



UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA EM PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

PPGEE3622 – COOMUNICAÇÕES MÓVEIS

TAKESHI IKEDA - 252104269

**FUNDAMENTOS DE MODELAGEM E SIMULAÇÃO DO CANAL DE
COMUNICAÇÕES SEM FIO: Modelo 3GPP TR 38.901**

DOCENTE: HIGO THAIAN PEREIRA DA SILVA

Brasília

2025

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA EM PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**FUNDAMENTOS DE MODELAGEM E SIMULAÇÃO DO CANAL DE
COMUNICAÇÕES SEM FIO: MODELO 3GPP TR 38.901**

TAKESHI IKEDA

RESUMO

Este artigo apresenta uma caracterização do canal de propagação sem fio para o cenário para estações radiobase micro em ambiente urbano com linha de visada (*Urban Microcell Line-of-Sight – UMi LoS*) utilizando o modelo 3GPP TR 38.901. O estudo foi fundamentado na implementação de um modelo estocástico que replica fenômenos de propagação, como atraso multipercurso, dispersão angular, Perfil de Atraso de Potência (PDP) e o desvio *Doppler*. O problema de pesquisa centra-se em compreender o impacto desses fenômenos em parâmetros fundamentais de desempenho do canal: a Largura de Banda de Coerência (B_c) e o Tempo de Coerência (T_c), cuja preservação é crucial para a confiabilidade e o dimensionamento de sistemas de comunicação. A metodologia consistiu na geração computacional do canal com base em distribuições estatísticas exponencial para os atrasos, distribuição normal para o sombreamento o fator de Rice. Por meio de simulações, foram analisadas diferentes condições de velocidade do receptor e durações de pulso. Os resultados demonstraram que a dispersão temporal acentua a discrepância entre os sinais transmitido e recebido para pulsos de curta duração, enquanto pulsos mais longos apresentam maior fidelidade. Verificou-se também que maiores velocidades do receptor intensificam a dispersão espectral no domínio *Doppler*. A validação do modelo foi confirmada pela boa concordância entre os valores gerados e os calculados para o fator de Rice e o espalhamento de atraso. Adicionalmente, obteve-se estimativas da B_c e do T_c para os limiares de correlação para 90% e 95%, evidenciando a sensibilidade desses parâmetros às dinâmicas do canal. Conclui-se que a caracterização proposta fornece subsídios valiosos para o planejamento de sistemas de comunicação sem fio em ambientes urbanos de alta densidade, especificamente para a frequência central de 3 GHz.

Palavras-chave: Canal de comunicação sem fio; Urban Micro Line-of-Sight; Multipercurso; Desvio Doppler; Banda de Coerência; Tempo de Coerência.

ABSTRACT

This article presents a characterization of the wireless propagation channel for the Urban Microcell Line-of-Sight (**UMi LoS**) scenario using the 3GPP TR 38.901 model. The study was based on the implementation of a stochastic model that replicates propagation phenomena such as multipath delay, angular dispersion, Power Delay Profile (PDP), and Doppler shift. The research problem focuses on understanding the impact of these phenomena on fundamental channel performance parameters: Coherence Bandwidth (B_c) and Coherence Time (T_c), whose preservation is crucial for the reliability and dimensioning of communication systems. The methodology consisted of the computational generation of the channel based on statistical exponential distribution for delays, normal distribution for shadowing, and Rice K-factor. Through simulations, different receiver velocity conditions and pulse durations were analyzed. The results demonstrated that temporal dispersion increases the discrepancy between the transmitted and received signals for short-duration pulses, whereas longer pulses show higher fidelity. It was also found that higher receiver velocities intensify spectral dispersion in the Doppler domain. The model's validation was confirmed by the good agreement between the generated and calculated values for the Rice factor and the delay spread. Additionally, estimates of B_c and T_c were obtained for correlation thresholds of 90% and 95%, highlighting the sensitivity of these parameters to channel dynamics. It is concluded that the proposed characterization provides valuable insights for the planning of wireless communication systems in high-density urban environments, specifically for the center frequency of 3 GHz.

Keywords: Wireless Communication Channel; Urban Micro Line-of-Sight; Multipath; Doppler Shift; Coherence Bandwidth; Coherence Time.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	1
1.1	Objetivos	1
1.1.1	Objetivo Geral.....	1
1.1.2	Objetivos Específicos	2
2	METODOLOGIA	3
2.1	Definição do Cenário e Parâmetros Fixos.....	3
2.2	Modelagem do Atraso Multipercurso.....	4
2.3	Modelagem da Potência Multipercurso.....	5
2.4	Modelagem dos Ângulos de Chegada (Azimutal e de Elevação)	7
2.4.1	Espalhamentos Angulares	8
2.4.2	Cálculo dos Ângulos Iniciais	8
2.4.3	Inclusão de Variabilidade Estatística	9
2.4.4	Vetor de Direção de Chegada.....	9
2.5	Modelagem do Desvio Doppler	9
2.6	Modelagem do Sinal Transmitido e do Sinal Recebido	10
2.6.1	Sinal Transmitido	11
2.6.2	Sinal Recebido	11
2.7	Autocorrelação do Canal e Parâmetros de Coerência	12
2.7.1	Função de Autocorrelação do Canal	12
2.7.2	Banda de Coerência e Tempo de Coerência.....	13
3	RESULTADOS.....	15
3.1	Atraso Multipercurso.....	15
3.2	Potência Multipercurso	17
3.3	Direções de Chegada.....	15
3.4	Desvio Doppler	20
3.5	Sinal Transmitido vs Sinal Recebido	22
3.6	Autocorrelação e Parâmetros de Coerência.....	24
4	CONCLUSÕES.....	27
	LISTA DE REFERÊNCIAS	ERRO! INDICADOR NÃO DEFINIDO.
	APÊNDICE A – CÓDIGO DA SIMULAÇÃO.....	ERRO! INDICADOR NÃO DEFINIDO.
	APÊNDICE B – RESPOSTAS ÀS QUESTÕES DO PROJETO	30

LISTA DE QUADROS

Quadro 2.1. Estatísticas de σ_τ (expressas em unidades logarítmicas) para diferentes cenários de propagação, em que f_c é a frequência da portadora expressa em GHz. Fonte: Adaptado de [9].	5
Quadro 2.2. Valores do fator r_τ para diferentes cenários de propagação. Fonte: Adaptado de [9].	5
Quadro 2.3. Desvio padrão do sombreamento σ_ξ (expressos em dB). Fonte: Adaptado de [9].	6
Quadro 2.4. Estatísticas do fator de Rice K_R (expressas em dB) para diferentes cenários de propagação. Fonte: Adaptado de [9].	6
Quadro 2.5. Estatísticas de σ_θ e σ_ϕ (expressas em unidades logarítmicas) para diferentes cenários de propagação, em que f_c é a frequência da portadora expressa em GHz. Fonte: Adaptado de [9].	8

LISTA DE FIGURAS

Figura 3.1. Média e desvio padrão do espalhamento de atraso em função da frequência (UMi - LoS).....	16
Figura 3.2. Histograma do atraso multipercurso comparado à distribuição exponencial teórica.	16
Figura 3.3. Perfil de atraso de potência (PDP) do canal no cenário UMi LoS.....	16
Figura 3.4. (a) Direções de chegada em azimuth (polar). (b) Dispersão da potência por azimuth.	16
Figura 3.5. (a) Direções de chegada em elevação (polar). (b) Dispersão da potência por elevação.	16
Figura 3.6. Direções de chegada em 3D.....	20
Figura 3.7. (a) Espectro Doppler para $v_{rx}=5\text{m/s}$ no cenário UMi-LoS. (b) Espectro Doppler para $v_{rx}=50\text{m/s}$ no cenário UMi-LoS.....	21
Figura 3.8. Comparação entre sinal transmitido e recebido para diferentes intervalos de amostragem: (a) $\delta t = 10^{-7}\text{ s}$ (b) $\delta t = 10^{-5}\text{ s}$ (c) $\delta t = 10^{-3}\text{ s}$	23
Figura 3.9. Autocorrelação temporal e tempo de coerência.	24
Figura 3.10. Autocorrelação em frequência e banda de coerência.	25

LISTA DE NOMENCLATURAS E ABREVIACÕES

3GPP	<i>3rd Generation Partnership Project</i>
5G	Quinta Geração
6G	Sexta Geração
Bw	<i>Bandwidth</i> (largura de banda)
LoS	<i>Line of Sight</i> (linha de visada direta)
NLoS	<i>Non-Line of Sight</i> (sem linha de visada direta)
TR	<i>Technical Report</i> (vem de 3GPP TR 38.901)
UMi	<i>Urban Microcell</i> (Microcelular Urbano)

1 INTRODUÇÃO

A evolução das redes móveis, principalmente com as tecnologias do padrão 3GPP como 5G e 6G, intensifica a necessidade de uma compreensão aprofundada do canal de propagação, um elemento crítico que determina a qualidade e a robustez dos sistemas de comunicação sem fio. Em cenários urbanos de microcélula com linha de visada (UMi-LoS), fenômenos de multipercurso, espalhamento angular e efeito Doppler tornam o canal de propagação altamente seletivo, impactando diretamente parâmetros essenciais como tempo e banda de coerência para estimar o sinal recebido no canal rádio móvel.

Neste contexto, modelos estocásticos consolidam-se como uma abordagem eficiente para simular condições reais de propagação, permitindo analisar variáveis como atraso, distribuição de potência e desvio Doppler de forma estatisticamente consistente. Este trabalho apresenta uma análise abrangente do canal UMi-LoS, explorando a interação entre seus parâmetros temporais, espectrais e espaciais. As simulações realizadas fornecem subsídios valiosos tanto para o embasamento teórico quanto para o projeto prático de sistemas de comunicação modernos em ambientes urbanos.

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 Objetivo Geral

Este trabalho tem como objetivo principal caracterizar o canal de propagação sem fio no cenário Urban Microcell Line-of-Sight (UMi-LoS) utilizando o modelo 3GPP TR 38.901. Para tanto, foi implementado um modelo estocástico que reproduz fenômenos de propagação essenciais, como atraso multipercurso, dispersão de potência, espalhamento angular e desvio Doppler. A partir desse modelo, avalia-se o impacto desses fenômenos em parâmetros fundamentais de desempenho do canal, em especial a largura de banda de coerência e o tempo de coerência.

Dessa forma, o estudo realiza uma análise abrangente do canal sem fio no cenário UMi-LoS, investigando as interações entre os domínios temporal, espectral e espacial do sinal. Os resultados das simulações fornecem subsídios valiosos para compreender o comportamento

do canal em ambientes urbanos, contribuindo tanto para o avanço teórico na área quanto para a prática de projeto de sistemas de comunicação modernos.

1.1.2 Objetivos Específicos

Como objetivos específicos, pretende-se:

- Simular e analisar a distribuição dos atrasos multipercurso e o perfil de atraso de potência (PDP), destacando sua relação com o espalhamento temporal;
- Avaliar a potência dos percursos, com ênfase na determinação e verificação do fator de Rice e do espalhamento de atraso calculado e gerado;
- Caracterizar a dispersão angular em azimute e elevação, para compreensão do comportamento espacial do canal;
- Investigar os efeitos do desvio *Doppler* sobre a dispersão de potência, comparando em dois cenários com velocidades diferentes do receptor;
- Comparar o sinal transmitido e o sinal recebido em diferentes valores de duração de pulso, discutindo sua aproximação ou distorção em função de δt ;
- Estimar e analisar os parâmetros de coerência do canal, em especial a largura de banda de coerência (B_C) e o tempo de coerência (T_C), para diferentes níveis de correlação.

2 METODOLOGIA

Este capítulo descreve a metodologia de simulação utilizada para modelar um canal móvel seletivo em frequência. A abordagem empregada segue a linha apresentada nas aulas e nos slides do curso, combinando teorias de propagação com as recomendações do padrão 3GPP mencionado anteriormente para gerar parâmetros empíricos próximos aos observados na prática. Ao longo das subseções, delineiam-se os passos para:

1. Definir o cenário de propagação e os parâmetros fixos (Subseção 2.1);
2. Gerar o espalhamento de atraso e os atrasos de cada multipercurso (Subseção 2.2);
3. Modelar as potências multipercurso e o fator de Rice (Subseção 2.3);
4. Determinar os ângulos de chegada azimutal e de elevação (Subseção 2.4);
5. Calcular os desvios Doppler para diferentes velocidades do receptor (Subseção 2.5);
6. Sintetizar o pulso transmitido e o sinal recebido (Subseção 2.6);
7. Avaliar a autocorrelação do canal e extrair a banda e o tempo de coerência (Subseção 2.7).

O propósito é fornecer um roteiro completo para a implementação das simulações, justificando as escolhas de modelos e estabelecendo a ligação entre cada etapa. As subseções seguintes apresentam as equações teóricas antes de discutir como cada parâmetro é gerado ou calculado. Resultados numéricos e análises comparativas serão apresentados posteriormente.

2.1 DEFINIÇÃO DO CENÁRIO E PARÂMETROS FIXOS

O ponto de partida da metodologia consiste em fixar os parâmetros de configuração do cenário de propagação. Segundo as instruções do projeto, as simulações devem considerar:

- Frequência da portadora (f_c) em 3 GHz, ou seja $f_{c;Hz}$ em 3.000.000.000 Hz;
- O número de componentes multipercurso (N) em 100 componentes;
- O tipo de ambiente de propagação é definido em Microcelular Urbano (UMi) com componente de visada direta (LoS);
- Modelo do canal: 3GPP TR 38.901;

- Velocidade da luz (c) em 3×10^8 (300.000.000) m/s;
- Comprimento de onda λ (m) dado entre a razão de c e $f_{c;Hz}$;
- Ângulo de elevação médio ($\bar{\phi}$) em 45° ;
- Velocidade escalar (v_{rx}) em 5 e 50 m/s, considerando $\pi/4$ (45°) para θ_v e $\pi/2$ (90°) para ϕ_v ;
- Pulso de sinal δt em 10^{-7} , 10^{-5} , e 10^{-3} segundos;
- Limiares de correlação de frequência e tempo ρ_B e ρ_T definidos em 0,9 e 0,95;
- Quantidade de amostras (M) para o pulso transmitido durante $5x\delta t$ definido como 10^4 amostras.

2.2 MODELAGEM DO ATRASO MULTIPERCURSO

Nesta etapa determina-se o espalhamento de atraso do canal e os atrasos absolutos de cada componente de multipercurso. O espalhamento de atraso eficaz (σ_τ) é dado de acordo com a Equação 2.1.

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{1}{\Omega_c} \sum_{n=1}^N \alpha_n^2 (\tau_n - \bar{\tau})^2} \quad (2.1)$$

Em que Ω_c [ganho do canal (Equação 2.2)], N é a quantidade de multipercursos do canal (definido em 100 na seção 2.1), $\bar{\tau}$ é o atraso médio ponderado (Equação 2.3), α_n^2 e τ_n são respectivamente a potência e o atraso do n -ésimo multipercurso.

$$\Omega_c = \sum_{n=1}^N \alpha_n^2 \quad (2.2)$$

$$\bar{\tau} = \frac{1}{\Omega_c} \sum_{n=1}^N \alpha_n^2 \tau_n \quad (2.3)$$

No 3GPP TR 38.901, o espalhamento de atraso σ_τ é dado como uma variável de larga escala e segue distribuições gaussianas (normal) em escala logarítmica, assim, o mesmo é obtido a partir de uma variável aleatória normal $\sigma_\tau \sim \mathcal{N}(\mu_{\sigma_\tau; \log}, \sigma_{\sigma_\tau; \log}^2)$, cujos parâmetros dependem da frequência portadora (f_c). O Quadro 2.1 fornece os valores da média e do desvio-padrão do logaritmo decimal do espalhamento de atraso em cada cenário extraídos do 3GPP TR 38.901.

Quadro 2.1. Estatísticas de σ_τ (expressas em unidades logarítmicas) para diferentes cenários de propagação, em que f_c é a frequência da portadora expressa em GHz.

Ambiente de Propagação		Estatísticas de σ_τ	
		Média	Desvio Padrão
UMi	LoS	$-0,24\log_{10}(1 + f_c) - 7,14$	0,38
	NLoS	$-0,24\log_{10}(1 + f_c) - 6,83$	$-0,16\log_{10}(1 + f_c) + 0,28$
UMa	LoS	$-0,0963\log_{10}(1 + f_c) - 6,955$	0,66
	NLoS	$-0,204\log_{10}(1 + f_c) - 6,28$	0,39

Fonte: 3GPP TR 38.901

O valor σ_τ é obtido em escala logarítmica, para normalização para uma variável escalar em segundo utiliza-se da equação 2.4.

$$\sigma_x = 10^{\sigma_{x;\log}} \quad (2.4)$$

Em seguida, geram-se os N atrasos absolutos τ_n a partir de uma distribuição exponencial com média dada pelo produto entre o espalhamento de atraso eficaz σ_τ e um fator de proporcionalidade r_τ dado de acordo com o Quadro 2.2.

Quadro 2.2. Valores do fator r_τ para diferentes cenários de propagação.

Ambiente de Propagação		Fator de Proporcionalidade r_τ
UMi	LoS	3
	NLoS	2,1
UMa	LoS	2,5
	NLoS	2,3

Fonte: 3GPP TR 38.901.

Portanto são definidos as amostras de $\tau_n'' \sim \text{Exp}(\sigma_\tau r_\tau)$, e para cenários que possuem visada direta, ainda é necessário que τ_n'' seja normalizado por meio de: $\tau_n' = \tau_n'' - \min(\tau_n'')$, desta forma é garantido que o menor valor de atraso seja alocado em 0, deduzindo-se ser a componente de visada direta (LoS). Realizando o ordenamento de forma crescente de τ_n' , obtém-se uma visão da chegada dos sinais recebidos de forma ajustada. Sendo assim, denomina-se τ_n como a ordenação de τ_n' .

2.3 MODELAGEM DA POTÊNCIA MULTIPERCURSO

A potência recebida por cada trajeto do canal é menor quanto maior o atraso e pode ser dada pela Equação 2.5.

$$\hat{\alpha}_n^2 = \exp\left(-\tau_n \frac{r_\tau - 1}{r_\tau \sigma_\tau}\right) * 10^{\frac{-\xi_n}{10}} \quad (2.5)$$

Em que ξ_n é o sombreamento do canal em cada multipercurso. Para o modelo 3GPP TR 38.901, ξ_n é modelado como uma variável aleatória definida por uma gaussiana $\xi_n \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\xi^2)$ de média nula e desvio padrão dado de acordo com o Quadro 2.3. Essa modelagem procura refletir dois fenômenos complementares: a atenuação dos trajetos conforme o atraso aumenta e as variações de potência em grande escala (sombreamento) decorrentes das obstruções no ambiente urbano. Além disso, a presença de um componente de linha de visada exige um ajuste da razão entre a potência do percurso direto e a soma dos percursos dispersos, expresso pelo fator de Rice, K_R .

Quadro 2.3. Desvio padrão do sombreamento σ_ξ (expressos em dB).

Ambiente de Propagação		Desvio Padrão do Sombreamento - σ_ξ (dB)
UMi	LoS	4
	NLoS	7,82
UMa	LoS	4
	NLoS	6

Fonte: 3GPP TR 38.901.

Em seguida, calcula-se a potência preliminar de cada trajeto N (exceto o de linha de visada direta), por meio da Equação 2.5.

O termo exponencial introduz um decaimento da potência com o atraso, refletindo a observação de que trajetos mais longos tendem a ter menor energia, enquanto o termo de sombreamento adiciona variabilidade estatística entre trajetórias de mesmo atraso.

A seguir, determina-se o fator de Rice (K_R), que controla a razão entre a potência do componente de linha de visada e a soma das potências dispersas. A 3GPP especifica que K_R pode ser dado por meio de uma gaussiana em escala logarítmica. Com parâmetros dados de acordo com o Quadro 2.4.

Quadro 2.4. Estatísticas do fator de Rice K_R (expressas em dB) para diferentes cenários de propagação.

Ambiente de Propagação		Estatísticas do Fator de Rice - K_R (dB)	
		Média	Desvio Padrão
UMi	LoS	9	5
	NLoS	-	-
UMa	LoS	9	3,5
	NLoS	-	-

Fonte: 3GPP TR 38.901.

K_R é um fator de larga escala expresso em dB, sendo necessário fazer a normalização do mesmo por meio da Equação 2.4. Antes de combinar o componente direto com os dispersos, é necessário normalizar as potências dispersas. Então as potências normalizadas dos percursos dispersos são obtidas por meio da Equação 2.6.

$$\alpha_n^2 = \frac{1}{K_R + 1} \frac{\hat{\alpha}_n^2}{\hat{\Omega}_c} \quad (2.6)$$

Em que o ganho total dos componentes de espalhamento $\hat{\Omega}_c$, é dado conforme Equação 2.2, porém a partir da segunda amostra, ignorando desta forma a componente de visada direta.

Finalmente, determina-se a potência do componente de visada direta. Ela deve ser consistente com o fator de Rice, de modo que a potência relativa desse percurso seja dada de acordo com a Equação 2.7.

$$\alpha_1^2 = \frac{K_R}{K_R + 1} \quad (2.7)$$

O conjunto $\{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n\}$ obtido dessa forma satisfaz $\sum_{n=1}^N \alpha_n^2 = 1$, denominado de Ganho total do canal - Ω_c . Na etapa de síntese do canal, a amplitude complexa de cada trajeto será dada por α_n , que pondera a contribuição de cada componente na resposta ao impulso.

Após normalizado os N valores de potência é ainda conferido o valor do fator de Rice (K_R), conforme Equação 2.8, para que a linha entre teórico e simulado estejam em perfeita harmonia.

$$K_R = \frac{\alpha_1^2}{\sum_{n=2}^N \alpha_n^2} \quad (2.8)$$

Esse procedimento de normalização assegura que a energia total do canal permaneça constante independentemente da realização específica do sombreamento, dos atrasos ou do valor de K_R . E o procedimento de conferência do fator de Rice entre o calculado e o gerado, garante que todas as potências foram devidamente normalizadas.

2.4 MODELAGEM DOS ÂNGULOS DE CHEGADA (AZIMUTAL E DE ELEVAÇÃO)

Em modelos estocásticos de canais de propagação para comunicações móveis, cada componente de multipercurso chega ao receptor a partir de uma direção caracterizada por dois ângulos de chegada: um no plano horizontal (azimutal) e outro no plano vertical

(elevação). A determinação desses ângulos segue procedimentos estatísticos que incorporam a dispersão angular do ambiente e são parametrizados de acordo com a frequência da portadora.

2.4.1 Espalhamentos Angulares

O primeiro passo é caracterizar a dispersão angular do ambiente. O espalhamento angular azimutal σ_θ e o espalhamento angular de elevação σ_ϕ são modelados como variáveis aleatórias com distribuição gaussiana em escala logarítmicas. Suas médias e desvios-padrão são fornecidos por meio do Quadro 2.5.

Quadro 2.5. Estatísticas de σ_θ e σ_ϕ (expressas em unidades logarítmicas) para diferentes cenários de propagação, em que f_c é a frequência da portadora expressa em GHz.

		Ambiente de Propagação	Estatísticas de σ_θ e σ_ϕ	
			Média	Desvio Padrão
σ_θ	UMi	LoS	$-0,08\log_{10}(1 + f_c)+1,73$	$0,014\log_{10}(1 + f_c)+0,28$
		NLoS	$-0,08\log_{10}(1 + f_c)+1,81$	$0,05\log_{10}(1 + f_c)+0,3$
	UMa	LoS	1,81	0,2
		NLoS	$-0,27\log_{10}(f_c)+2,08$	0,11
σ_ϕ	UMi	LoS	$-0,1\log_{10}(1 + f_c)+0,73$	$-0,04\log_{10}(1 + f_c)+0,34$
		NLoS	$-0,04\log_{10}(1 + f_c)+0,92$	$-0,07\log_{10}(1 + f_c)+0,41$
	UMa	LoS	0,95	0,16
		NLoS	$-0,3236\log_{10}(f_c)+1,512$	0,16

Fonte: 3GPP TR 38.901.

A transformação dessas variáveis de escala logarítmica para escala em graus é dada pela Equação 2.4, porém, para o processamento das seguintes equações é necessário que seja empregado valores em radianos, para isso os valores de σ_θ e σ_ϕ são convertidos em radianos por meio da Equação 2.9.

$$\sigma_x = \sigma_{x,dg} \frac{\pi}{180} \quad (2.9)$$

2.4.2 Cálculo dos Ângulos Iniciais

Para cada trajeto N (excluindo a visada direta), calcula-se um ângulo azimutal de chegada inicial θ'_n que depende da potência relativa do percurso. Conforme a Equação 2.10.

$$\theta'_n = 1,42\sigma_\theta \sqrt{-\ln\left(\frac{\alpha_n^2}{\max_N(\alpha_n^2)}\right)} \quad (2.10)$$

Essa expressão reflete o fato de que trajetórias de menor potência tendem a estar mais afastadas angularmente da linha de visada direta. O ângulo de elevação de chegada inicial ϕ_n é dado de acordo com a Equação 2.11.

$$\phi'_n = -\sigma_\phi \ln \left(\frac{\alpha_n^2}{\max_N(\alpha_n^2)} \right) \quad (2.11)$$

Os ângulos iniciais, são o escopo dos ângulos finais, que para isso devem se submeter a interferência de sinais aleatórios que são gerados na seção posterior.

2.4.3 Inclusão de Variabilidade Estatística

Para introduzir assimetrias e variações finas na distribuição angular, é gerado um sinal aleatório U_n que assume N valores ± 1 com probabilidade igual, e um termo de desvio Y_n com N valores extraídos de uma distribuição normal de média zero e desvio-padrão $\frac{\sigma_\theta}{7}$ para os ângulos azimute e $\frac{\sigma_\phi}{7}$ para os ângulos de elevação. Para os ângulos de elevação, ainda é recomendado a seleção de um parâmetro de larga escala, o ângulo de elevação médio ($\bar{\phi}$) entre 0 e $\frac{\pi}{2}$. Os ângulos de chegada finais, azimute e elevação, para cada trajeto são então obtidos sequencialmente pelas Equações 2.12 e 2.13:

$$\theta_n = U_n \theta'_n + Y_n, \quad \theta_n \leftarrow \theta_n - \theta_1 \quad (2.12)$$

$$\phi_n = U_n \phi'_n + Y_n, \quad \phi_n \leftarrow \phi_n - \phi_1 + \bar{\phi} \quad (2.13)$$

Vale ressaltar que a subtração dos componentes θ_1 e ϕ_1 , só são necessários em caso que o canal admite componente de visada direta, desta forma a primeira componente (LoS) ajusta seu ângulo para 0, e no caso da elevação assume o valor do ângulo médio ($\bar{\phi}$), que no caso dessa atividade foi escolhido o valor de 45° .

2.4.4 Vetor de Direção de Chegada

Cada par de ângulos θ_n e ϕ_n define a direção tridimensional de chegada da n -ésima componente multipercurso. O vetor unitário de chegada r_n é calculado conforme a Equação 2.14.

$$r_n = \begin{bmatrix} \cos \theta_n \sin \phi_n \\ \sin \theta_n \sin \phi_n \\ \cos \phi_n \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Este vetor é utilizado nos tópicos subsequentes para o cálculo do desvio Doppler e para a síntese do sinal recebido.

2.5 MODELAGEM DO DESVIO DOPPLER

O efeito Doppler em comunicações móveis manifesta-se como uma mudança na frequência do sinal recebida devido ao movimento relativo entre transmissor, receptor e causado também pelos sinais oriundos devido aos multpercursos. Sob a hipótese de propagação em meio não dispersivo, a frequência observada é deslocada proporcionalmente à componente da velocidade relativa ao longo da direção de propagação da onda. Assim, antes de implementar a simulação, é conveniente enunciar a expressão teórica do desvio de frequência.

Para uma onda plana de frequência portadora f_c e comprimento de onda λ , a componente de desvio Doppler causada pela velocidade relativa v ao longo do vetor de chegada r_n (direção unitária associada ao n -ésimo trajeto) pode ser expressa por meio da Equação 2.15.

$$v_n = \frac{1}{\lambda} r_n \cdot v_{rx} \quad (2.15)$$

Onde $r_n \cdot v$ representa o produto interno entre os vetores. Essa formulação decorre do fato de que a velocidade projeta-se na direção de chegada e causa um desvio de frequência proporcional a essa projeção.

No contexto da simulação, assume-se que apenas o receptor está em movimento, enquanto o transmissor e os espalhadores são estáticos. O módulo da velocidade do receptor v_{rx} é escolhido de acordo com o cenário estudado, neste caso 5 e 50 m/s, já os ângulos que descrevem sua direção (azimute θ_v e elevação ϕ_v) devem ser definidos sequencialmente nos intervalos de $[0 \sim 2\pi]$ e $[0 \sim \pi]$, no estudo em questão foi definido $\pi/4$ (45°) para θ_v e $\pi/2$ (90°) para ϕ_v . A partir desses parâmetros, define-se o vetor de velocidade unitário de acordo com a Equação 2.16.

$$\hat{v} = \begin{bmatrix} \cos \theta_v \sin \phi_v \\ \sin \theta_v \sin \phi_v \\ \cos \phi_v \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Logo v_{rx} é dado pelo produto de v_{rx} e \hat{v} . Para efeitos de modelagem, será considerado θ_v e ϕ_v , bem como v_{rx} , constantes, desta forma admitindo que a velocidade é constante em módulo e direção.

2.6 MODELAGEM DO SINAL TRANSMITIDO E DO SINAL RECEBIDO

O próximo item do projeto aborda a síntese de um sinal básico transmitido e a obtenção do respectivo sinal recebido a partir da caracterização multipercurso do canal. Esta seção descreve a metodologia para gerar o pulso retangular que representa o sinal transmitido e para sintetizar o sinal recebido, sem discutir resultados numéricos.

2.6.1 Sinal Transmitido

Considera-se que o transmissor envia um pulso retangular ($s(t)$) de amplitude unitária e largura δt . A forma de onda é definida no domínio temporal por uma função porta (rectangular function). De acordo com a definição matemática da função retangular (REF), o pulso de largura δt e amplitude 1 é dado de acordo com a Equação 2.17.

$$s(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq \delta t \\ 0, & t > \delta t \end{cases} \quad (2.17)$$

Para a simulação, fixa-se o eixo temporal no intervalo $t \in [0, 5\delta t]$ para cada valor de δt . O valor de δt é selecionado conforme um conjunto de três larguras distintas, listadas na subseção 2.1, a fim de analisar o efeito da duração do pulso na síntese do sinal. O vetor de amostras do pulso é gerado discretizando o intervalo de tempo com um número M de pontos também especificado na subseção 2.1.

2.6.2 Síntese do Sinal Recebido

A determinação do sinal recebido baseia-se na caracterização multipercurso obtida nos tópicos anteriores. Cada trajetória possui um atraso τ_n , uma amplitude α_n e um desvio Doppler ν_n . Além disso, o termo de fase do percurso é variante no tempo devido ao Doppler. Para cada trajetória n , define-se a fase instantânea $\varphi_n(t)$ por meio da Equação 2.18.

$$\varphi_n(t) = \bar{\varphi}_n - 2\pi\nu_n t \quad (2.18)$$

Onde $\bar{\varphi}_n$ representa a parte estatística da fase, dada pela Equação 2.19, enquanto que $2\pi\nu_n t$ representa a parte variante no tempo da fase.

$$\bar{\varphi}_n = 2\pi[(f_{c;Hz} + \nu_n)\tau_n] \quad (2.19)$$

Sendo $f_{c;Hz}$ a frequência f_c porém nesse caso em Hz. O sinal recebido é obtido somando as contribuições de todos os percursos. Cada componente multipercurso é ponderado pela

amplitude complexa correspondente e pelo termo de fase acima, e é deslocado no tempo pelo atraso τ_n . A expressão analítica do sinal recebido ($r(t)$) é dado por meio da Equação 2.20.

$$r(t) = \sum_{n=1}^N \alpha_n e^{-j2\pi[(f_{c,HZ} + v_n)\tau_n - v_n t]} s(t - \tau_n) \quad (2.20)$$

Onde $s(t - \tau_n)$ representa o pulso retangular deslocado de τ_n . Na implementação numérica, considera-se que o pulso deslocado é unitário no intervalo $[\tau_n \sim \tau_n + \delta t]$ e zero fora dele; essa aproximação corresponde a uma convolução discreta entre o pulso e a resposta ao impulso do canal. A soma em n incorpora todas as trajetórias, incluindo a componente de linha de visada direta ($n=1$) e os percursos dispersos.

2.7 AUTOCORRELAÇÃO DO CANAL E PARÂMETROS DE COERÊNCIA

O sexto item do projeto tem por objetivo caracterizar a correlação do canal em frequência e em tempo e, a partir dela, extrair métricas de coerência. Essas propriedades são fundamentais para o dimensionamento de sistemas de comunicações móveis, pois determinam a largura de banda sobre a qual o canal pode ser considerado aproximadamente constante e o intervalo de tempo durante o qual sua resposta não varia significativamente.

Nesta subseção descreve-se a metodologia para calcular a função de autocorrelação do canal, traçar as curvas de correlação e inferir a banda e o tempo de coerência a partir de limiares predefinidos, sem apresentar resultados numéricos.

2.7.1 Função de Autocorrelação do Canal

A modelagem multipercurso desenvolvida nos tópicos anteriores permite descrever o canal por um conjunto de atrasos, amplitudes e desvios Doppler para cada percurso. A função de autocorrelação do canal, denotada por $\rho_{TT}(\kappa; \sigma)$, mede o grau de similaridade entre a resposta ao impulso em dois instantes separados por uma diferença de frequência κ (deslocamento em hertz) e uma diferença de tempo σ (deslocamento em segundos). A expressão analítica da autocorrelação é dada pela Equação 2.21.

$$\rho_{TT}(\kappa; \sigma) = \frac{1}{\Omega_c} \sum_{n=1}^N \alpha_n^2 e^{-j2\pi\tau_n\kappa} e^{j2\pi v_n\sigma} \quad (2.21)$$

Onde a exponencial $e^{-j2\pi\tau_n\kappa}$ introduz um deslocamento de fase proporcional ao atraso quando se considera a correlação em frequência, enquanto $e^{j2\pi v_n\sigma}$ incorpora a variação de

fase devida ao desvio Doppler quando se considera a correlação em tempo. Na implementação numérica, os valores de κ e σ serão varridos em intervalos apropriados para traçar as curvas de correlação.

2.7.2 Banda de Coerência e Tempo de Coerência

Para avaliar a coerência em frequência, fixa-se o deslocamento temporal $\sigma=0$ na Equação 2.21 e calcula-se a correlação em função de κ . Obtém-se a função de correlação de frequência com a exponencial de deslocamento de fase retornando 1.

O módulo de $\rho_{TT}(\kappa; 0)$ descreve a semelhança do canal para frequências separadas por κ . Uma propriedade importante é a banda de coerência B_c , que especifica a maior faixa de frequência sobre a qual o canal pode ser considerado aproximadamente constante. Em termos aproximados, a banda de coerência é inversamente proporcional ao espalhamento de atraso: $B_c \approx \frac{1}{k\sigma_\tau}$. Na prática, define-se B_c a partir da função de correlação: para um limiar ρ_B , para o projeto em questão esses limiares são definidos em 0,90 e 0,95. A banda de coerência pode ser dada de acordo com a Equação 2.22.

$$B_c = \inf\{\kappa \geq 0: |\rho_{TT}(\kappa; 0)| \leq \rho_B\}, \quad \text{para } 0 \leq \rho_B \leq 1 \quad (2.22)$$

Em que $\inf\{\cdot\}$ é o ínfimo de um conjunto e $0 < \rho_B < 1$ é um parâmetro que indica o nível de correlação exigido. Em outras palavras, a banda de coerência do canal é o maior valor de κ que mantém $|\rho_{TT}(\kappa; 0)|$ maior ou igual a algum coeficiente de correlação razoável ρ_B .

De modo análogo, a coerência em tempo é avaliada fixando-se o deslocamento em frequência $\kappa=0$ e calculando a correlação em função de σ .

O módulo de $\rho_{TT}(0; \sigma)$ indica o quanto a resposta ao impulso do canal permanece correlacionada ao longo do tempo. A coerência temporal é usualmente resumida pelo tempo de coerência T_c , que corresponde ao maior intervalo durante o qual o canal pode ser considerado quase constante. Teoricamente, T_c é aproximadamente inverso à extensão do espectro Doppler: $T_c \approx \frac{1}{\sigma_v}$. O tempo de coerência pode ser dado por meio da Equação 2.23.

$$T_c = \inf\{\sigma \geq 0: |\rho_{TT}(0; \sigma)| \leq \rho_T\}, \quad \text{para } 0 \leq \rho_T \leq 1 \quad (2.23)$$

Em termos físicos, o tempo de coerência representa o maior intervalo σ que mantém $|\rho_{TT}(0; \sigma)|$ acima de um limiar de correlação ρ_T , neste projeto definido também em 0,9 e 0,95.

3 RESULTADOS

Esse capítulo reúne e discute os principais resultados obtidos a partir das simulações realizadas para o cenário UMi-LoS. A análise é estruturada em diferentes subseções que abordam, de forma detalhada, os fenômenos de atraso multipercurso, potência e dispersão de atraso, direções de chegada, efeitos do desvio *Doppler*, além da comparação entre o sinal transmitido e o sinal recebido. Também são discutidas as métricas de coerência em frequência e temporal, relacionando-as com os parâmetros fundamentais do canal. O objetivo é interpretar os resultados numéricos e gráficos gerados, destacando como eles se conectam às equações apresentadas no Capítulo 2 e às questões propostas no projeto, fornecendo uma visão integrada sobre o comportamento do canal em estudo, inclusive considerando o receptor em movimento.

3.1 ATRASO MULTIPERCURSO

O atraso multipercurso é um dos principais parâmetros para caracterização estatística dos canais sem fio, pois está diretamente associado à dispersão temporal dos sinais. Essa dispersão impacta a seletividade em frequência do canal e, consequentemente, a largura de banda de coerência, limitando a taxa de transmissão.

No cenário **UMi LoS**, adotado nesta simulação, observou-se que a média do espalhamento de atraso (σ_τ) apresenta uma tendência decrescente conforme a frequência de operação aumenta. Esse comportamento está relacionado ao fato de que, em ambientes de visada direta, a contribuição dos percursos refletidos se torna relativamente menos significativa em faixas de frequência mais elevadas. Já o desvio padrão de σ_τ manteve-se constante, reforçando que a em visada direta (LoS) a variabilidade para essa variável permanece o mesmo valor independente da frequência. Esse comportamento pode ser visualizado na Figura 3.1, que apresenta a relação entre a frequência de operação e as estatísticas do espalhamento de atraso.

Complementarmente, foi obtida a distribuição estatística dos atrasos individuais de cada percurso, representada na Figura 3.2. Nela, o histograma dos valores simulados é comparado com a curva teórica exponencial ajustada. Observa-se que, conforme esperado pelo modelo adotado, a distribuição dos atrasos segue aproximadamente o comportamento exponencial,

com maior concentração de percursos em valores próximos de zero e ocorrência decrescente de trajetórias de maior atraso.

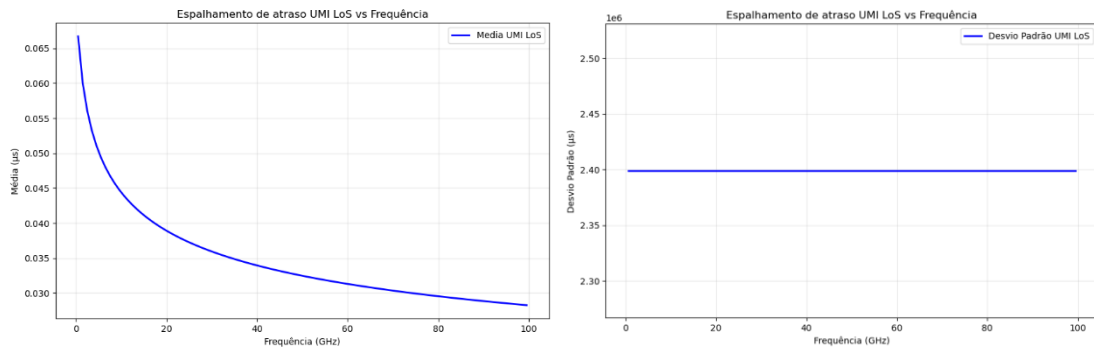


Figura 3.1. Média e desvio padrão do espalhamento de atraso em função da frequência (UMi - LoS). Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

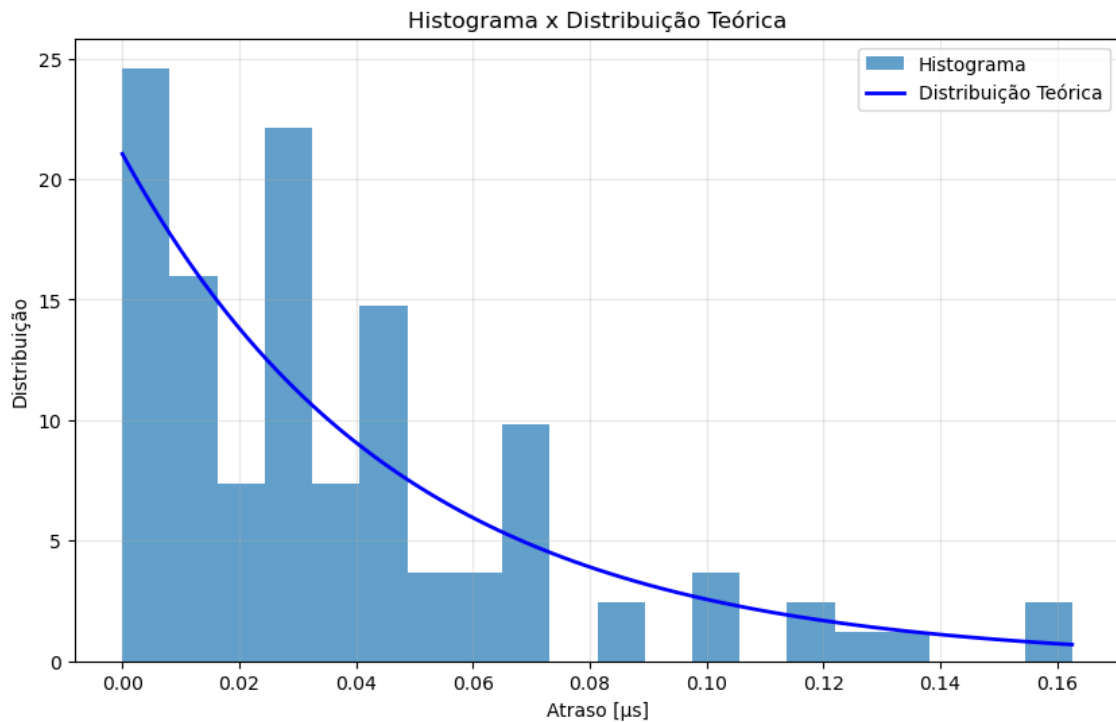


Figura 3.2. Histograma do atraso multipercurso comparado à distribuição exponencial teórica. Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A análise conjunta do histograma com a curva teórica permite compreender que o canal em questão apresenta dispersão temporal moderada, compatível com o ambiente com visada direta (UMi LoS). Esse resultado confirma que a maior parte da energia do sinal é concentrada em trajetórias de pequeno atraso, enquanto os sinais com maior atraso possuem potência bem mais reduzida. Tal característica é essencial para o dimensionamento de sistemas de comunicação, pois impacta tanto o projeto de equalizadores, e posteriormente ao verificar a banda de coerência é possível verificar a largura de banda útil.

3.2 POTÊNCIA MULTIPERCURSO

A análise da potência multipercurso no cenário UMi LoS permite compreender como a energia recebida se distribui entre a componente principal e os ecos dispersos do canal. Como mostra a Figura 3.3, observa-se o perfil de atraso de potência (PDP), no qual cada trajetória apresenta uma contribuição distinta em função do atraso relativo.

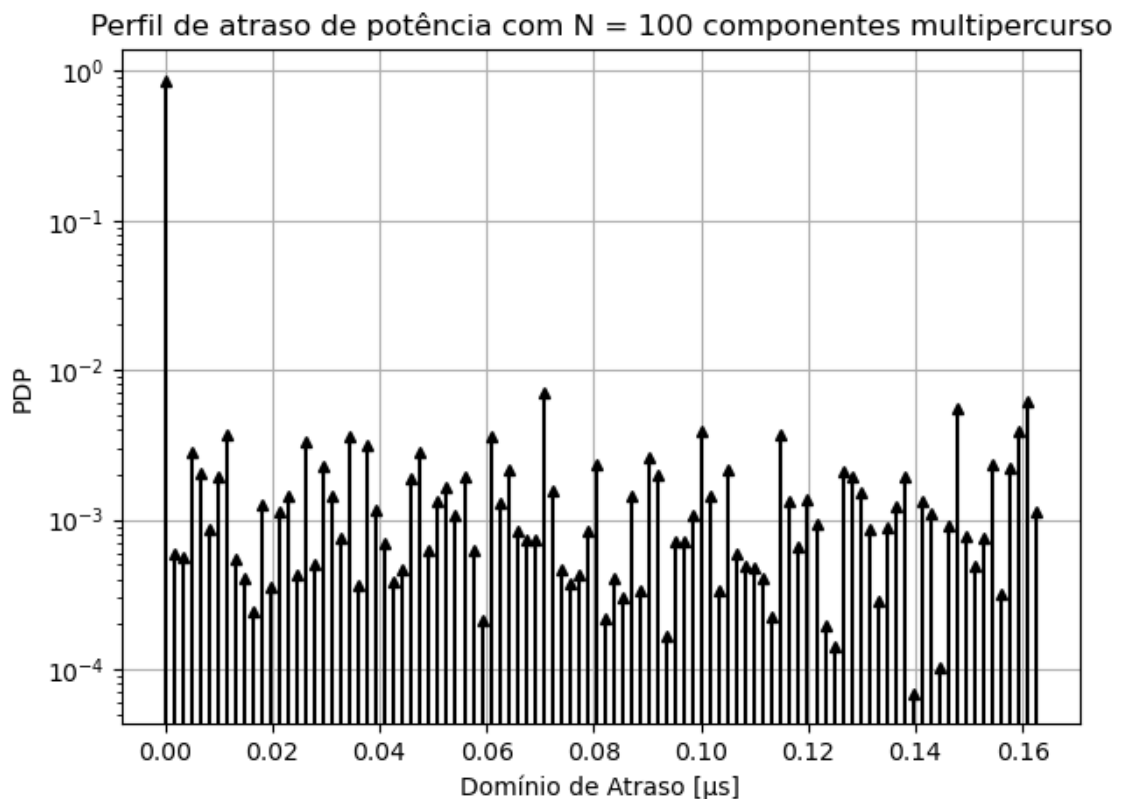


Figura 3.3. Perfil de atraso de potência (PDP) do canal no cenário UMi LoS. Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Nota-se que a maior concentração de energia ocorre na componente no tempo nulo, refletindo a predominância da linha de visada (LoS) em relação aos percursos secundários. Note que a escala é logarítmica.

A comparação entre o fator de Rice gerado e calculado evidencia a consistência do modelo.

Quadro 3.1. Fator de Rice (K_R) gerado e calculado.

	K_R Gerado	K_R Calculado
Fator de Rice (K_R)	6.25356416	6.253564159283006

Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Este parâmetro caracteriza a razão LoS/NLoS do canal, indicando que o ambiente modelado possui uma forte componente determinística de visada, condizente com o cenário UMi LoS.

Quanto ao espalhamento de atraso, calculado segundo a Equação 2.1 do Capítulo 2 obteve-se os seguintes valores

Quadro 3.2. Espalhamento de atraso σ_τ gerado e calculado.

	Gerado	Calculado
Espalhamento de Atraso (σ_τ)	2.187477169343344e-08	1.58411901e-08

Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

A diferença observada está associada ao caráter estocástico do processo de geração das amostras de atraso, mas ambos os valores estão na ordem de grandeza, reforçando a validade do modelo. É possível que com mais variáveis multipercurso geradas, este valor tenderia a se igualar, conforme o Teorema Central do Limite.

Este parâmetro tem interpretação física direta: representa a dispersão temporal média entre os múltiplos percursos, sendo determinante para avaliar a seletividade em frequência do canal.

A Figura 3.3 ilustra o perfil de atraso de potência obtido na simulação, destacando a grande atenuação das componentes que não estão em visada direta. A coerência entre os valores gerados e calculados confirma a aderência do modelo às recomendações do 3GPP TR 38.901 e reforça a adequação da metodologia de simulação descrita no Capítulo 2.

3.3 DIREÇÕES DE CHEGADA

A caracterização angular dos sinais recebidos é fundamental para compreender a dispersão espacial do canal de propagação. No cenário UMi-LoS, espera-se que a maior parte da energia seja concentrada na componente de visada direta (LoS), enquanto as demais contribuições dispersas (NLoS) se distribuem em torno desta, com menor intensidade. Para avaliar esse comportamento, foram analisadas tanto as direções de chegada em azimuth quanto em elevação.

A Figura 3.4 apresenta a análise referente aos ângulos azimutais, ilustrando a dispersão da potência (escala logarítmica) em função dos ângulos de chegada em azimuth, representada. Conforme já observado anteriormente, a componente da visada direta é bem maior que as demais componentes multipercurso, estando de acordo com a formulação teórica do modelo.

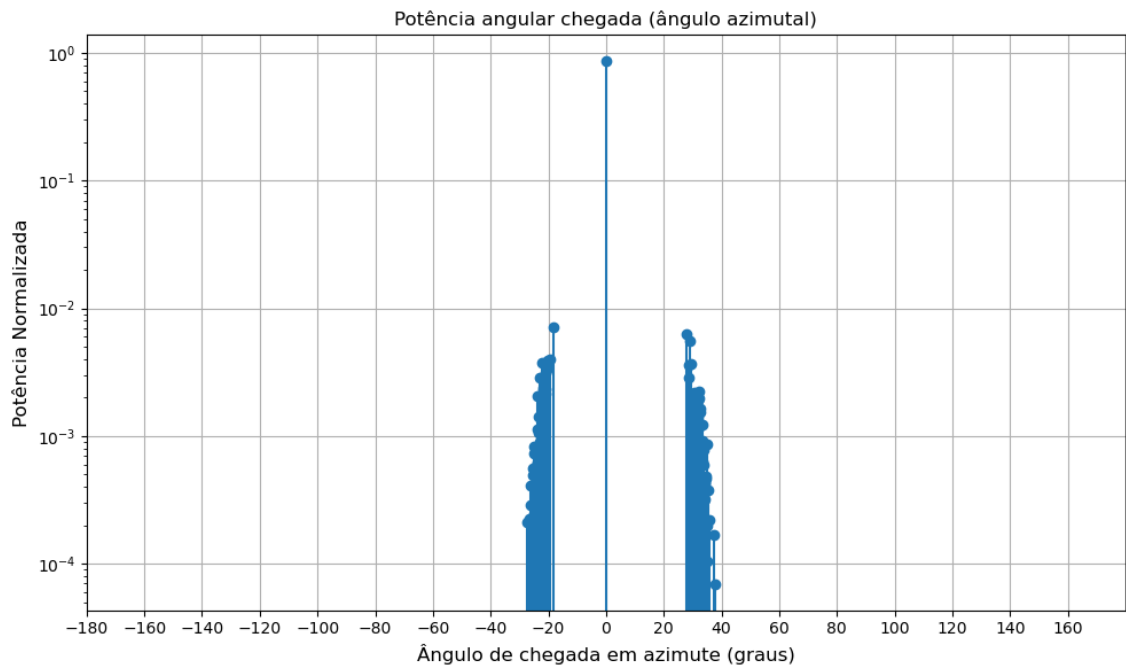


Figura 3.4. Dispersão da potência por azimuth. Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

De forma análoga, a Figura 3.5 mostra a distribuição dos ângulos em elevação, apresentando a potência em escala logarítmica, onde fica evidente que os ângulos de chegada apresentam dispersão limitada em torno da componente principal, refletindo a natureza concentrada da propagação no cenário UMi-LoS.

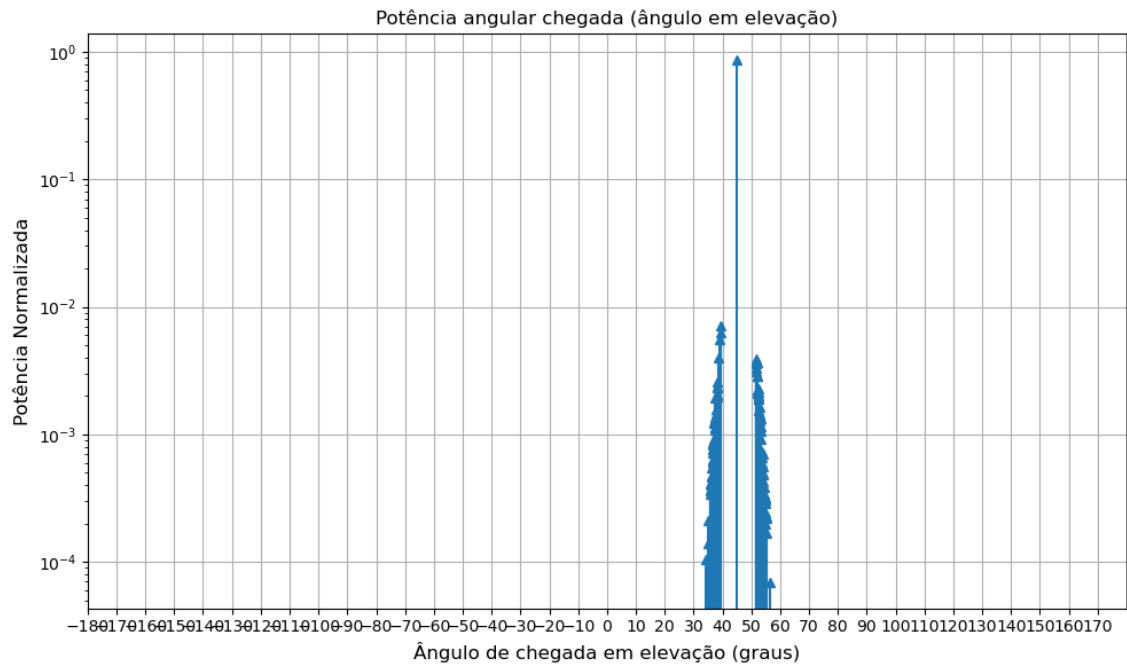


Figura 3.5. Dispersão da potência por elevação. Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

A Figura 3.6 corresponde as componentes das Figuras 3.4 e 3.5 de direções de chegada representada em três dimensões, integrando as informações de azimuth e elevação em um mesmo espaço.

Vetores 3D do Centro

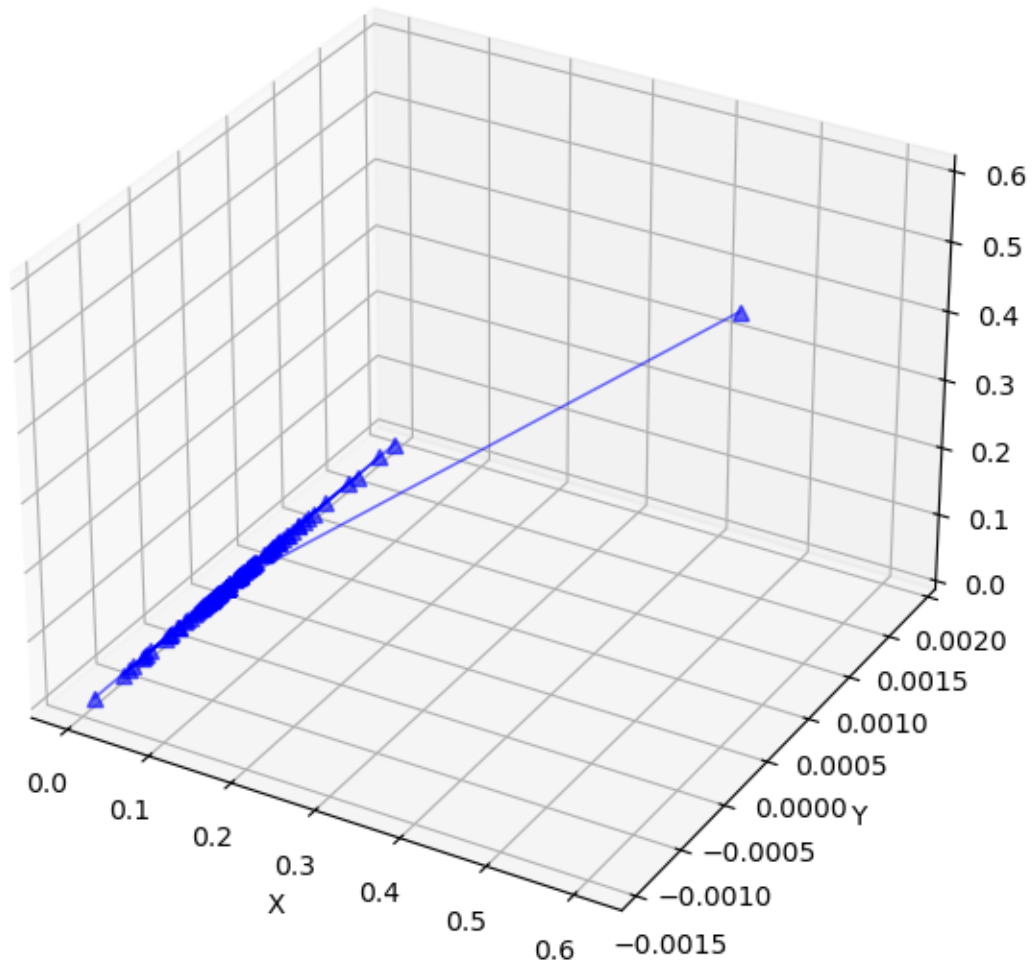


Figura 3.6. Direções de chegada em 3D. Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

3.4 DESVIO DOPPLER

O desvio *Doppler* constitui um dos principais efeitos dinâmicos nos canais de comunicação sem fio, resultante do movimento relativo entre transmissor, receptor e os diferentes percursos de propagação. A frequência de portadora sofre deslocamentos proporcionais à velocidade relativa e ao ângulo de incidência das componentes multipercurso, sendo responsável pela dispersão espectral que afeta diretamente a coerência temporal do canal.

No cenário de simulação UMi-LoS, foram considerados dois valores distintos de velocidade do receptor, $v_{rx} = 5\text{m/s}$ e $v_{rx} = 50\text{m/s}$, mantendo-se fixa a frequência da portadora

em $f_c = 3$ GHz. Como pode ser observado na Figura 3.7(a), para $v_{rx} = 5$ m/s, o espectro *Doppler* apresenta uma dispersão relativamente estreita em torno da frequência central, evidenciando que a maior parte da energia do canal permanece concentrada em valores próximos ao percurso de visada direta (LoS). Esse comportamento sugere um canal mais estável no tempo, associado a um maior tempo de coerência, uma vez que a variação *Doppler* é limitada.

Por outro lado, ao se elevar a velocidade para $v_{rx} = 50$ m/s, ilustrado na Figura 3.7(b), verifica-se um alargamento significativo do espectro Doppler, refletindo uma dispersão muito maior da potência em torno da componente de LoS. Essa expansão do espectro é consequência direta da maior velocidade relativa, que amplia os desvios de frequência de cada trajeto multipercurso. Nesse caso, observa-se um impacto mais severo na coerência temporal do canal, reduzindo o intervalo no qual o canal pode ser considerado invariante.

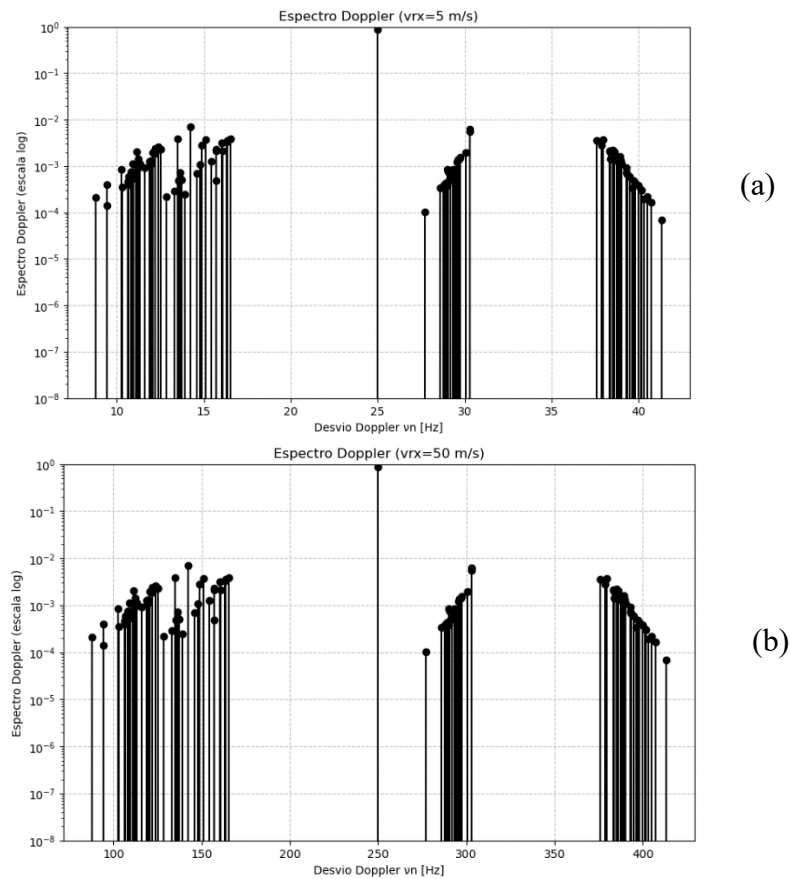


Figura 3.7. (a) Espectro Doppler para $v_{rx} = 5$ m/s no cenário UMi-LoS. (b) Espectro Doppler para $v_{rx} = 50$ m/s no cenário UMi-LoS. Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

A comparação direta entre as Figuras 3.7(a) e 3.7(b) confirma a relação direta entre velocidade relativa e o desvio Doppler, em conformidade com o modelo teórico descrito no

Capítulo 2. Assim, velocidades mais elevadas resultam em maior dispersão espectral, o que exige técnicas mais robustas de estimação e rastreamento de canal para garantir a confiabilidade da comunicação sem fio em ambientes urbanos móveis.

3.5 SINAL TRANSMITIDO VS SINAL RECEBIDO

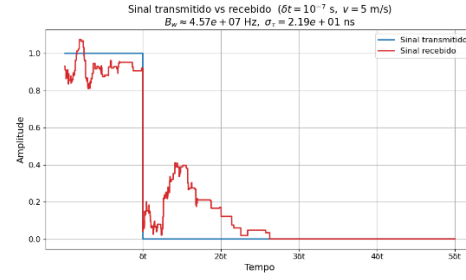
A comparação entre os sinais transmitido e recebido evidencia a influência da resolução temporal adotada na simulação. Em canais seletivos em frequência e em tempo, como no cenário UMi-LoS, a forma de onda recebida sofre distorções relacionadas ao espalhamento em atraso de multipercurso. No entanto, a severidade dessas distorções depende diretamente do intervalo de amostragem considerado.

Na Figura 3.8(a), para o caso de $\delta t = 10^{-7} s$, observa-se que o sinal recebido apresenta fortes oscilações em relação ao transmitido. Esse comportamento está associado ao fato de que, em alta resolução temporal, é possível capturar a influência de múltiplas sinais provenientes de multipercurso do canal, que se somam de forma construtiva e destrutiva, resultando em um sinal mais irregular. Consequentemente diminuindo o tempo de coerência que é inversamente proporcional à resolução temporal adotada.

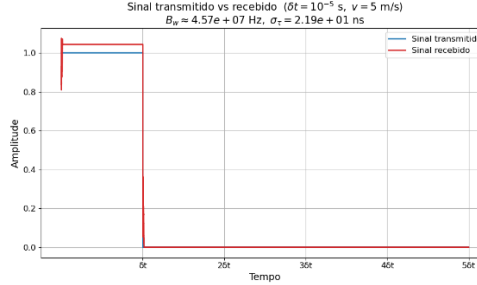
Quando o intervalo de amostragem é aumentado para $\delta t = 10^{-5} s$, como ilustrado na Figura 3.8(b), as variações rápidas são atenuadas. O sinal recebido torna-se mais suave e já apresenta maior semelhança com o transmitido, pois a resolução adotada não distingue plenamente os efeitos de todos os percursos de multipercurso.

Por fim, na Figura 3.8(c), correspondente a $\delta t = 10^{-3} s$, a suavização é ainda mais acentuada. O sinal recebido praticamente se confunde com o transmitido, uma vez que os efeitos do canal são mascarados pela menor resolução temporal. Esse resultado confirma que, para escalas mais largas, o sistema se comporta como se estivesse sob um canal quase não seletivo, preservando a forma de onda original.

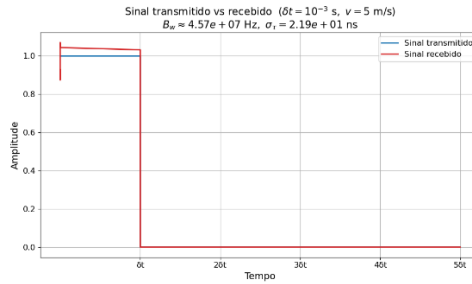
Assim, verifica-se que quanto maior o valor de δt , maior a semelhança entre o sinal transmitido e o recebido. Isso está em consonância com os valores obtidos para a largura de banda de coerência B_c e o espalhamento em atraso σ_τ , discutidos no Capítulo 2, reforçando que a seletividade do canal se manifesta de forma mais acentuada quando a resolução temporal é mais alta.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.8. Comparação entre sinal transmitido e recebido para diferentes intervalos de amostragem: (a) $\delta t = 10^{-7}$ s (b) $\delta t = 10^{-5}$ s (c) $\delta t = 10^{-3}$ s considerando velocidades 5 m/s. Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

3.6 AUTOCORRELAÇÃO E PARÂMETROS DE COERÊNCIA

A análise da coerência em frequência e no tempo é fundamental para a caracterização estatística do canal de propagação, pois permite determinar intervalos em que o sinal pode ser considerado estável ou correlacionado, sendo parâmetros-chave para avaliar a confiabilidade das comunicações sem fio.

A autocorrelação em frequência caracteriza a largura de faixa em que o canal se mantém correlacionado em termos espectrais, sendo determinada pela banda de coerência B_c . Essa grandeza indica a faixa de frequências em que o desvanecimento experimentado é aproximadamente o mesmo para todos os componentes espectrais. A Figura 3.9 ilustra o comportamento da função $|\rho(\kappa, 0)|$, também com limiares em $\rho_B = 0,95$ e $\rho_B = 0,90$. Os resultados indicam $B_c \approx 2,73$ MHz para $\rho_B = 0,95$ e $B_c \approx 7,66$ MHz para $\rho_B = 0,90$.

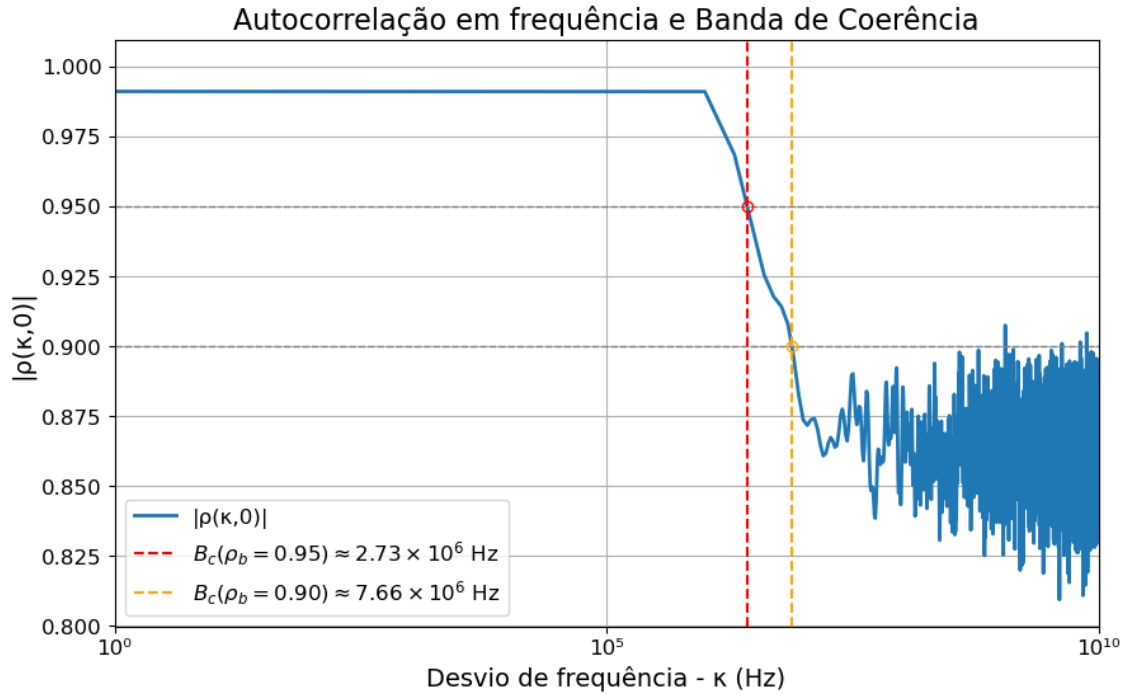


Figura 3.9. Autocorrelação em Frequência e Banda de Coerência. Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Por outro lado, a autocorrelação temporal é a duração de tempo durante a resposta impulsiva ao canal é considerada constante, refletindo sua capacidade de manter a coerência ao longo do tempo. Esse valor está diretamente associado à mobilidade do ambiente. O comportamento é caracterizado pelo tempo de coerência T_c , definido como o maior intervalo de tempo em que a autocorrelação se mantém acima de um valor de referência. Conforme discutido no Capítulo 2, o cálculo de T_c é realizado a partir da função de autocorrelação $|\rho(0, \sigma)|$. O Quadro 3.3 apresenta o resultado obtido para o cenário UMi-LoS, onde foram traçados dois limiares de referência: $\rho_B = 0,95$ e $\rho_B = 0,90$ e com as velocidades de 5 m/s e 50 m/s. A Figura 3.10 apresenta os gráficos para as duas velocidades.

Quadro 3.3. Tempo de Coerência (T_c) para $v=5$ m/s e 50 m/s.

Tempo de Coerência (T_c)	$\rho_B = 0,95$	$\rho_B = 0,90$
V = 5 m/s	$1,27 \times 10^{-2}$	$1,90 \times 10^{-2}$
V = 50 m/s	$1,27 \times 10^{-3}$	$1,90 \times 10^{-3}$

Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

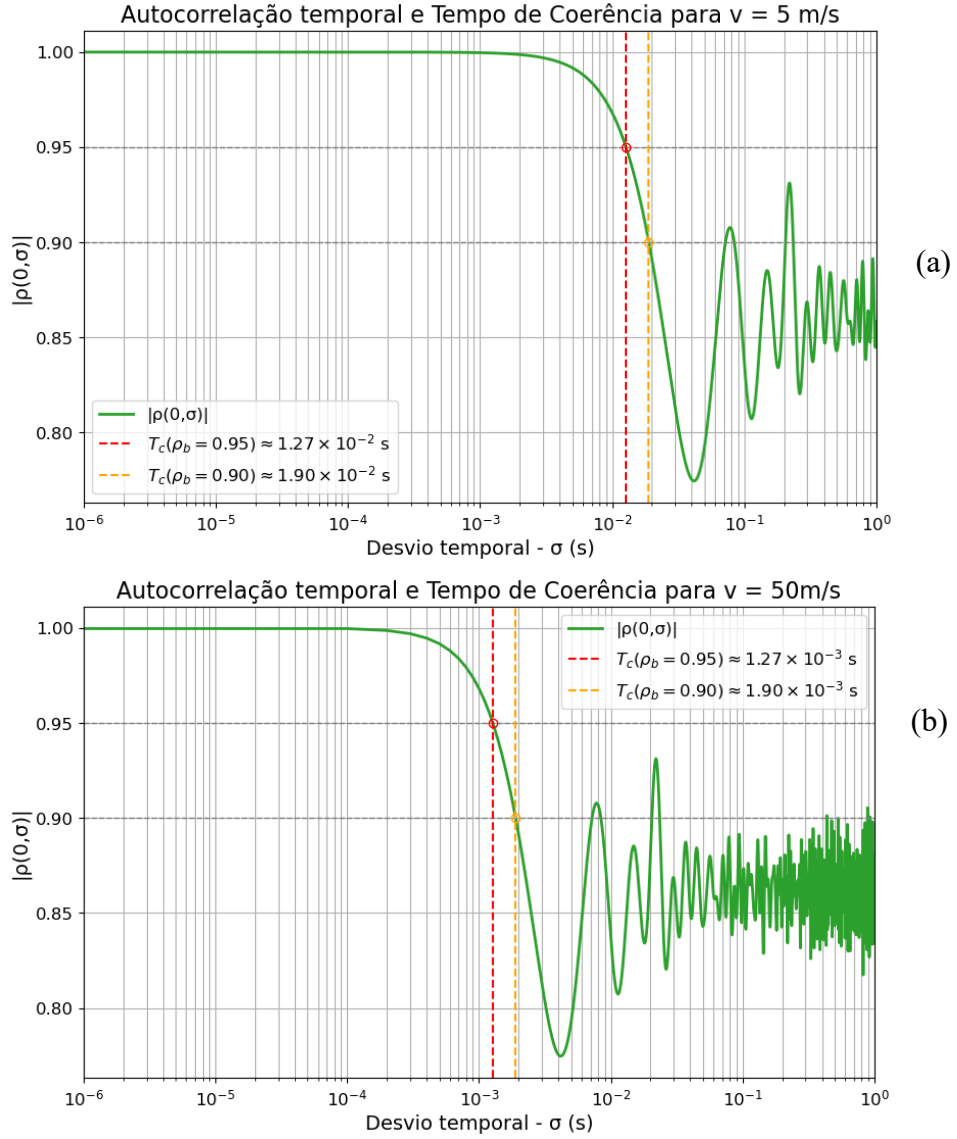


Figura 3.10. Autocorrelação temporal e Tempo de coerência. Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Esse resultado mostra que quanto maior a velocidade, menor o tempo de coerência, indicando a intuição de que quanto mais rápido é o móvel menor o tempo de coerência.

A comparação entre T_C e B_C permite compreender a relação dual entre o domínio temporal e o espectral: um canal com maior tempo de coerência tende a apresentar menor dispersão *Doppler*, enquanto uma maior banda de coerência está associada a menores espalhamentos de atraso. Dessa forma, os resultados obtidos evidenciam que o canal analisado apresenta coerência razoavelmente elevada, com impacto direto na escolha de parâmetros de modulação e largura de banda em sistemas de comunicação sem fio.

4 CONCLUSÕES

O estudo desenvolvido ao longo deste trabalho permitiu a caracterização detalhada do canal de comunicação sem fio no cenário UMi-LoS, abordando parâmetros fundamentais como atraso multipercurso, potência e dispersão de atraso, ângulos de chegada, desvio *Doppler* e as métricas de coerência em frequência e temporal.

As simulações mostraram de forma consistente que o canal apresenta forte impacto do espalhamento temporal e angular, refletindo em distorções significativas no sinal recebido, especialmente em condições de alta resolução temporal. Observou-se que quanto maior o intervalo de amostragem δt , mais suavizado é o sinal recebido, tornando-se visualmente mais semelhante ao sinal transmitido. Além disso, a análise do tempo de coerência e da largura de banda de coerência confirmou a relação de reciprocidade entre os domínios temporal e espectral, evidenciando como a mobilidade e o espalhamento em frequência impactam diretamente a confiabilidade da comunicação.

Entre as principais conclusões, destaca-se a comprovação de que os fatores estatísticos calculados, como o fator de Rice e o espalhamento de atraso, mantêm boa concordância entre os valores teóricos e simulados, validando a metodologia implementada. Do ponto de vista prático, os resultados obtidos reforçam a relevância da caracterização precisa do canal para o dimensionamento de sistemas de comunicação em ambientes urbanos, especialmente no contexto de frequências elevadas e cenários de alta mobilidade.

Como trabalhos futuros, sugere-se a ampliação da análise para outros cenários definidos pela 3GPP, como o ambiente RMa (Rural Macro) e UMa (Urban Macro), além da consideração de condições NLoS, que tendem a apresentar características de propagação mais severas. Outro ponto promissor é a implementação de diferentes técnicas de mitigação, como diversidade espacial e algoritmos de equalização, a fim de avaliar a eficiência na redução dos efeitos de desvanecimento seletivo.

Adicionalmente, a integração deste estudo com modelos de propagação baseados em medições reais pode contribuir para a validação experimental e maior aplicabilidade dos resultados em redes de quinta geração (5G) e futuras arquiteturas de comunicações sem fio.

Por fim, cabe destacar que, para fins de reprodutibilidade, o Apêndice A disponibiliza o link de acesso ao código desenvolvido, permitindo a conferência e replicação dos resultados

aqui apresentados. Já no Apêndice B, encontram-se as respostas para cada questão levantada no projeto, consolidando os achados deste trabalho e facilitando a verificação objetiva dos resultados obtidos.

APÊNDICE A – CÓDIGO DA SIMULAÇÃO

O código completo, devidamente comentado, utilizado para a implementação e simulação do canal, incluindo todas as etapas descritas na metodologia, encontra-se disponível para consulta e reprodução no seguinte link:

<https://github.com/takeshiikeda77/ComunicacoesMoveis/blob/main/Atividade01>

Demais documentos como os slides da aula e as instruções estão disponíveis no seguinte link:

<https://github.com/takeshiikeda77/ComunicacoesMoveis/tree/main>

Com isso é possível a conferência dos resultados apresentados e a adaptação para diferentes cenários de estudo que não foi contemplada nessa versão.

APÊNDICE B – RESPOSTA ÀS QUESTÕES DO PROJETO

1. Comando da atividade - Atraso multipercurso

(a) Siga os passos descritos na seção da modelagem do atraso multipercurso apresentados nos slides e gere o espalhamento de atraso do canal σ_τ e os termos de atraso τ_n .

Resposta (a): O espalhamento de atraso σ_τ e os atrasos τ_n foram gerados conforme descrito no Capítulo 2, subseção 2.2, e os resultados na subseção 3.1 do Capítulo 3.

(b) Quais são as distribuições de probabilidade que geralmente se aplicam na caracterização do espalhamento de atraso?

Resposta (b): No Modelo 3GPP TR 38.901, o espalhamento de atraso são modelados como distribuições Gaussianas (em escala logarítmica) e lognormal (em escala linear).

(c) Plote as curvas da média e do desvio padrão do espalhamento de atraso σ_τ como funções da frequência (entre 0,5 GHz e 100 GHz). Nesta figura, as estatísticas de σ_τ devem ser expressas em μs e a frequência em GHz.

Resposta (c): A Figura 3.1 (Capítulo 3) apresenta as curvas da média e desvio padrão do espalhamento de atraso em função da frequência.

(d) De acordo com os resultados do item (c), explique o motivo de a média de σ_τ diminuir com o aumento da frequência (escala linear).

Resposta (d): Para o cenário UMi LoS (Quadro 2.1) a equação que representa a média de σ_τ indica que com o aumento da frequência há um decréscimo na média (σ_τ). O motivo físico é que com o aumento da frequência (consequente diminuição do comprimento de onda) a refração se torna mais difícil e as reflexões se tornam menos difusa havendo menor dispersão temporal nas frequências mais altas.

(e) Explique o significado físico do espalhamento de atraso σ_τ .

Resposta (e): O significado físico do atraso está relacionado à dispersão temporal dos percursos do sinal refletindo no espalhamento do atraso e consequente dispersão da potência nos componentes de multipercurso.

(f) As componentes de atraso τ_n são geradas com base em que distribuição de probabilidade?

Resposta (f): As componentes de atraso τ_n seguem distribuição exponencial, tendo a média dada pela multiplicação do fator de proporcionalidade (r_τ) (Quadro 2.1) e a dispersão temporal (σ_τ) (subseção 2.2), ou seja a média da distribuição exponencial $= r_\tau \times \sigma_\tau$.

2. Comando da atividade – Potência multipercurso

(a) Siga os passos da seção da modelagem da potência multipercurso apresentada nos slides e gere os termos de sombreamento (ξ_n), de potência (α_n^2) e o fator de Rice do canal (K_R).

Resposta (a): Os termos de sombreamento ξ_n , potências α_n^2 e fator de Rice K_R foram gerados conforme subseção 2.3, e os resultados na subseção 3.2.

(b) Como o modelo 3GPP 38.901 relaciona os termos de potência com os termos de atraso? Existe alguma correspondência física nessa relação?

Resposta (b): O modelo 3GPP TR 38.901 relaciona a maior potência com trajetos com menores atrasos, e no caso do UMi LoS a maior potência corresponde ao atraso “zero” (normalizado).

(c) Explique o significado físico do sombreamento multipercurso.

Resposta (c): O sombreamento multipercurso representa variações rápida de potência causadas por múltiplos sinais chegando no receptor com atrasos e fases diferentes, causando interferência construtiva e destrutiva.

(d) O fator de Rice caracteriza qual relação entre grandezas do canal? Além disso, qual distribuição de probabilidade se aplica à modelagem do fator de Rice?

Resposta (d): O fator de Rice caracteriza a relação entre a potência da componente LoS e a soma das componentes dispersas. O fator no 3GPP TR 38.901 segue distribuição Gaussiana (em dB) ou distribuição Lognormal (em escala linear) demonstrado no quadro 2.4.

(e) Considerando os valores gerados para α_n^2 , confira o fator de Rice a partir da expressão:

$$K_R = \frac{\alpha_1^2}{\sum_{n=2}^N \alpha_n^2}$$

em que α_1^2 deve representar a potência da componente de visada direta. Compare o valor calculado com o valor gerado anteriormente.

Resposta (e): O valor calculado do K_R foi comparado ao valor gerado na seção 3.2 no Quadro 3.1 e os valores evidenciam consistência.

(f) A partir dos dados de α_n^2 e τ_n , plote o perfil de atraso de potência do canal.

Resposta (f): O perfil de atraso de potência (PDP) está representado na Figura 3.3. No Caso do UMi LoS é feito um ajuste para que o menor valor de atraso é considerado como a componente de visada direta.

(g) A partir dos dados de α_n^2 e τ_n , recalcule o espalhamento de atraso de acordo com sua definição:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{1}{\Omega_c} \sum_{n=1}^N \alpha_n^2 (\tau_n - \bar{\tau})^2}$$

em que Ω_c é o ganho do canal e $\bar{\tau}$ é o atraso médio, expresso por:

$$\bar{\tau} = \frac{1}{\Omega_c} \sum_{n=1}^N \tau_n \alpha_n^2$$

Resposta (g): O espalhamento de atraso foi recalculado conforme a equação 2.1 e comparado na seção 3.2 no Quadro 3.2 os valores estão na mesma ordem de grandeza, tendo a explicação da divergência dos valores devido a quantidade de amostras de multipercurso, e o valor calculado iria tender a igualar ao gerado, considerando o Teorema Central do Limite.

3. Comando da atividade – Componentes angulares

(a) Siga os passos da seção da modelagem das componentes angulares apresentada nos slides e gere os termos ângulo de chegada em azimuth (θ_n) e em elevação (ϕ_n).

Resposta (a): Os ângulos de chegada θ_n e ϕ_n foram obtidos conforme subseção 2.4 e resultados apresentados nos gráficos da subseção 3.3.

(b) Explique o significado físico dos espalhamentos angulares σ_θ e σ_ϕ . Quais distribuições de probabilidade geralmente se aplicam na modelagem desses parâmetros?

Resposta (b): Os espalhamentos σ_θ e σ_ϕ representam a dispersão angular do canal, sendo modelados por distribuições Gaussiana (em escala logarítmica) ou lognormal (em escala linear) conforme Quadro 2.5.

(c) Plote os gráficos da dispersão da potência nos domínios dos ângulos de chegada.

Resposta (c): A dispersão potência nos domínios dos ângulos de chegada estão representadas nas Figuras 3.4 e 3.5 da subseção 3.3.

(d) Com base nos ângulos θ_n e ϕ_n , gere os vetores de direção de chegada (\mathbf{r}_n) das componentes multipercurso. Plote uma visualização desses vetores.

Resposta (d): Os vetores \mathbf{r}_n foram gerados e visualizados em 3D na Figura 3.6 da subseção 3.3.

4. Comando da atividade – Desvio Doppler

(a) Considerando a metodologia apresentada em sala de aula, defina dois vetores velocidade, com velocidades escalares $v_{rx} = 5$ m/s e $v_{rx} = 50$ m/s para representar a mobilidade do receptor.

Resposta (a): Foram considerados os vetores de velocidade de 5 m/s e 50 m/s definidos na subseção 2.1 e detalhados na subseção 2.5 e os resultados apresentados na subseção 3.4. Para essa atividade, foram considerados os seguintes valores: $\pi/4$ (45°) para θ_v e $\pi/2$ (90°) para ϕ_v .

(b) Com base nos vetores \mathbf{r}_n , calcule os termos de desvio Doppler ν_n do canal.

Resposta (b): Os termos de desvio Doppler ν_n foram calculados a partir do produto escalar entre os vetores de chegada e velocidade, conforme descrito na subseção 2.5, e os resultados apresentados na subseção 3.4.

(c) Plote os gráficos da dispersão da potência no domínio de desvio Doppler para os casos com $v_{rx} = 5$ m/s e $v_{rx} = 50$ m/s. Explique as diferenças observadas.

Resposta (c): As Figuras 3.7(a) e 3.7(b) mostram que velocidades maiores resultam em maior desvio Doppler.

5. Comando da atividade – Sinal Transmitido e Recebido

(a) Considerando a metodologia apresentada em sala de aula, gere um pulso retangular de amplitude unitária e largura δt para representar o sinal transmitido. Fixe o domínio do tempo no intervalo $t \in [0, 5 \times \delta t]$. Gere três pulsos diferentes com $\delta t \in \{10^{-7}, 10^{-5}, 10^{-3}\}$ s.

Resposta (a): Três pulsos retangulares foram gerados para $\delta t = 10^{-7}$, 10^{-5} e 10^{-3} s e os resultados estão na Figura 3.8 da subseção 3.5.

(b) Determine o sinal recebido considerando a caracterização multipercurso gerada nos passos anteriores, considerando que o termo de fase é variante no tempo.

Resposta (b): O sinal recebido foi determinado considerando os atrasos, fases, potências e desvios Doppler, calculados conforme a subseção 2.6.2, e os resultados estão na Figura 3.8 da subseção 3.5

(c) Plote os gráficos do sinal recebido para os três casos de sinal transmitido (considerando o mesmo canal). Explique as diferenças observadas.

Resposta (c): Os gráficos estão nas Figuras 3.8a, 3.8b e 3.8c) mostram que pulsos mais longos resultam em sinais recebidos mais suaves e semelhantes ao transmitido.

6. Comando da atividade – Função de Autocorreção (Banda de Coerência e Tempo de Coerência)

(a) Determine a função de autocorrelação $\rho_{TT}(\kappa; \sigma)$ do canal.

Resposta (a): A função de autocorrelação $\rho_{TT}(\kappa; \sigma)$ foi determinada conforme equações da subseção 2.7.

(b) Plote $\rho_{TT}(\kappa; 0)$ em função de κ (expresso em MHz) e determine a banda de coerência do canal para $\rho_B = 0.95$ e $\rho_B = 0.90$.

Resposta (b): A banda de coerência foi obtida utilizando a equação 2.22 da subseção 2.7.2 para $\rho_B = 0,95$ e $0,90$, e os resultados estão na Figura 3.9. A Banda de Coerência para $\rho_B = 0,95$ é 2,73 MHz e $\rho_B = 0,90$ é 7,66 MHz,

(c) Plote $\rho_{TT}(0; \sigma)$ em função de σ (expresso em ms) e determine o tempo de coerência do canal para $\rho_T = 0.95$ e $\rho_T = 0.90$, considerando as velocidades $v_{rx} = 5$ m/s e $v_{rx} = 50$ m/s. Explique as diferenças observadas.

Resposta (c): O tempo de coerência foi obtida utilizando a equação 2.23 da subseção 2.7.2 para $\rho_T = 0.95$ e 0.90 , e os resultados estão na Figura 3.10 (a) e (b). O tempo de coerência estão apresentados no Quadro 3.3 da subseção 3.6. As diferenças indicam que maior a velocidade, menor o tempo de coerência.