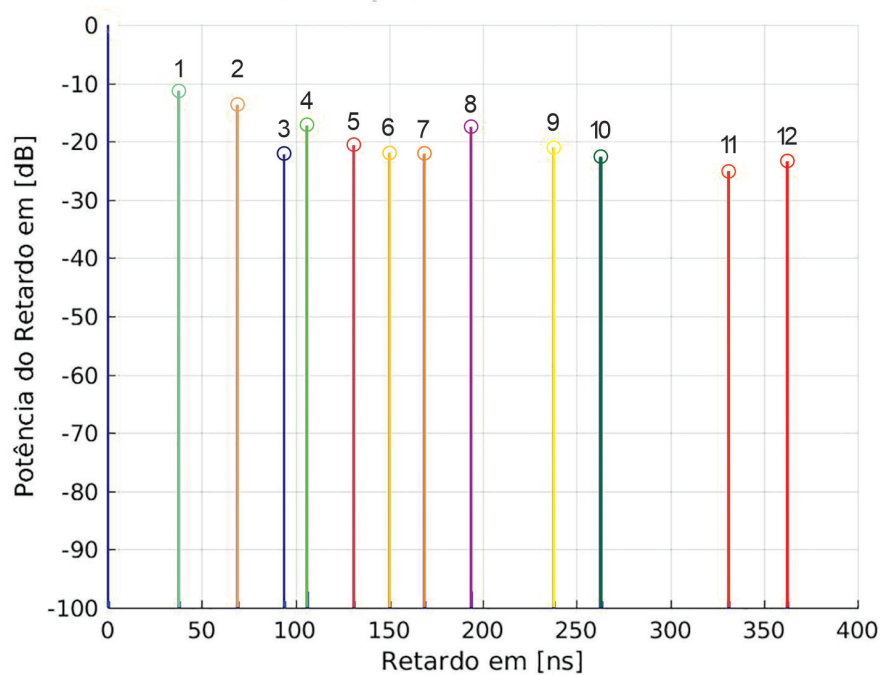


Figura 30 – Componentes de multipercursos do ponto 20.

Fonte: Autor

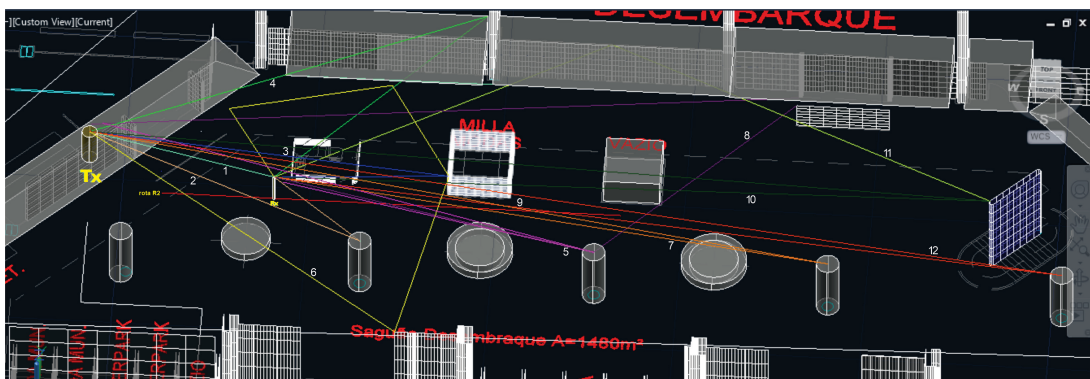


Figura 31 – Simulação em 3D dos raios de multipercursos em AutoCad.

Fonte: Autor

Cada ponto de multipercursos está identificado por uma cor e enumerado. Estes pontos foram verificados utilizando a técnica de sondagem descrita anteriormente. O ponto de número 1 (ciano) indica a primeira componente que representa o raio direto, e está posicionada em 37,5 ns. Pode-se inferir que este ponto está a uma distância de 29,5 m. No ponto 2 (salmão) indica o perfil que chega com atraso em relação ao ponto 1, no tempo de 68,35 ns. E este raio, pode ser composto por sinal que sofre reflexão ou difração em obstáculos próximos a Rx. Este raio percorreu uma distância de aproximadamente 50 metros. Esta análise se aplica aos outros pontos de 3 a 12.

Esses possíveis raios mostram a validação da campanha de medições em pequena

Tabela 5 – PARÂMETROS DE DISPERSÃO DO CANAL EM PEQUENA ESCALA PARA 3,5 GHz.

Polarização (Tx-Rx)	Mean Delay(ns)		Delay Spread (ns)	
	Média	Mediana	Média	Mediana
V-V	R1: 162,1	R1: 87,5	R1: 144,1	R1: 89,50
	R2: 98,30	R2: 89,4	R2: 77,00	R2: 70,00
H-H	R1: 110,00	R1: 98,00	R1: 90,00	R1: 52,40
	R2: 104,5	R2: 98,50	R2: 95,00	R2: 57,50

Fonte: Autor.

escala, pois os espalhadores do aeroporto são capazes de reproduzir as componentes de multipercurso obtidos nas medidas.

A tabela 5 contém os valores dos parâmetros de dispersão do canal em pequena escala para as polarizações V-V e H-H em ambas rotas. Nota-se, valores da média do retardo e do espalhamento em R1 maiores que em R2, para V-V.

Verifica-se na rota R1, na configuração em polarização V-V, os valores da média de retardo e espalhamento são de 162,1 ns e 144 ns, respectivamente. Enquanto que na rota R2, o valor da média do retardo e espalhamento são de 98,30 ns e 77,00 ns.

Os parâmetros temporais encontrados nesta dissertação, estão de acordo conforme avaliado no trabalho em ITU-R P.1238-8 (ITU-R, 2015). Já em (YOON; KIM; CHONG, 2016), estes parâmetros, foram estudados para as faixas de frequências abaixo de 15 GHz em ambientes internos comerciais. E, também em comparação com o trabalho apresentado em (GONÇALVES, 2009) para uma faixa de 3,5 GHz em ambiente outdoor utilizando sinais WiMAX OFDM- 256.

Observa-se os valores encontrados na rota R2, são menores em relação aos da rota R1. Esses valores são explicados pois, a rota R2 encontra-se mais próxima de paredes e o teto do 1º pavimento (Ver Fig.26), ou seja, o sinal está em uma região com maior grau de confinamento. Estes valores em polarização em V-V e H-H são apresentados na Tabela 5.

Tabela 6 – Valores obtidos de Banda de Coerência em 3,5 GHZ.

Polarização (Tx-Rx)	Banda de Coerência 0,9 (KHz)		Banda de Coerência 0,7 (KHz)	
	Média	Mediana	Média	Mediana
V-V	R1: 7,50 R2: 6,90	R1: 7,60 R2: 6,80	R1: 4,50 R2: 4,20	R1: 4,75 R2: 4,20
H-H	R1: 8,00 R2: 8,20	R1: 8,20 R2: 8,10	R1: 4,47 R2: 4,35	R1: 4,50 R2: 4,30

Fonte: O Autor.

6.2.1.2 Banda de Coerência

A banda de coerência é um parâmetro também utilizado para caracterizar o canal. Os resultados obtidos de banda de coerência estão na tabela 6.

Os valores de banda de coerência para as duas rotas R1 e R2 do saguão do aeroporto foram calculadas. A Figura 32 são plotados os valores de banda de coerência para os perfis durante o percurso da rota R1 para correlação 90%.

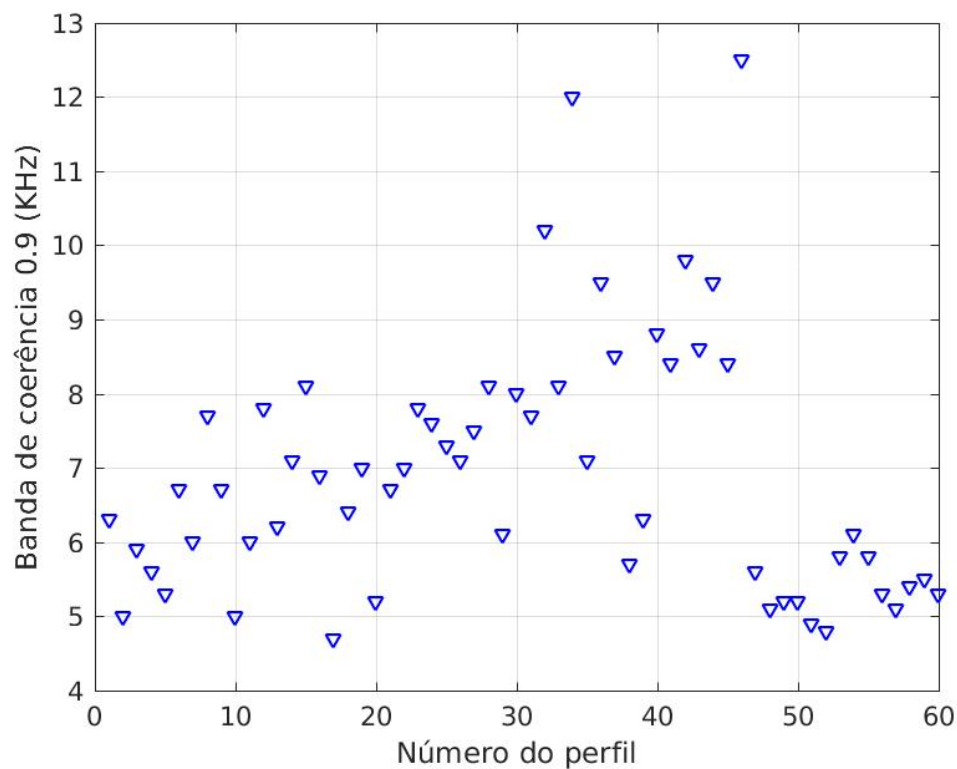


Figura 32 – BC 90% para rota R1 V-V

Fonte: Autor

A Figura 33 mostra os valores de banda de coerência dos perfis da rota R1 para correlação 70%.

Em relação a banda de coerência obteve uma variação para correlação de 0,9 na

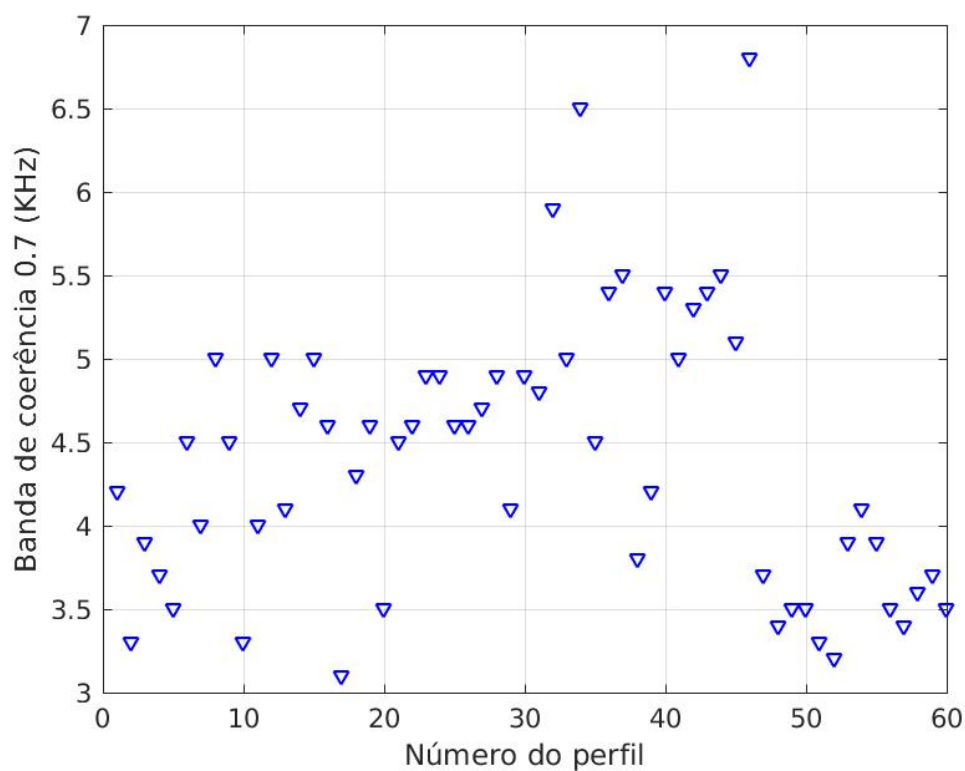


Figura 33 – BC 70% para rota R1 V-V

Fonte: Autor

faixa de 8 – 12 KHz e para correlação de 0,7 na faixa de 4 – 8 KHz. Observa-se na tabela 6, que esses valores são maiores comparados com a polarização H-H na rota R1 e menor que a rota R2. Os resultados encontrados estão na faixa de valores conforme avaliado por ITU-R P.1238-10 (ITU-R, 2015) e em (YOON; KIM; CHONG, 2016).

6.3 Análise em Larga Escala para Modelos de Perda de Propagação

Nesta Secção será apresentado os resultados referente a análise feita aplicando o modelos de perda de percurso descritos no Capítulo 2.

6.3.1 Análise e Resultados

Foram realizadas campanhas de medições para a frequência de 3,5 GHz com a finalidade de utilizar modelos de *path loss* em ambiente *indoor*. É realizado a análise e a aproximação do sinal para condição LOS usando os modelos FI, CI e o CIX que permite a adição do parâmetro de perda por antenas cross-polarizadas. Foram analisados dois tipos de rotas (R1 e R2) no saguão de um aeroporto. Para cada rota foi realizada medidas em igual polarização V-V e H-H e polarização cruzada V-H e H-V.

È aplicado os modelos FI, CI e CIX, este adiciona um parâmetro de perda por polarização cruzada XPD . O desempenho dos modelos e os parâmetros de PLE e desvio padrão (σ).

Calculou-se os parâmetros usando a metodologia apresentada neste trabalho e foram aplicados aos modelos. Observou-se a relação direta de PLE e β com as curvas dos modelos. Como também os valores de perda inicial indicados pelos parâmetros FSPL e α de acordo com cada tipo de configuração da polarização. Para facilitar a compreensão, nas figuras a seguir as curvas em cor azul representam a Rota 1 (R1) e vermelho para Rota 2 (R2). Também foi calculado o desvio padrão σ em dB e o erro rms.

6.3.1.1 Análise para Co-polarização (V-V e H-H)

Na Figura 34, nota-se que os resultados dos dados medidos nas rotas R1 e R2 comparando-os com os modelos FI e CI em condições LOS, com antenas em co-polarizadas V-V em escala logarítmica, para a frequência de 3,5 Ghz. O PLE representará a inclinação da curva, assim podendo verificar a atenuação do sinal com a distância.

Para o modelo CI, obteve-se os valores de PLE de 2,50 e 2,22 para rota 1 e rota 2, respectivamente. Observou-se que os dados medidos em azul da rota 1, tem pouca variação nos primeiros metros. Após a distância de 30 metros, a perda tende a aumentar, isso devido a rota R1 passar por uma região com um espaço mais amplo e sofrer menor interposição dos sinais. Para o modelo FI os valores de α igual a 73,67 dB em R1 e 49,70 dB em R2. Neste modelo percebe-se uma diferença considerável do valor de α , porém o modelo FI se mostra sensível ao métodos pós processamento ((MACCARTNEY et al., 2015)). Tanto que para os resultados observados para o modelo FI em R1 e R2 se aproximam.

Observou-se também que em R2 há maior probabilidade de interferência constru-

tiva o que produz um efeito de perda menor que no caso de R1, (ver Fig. 26). Contudo, a rota 2 está próxima a um espaço fechado entre o primeiro pavimento e o teto de concreto (ver Fig. 26) permitindo maior confinamento do sinal.

Com relação aos valores de desvio padrão no modelo CI foi: 2.71 para R1 e 2,21 para R2; para o modelo FI os valores foi: 1,81 para R1 e 2,15 para R2. Os valores de β foram: 0,40 para R1 e 1,78 para R2. E quanto ao erro RMS no modelo CI foi de 2,69 para R1 e 2,19 para R2. E para o modelo FI foi de 1,80 para R1 e 2,15 para R2. Observa-se que o erro rms é menor para o modelo FI, apresentando uma boa aproximação com os dados medidos.

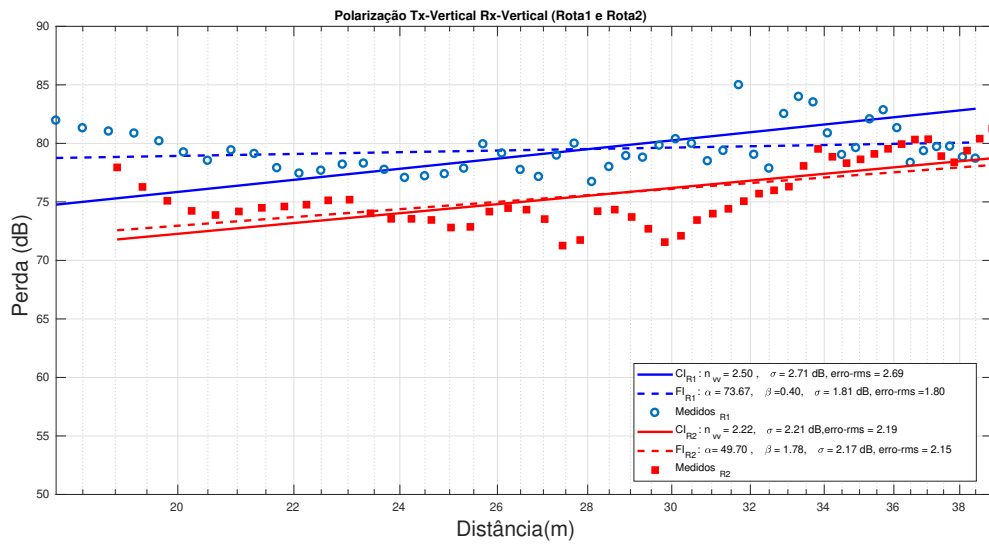


Figura 34 – Modelos de perda de percursos por distância para a polarização V-V.

Fonte: Autor

Para efeitos de similaridades nos resultados obtidos, utilizou-se o trabalho (ZHANG et al., 2019), no qual realiza modelagem em larga escala para principais bandas de frequências de 3,5 GHz, 4,9 GHz e 5,8 GHz em sub-6G, os valores de PLE encontrados neste estudo no caso LOS, chegaram em 1,58, 1,62 e 1,66, respectivamente. Como também no trabalho (LEE et al., 2015), para a frequência de 28 GHz, neste caso o valor de PLE em condições LOS, é de 2,17.

A campanha de medição para antenas co-polarizadas H-H, apresentaram grande perda do sinal recebido. A Figura 35 mostram as análises dos dados medidos nas rotas R1 e R2, em condições LOS. Neste caso, os valores de PLE para o modelo CI em R1 e R2 são de, respectivamente, 3,00 e 2,97. Nota-se que os valores encontrados de PLE para a perda CI são próximos, podendo considerar os efeitos quanto a forma dos diagramas de radiação das antenas TX e Rx. Estes quando posicionados de forma iguais horizontalmente, tem maior abrangência (ver Fig. 21).

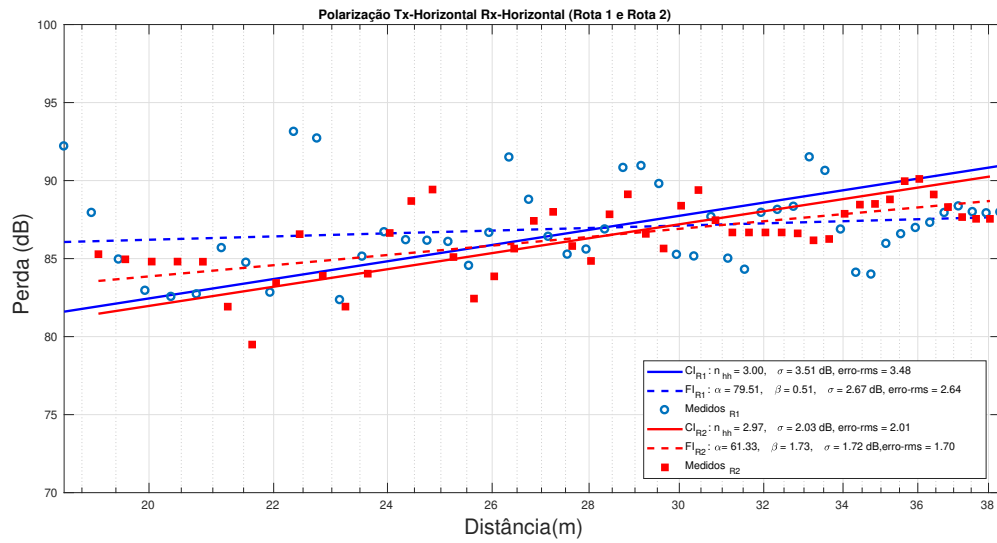


Figura 35 – Modelos de perda de percursos por distância para a polarização H-H.

Fonte: Autor

Observou-se quanto aos valores de desvio padrão no modelo CI foram: 3,51 para R1 e 2,03 para R2; para o modelo FI os valores foram: 2,67 para R1 e 1,72 para R2. Os valores de β foram: 0,51 para R1 e 1,73 para R2, visto na Tabela 7.

Verificando os resultados exposto no trabalho (KIM et al., 2014) para frequência em 11GHz em co-polarização (H-H), e outros estudos correlatos, observou-se que os parâmetros nesta dissertação são próximos aos vistos na literatura.

Tabela 7 – PARÂMETROS DE PERDA DE PERCURSO DOS MODELOS CI, CIX E FI em 3,5 GHz.

Perda de Percurso Modelos CI e CIX				
Polarização	PLE (n)	σ (dB)	erro RMS	XPD (dB)
V-V	R1: 2,50 R2: 2,22	R1: 2,71 R2: 2,21	R1: 2,69 R2: 2,19	-
V-H	R1: 0,90 R2: 0,32	R1: 2,44 R2: 2,62	R1: 2,54 R2: 2,59	R1: 21 R2: 23
H-H	R1: 3,00 R2: 2,97	R1: 3,51 R2: 2,03	R1: 3,48 R2: 2,01	-
H-V	R2: 1,48	R2: 1,99	R2: 2,04	18,5
Perda de Percurso Modelos FI				
Polarização	α	β (dB)	σ (dB)	erro RMS
V-V	R1: 73,67 R2: 49,70	R1: 0,40 R2: 1,78	R1: 1,81 R2: 2,17	R1: 1,80 R2: 2,15
V-H	R1: 97,68 R2: 94,32	R1: -0,017 R2: -0,11	R1: 2,30 R2: 2,59	R1: 2,28 R2: 2,56
H-H	R1: 79,51 R2: 61,33	R1: 0,51 R2: 1,73	R1: 2,67 R2: 1,72	R1: 2,64 R2: 1,70
H-V	R2: 61,10	R2: 1,48	R2: 1,99	R2: 1,97

Fonte: Autor.

6.3.1.2 Análise Polarização Cruzada (V-H e H-V)

Seguindo a metodologia adotada na campanha de medições para antenas co-polarizadas. Serão apresentados as análises dos dados medidos e o comportamento dos modelos FI e as extensões do modelo CI para antenas cross-polarizadas em (V-H e H-V). Os parâmetros verificados, são os valores de PLE e XPD do modelo CIX e α e β do modelo FI. Estes valores podem ser verificados na Tabela 7.

A campanha de medições em polarização cruzada apresentam maior perda do sinal recebido. A Figura 36 que apresenta os resultados da polarização V-H. Nela observa-se que a medida em que a distância aumenta não há uma variação significativa da perda. Como também os valores de PLE são menores em comparando com a co-polarização V-V. Para o modelo CIX(V-H), o PLE para a rota R1 é dado por n_{VH} , igual a 0,90 e o XPD de 21dB. O PLE para rota R2 é de 0,32 e o XPD de 23dB. Quanto ao desvio padrão, os valores no modelo CIX(V-H), para a rota R1 é de 2,44 e 2,62 para R2.

Nota-se no modelo FI o valor de β negativo em ambas rotas, visto na tabela 7, estes valores baixos também foram encontrados em (GONÇALVES, 2009). Esse comportamento está relacionado com onda propagante em Tx que inicialmente tinha componentes eletromagnéticas verticais e, posteriormente, passa a ter componentes horizontais. Dessa forma o sinal tem uma diminuição das perdas de casamento de polarização, ou seja um ganho (BALANIS, 2016).

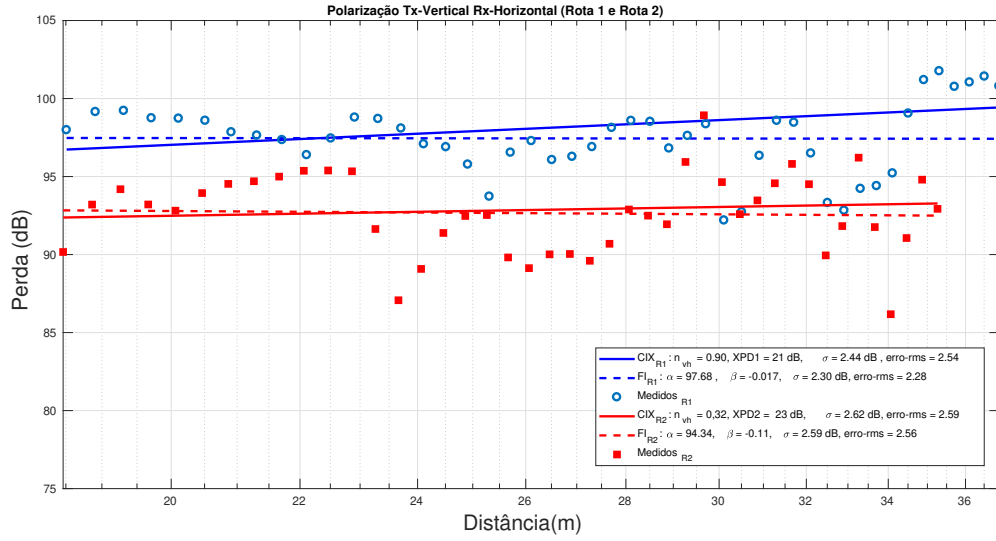


Figura 36 – Modelos de perda de percursos por distância para a polarização V-H.

Fonte: Autor

Com relação aos baixos valores do PLE em polarização cruzada V-H, este comportamento foi encontrado em outros trabalhos da literatura, como por exemplo em (BATALHA et al., 2019) e (KIM et al., 2014).

Para caso da campanha de medição utilizando antenas com polarização cruzada H-V, este foi analisado somente a rota R2. Conforme a Figura 37, nela reportam os dados medidos na rota R2 com os modelos FI e CIX, em condições LOS. Neste caso, nota-se o valor de PLE ou n_{HV} baixo, como encontrado no caso H-V. O valor de XPD foi de 18,5 dB.

Constatou-se que os valores de perda no caso H-V são menores em comparação a V-H. Pode-se considerar que um dos motivos do nível de perda ser menor na primeira metade da rota R2, é considerar a forma do diagrama de irradiação da antena Tx em configuração Horizontal. Este abrange o sinal em maior espaço quando Rx está mais próximo de TX. E quando Rx está mais distante de Tx, a tendência é ter maior perda do sinal. Essa semelhança das curvas também são observadas em (KIM et al., 2014).

Analisando o comportamento dos dados medidos nas duas rotas distintas e paralelas, em um mesmo ambiente, mostraram que a influência do posicionamento da rota na perda de sinal propagado. Como também quanto ao tipo de configuração das antenas em suas combinações de polarização. Outro ponto importante que foi analisado são os parâmetros de PLE, XPD e o média do desvio padrão avaliando a perda em toda a trajetória das rotas percorridas.

Verificando a tabela 7 os valores de PLE em igual polarização V-V são maiores em relação aos de polarização cruzada (V-H) e desvio padrão σ é menor. Isso se deve ao

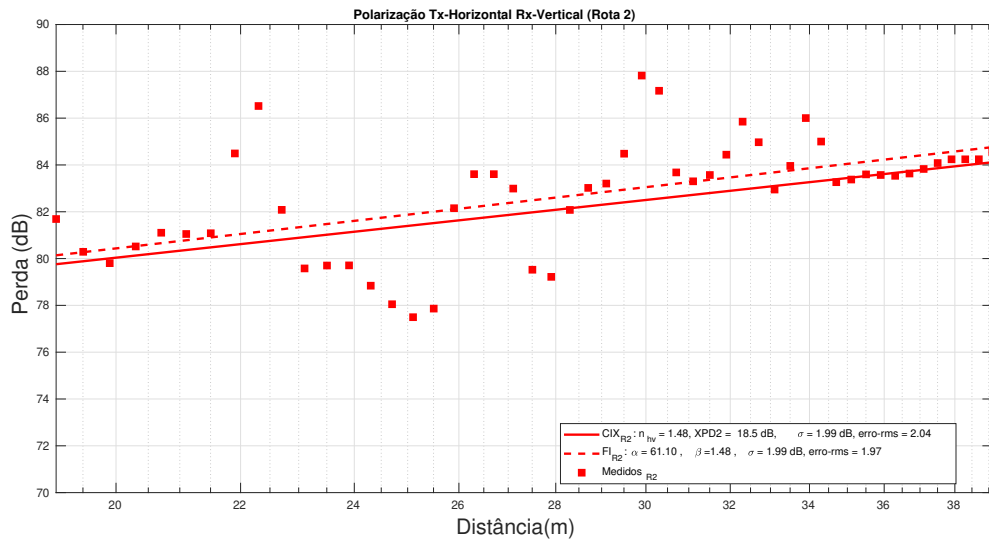


Figura 37 – Modelos de perda de percursos por distância para a polarização H-V.

Fonte: Autor

fator diagrama de irradiação, quando posicionado em V-V o cruzamento dos sinais sofrem menos com variações. Da mesma maneira quando observa-se H-H e V-H, onde possuem uma grande diferença entre si, tanto no PLE quanto em desvio padrão σ .

6.4 Síntese do Capítulo

Neste Capítulo foi apresentando os resultados da investigação dos parâmetros de dispersão do canal rádio móvel via sondagem de canal para frequência de 3,5 GHz em ambiente *indoor* de aeroporto para pequena escala. Também foi analisado os modelos de perda de percurso, verificando a perda em igual polarização e cruzada.

7 CONCLUSÕES

O objetivo principal deste trabalho, foi de realizar uma campanha de medição para o ambiente *indoor* de saguão de aeroporto. O cenário escolhido foi o aeroporto internacional Val de Cans em Belém-PA. A partir dos dados coletados nas medições, primeiramente realizou-se a sondagem de canal para analisar os principais parâmetros de dispersão do canal em pequena escala. Posteriormente, aplica-se a técnica de filtragem de perfil de retardos de potência denominada de CFAR. Esta é uma ferramenta que define a eleição dos multipercursos considerados válidos em detrimento do ruído. Os resultados obtidos, são considerados satisfatórios e coerentes, comparando-os à trabalhos publicados por diferentes autores.

Como apresentando no Capítulo 6, para os resultados em pequena escala, notou-se que a variação média de *delay spread* de 144 e 77 ns para rota 1 e rota 2 em polarização V-V, respectivamente. Em relação a banda de coerência obteve uma variação para correlação de 0,9 na faixa de 8 – 12 KHz e para correlação de 0,7 na faixa de 4 – 8 KHz.

Os resultados de retardo médio, estes valores foram na ordem de 162,1 ns para R1 e 98,30 ns para R2 em V-V e de 110 ns para R1 e 89,4 ns para R2 em H-H. Estes resultados estão na faixa de valores apresentados em (YOON; KIM; CHONG, 2016) e (GONÇALVES, 2009).

Outra avaliação importante, é apresentar a modelagem de canal utilizando modelo de propagação FI, CI e suas extensões (modelo CIX) para a frequência de 3,5 GHz. Estes modelos apresentam boa aproximação em condições LOS utilizando a antena Tx tipo painel e em Rx omnidirecional em configurações das antenas co-polarizadas (V-V e H-H) e polarizada cruzada (V-H e H-V).

O modelo CI mostrou os valores de PLE que variam de 2,22 a 2,50 em V-V, de 2,97 a 3 em H-H. Porém, os PLE's para polarização cruzada, menores que o PLE do espaço livre (PLE = 2).

Outra métrica apresentada é o desvio padrão σ , dado em dB. O desvio padrão na média para 3,5 GHz para co-polarização V-V (R1:2,71 e R2:2,21) foi menor que em H-H (R1:3,51 e R2:2,03). Já comparando estes valores em polarização cruzada, o desvio padrão em V-H (R1:2,44 e R2:2,62) é maior que em H-V (R2:1,99). Os valores de XPD foram aproximados em torno de 20 dB.

O modelo FI apresentou boas respostas em relação aos dados medidos para antenas co-polarizadas, V-V e H-H. Porém, os valores de perda inicial foram maiores em

comparação ao modelo CI. Em relação aos valores em polarização cruzada, o modelo FI na rota R2 no caso H-V, obteve-se um menor erro rms.

Com análise dos resultados constatou-se que estão em concordância como os outros trabalhos encontrados na literatura para outras faixas de frequências e grandes ambientes *indoors*. Portanto, pode-se inferir que a metodologia empregada neste estudo, apresentou bons resultados.

7.1 Trabalhos Futuros

Como trabalhos futuros desta dissertação, destacam-se:

- Ampliação do banco de dados com sinais de medições para frequência de 3,5 GHz;
- Utilizar o Software avançado em traçado de raios;
- Realizar um estudo para aplicação de técnica OFDM em ambiente *outdoor*.
- Realizar o estudo dos modelos de dados estatísticos em pequena escala.

7.2 Trabalhos Publicados

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

- Título: "Mixed Path Model for Urban and Suburban City-River Path for 1.4 GHz". Apresentado na conferência internacional de microondas e optoeletrônica em Aveiro-Portugal. Publicado em 2019 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC). DOI:10.1109/IMOC43827.2019.9317645 ¹
- Título: "Análise de canal para a frequência de 3,5 GHz em Aeroporto". Apresentado na conferência MOMAG 2020 – 19º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 14º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo.

¹<http://https://ieeexplore.ieee.org/document/9317645>

Referências

- ACOSTA-MARUM, G. *Measurements, Modeling, and OFDM Synchronization for the Wideband Mobile-to-Mobile Channel*. Tese (Doutorado) — Georgia Institute of Technology, 2007. Citado na página 29.
- AL-SAMMAN, A. M. et al. statistical modelling and characterization of experimental mm-wave indoor channels for future 5G wireless communication networks. *PLOS ONE*, 2016. Public Library of Science (PLOS), v. 11, n. 9, p. e0163034, sep 2016. Citado na página 15.
- BALANIS, C. A. *Antenna Theory Analysis And Design*. [S.l.]: FOURTH EDITION, 2016. Citado 5 vezes nas páginas 7, 9, 11, 12 e 58.
- BATALHA, I. S. et al. Large-Scale Channel Modeling and Measurements for 10 GHz in Indoor environments. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2019. Hindawi Limited, v. 2019, p. 1–10, jan 2019. Citado 4 vezes nas páginas 3, 4, 13 e 59.
- BELLO, P. Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels. *IEEE Transactions on Communications*, 1963. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 11, n. 4, p. 360–393, dec 1963. Citado 3 vezes nas páginas 17, 18 e 23.
- BRAGA, N. C. *curso de eletrônica - volume 5 - telecom - 1 - radiocomunicações*. [S.l.]: Editora NCB, 2017. ISBN 8565050173. Citado 2 vezes nas páginas 10 e 11.
- CHANG, R. W. Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission. *Bell System Technical Journal*, 1966. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 45, n. 10, p. 1775–1796, dec 1966. Citado na página 34.
- COSTA, R. B. F. D. *Estudo e Simulação de Técnicas de Localização de Terminais em Ambientes Microcelulares*. Dissertação (Mestrado) — PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA- PUC-RIO, 2003. Citado 3 vezes nas páginas 30, 31 e 35.
- GONÇALVES, J. V. “*Variabilidade do Sinal, Banda de Coerência e Espalhamento Temporal em Ambiente de Rádio Propagação Móvel em 3,5GHz*”. Dissertação (Mestrado) — Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro PUC-RIO, Setembro, 2009. Citado 5 vezes nas páginas 3, 4, 52, 58 e 61.
- GUIMARAES, D. A. *Digital Transmission*. [S.l.]: Springer Berlin Heidelberg, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 16 e 48.
- HANEDA, K. et al. Indoor 5G 3GPP-like channel models for office and shopping mall environments. In: *2016 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC)*. [S.l.]: IEEE, 2016. Citado 3 vezes nas páginas 2, 4 e 12.
- HARISH, M. S. A. R. *antennas and wave propagation*. [S.l.]: PAPERBACKSHOP UK IMPORT, 2007. ISBN 0195686667. Citado 2 vezes nas páginas 7 e 8.

- ITU-R. “Propagation data and prediction methods for the planning of indoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz,”. *Rec. ITU-R P.1238-8, July*, 2015. 2015. Citado 2 vezes nas páginas 52 e 54.
- KIM, M. et al. Large Scale Parameters and Double-Directional Characterization of Indoor Wideband Radio Multipath Channels at 11 GHz. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2014. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 62, n. 1, p. 430–441, jan 2014. Citado 4 vezes nas páginas 3, 4, 57 e 59.
- LEE, J. et al. Millimeter-Wave Large Cubicle Office Propagation Characteristics Based on Measurements at 28, 38 and 71 GHz. In: *2021 15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. [S.l.]: IEEE, 2021. Citado 2 vezes nas páginas 3 e 4.
- LEE, J. et al. Directional path loss characteristics of large indoor environments with 28 GHz measurements. In: *2015 IEEE 26th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*. [S.l.]: IEEE, 2015. Citado 3 vezes nas páginas 2, 4 e 56.
- MACCARTNEY, G. R. et al. Indoor Office Wideband Millimeter Wave Propagation Measurements and Channel Models at 28 and 73 GHz for Ultra Dense 5G Wireless Networks. *IEEE Access*, 2015. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 3, p. 2388–2424, 2015. Citado 3 vezes nas páginas 13, 14 e 55.
- MARTINS, E. P. *Caracterização do Canal de Radiopropagação em Banda Larga nas Faixas 2,5 e 3,5 3.5 GHz*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da PUC-Rio, Setembro, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 32.
- MATOLAK, D. W.; MOHSEN, M.; CHEN, J. path loss at 5 GHz and 31 GHz for two distinct indoor airport settings. In: *2019 27th European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*. [S.l.]: IEEE, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 4.
- MEZA, W. D. T. *Caracterização de Canal Radio Móvel em Ambientes Suburbanos Geograficamente Acidentados na Faixa de 5.8 GHz*. Tese (Doutorado) — Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro-PUC, 2013. Citado na página 34.
- MOU, M. A.; MOWLA, M. M.; DUTTY, H. B. H. Statistical mmWave Channel Modeling and Characterization in Indoor Airport Environments. In: *2019 22nd International Conference on Computer and Information Technology (ICCIT)*. [S.l.]: IEEE, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 4.
- OLIVEIRA, F. J. de. *CARACTERIZAÇÃO DO CANAL DE RÁDIO VEÍCULO-INFRAESTRUTURA NA FAIXA DE 5.8 GHz*. Dissertação (Mestrado) — UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE, 2019. Citado 5 vezes nas páginas 3, 4, 23, 34 e 49.
- PARSONS, J. D. *The mobile radio propagation channel*. Chichester: John Wiley, 2000. ISBN 0470841524. Citado na página 20.
- PARSONS, J. D. *The Mobile Radio Propagation Channel*. [S.l.]: Wiley, 2001. Citado 4 vezes nas páginas 16, 17, 22 e 25.

RAPPAPORT, T. *Wireless communications : principles and practice*. Upper Saddle River, N.J: Prentice Hall PTR, 1996. ISBN 0133755363. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 27.

RAPPAPORT, T. *Wireless communications : principles and practice*. Upper Saddle River, N.J: Prentice Hall PTR, 2002. ISBN 9780130422323. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 28.

RAPPAPORT, T. S. et al. wideband millimeter wave propagation measurements and channel models for future wireless communication system design. *IEEE Transactions on Communications*, 2015. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 63, n. 9, p. 3029–3056, sep 2015. Citado 2 vezes nas páginas 12 e 15.

RAPPAPORT, T. S. et al. Overview of Millimeter Wave Communications for Fifth-Generation (5G) Wireless Networks—With a Focus on Propagation models. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2017. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 65, n. 12, p. 6213–6230, dec 2017. Citado na página 15.

RISCHKE, J. et al. 5G Campus Networks: A First Measurement Study. *IEEE Access*, 2021. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 9, p. 121786–121803, 2021. Citado na página 1.

RON, C. *CARACTERIZAÇÃO DO CANAL RÁDIO EM BANDA LARGA NA FAIXA DE 3,5 GHZ EM AMBIENTE URBANO*. Tese (Doutorado) — PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA DO RIO DE JANEIRO - PUC-RIO, 2009. Citado na página 34.

SALEH, A. A. M.; VALENZUELA, R. A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1987. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 5, n. 2, p. 128–137, feb 1987. Citado na página 20.

SCHARF, L. *Statistical signal processing : detection, estimation, and time series analysis*. Reading, Mass: Addison-Wesley Pub. Co, 1991. ISBN 0201190389. Citado na página 36.

SEIDEL, S. Y.; RAPPAPORT, T. S. “Path loss prediction in multifloored buildings at 914 MHz,”. *Electron. Lett.*, vol. 27, no. 15, pp. 1384–1387. Jul, 1991. 1991. Citado na página 13.

SILVA, L. H. G. F. D. *CARACTERIZAÇÃO DO CANAL DE PROPAGAÇÃO BANDA LARGA E MODELAGEM DA PERDA E TRANSMISSÃO ATRAVÉS DE EDIFICAÇÕES EM REGIÕES URBANIZADAS NA FAIXA DE 2.5 10 GHz*. Tese (Doutorado) — PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA DO RIO DE JANEIRO - PUC-RIO, 2013. Citado na página 19.

SKIDMORE, R. R.; RAPPAPORT, T. S.; ABBOTT, A. L. “Interactive coverage region and system design simulation for wireless communication systems in multifloored indoor environments: SMT Plus,”. in *Proc. 5th IEEE Int. Conf. Universal Pers. Commun.*, vol. 2. Sep. 1996, pp. 646–650., 1996. 1996. Citado na página 13.

- TAN, K.-G.; DENNO, S. Empirical characterisation of indoor broadband propagation channel. In: *14th IEEE Proceedings on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC*. [S.l.]: IEEE, 2003. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 48.
- VEHMAS, J. et al. millimeter-wave channel characterization at helsinki airport in the 15, 28, and 60 GHz bands. In: *2016 IEEE 84th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall)*. [S.l.]: IEEE, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 4.
- VISSER, H. J. *Array and Phased Array Antenna Basics*: Visser/array and phased array antenna basics. 2005. Citado na página 9.
- YOON, Y.; KIM, J.; CHONG, Y. Multipath delay characteristic in mm-Wave radio propagation in indoor public area. In: *2016 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC)*. [S.l.]: IEEE, 2016. Citado 3 vezes nas páginas 52, 54 e 61.
- ZHANG, K. et al. Path Loss Measurement and Modeling for Industrial Environment. In: *2019 IEEE 20th International Conference on High Performance Switching and Routing (HPSR)*. [S.l.]: IEEE, 2019. Citado 3 vezes nas páginas 3, 4 e 56.