

Lucas De Oliveira Lobo

**Análise Experimental de Transmissão Óptica
com Detecção Direta em Sistemas Limitados em
Banda**

Campina Grande, PB

2024

Lucas De Oliveira Lobo

Análise Experimental de Transmissão Óptica com Detecção Direta em Sistemas Limitados em Banda

Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) submetido à Coordenação de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande, Campus Campina Grande, como parte dos requisitos necessários para obtenção do título de Graduado em Engenharia Elétrica.

Universidade Federal de Campina Grande – UFCG

Centro de Engenharia Elétrica e Informática

Departamento de Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Edson Porto Da Silva

Campina Grande, PB

2024

Lucas De Oliveira Lobo

Análise Experimental de Transmissão Óptica com Detecção Direta em Sistemas Limitados em Banda

Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) submetido à Coordenação de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande, Campus Campina Grande, como parte dos requisitos necessários para obtenção do título de Graduado em Engenharia Elétrica.

Trabalho aprovado. Campina Grande, PB, ____/____/____.

Prof. Dr. Edson Porto Da Silva
Orientador

Prof. Dr. Adolfo Fernandes Herbster
Convidado

Campina Grande, PB
2024

Dedico este trabalho aos meus pais, Kelli Cristine Carvalho de Oliveira Lobo e Francisco Veras Lobo Filho, por me darem todo o apoio necessário para tornar isso possível. Dedico também à minha avó, Maria Segunda Lins Lobo, por sempre estar ao meu lado nos momentos que precisei.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a toda a minha família. Aos meus pais, Francisco e Kelli, por terem me proporcionado a oportunidade de chegar até aqui, através de seus esforços e do amor com que me criaram, sempre valorizando e apoiando minha educação. À minha avó, Maria Segunda, por sua paciência e carinho infinitos. Agradeço também à minha namorada e melhor amiga, Leiry, por todo o apoio, orientação e ajuda que foram essenciais nessa jornada.

Aos meus amigos, que, inúmeras vezes, se preocuparam comigo e me ajudaram sempre que precisei, deixo meu agradecimento especial a Andrey Lucyan, Bruno Nascimento, Caio Rodrigues, Dhara Pamplona, Jan Filho, Lara Rocha, Leonardo Pessoa, Lucila Maria, Micael Espínola, Victor Hugo, Yuri Siqueira, e a todos os demais membros do grupo "Bueiro".

Por fim, agradeço a todos que, de alguma forma, contribuíram generosamente para o meu progresso neste trabalho. Suas orientações, apoio e incentivo foram fundamentais para minha evolução e para a realização deste trabalho.

"Um futuro não é algo dado a você. É algo que você consegue por si mesmo.",
(Pod 042, NieR: Automata)

Resumo

Os sistemas de comunicação óptica têm se tornado a solução predominante para a transmissão de dados em alta velocidade e longas distâncias, graças à sua ampla capacidade de banda e baixa atenuação. Entre as diversas técnicas de modulação disponíveis, a modulação direta se destaca pela simplicidade, permitindo que o sinal de informação seja diretamente modulado na amplitude da luz. Essa característica simplifica a implementação tanto do transmissor quanto do receptor, resultando em um sistema de menor custo em comparação com métodos de modulação coerente, tornando-se uma opção atraente para várias aplicações práticas. Com o aumento da demanda por largura de banda e a expansão das redes de comunicação, a eficiência e a robustez dessa técnica se tornam ainda mais relevantes. No entanto, embora os dispositivos ópticos possuam uma grande largura de banda disponível, os equipamentos eletrônicos podem se tornar um gargalo para o desempenho desses sistemas. Diante disso, técnicas de estimação e equalização de canal tornam-se fundamentais. Este trabalho apresenta uma análise experimental de um sistema de comunicação óptico com modulação direta, utilizando pré-equalização para viabilizar a transmissão de dados em altas taxas.

Palavras-chaves: Sistemas de comunicação, Comunicação óptica, Modulação direta, Sistemas limitados em banda, Pré-equalização, 4PAM.

Abstract

Optical communication systems have become the predominant solution for high-speed, long-distance data transmission, thanks to their wide bandwidth capacity and low attenuation. Among the various modulation techniques available, direct modulation stands out for its simplicity, allowing the information signal to be directly modulated in the amplitude of the light. This characteristic simplifies both the transmitter and receiver implementation, resulting in a lower-cost system compared to coherent modulation methods, making it an attractive option for various practical applications. With the increasing demand for bandwidth and the expansion of communication networks, the efficiency and robustness of this technique become even more relevant. However, although optical devices offer a wide available bandwidth, electronic equipment can become a bottleneck in the performance of these systems. Therefore, channel estimation and equalization techniques are crucial. This work presents an experimental analysis of an optical communication system with direct modulation, utilizing pre-equalization to enable high-speed data transmission. **Key-**

words: Communication systems, Optical communication, Direct modulation, Band-limited systems, Pre-equalization, 4PAM.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Mapeamento dos símbolos para a) 4-PAM b) 8-PAM	4
Figura 2 – Diagrama de olho para a) 4-PAM e b) 8-PAM	5
Figura 3 – Resposta em frequência do filtro RRC para diferentes fatores de <i>roll-off</i> e $T_s = 100$ MHz.	6
Figura 4 – Probabilidade de erro de bit para modulação M-PAM	8
Figura 5 – Sinal transmitido e recebido em um canal com largura de banda de 100 MHz	10
Figura 6 – Diagrama do filtro LMS	14
Figura 7 – Gerador de sinal e osciloscópio utilizado.	15
Figura 8 – Equipamentos utilizados no setup óptico.	16
Figura 9 – Curvas de resposta do laser.	17
Figura 10 – Curva de resposta do atenuador.	18
Figura 11 – Diagrama do experimento <i>back-to-back</i> elétrico.	19
Figura 12 – Diagrama de olho do sinal 4-PAM com taxa de transmissão de 500 Mbaud sem pré equalização.	20
Figura 13 – Erro do algoritmo LMS, a) Histograma do erro e b) Erro ao longo das iterações	21
Figura 14 – Resultados do filtro FIR estimado pelo algoritmo LMS para a) Estimação de canal e b) Equalização de canal	21
Figura 15 – Resposta em frequência dos filtros calculados com o algoritmo LMS para a) Estimação de canal e b) Equalização de canal	22
Figura 16 – Diagrama de olho para uma taxa de transmissão de 500 Mbaud com pré equalização.	23
Figura 17 – Diagrama do procedimento experimental	25
Figura 18 – Diagrama de olho para uma taxa de 200 Mbaud, a) sem pré-equalização b) com pré-equalização.	26
Figura 19 – Comparação dos resultados com e sem pré-equalização, a) SNR, b) BER	27
Figura 20 – Diagrama de olho para uma taxa de 300 Mbaud, a) sem pré-equalização b) com pré-equalização.	28
Figura 21 – Diagrama de olho para uma taxa de 400 Mbaud, a) sem pré-equalização b) com pré-equalização.	28
Figura 22 – Diagrama de olho para uma taxa de 500 Mbaud, a) sem pré-equalização b) com pré-equalização.	29
Figura 23 – Comparação da BER com e sem pré-equalização para a) 4-PAM b) 8-PAM	29
Figura 24 – SNR vs potência recebida para o sistema com 4-PAM	31
Figura 25 – SNR vs potência recebida para o sistema com 8-PAM	31

Figura 26 – BER vs potência recebida para o sistema com 4-PAM	32
Figura 27 – BER vs potência recebida para o sistema com 8-PAM	32

Lista de tabelas

Tabela 1 – Caracterização do Laser e fotodiodo	17
Tabela 2 – Perda de inserção dos equipamentos ópticos	18
Tabela 3 – Frequências de corte para o canal do sistema <i>back-to-back</i> elétrico	22
Tabela 4 – Parâmetros utilizados para cada experimento	24
Tabela 5 – Atenuação da potência do sinal elétrico devido à pré-equalização	30
Tabela 6 – Potências de entrada necessária para uma SNR de 20 dB	30
Tabela 7 – Potências de entrada necessária para 4-PAM	30
Tabela 8 – Potências de entrada necessária para 8-PAM	30

Lista de abreviaturas e siglas

SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
ISI	<i>Inter-Symbol Interference</i>
LMS	<i>Least Mean Squares</i>
AM	<i>Amplitude Modulation</i>
PAM	<i>Pulse Amplitude Modulation</i>
MZM	<i>Mach-Zehnder Modulator</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
MSE	<i>Mean Squared Error</i>
APC	<i>Angled Physical Contact</i>
PC	<i>Physical Contact</i>
RRC	<i>Raised Cosine Filter</i>
RLS	<i>Recursive Least Squares</i>

Lista de símbolos

$A(t)$	Amplitude da portadora
$m(t)$	Mensagem transmitida
A_c	Amplitude da portadora
f_c	Frequência da portadora
T_s	Período de amostragem
$h(t)$	Resposta ao impulso do canal
P_{sinal}	Potência do sinal
$P_{\text{ruído}}$	Potência do ruído
M	Ordem da modulação
ϕ	Fase do sinal
$n(t)$	Ruído no tempo
$H(f)$	Resposta em frequência do canal
$\hat{H}(f)$	Resposta em frequência do filtro FIR
$\hat{h}(t)$	Resposta ao impulso do filtro FIR
L	Número de coeficientes do filtro FIR
μ	Tamanho do passo do filtro FIR
$P(x)$	Potência do sinal

Sumário

1	INTRODUÇÃO	1
1.0.1	Objetivo Geral	1
1.0.2	Objetivos Específicos	1
1.0.3	Organização do Trabalho	2
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	3
2.1	Sistemas de Comunicação Digital	3
2.1.1	Modulação em Amplitude	3
2.1.2	Formatação de Pulso	5
2.1.3	Detecção Direta	6
2.2	Sistemas de Comunicação Óptica	8
2.3	Canais Limitados em Banda e Interferência Intersimbólica	9
2.4	Pré-equalização em canais limitados em banda	12
2.4.1	Pré-equalização	12
2.4.2	Filtragem Adaptativa e filtro LMS	13
3	METODOLOGIA	15
3.1	Caracterização dos equipamentos	15
3.2	Experimento com configuração <i>back-to-back</i> elétrico	18
3.3	Experimento em <i>back-to-back</i> óptico	24
4	RESULTADOS	26
4.1	Experimento com taxa de símbolo de 200 Mbaud	26
4.2	Experimentos com taxas até 500 Mbaud	27
5	CONCLUSÕES	33
5.0.1	Trabalhos futuros	33
	REFERÊNCIAS	35

1 Introdução

Os sistemas de comunicação óptica têm desempenhado um papel fundamental na expansão das redes de comunicação de alta velocidade, permitindo a transmissão de dados em longas distâncias com baixa atenuação e alta capacidade de banda. Esses sistemas são essenciais para atender à crescente demanda por maior largura de banda, impulsionada pelo aumento do tráfego de dados em redes globais. No entanto, embora as fibras ópticas ofereçam uma ampla largura de banda disponível, os dispositivos eletrônicos utilizados nesses sistemas, como amplificadores e moduladores, podem se tornar um gargalo, limitando a taxa de transmissão de dados.

Neste contexto, técnicas como a detecção direta e a modulação de amplitude surgem como soluções práticas e eficientes. A modulação de amplitude, por exemplo, é amplamente utilizada pela sua simplicidade, onde o sinal de informação é diretamente modulado na fonte de luz, dispensando a necessidade de complexos esquemas de modulação coerente.

Este trabalho tem como objetivo realizar uma análise experimental de um sistema de comunicação óptica com detecção direta, focando na avaliação da viabilidade da transmissão de altas taxas de dados utilizando técnicas de pré-equalização. A principal motivação deste estudo é avaliar o desempenho do sistema em termos de qualidade de sinal, relação sinal-ruído (SNR) e taxa de erro de bit (BER), em diferentes configurações de taxa de símbolos e modulação.

1.0.1 Objetivo Geral

O objetivo geral deste trabalho é realizar uma análise experimental de um sistema de comunicação óptica com detecção direta, avaliando o impacto da pré-equalização na transmissão de dados, em um cenário de canal limitado em banda.

1.0.2 Objetivos Específicos

Como forma de mapear e organizar as etapas necessárias para atingir o objetivo geral proposto, foram definidos os seguintes objetivos específicos:

- Caracterização da banda dos equipamentos, com e sem pré-equalização;
- Análise de desempenho do sistema *back-to-back*;
- Avaliar o desempenho da detecção direta em sistemas de comunicação óptica utilizando modulação 4-PAM e 8-PAM;

- Implementar e validar a técnica de pré-equalização para compensar as distorções causadas por canais limitados em banda;
- Comparar o desempenho do sistema com e sem pré-equalização, em termos de BER e SNR, para diferentes taxas de símbolos;
- Analisar o impacto da taxa de modulação sobre o desempenho do sistema.

1.0.3 Organização do Trabalho

Este trabalho está organizado em cinco capítulos. No Capítulo 1, é apresentada uma introdução ao trabalho, destacando os objetivos gerais e específicos, além de contextualizar o tema da pesquisa.

No Capítulo 2, é realizada a fundamentação teórica, abordando os principais conceitos relacionados à comunicação digital, modulação óptica e interferência intersimbólica (ISI) em canais limitados em banda. Também são discutidas as técnicas de pré-equalização e filtragem adaptativa, com ênfase na aplicação do algoritmo LMS para compensar as distorções no sinal.

O Capítulo 3 descreve a metodologia utilizada para a realização dos experimentos. São apresentados os equipamentos e ferramentas empregados na montagem do sistema de comunicação óptica, assim como os procedimentos experimentais adotados para a análise da pré-equalização e da transmissão com altas taxas de dados.

No Capítulo 4, são apresentados e analisados os resultados experimentais obtidos. Discute-se o impacto da aplicação da pré-equalização no desempenho do sistema, incluindo a análise da taxa de erro de bit (BER) e da relação sinal-ruído (SNR) para diferentes taxas de símbolos e esquemas de modulação.

Finalmente, no Capítulo 5, são discutidas as conclusões do trabalho, sintetizando os principais resultados e sugerindo possíveis direções para pesquisas futuras na área de comunicação óptica com detecção direta.

2 Fundamentação Teórica

Este capítulo tem como objetivo fornecer as bases teóricas necessárias para compreender os conceitos fundamentais e as técnicas utilizadas no desenvolvimento e análise dos sistemas de comunicação digital, com ênfase em sistemas limitados em banda, interferência intersimbólica (ISI), e os métodos de mitigação desses efeitos. Serão discutidos tópicos cruciais como modulação em amplitude, canais de comunicação óptica, uso de moduladores Mach-Zehnder, e técnicas de pré-equalização e filtragem adaptativa, com destaque para a aplicação do algoritmo LMS (Least Mean Squares).

2.1 Sistemas de Comunicação Digital

Os sistemas de comunicação digital são fundamentais para o transporte eficiente de informações, especialmente em canais de alta capacidade como fibra óptica e rádio de micro-ondas. Esses sistemas utilizam sinais discretos para representar dados, e passam por etapas de modulação, formatação de pulso e recepção, a fim de garantir que o sinal seja transmitido e recebido de forma eficaz. Cada uma dessas etapas desempenha um papel crucial na manutenção da qualidade do sinal e na minimização de erros durante a transmissão.

2.1.1 Modulação em Amplitude

A modulação em amplitude (AM) em sistemas digitais é uma técnica amplamente utilizada para codificar informações em sinais de banda passante. Na modulação por amplitude, a amplitude da onda portadora $A(t)$ é variada de acordo com o sinal de informação $m(t)$. A equação geral de um sinal modulado em amplitude pode ser escrita como:

$$s(t) = A_c[1 + m(t)] \cos(2\pi f_c t), \quad (2.1)$$

Em que A_c é a amplitude da portadora, $m(t)$ é a mensagem analógica a ser transmitida e f_c é a frequência da portadora. No contexto de modulação digital, a modulação por amplitude pode ser implementada em níveis discretos, como 4-PAM (*pulse amplitude modulation*) e 8-PAM, onde múltiplos níveis de amplitude correspondem a diferentes combinações de bits. Por exemplo, na modulação 4-PAM, cada nível de amplitude codifica dois bits de informação. O mesmo ocorre para 8-PAM, que utiliza oito níveis de amplitude, codificando três bits por símbolo. A modulação por amplitude em sistemas digitais pode ser descrita matematicamente por:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n p(t - nT_s), \quad (2.2)$$

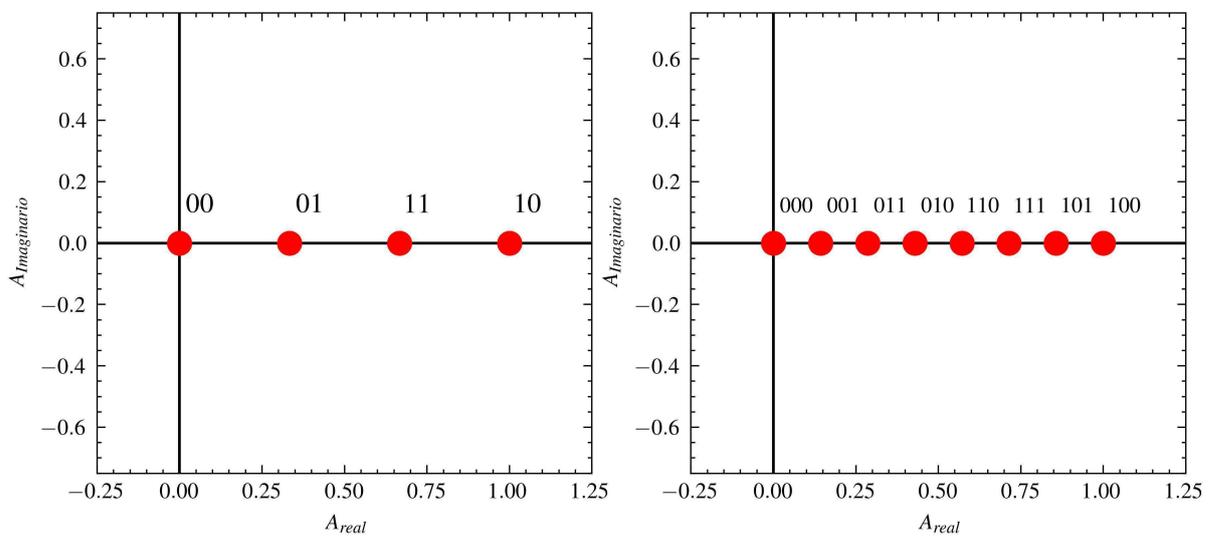
Em que A_n é a amplitude discreta do símbolo, $p(t)$ é a função usada para formatar o pulso e T_s é o período de cada símbolo. A modulação em amplitude também pode ser descrita por uma função que mapeia bits ou conjuntos de bits a símbolos, como no caso a seguir para o 4-PAM:

$$\{(0,0),(0,1),(1,0),(1,1)\} \rightarrow \{(0,0),(A/3,0),(2A/3,0),(A,0)\}, \quad (2.3)$$

Em que A é a amplitude máxima do sinal.

Ao aumentar a ordem da modulação, de 4-PAM para 8-PAM, por exemplo mais bits são transmitidos por símbolo. No entanto, a desvantagem está na menor separação entre os níveis de amplitude conforme a ordem de modulação aumenta, o que torna o sistema mais suscetível ao ruído, como pode ser visto na Figura 1. Isso leva a uma maior necessidade de potência de sinal para alcançar a mesma BER, conforme mostrado na Seção 7.6.2 do (PROAKIS; SALEHI, 2002).

Figura 1 – Mapeamento dos símbolos para a) 4-PAM b) 8-PAM

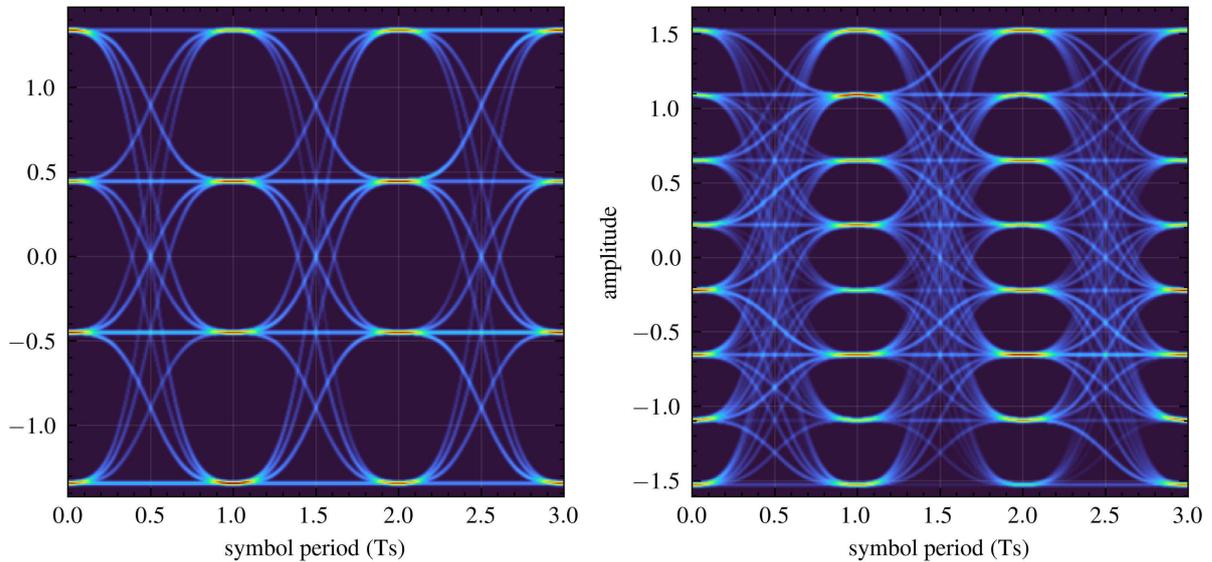


Fonte: Autoria própria.

Uma ferramenta de visualização amplamente utilizada na análise de sistemas de comunicação digitais é o diagrama de olho. Ele oferece uma representação gráfica do sinal recebido ao longo do tempo, sendo gerado a partir da sobreposição de múltiplos períodos de símbolo no osciloscópio. Essa sobreposição cria uma forma de "olho", cujo formato revela informações cruciais sobre as características e qualidade da transmissão, como a

SNR e o *jitter* do sinal, como pode ser visto em mais detalhes na seção 9.2 do (PROAKIS; SALEHI, 2002), a Figura 2 mostra diagramas de olho para modulações 4-PAM e 8-PAM em canais sem ruído.

Figura 2 – Diagrama de olho para a) 4-PAM e b) 8-PAM



Fonte: Autoria própria.

2.1.2 Formatação de Pulso

A formatação de pulso envolve o uso de técnicas para moldar os pulsos transmitidos de maneira a minimizar a ISI, que ocorre quando os símbolos adjacentes interferem entre si. A forma ideal de pulso é aquela que garante que não haja sobreposição entre símbolos sucessivos no ponto de decisão do receptor. Uma técnica comum para isso é o uso de pulsos com filtro de Nyquist, que possuem um espectro limitado e evitam o ISI.

A condição de Nyquist para evitar ISI é satisfeita quando o sinal transmitido obedece à seguinte regra:

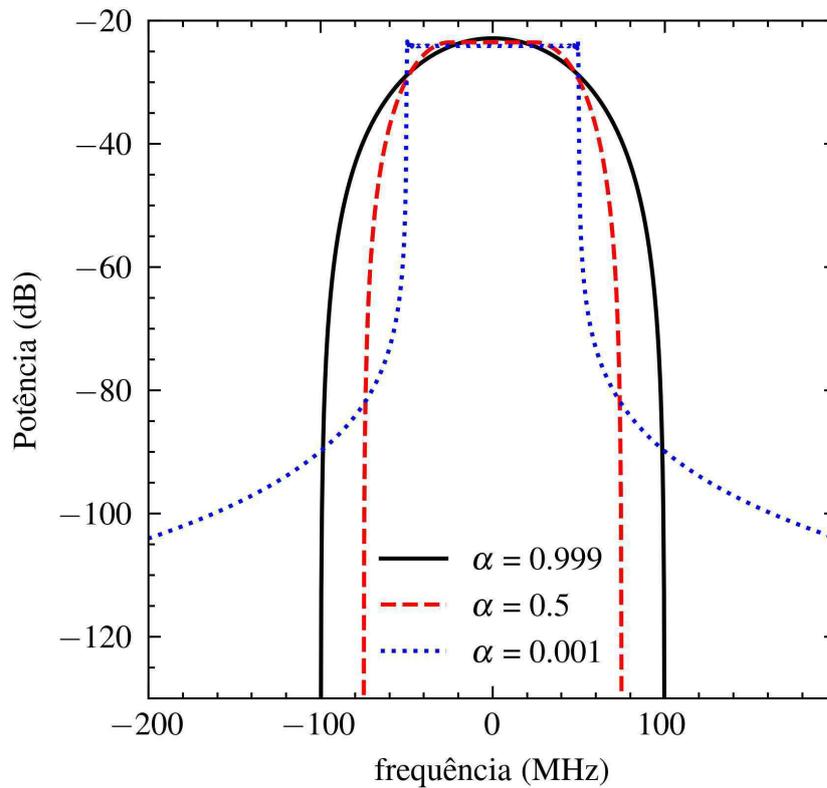
$$P(f) = 0 \quad \text{para} \quad |f| > \frac{1}{2T_s}, \quad (2.4)$$

Em que $P(f)$ é o espectro de potência do sinal. Em sistemas reais, uma maneira de implementar essa forma de pulso é utilizando um filtro cosseno levantado, que possui a seguinte resposta no tempo:

$$p(t) = \begin{cases} \frac{\pi}{4T_s} \operatorname{sinc}\left(\frac{t}{2\alpha}\right), & t = \pm \frac{T_s}{2\alpha} \\ \frac{1}{T_s} \operatorname{sinc}\left(\frac{t}{T_s}\right) \frac{\cos\left(\frac{\pi\alpha t}{T_s}\right)}{1 - \left(\frac{2\alpha t}{T_s}\right)^2}, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.5)$$

α é denominado fator de *roll-off*, que define a inclinação do espectro na frequência de corte. O espectro do filtro cosseno levantado pode para diferentes valores de *roll-off* pode ser visto na Figura 3.

Figura 3 – Resposta em frequência do filtro RRC para diferentes fatores de *roll-off* e $T_s = 100$ MHz.



Fonte: Autoria própria.

A formatação de pulso adequada reduz o ISI, e como consequência reduz a SNR necessária para alcançar uma determinada BER. Um bom projeto de formatação de pulso é essencial em canais limitados em banda, como em sistemas ópticos, para garantir que a largura de banda disponível seja utilizada de maneira eficiente (PROAKIS; SALEHI, 2002), (SKLAR, 2001)

2.1.3 Detecção Direta

A detecção direta é uma técnica simples e amplamente utilizada em sistemas de comunicação óptica e de rádio devido à sua facilidade de implementação e baixo custo. Na

detecção direta, o sinal modulado em amplitude é convertido diretamente em uma corrente elétrica, sem a necessidade de recuperação da fase do sinal. Em sistemas ópticos, essa conversão é feita por um fotodetector, que converte a luz recebida em uma corrente elétrica proporcional à potência óptica incidente. Uma das limitações da detecção direta é a maior sensibilidade a ruídos e interferências, principalmente em sistemas de alta velocidade, onde a distorção e o ruído do canal podem prejudicar significativamente o desempenho. Para mitigar esses efeitos e otimizar o processo de detecção, é comum uso do filtro casado. O filtro casado é um componente essencial em sistemas de detecção direta, projetado para maximizar a SNR na saída do receptor. Ele é implementado de tal maneira que sua resposta ao impulso $h(t)$ seja a versão espelhada do pulso transmitido $p(t)$:

$$h(t) = p(T_s - t) \quad (2.6)$$

A função de um filtro casado é fazer o "casamento" ideal do sinal recebido com o formato do pulso, filtrando o ruído e interferências, melhorando a detecção do símbolo e maximizando a SNR.

Em sistemas de detecção direta com modulação em amplitude, como 4-PAM ou 8-PAM, o uso de filtros casados é essencial para garantir uma detecção adequada, especialmente em altas taxas de transmissão onde a interferência intersimbólica e os ruídos térmicos tendem a serem os principais limitantes de desempenho do sistema (HAYKIN; MOHER, 2011).

A SNR é uma métrica fundamental para avaliar a qualidade do sinal em sistemas de comunicação, ela quantifica a relação entre a potência do sinal e a potência do ruído presente no sistema, sendo crucial para determinar a eficiência da transmissão e a probabilidade de erro de bit, usualmente expressa em dB:

$$SNR_{dB} = 10 \log \left(\frac{P_{Sinal}}{P_{Ruído}} \right) \quad (2.7)$$

Assumindo que a única perturbação presente no sinal transmitido é ruído gaussiano branco, é possível obter equações para a probabilidade de detectar um bit errado em função da SNR do sinal recebido, para modulações M-PAM como definido na seção 4.3 do (PROAKIS; SALEHI, 2002):

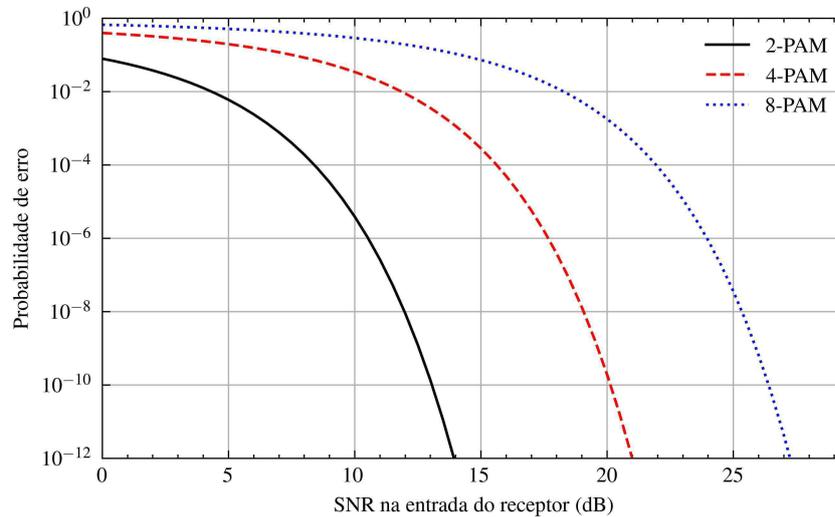
$$P_{e|PAM} = \frac{2(M-1)}{M} Q \left(\sqrt{\frac{3}{(M^2-1)} SNR} \right), \quad (2.8)$$

Em que M é a ordem da modulação, e a função $Q(x)$ é definida como:

$$Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\tau^2}{2}} d\tau \quad (2.9)$$

Com essas equações é possível gerar as curvas teóricas da probabilidade de erro de bit para a modulação PAM, como na Figura 4. Outras funções de probabilidade de erro podem ser encontradas no capítulo 4 do (PROAKIS; SALEHI, 2002).

Figura 4 – Probabilidade de erro de bit para modulação M-PAM



Fonte: Autoria própria.

2.2 Sistemas de Comunicação Óptica

Os sistemas de comunicação óptica são fundamentais para a transmissão de dados de alta velocidade em longas distâncias, utilizando a luz como meio de transporte da informação. A principal vantagem desses sistemas é a enorme capacidade de banda disponível nas fibras ópticas, permitindo taxas de dados que superam significativamente os sistemas de comunicação eletrônica. Nesse contexto, a modulação da luz desempenha um papel essencial, pois é através dela que o sinal de informação é codificado no campo óptico para ser transmitido pela fibra. Uma das técnicas mais importantes para a modulação óptica é o uso do Modulador Mach-Zehnder (MZM). O MZM (RAHIM et al., 2021) é um dispositivo que utiliza o princípio da interferência para modular a amplitude de um sinal óptico. Ele consiste em dois braços interferométricos que dividem a luz de uma fonte óptica e, posteriormente, a recombinam, criando interferência construtiva ou destrutiva dependendo da diferença de fase entre os dois braços. Essa modulação pode ser controlada por um sinal elétrico aplicado a um material eletro-óptico, como o cristal de niobato de lítio (LiNbO₃), ou através da manipulação da dopagem do Silício (Si), em ambos os casos alterando o índice de refração do material, essa mudança faz com que a luz se propague com velocidades distintas, gerando a diferença de fase necessária. A equação que descreve o campo elétrico na saída do MZM é:

$$E_{\text{out}}(t) = \frac{E_{\text{in}}(t)}{\sqrt{2}} \left(e^{j\phi_1(t)} + e^{j\phi_2(t)} \right) \quad (2.10)$$

Em que E_{out} e E_{in} são os campos elétricos na entrada e saída, respectivamente e ϕ_1 e ϕ_2 são as fases de cada braço do dispositivo. Porém para detecção direta, como discutido anteriormente, o sinal elétrico no fotodetector depende da intensidade do sinal óptico, que se relaciona com o campo elétrico da seguinte forma:

$$I_{\text{out}}(t) = |E_{\text{out}}(t)|^2 \quad (2.11)$$

Substituindo a Equação 2.11 na Equação 2.10 temos a equação da transmissão de um MZM:

$$I_{\text{out}}(t) = I_{\text{in}} \cos^2 \left(\frac{\Delta\phi(t)}{2} \right) \quad (2.12)$$

Esse resultado mostra que a intensidade de saída varia com o cosseno ao quadrado da diferença de fase, o que implica uma relação não linear entre o sinal elétrico aplicado e a modulação óptica (MOTTA, 2018).

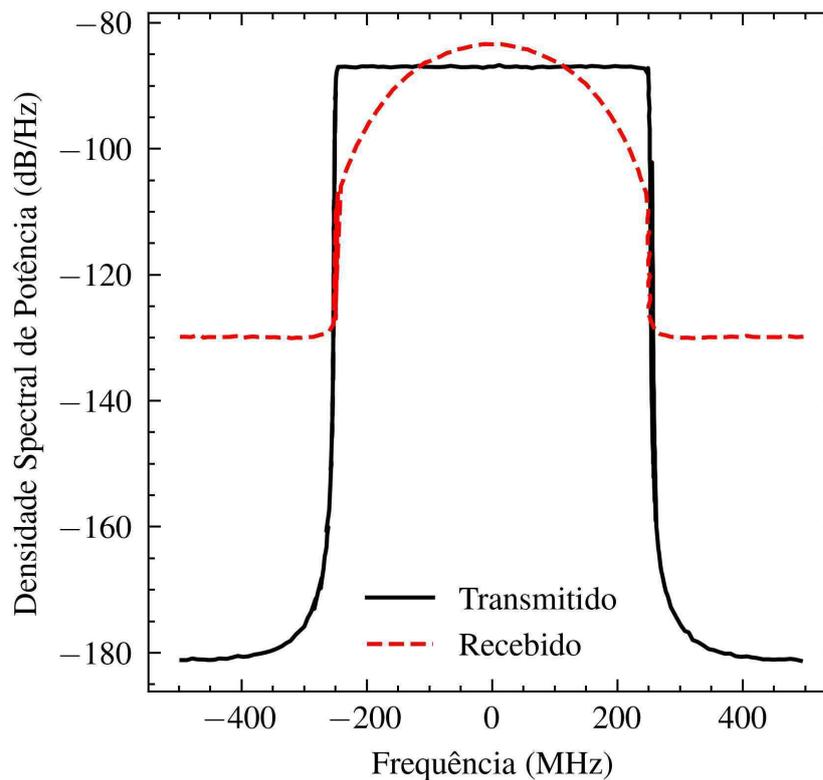
No contexto do MZM o ponto de quadratura refere-se ao ponto em que a diferença de fase entre os dois braços do interferômetro é 90° , e a intensidade do sinal óptico na saída é metade da intensidade de entrada. Nesse ponto, o sinal óptico de saída é linearmente proporcional com o sinal elétrico aplicado desde que a amplitude do mesmo seja baixa. Isso é importante em sistemas de comunicação pois minimiza a distorção da modulação e facilita a recuperação do sinal no receptor. No entanto, fora do ponto de quadratura, a não linearidade do modulador se torna mais pronunciada, o que pode levar à transmissão não linear e à geração de componentes indesejados, como harmônicos e distorções intermodulacionais.

2.3 Canais Limitados em Banda e Interferência Intersimbólica

Os canais limitados em banda representam um desafio significativo em sistemas de comunicação digital de alta velocidade, pois restringem a quantidade de informações que podem ser transmitidas por unidade de tempo. Em um canal limitado em banda, a capacidade de transmitir dados é influenciada pela largura de banda disponível, que atua como um filtro sobre o sinal de entrada, como pode ser visto na Figura 5, introduzindo distorções que afetam a integridade do sinal no receptor. Um dos principais problemas resultantes dessa limitação é a ISI, que ocorre quando os símbolos transmitidos se sobrepõem no tempo, dificultando a correta recuperação da informação.

Em um sistema de comunicação ideal, os sinais transmitidos são projetados para que cada símbolo seja claramente distinguido sem interferência dos símbolos vizinhos. No entanto, em canais limitados em banda, a restrição de frequência imposta pelo canal pode causar distorções na forma dos pulsos transmitidos. O canal pode ser modelado como um filtro passa baixa, que atenua componentes de alta frequência do sinal transmitido, causando o alongamento dos pulsos no tempo.

Figura 5 – Sinal transmitido e recebido em um canal com largura de banda de 100 MHz



Fonte: Autoria própria.

Matematicamente, a relação entre o sinal transmitido $s(t)$ e o sinal recebido $r(t)$ pode ser descrita pela convolução do sinal transmitido com a resposta ao impulso do canal $h(t)$ adicionada ao ruído do canal $n(t)$, de acordo com a equação 2.13

$$r(t) = s(t) * h(t) + n(t) \quad (2.13)$$

Um canal com largura de banda limitada filtrará componentes de alta frequência do sinal, deformando-o e, eventualmente, causando Interferência Intersimbólica (ISI).

A ISI pode ser modelada como o somatório de contribuições dos símbolos anteriores e futuros que afetam o símbolo atual. Para um sistema de comunicação em que os símbolos

a_n são transmitidos por meio de um pulso $p(t)$, o sinal recebido $r(t)$ em um canal com ISI pode ser descrito pela seguinte equação:

$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n p(t - nT_s) + n(t) \quad (2.14)$$

Logo, se o pulso se estende além de seu intervalo de símbolo, ele afetará os símbolos vizinhos, gerando interferência intersimbólica. Assim, o valor do sinal recebido no instante $t = kT_s$ (onde k é um número inteiro) não depende apenas do símbolo a_k , mas também de uma combinação linear dos símbolos vizinhos a_{k-1} , a_{k+1} , etc.

Para evitar o ISI em sistemas de comunicação digital, Harry Nyquist desenvolveu um critério conhecido como o Critério de Nyquist para Ausência de ISI, que fornece uma condição para a construção de formas de pulso que eliminam o ISI como pode ser visto na seção 9.2 do (PROAKIS; SALEHI, 2002).

O critério de Nyquist estabelece que, para evitar ISI em um sistema de comunicação digital, o pulso transmitido $p(t)$ deve ser projetado de forma que, no instante de amostragem correspondente a um símbolo, não haja contribuição dos pulsos dos símbolos adjacentes. Isso pode ser realizado se o pulso e sua convolução com o canal satisfizerem a seguinte condição no ponto de amostragem:

$$p(kT_s) = \begin{cases} 1, & \text{se } k = 0 \\ 0, & \text{se } k \neq 0 \end{cases} \quad (2.15)$$

Essa condição significa que o pulso $p(t)$ deve ter um valor máximo (normalmente 1) no instante do símbolo atual $n = 0$ e zero em todos os outros instantes. Isso garante que, no momento da amostragem, não haverá interferência dos símbolos anteriores ou posteriores.

No domínio da frequência, o critério de Nyquist pode ser explicado em termos da largura de banda necessária para evitar ISI. A condição necessária para a ausência de ISI no domínio da frequência é que a soma das réplicas espectrais do pulso não se sobreponha. A densidade espectral de potência de um sinal transmitido através de um canal pode ser expressa como $P(f)$, que é a transformada de Fourier do pulso no tempo $p(t)$. Para evitar ISI, o espectro do pulso deve satisfazer a seguinte condição:

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} P(f - k/T_s) = T_s \quad (2.16)$$

Isso significa que a função espectral deve ter uma largura de banda que satisfaça a condição de Nyquist para não haver ISI, ou seja,

$$B = \frac{1}{2T_s}. \quad (2.17)$$

Onde B é a largura de banda do sinal.

Os canais limitados em banda são inevitáveis em muitos sistemas de comunicação, e a interferência intersimbólica é um problema comum. A implementação de filtros adequados e técnicas de equalização são essenciais para garantir que a comunicação seja eficiente e confiável. Conforme a demanda por maior capacidade de dados cresce, a necessidade de sistemas que lidem bem com essas limitações de canal se torna cada vez mais crítica (HAYKIN; MOHER, 2011). Mais informações sobre canais limitados em banda assim como métodos para redução da ISI podem ser encontradas no capítulo 9 do (PROAKIS; SALEHI, 2002),

2.4 Pré-equalização em canais limitados em banda

Com a presença de ISI em canais limitados em banda, como discutido anteriormente, torna-se essencial a aplicação de técnicas que visam minimizar ou compensar esses efeitos para garantir uma transmissão eficiente e sem erros. Uma das abordagens mais eficazes para combater a ISI é o uso de pré-equalização, que, em conjunto com técnicas de filtragem adaptativa, ajusta o sinal transmitido para mitigar os efeitos do canal de forma proativa.

2.4.1 Pré-equalização

A pré-equalização consiste em aplicar filtros e técnicas de processamento digital no transmissor para compensar antecipadamente as distorções causadas pela canal de transmissão. Ao realizar a equalização antes que o sinal seja transmitido, é possível minimizar os efeitos das limitações de largura de banda e das não linearidades do sistema, evitando a necessidade de equalizadores complexos no receptor, o que reduz custos e complexidade.

A ideia central é que filtro no transmissor "inverta" a resposta em frequência do canal, de modo que o produto da resposta de frequência do canal $H(f)$ e do filtro de pré-equalização $\hat{H}(f)$ resulte em uma resposta plana (PROAKIS; SALEHI, 2002):

$$H(f)\hat{H}(f) \approx 1 \quad (2.18)$$

Assim, o filtro de pré-equalização compensa as atenuações e distorções causadas pelo canal.

Para sistemas onde as distorções são causadas majoritariamente pela limitação de banda do canal, sendo essa distorção de natureza linear, a pré-equalização pode ser implementada através de filtros de resposta ao impulso finita (FIR). Os filtros FIR são amplamente aplicados devido à sua simplicidade de implementação e eficiência na mitigação da ISI e distorções lineares, como visto em (WANG et al., 2019) e (TANG et al., 2020).

Os filtros FIR são configurados para compensar as altas frequências que sofrem maior atenuação. A equação geral para um filtro FIR aplicado no domínio do tempo é dada por:

$$y(n) = \sum_{i=0}^{L-1} \hat{h}_i(n)x(n-i) \quad (2.19)$$

Onde $x(n)$ é o sinal discreto após a formatação de pulso, $y(n)$ é o sinal filtrado, $\hat{h}(k)$ são os coeficientes do filtro e N é a ordem do filtro, definida pelo número de coeficientes.

O desempenho do filtro FIR depende da precisão na estimativa do canal e do número coeficientes utilizados. Estudos mostram que um número maior de coeficientes pode melhorar a compensação das frequências de alta e baixa amplitude, mas também aumenta a complexidade computacional. Por exemplo, em (WANG et al., 2019), um filtro FIR com 31 coeficientes foi utilizado para pré-equalizar sinais PAM-8 em um sistema IM/DD, resultando em uma melhoria significativa na BER após a transmissão por 40 km de fibra óptica.

A configuração dos coeficientes $\hat{h}(k)$ é crítica para garantir que a resposta em frequência do filtro compense efetivamente as distorções causadas pela largura de banda limitada do sistema. Entre os algoritmos mais utilizados para realizar o cálculo desses coeficientes está o LMS (*Least Mean Squares*), devido à sua simplicidade e robustez.

2.4.2 Filtragem Adaptativa e filtro LMS

A filtragem adaptativa ajusta os parâmetros do filtro em tempo real, de acordo com as mudanças no canal de comunicação. Um filtro adaptativo ajusta continuamente seus coeficientes para minimizar a distorção do sinal, corrigindo o efeito do canal em tempo real. A saída de um filtro adaptativo é uma combinação linear ponderada dos valores de entrada e dos coeficientes do filtro. Se considerarmos que o filtro tem L coeficientes, a saída $y(n)$ em qualquer instante n pode ser expressa pela equação 2.19

Os coeficientes $\hat{h}_i(n)$ são ajustados dinamicamente de forma a minimizar a diferença entre o sinal desejado e o sinal de saída do filtro. A técnica de adaptação mais comumente utilizada para ajustar esses coeficientes é o algoritmo LMS.

O LMS é um dos algoritmos mais populares e simples para realizar a adaptação dos coeficientes do filtro de forma eficiente (HAYKIN; WIDROW, 2003). Desenvolvido por Bernard Widrow e seu estudante Ted Hoff em 1960, o algoritmo LMS ajusta os coeficientes do filtro adaptativo em direção ao mínimo da função de erro média quadrática, MSE (*Mean Squared Error*) entre o sinal desejado e o sinal de saída.

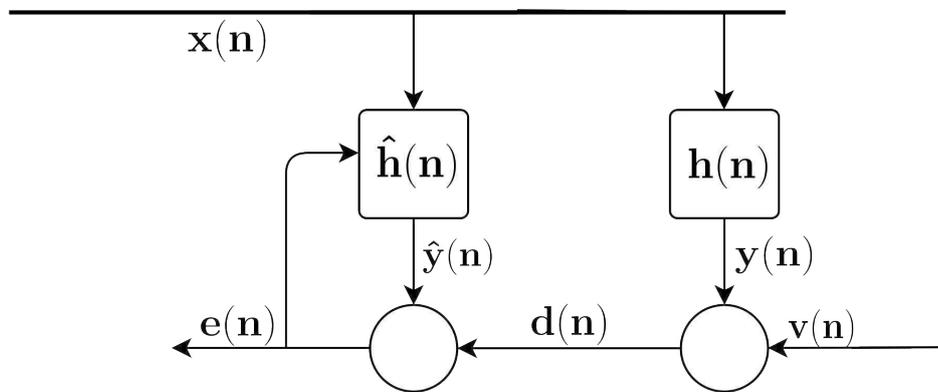
A ideia central do algoritmo LMS é minimizar o erro $e(n)$ entre o sinal desejado $d(n)$ e a saída do filtro $y(n)$:

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (2.20)$$

O objetivo do LMS é encontrar os coeficientes $\hat{h}_i(n)$ que minimizem o valor de $e(n)^2$. O algoritmo LMS utiliza uma abordagem iterativa para ajustar os coeficientes de forma adaptativa. A atualização dos coeficientes do filtro a cada iteração n é feita com base no gradiente do erro, como pode ser visto na Equação 2.21 e na Figura 6:

$$\hat{h}_i(n+1) = \hat{h}_i(n) + \mu e(n)x(n-i) \quad (2.21)$$

Figura 6 – Diagrama do filtro LMS



Fonte: Autoria própria.

3 Metodologia

Este capítulo apresenta a metodologia adotada no trabalho, estruturada de forma a atingir os objetivos propostos. A organização do capítulo visa fornecer uma descrição clara e detalhada dos métodos e procedimentos utilizados, garantindo a validade e a confiabilidade dos resultados obtidos. O capítulo está dividido em três seções principais: caracterização dos equipamentos, experimento com configuração *back-to-back* elétrica e a metodologia para o experimento com os dispositivos ópticos.

3.1 Caracterização dos equipamentos

O gerador de sinais *Keysight 33600A Series* e o osciloscópio *Keysight InfiniiVision DSOX3014T* mostrados na figura 7 foram empregados na parte eletrônica dos experimentos. O gerador de sinais possui uma largura de banda de 100 MHz e uma taxa de amostragem máxima de 1 GSa/s. Ele foi utilizado para gerar os sinais elétricos modulados e posteriormente modular o sinal óptico no MZM. O osciloscópio, com largura de banda de 120 MHz e taxa de amostragem máxima de 5 GSa/s, foi responsável por capturar os sinais elétricos recebidos, e enviá-los para o computador. Ambos os equipamentos foram configurados e controlados por códigos de autoria própria, utilizando a linguagem *python* e a biblioteca *pyvisa*.

Figura 7 – Gerador de sinal e osciloscópio utilizado.

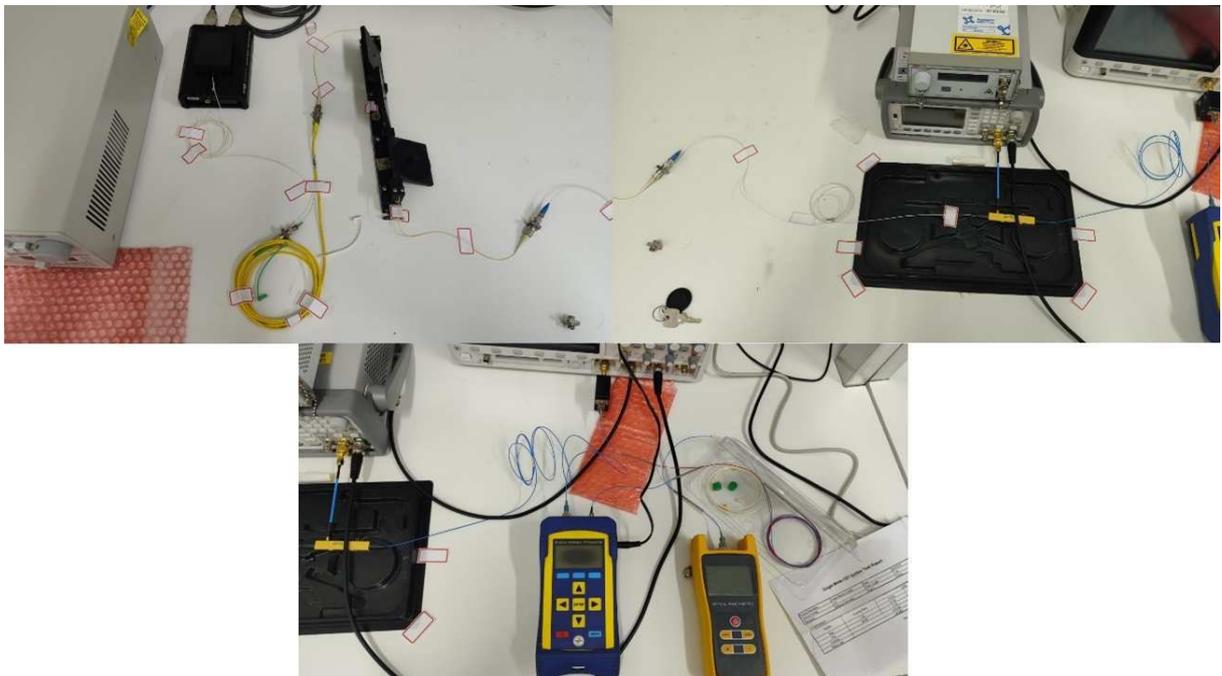


Fonte: Autoria própria.

O *setup* óptico utilizado, mostrado na Figura 8 foi composto por um laser que, por meio de um adaptador APC/PC, foi conectado a um controlador manual de polarização. O controle da polarização é uma etapa crucial, já que o MZM, é sensível à polarização da luz que pode variar com a posição da fibra. O ajuste de polarização garante que a

potência transmitida através do MZM seja maximizada, permitindo um melhor desempenho da transmissão óptica. A saída do MZM foi conectada a um atenuador controlável, que permitiu ajustar os níveis de potência do sinal óptico. Após o atenuador, o sinal foi dividido por um *splitter* óptico 99/1, onde 1% da potência foi direcionada para um medidor de potência óptica, utilizado para monitorar a potência óptica na entrada do receptor. Os 99% restantes da potência foram enviados a um fotodiodo, responsável por converter o sinal óptico de volta para o domínio elétrico. A saída do fotodiodo foi conectada diretamente ao osciloscópio para captura e análise do sinal.

Figura 8 – Equipamentos utilizados no setup óptico.



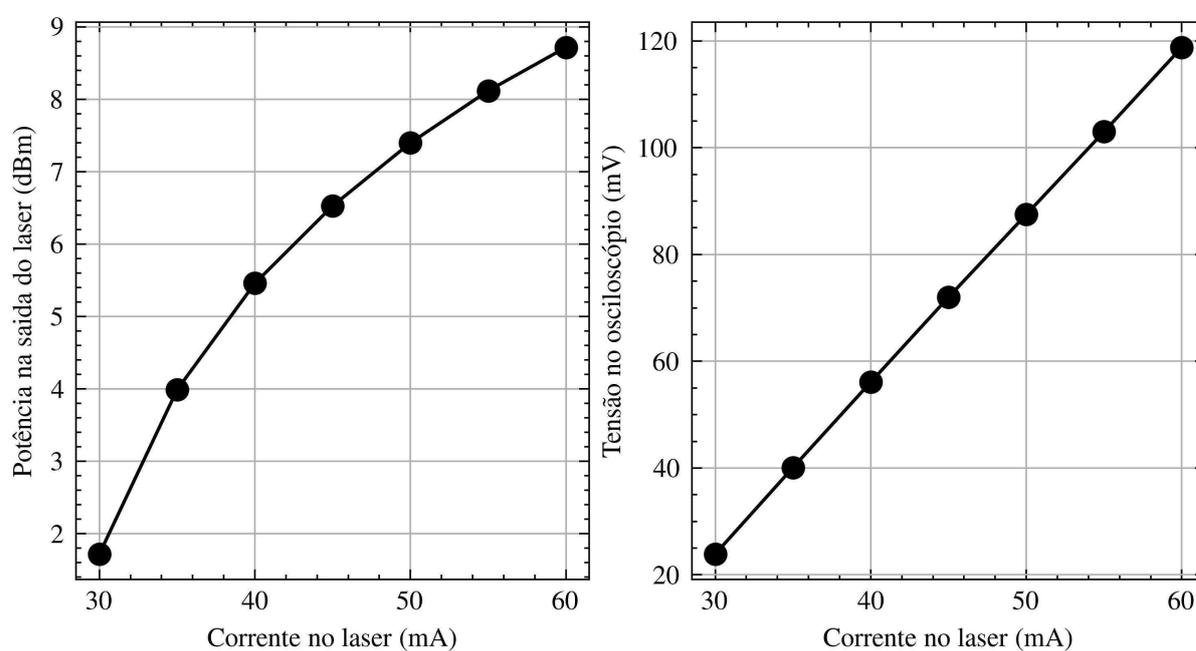
Fonte: Autoria própria.

Antes da realização dos experimentos foi feita a limpeza de todas as fibras e conectores utilizados, afim de minimizar perdas e distorções. Após isso foi feita a caracterização da potência óptica do laser e da tensão gerada pelo fotodiodo em função da corrente aplicada, mostrado na Tabela 1 e Figura 9 além da curva de atenuação do atenuador na Figura 10, onde é possível ver que o mesmo se comporta de forma linear e com boa precisão. A seguir, foram realizados testes para determinar as perdas ópticas ao longo do sistema, onde o laser foi ligado com uma corrente constante de 31,8 mA, resultando em uma potencia de 3 dBm e cada componente do sistema foi conectado e medido, como descrito na Tabela 2, onde se pode observar as perdas de inserção causadas por cada dispositivo.

Corrente no laser (mA)	Potência do laser (dBm)	Tensão no osciloscópio (mV)
30	1.72	23.9
35	3.99	40.1
40	5.46	56.1
45	6.53	72.0
50	7.40	87.5
55	8.12	103
60	8.72	118.8

Tabela 1 – Caracterização do Laser e fotodiodo

Figura 9 – Curvas de resposta do laser.

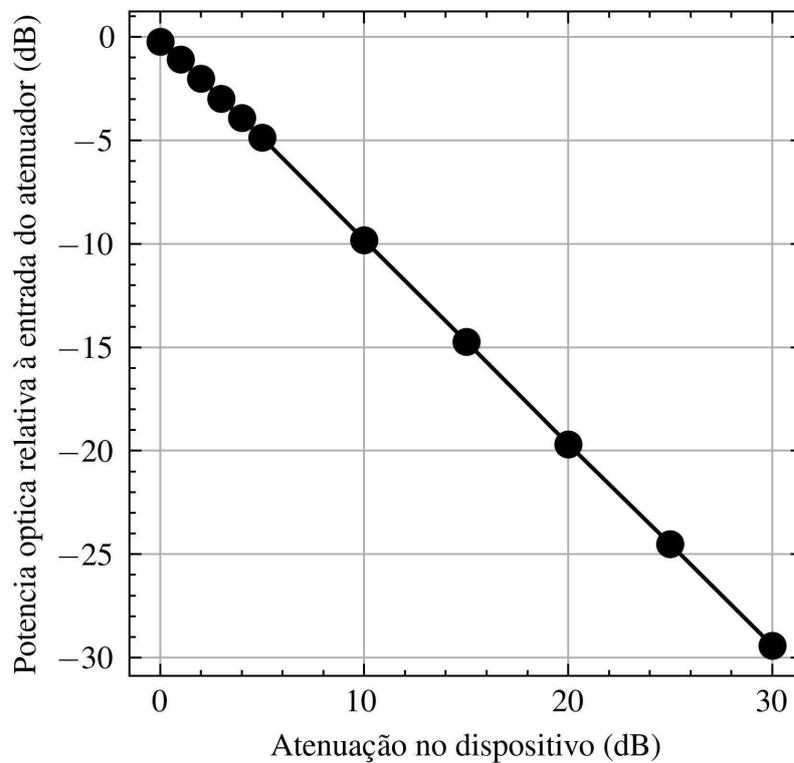


Fonte: Autoria própria.

Equipamento	Potência medida na saída (dBm)	Perda de inserção (dB)
Laser	3	-
Fibra APC/PC	2.83	0.17
Polarizador	2.46	0.37
MZM	-1.37	3.83
Atenuador	-1.59	0.22
Splitter 99%	-2.22	0.59
Splitter 99%	-22.67	1.08

Tabela 2 – Perda de inserção dos equipamentos ópticos

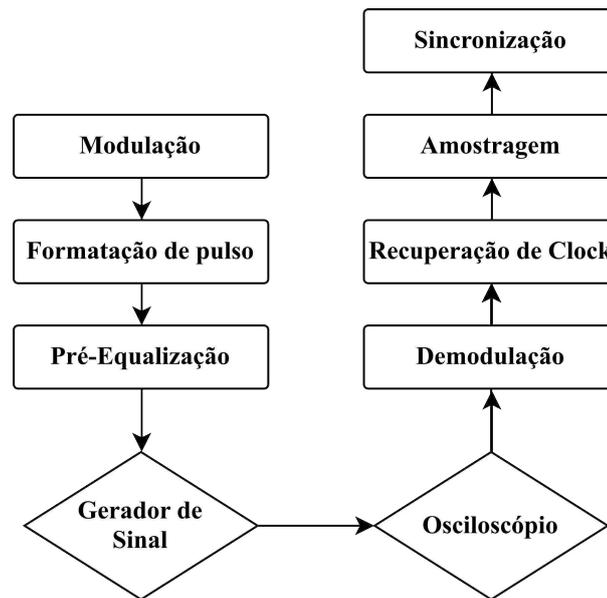
Figura 10 – Curva de resposta do atenuador.



Fonte: Autoria própria.

3.2 Experimento com configuração *back-to-back* elétrico

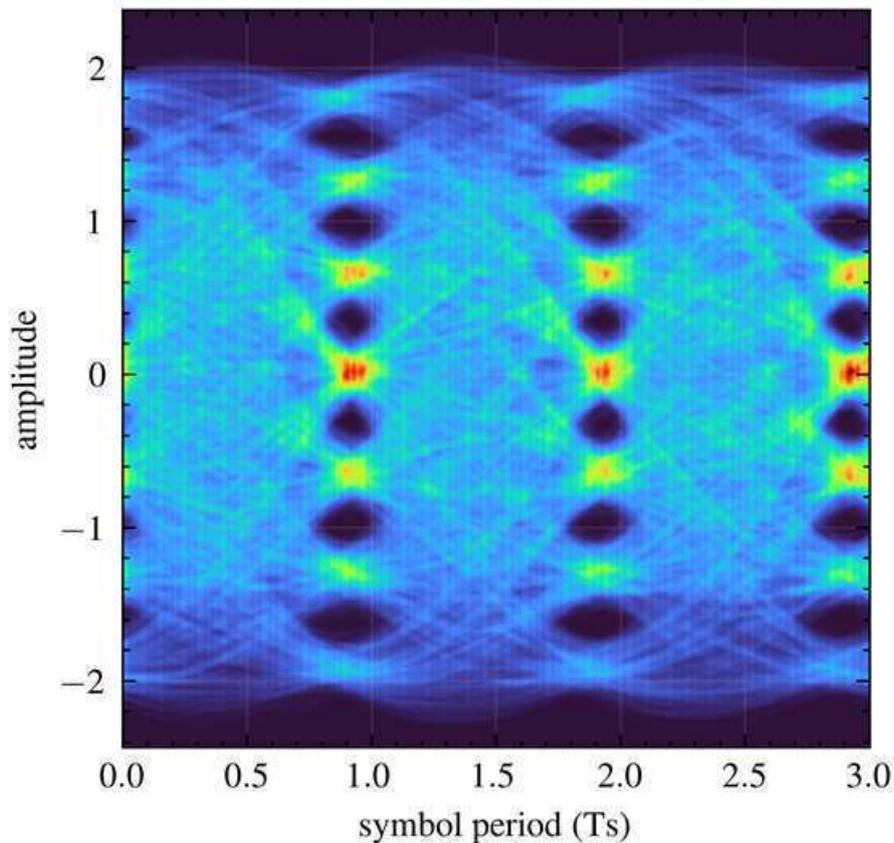
Para simplificar o processo inicial e validar as ferramentas e métodos desenvolvidos, foi realizada uma configuração experimental conhecida como *back-to-back* elétrico, na qual os sinais elétricos são transmitidos diretamente entre o gerador de sinais e o osciloscópio, sem a adição de componentes ópticos, como pode ser visto na figura 11.

Figura 11 – Diagrama do experimento *back-to-back* elétrico.

Fonte: Autoria própria.

Essa configuração permitiu uma rápida identificação de erros, além de possibilitar a verificação dos códigos e algoritmos utilizados para o processamento do sinal. Inicialmente foi gerado no computador uma sequência de símbolos 4-PAM, com formatação de pulso RRC com fator de *roll-off* de 0.01, quando necessário, esse sinal foi processado com um filtro FIR com os coeficientes do equalizador gerados pelo algoritmo LMS, que são calculados individualmente para cada taxa de transmissão. Em seguida, o sinal foi enviado ao gerador de sinais, com uma taxa de símbolos de 500 Mbaud e duas amostras por símbolo, aproveitando a taxa máxima de amostragem do equipamento. O osciloscópio, com a mesma taxa de amostragem, capturou o sinal transmitido, que foi então armazenado e processado digitalmente. O processamento digital do sinal foi feito em *Python*, utilizando a biblioteca *OptiCommPy* (SILVA; HERBSTER, 2024) e códigos de autoria própria. O sinal recebido passou por várias etapas de processamento, incluindo demodulação, amostragem e sincronização, realizadas no domínio digital.

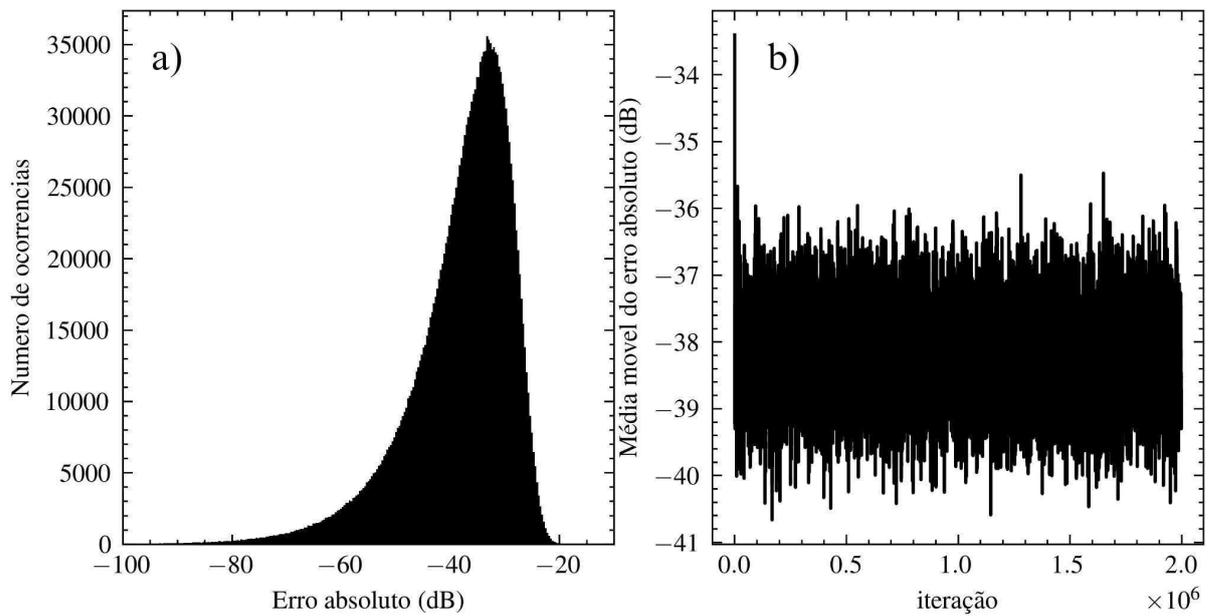
Figura 12 – Diagrama de olho do sinal 4-PAM com taxa de transmissão de 500 Mbaud sem pré equalização.



Fonte: Autoria própria.

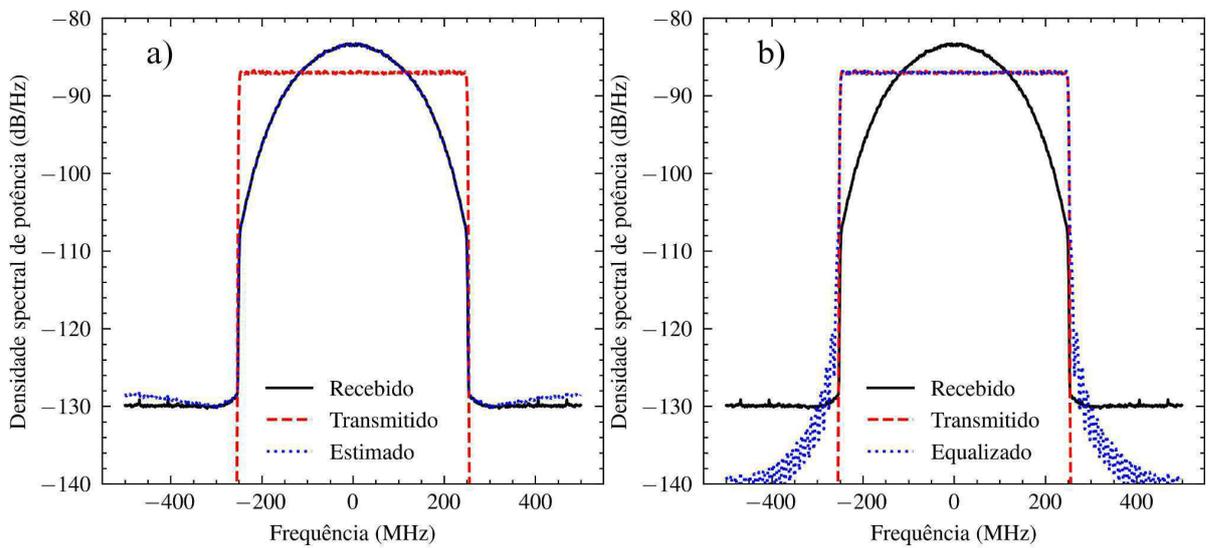
Inicialmente o diagrama de olho obtido para uma taxa de 500 Mbaud e modulação 4-PAM apresentava forte presença de ISI, evidenciada pela presença de mais de quatro níveis de sinal nos instantes de amostragem na Figura 12. Esse comportamento indicava que o canal atenuava as frequências mais altas presentes no sinal, e necessitava de equalização. Para corrigir essa distorção, foi aplicado um filtro FIR, através do algoritmo mostrado em estimado pelo algoritmo LMS com número de coeficientes, $L = 51$ e um passo $\mu = 0,02$, cujo código disponível em (LOBO, 2024), o que garantiu que o erro do filtro, calculado pela equação 2.20 permanecesse sempre abaixo de -20 dB em todos os experimentos, como pode ser visualizado na Figura 13. A partir dos coeficientes gerados pelo filtro, foi possível realizar a estimação de canal e equalização, cujos resultados são mostrados nas Figuras 14 e 15 e na Tabela 3.

Figura 13 – Erro do algoritmo LMS, a) Histograma do erro e b) Erro ao longo das iterações



Fonte: Autoria própria.

Figura 14 – Resultados do filtro FIR estimado pelo algoritmo LMS para a) Estimação de canal e b) Equalização de canal

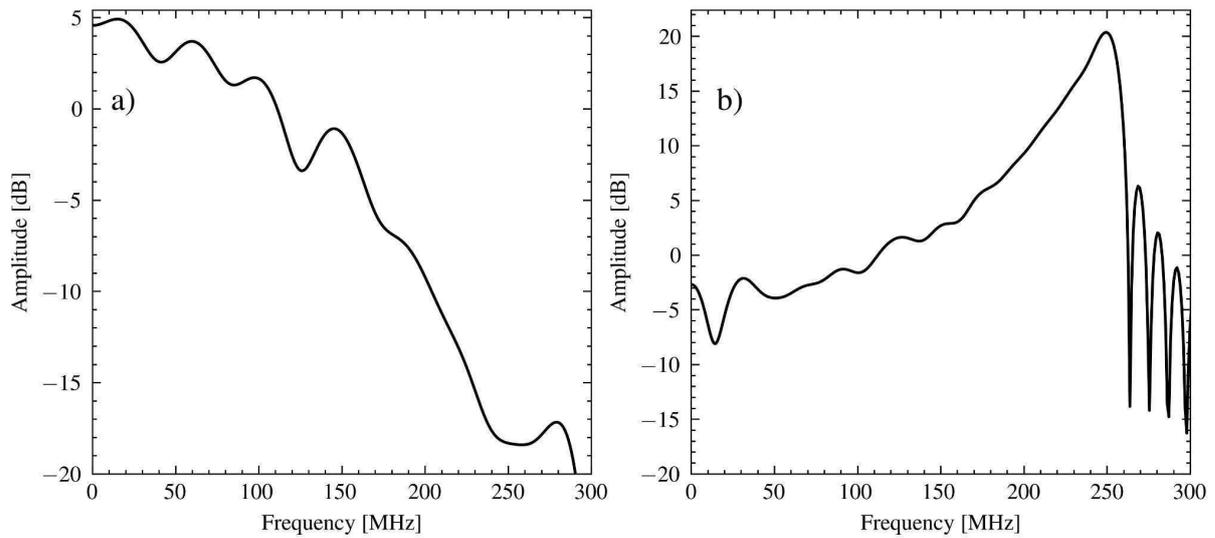


Fonte: Autoria própria.

Nível de Atenuação (dB)	Frequência de Corte (MHz)
-3	78.98
-6	115.93
-10	168.16
-20	229.74

Tabela 3 – Frequências de corte para o canal do sistema *back-to-back* elétrico

Figura 15 – Resposta em frequência dos filtros calculados com o algoritmo LMS para a) Estimação de canal e b) Equalização de canal



Fonte: Autoria própria.

Para o cálculo da SNR do sinal recebido foi necessário definir a potencia do sinal e a potencia do ruído, para separar o ruído do sinal recebido foi utilizada a seguinte relação:

$$r(n) = y(n) - x(n), \quad (3.1)$$

Em que, $r(n)$ é o ruído calculado, $y(n)$ é o sinal recebido e $x(n)$ o sinal que foi transmitido.

para o cálculo da potência do sinal recebido e do ruído foi usada a definição de potencia para um sinal discreto qualquer:

$$P(x) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x^2(n), \quad (3.2)$$

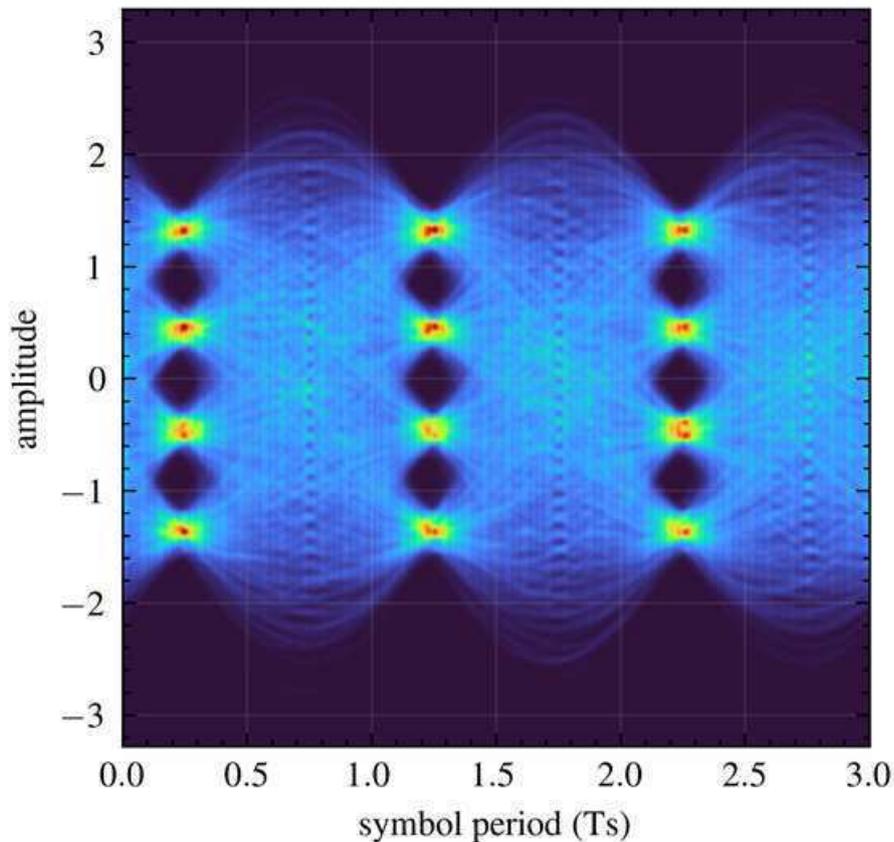
Em que, $x(n)$ é o sinal, e N o número de amostras desse sinal. Por fim, substituindo as Equações 3.1 e 3.2, na equação 2.7, é possível obter a equação da SNR utilizada nos

experimentos realizados em diante:

$$SNR_{dB} = 10 \log \left(\frac{P(y)}{P(y-x)} \right) \quad (3.3)$$

Após a aplicação da pré-equalização, foi possível distinguir claramente os quatro níveis do sinal 4-PAM no diagrama de olho, conforme mostrado na Figura 16. No entanto, mesmo com uma equalização adequada, SNR do sinal recebido foi de apenas 6,47 dB, o que resultou em uma BER de 0,156. A análise do erro indicou que a principal fonte de degradação era o erro de sincronização de clock no osciloscópio, que impactava significativamente a performance do sistema. Para mitigar o problema do erro de clock, foi utilizado o algoritmo de recuperação de clock *Gardner Timing Recovery*, disponível na biblioteca OptiCommPy. Foram utilizados os parâmetros $K_i = 1e-10$ e $K_p = 1e-5$ para o algoritmo, que corrigiu o erro de sincronização no decorrer da transmissão e permitiu amostrar e consequentemente detectar corretamente os símbolos recebidos.

Figura 16 – Diagrama de olho para uma taxa de transmissão de 500 Mbaud com pré equalização.



Fonte: Autoria própria.

Taxa de símbolo (Mbaud)	SPS	Num. símbolos	Ki	Kp	Atenuação (dB)
200	5	3e5	5e-10	2e-5	7
300	3	5e5	5e-10	2e-5	6
400	2.5	8e5	1e-10	1e-5	5
500	2	1e6	1e-10	1e-5	2

Tabela 4 – Parâmetros utilizados para cada experimento

3.3 Experimento em back-to-back óptico

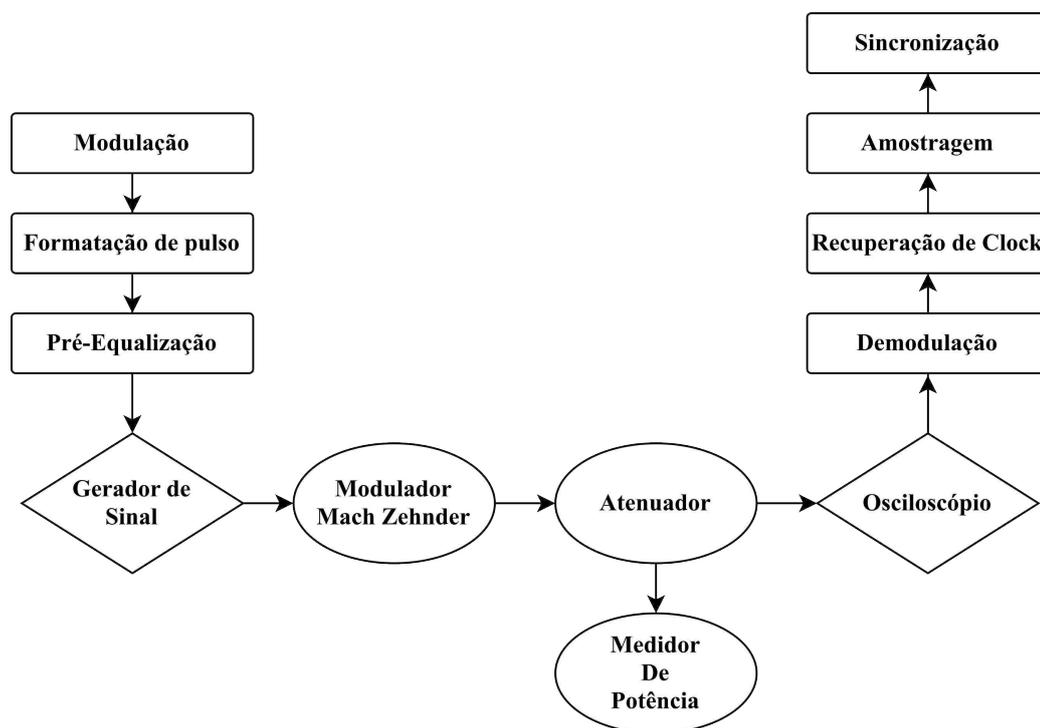
Após a validação da configuração *back-to-back* elétrico, foi realizada a configuração completa dos experimentos, incluindo o sistema óptico, como mostrado na Figura 17, com o objetivo de investigar o comportamento da transmissão óptica com modulação direta em sistemas limitados em banda.

Para garantir o funcionamento adequado do MZM, foi necessário otimizar tanto a amplitude quanto o *offset* do sinal de entrada. Após uma série de testes, determinou-se que a amplitude do sinal deveria ser de 5 V, que é o valor máximo suportado pelo gerador de sinais, e o *offset* deveria ser ajustado para -1,43 V, de forma a garantir que o modulador operasse na região de quadratura, onde sua resposta é mais linear. Foram realizados experimentos para diferentes taxas de símbolos, variando de 200 Mbaud a 500 Mbaud, conforme mostrado na Tabela 4.

Em cada configuração, foi transmitido o número máximo de símbolos permitido pela taxa de amostragem do osciloscópio. Os parâmetros de recuperação de clock, Ki e Kp, foram ajustados conforme a taxa de símbolos, de modo a garantir uma convergência rápida do algoritmo *Gardner Timing Recovery*. Isso minimizou o número de amostras descartadas e garantiu que a recuperação do clock fosse precisa mesmo em taxas de transmissão mais baixas.

A corrente do laser foi alterada para 55 mA, o que resultou em uma potência de saída de 8,12 dBm. A atenuação foi variada de 0 a -10 dB, em passos de 0,5 dB, para analisar o impacto da atenuação na SNR do sistema. Para cada valor de atenuação, o experimento foi repetido 10 vezes, a fim de obter uma média confiável dos resultados, para todos os experimentos realizados, foi calculada a SNR dos símbolos recebidos, assim como a BER para os diferentes valores de potência medida na entrada do receptor.

Figura 17 – Diagrama do procedimento experimental



Fonte: Autoria própria.

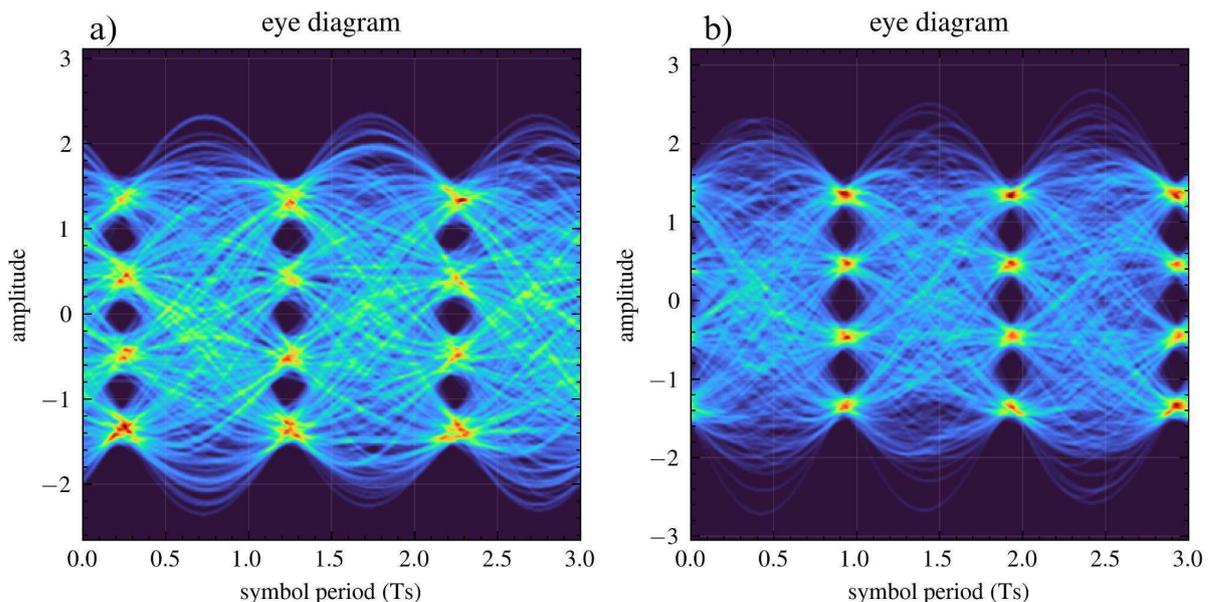
4 Resultados

Neste capítulo, são apresentados e analisados os resultados experimentais obtidos com diferentes condições de transmissão em um sistema de comunicação óptico com detecção direta e pré-equalização. Os experimentos foram realizados com o objetivo de avaliar o desempenho do sistema em termos de SNR e BER para diferentes configurações de taxa de símbolos, com e sem a aplicação da pré-equalização, para modulações 4-PAM e 8-PAM.

4.1 Experimento com taxa de símbolo de 200 Mbaud

Os resultados mostraram que, para uma taxa de 200 Mbaud e uma modulação de 4-PAM, a largura de banda dos componentes elétricos (100 MHz) era suficiente para realizar a transmissão sem grandes perdas. O diagrama de olho, mesmo sem equalização, ainda possui os 4 níveis do sinal PAM bem distintos, como visto na Figura 18-a, onde é possível ver uma boa definição dos níveis de sinal. No entanto, a aplicação da pré-equalização resultou em uma melhora significativa na qualidade do sinal, como pode ser visto nas Figuras 18-b e 19.

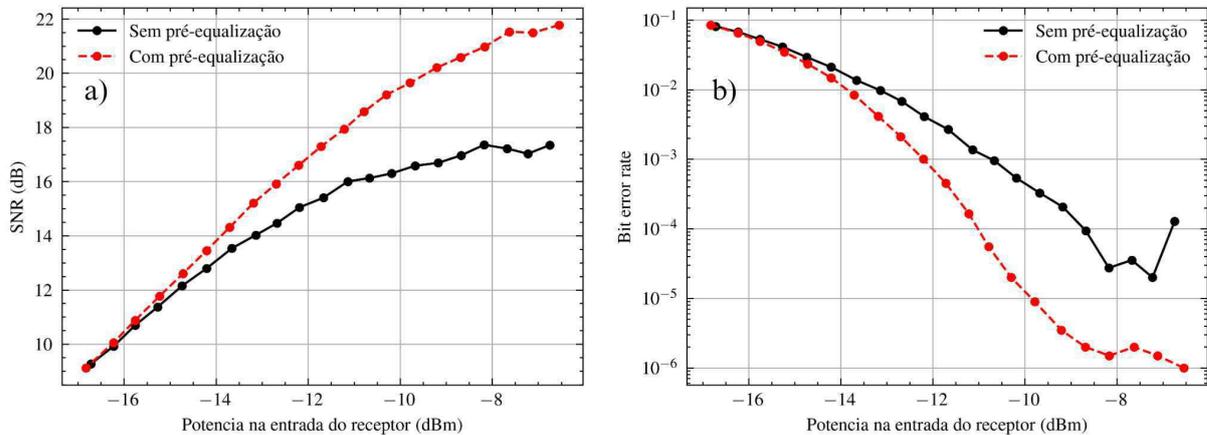
Figura 18 – Diagrama de olho para uma taxa de 200 Mbaud, a) sem pré-equalização b) com pré-equalização.



Fonte: Autoria própria.

Essa melhora era esperada, pois, mesmo com a largura de banda do sinal correspondendo à dos dispositivos elétricos, a pré-equalização conseguiu compensar as irregularidades no espectro introduzidas pelos componentes.

Figura 19 – Comparação dos resultados com e sem pré-equalização, a) SNR, b) BER

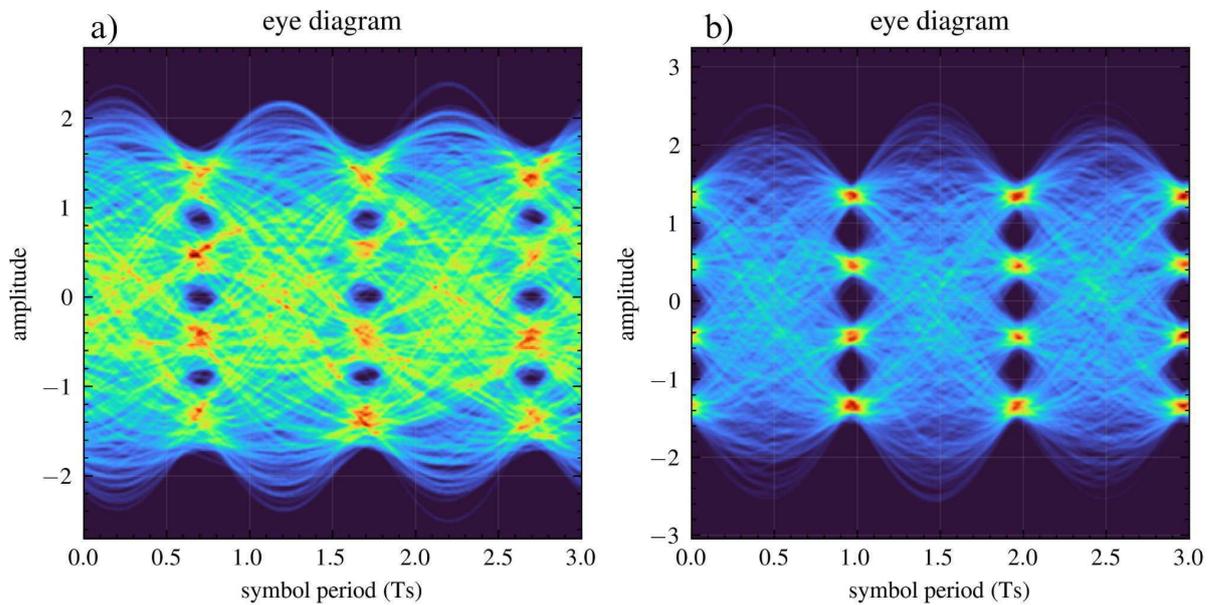


Fonte: Autoria própria.

4.2 Experimentos com taxas até 500 Mbaud

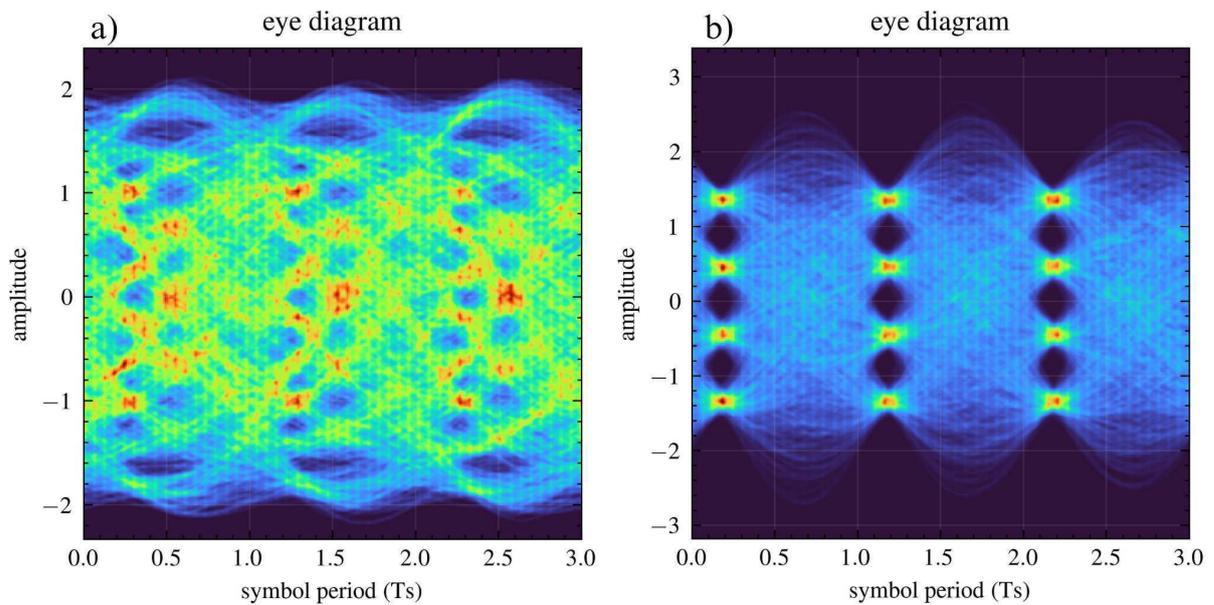
Conforme a taxa de símbolos foi aumentada para 300 Mbaud e além, tornou-se indispensável aplicar a pré-equalização ao sinal transmitido. Taxas mais elevadas começaram a ultrapassar a largura de banda dos componentes eletrônicos, gerando uma maior degradação do sinal como é visto na Figuras 20, 21 e 22. A Figura 23 apresenta a relação entre a BER e a SNR para as diferentes configurações testadas, evidenciando que, independentemente da taxa de transmissão, e da ordem da modulação essa relação se manteve consistente. Isso era esperado, pois não foram introduzidas novas fontes de ruído durante os testes, e valida o método utilizado para o experimento.

Figura 20 – Diagrama de olho para uma taxa de 300 Mbaud, a) sem pré-equalização b) com pré-equalização.



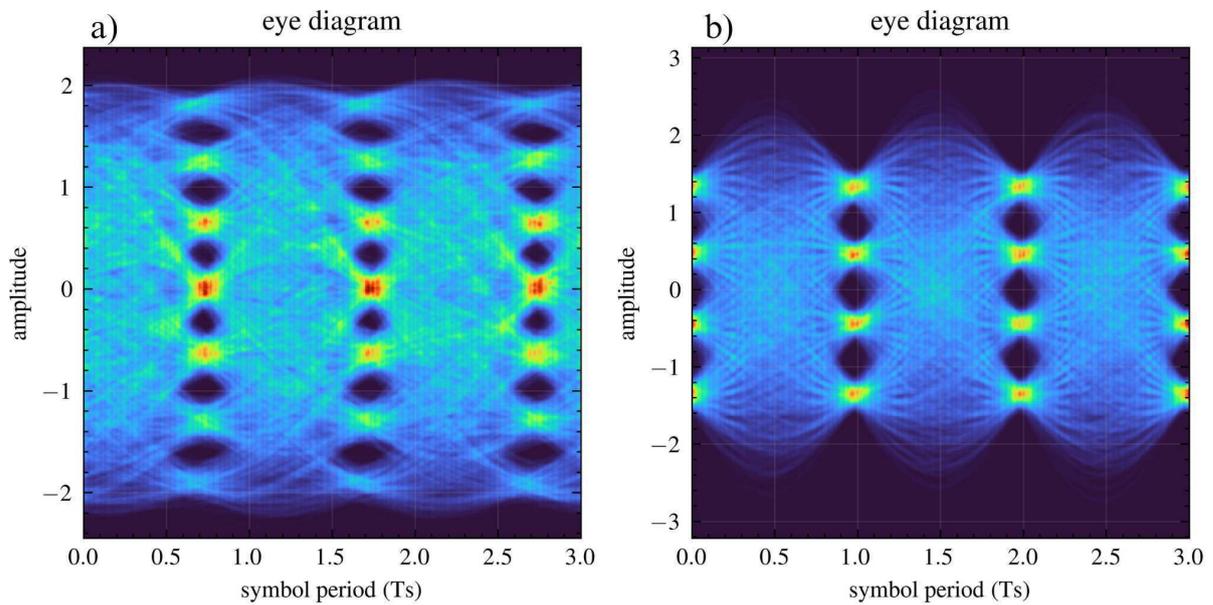
Fonte: Autoria própria.

Figura 21 – Diagrama de olho para uma taxa de 400 Mbaud, a) sem pré-equalização b) com pré-equalização.



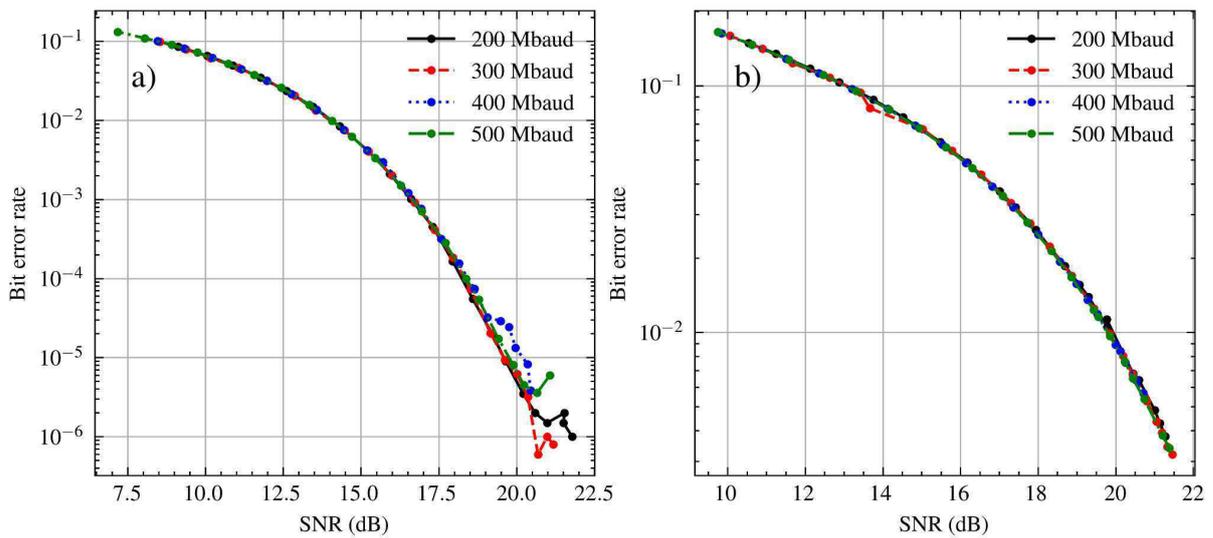
Fonte: Autoria própria.

Figura 22 – Diagrama de olho para uma taxa de 500 Mbaud, a) sem pré-equalização b) com pré-equalização.



Fonte: Autoria própria.

Figura 23 – Comparação da BER com e sem pré-equalização para a) 4-PAM b) 8-PAM



Fonte: Autoria própria.

Analisando os resultados apresentados nas Figuras 24 e 25, observa-se que a pré-equalização permitiu alcançar uma alta qualidade de sinal, com uma SNR maior que 20 dB. No entanto, conforme a taxa de transmissão aumentou, a potência do sinal elétrico foi

Taxa de símbolos (Mbaud)	Perda de potência após o filtro do pré-equalizador (dB)
200	0.48
300	1.10
400	1.97
500	3.94

Tabela 5 – Atenuação da potência do sinal elétrico devido à pré-equalização

Taxa de símbolos (Mbaud)	Potência para alcançar uma SNR de 20 dB com 4-PAM (dBm)	Potência para alcançar uma SNR de 20 dB com 8-PAM (dBm)
200	-9.42	-9.01
300	-7.88	-8.30
400	-5.43	-5.44
500	-2.94	-2.78

Tabela 6 – Potências de entrada necessária para uma SNR de 20 dB

Taxa de símbolos (Mbaud)	Potência para alcançar uma BER de 10^{-2} (dBm)	Potência para alcançar uma BER de 10^{-3} (dBm)
200	-13.87	-12.21
300	-12.65	-10.94
400	-11.20	-9.27
500	-7.72	-5.94

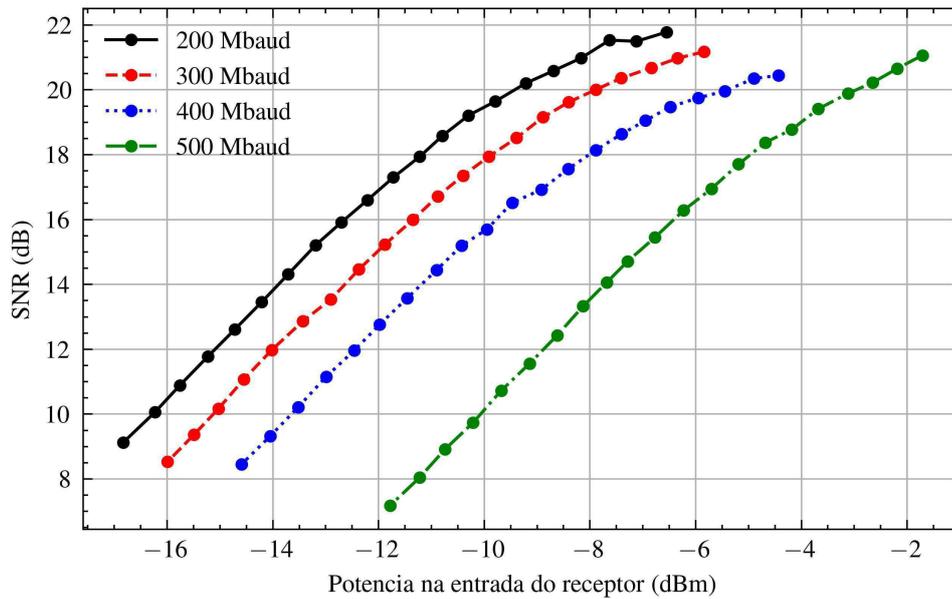
Tabela 7 – Potências de entrada necessária para 4-PAM

progressivamente atenuada pelo filtro do pré-equalizador como pode ser visto na Tabela 5 para manter a largura de banda desejada. Isso resultou na necessidade de aumentar a potência de entrada em mais de 1,5 dB para cada aumento de 100 Mbaud na taxa de símbolos para alcançar a mesma SNR, como pode ser visto na Tabela 6, essa penalidade tornou-se mais pronunciada ao aumentar a taxa de 400 Mbaud para 500 Mbaud, quando a atenuação se intensificou significativamente, causando uma redução drástica na potência do sinal após a pré-equalização, e necessitando de um aumento de potência de 3 dB.

Taxa de símbolos (Mbaud)	Potência para alcançar uma BER de 10^{-2} (dBm)
200	-9.07
300	-8.56
400	-5.79
500	-3.10

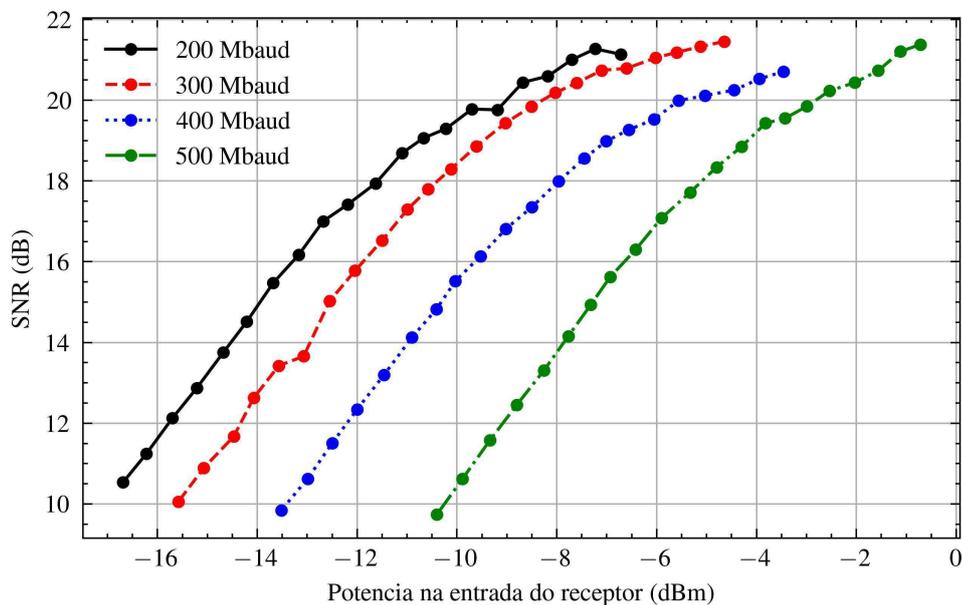
Tabela 8 – Potências de entrada necessária para 8-PAM

Figura 24 – SNR vs potência recebida para o sistema com 4-PAM



Fonte: Autoria própria.

Figura 25 – SNR vs potência recebida para o sistema com 8-PAM

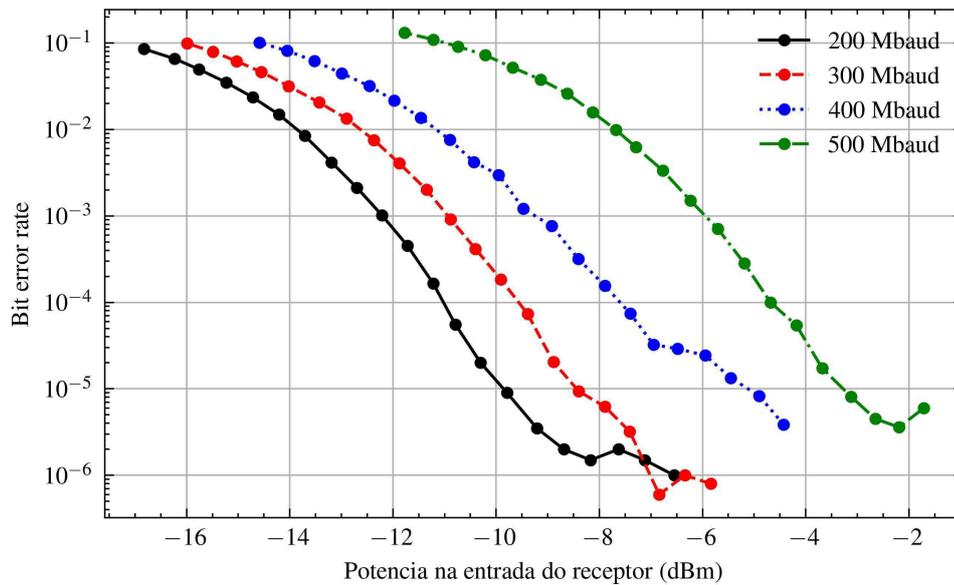


Fonte: Autoria própria.

Ao analisar a BER nas Figuras 26 e 27, e as Tabelas 7 e 8 observa-se que, conforme a taxa de transmissão aumenta, a potência necessária para atingir a mesma BER também cresce. Isso ocorre devido à degradação da SNR, como discutido anteriormente. Além disso, ao comparar a modulação de 4-PAM com 8-PAM, nota-se um impacto significativo na

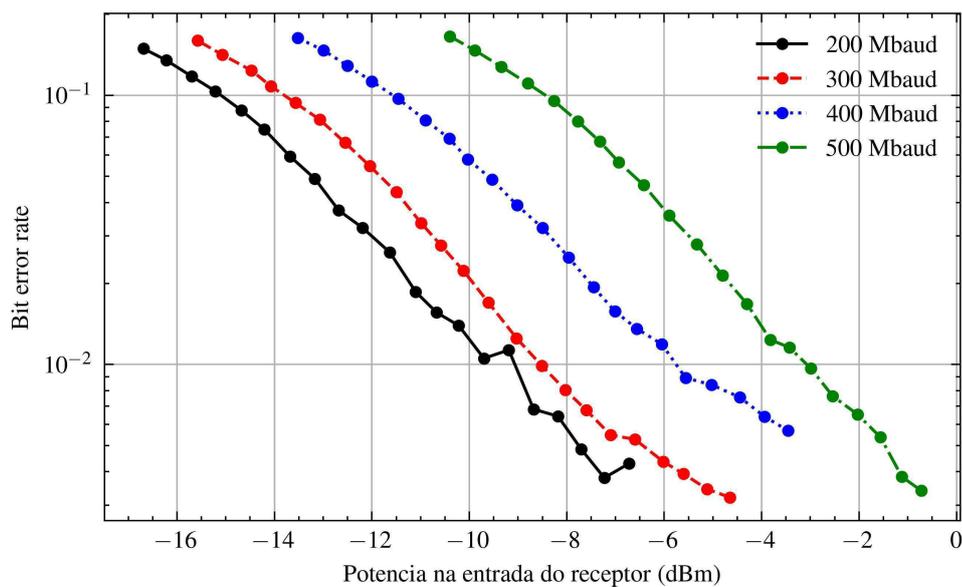
BER, que passa de $1e^{-5}$ para $1e^{-2}$. Esse aumento é explicado pelo fato de que, para uma mesma potência de sinal, os símbolos no esquema 8-PAM estão mais próximos uns dos outros do que no 4-PAM, tornando o sistema mais suscetível ao ruído. Como resultado, o 8-PAM exige uma SNR mais elevada para alcançar a mesma taxa de erro que o 4-PAM.

Figura 26 – BER vs potência recebida para o sistema com 4-PAM



Fonte: Autoria própria.

Figura 27 – BER vs potência recebida para o sistema com 8-PAM



Fonte: Autoria própria.

5 Conclusões

Este trabalho apresentou uma análise experimental de um sistema de comunicação óptica com detecção direta, focando na avaliação do desempenho de técnicas de pré-equalização em canais limitados em banda. A pesquisa investigou o impacto da pré-equalização na qualidade do sinal, relação sinal-ruído (SNR) e taxa de erro de bit (BER), considerando diferentes taxas de símbolos e esquemas de modulação, como 4-PAM e 8-PAM.

Os resultados demonstraram que, para taxas de símbolos mais baixas, a detecção direta sem pré-equalização oferece uma transmissão, com uma definição adequada dos níveis de sinal e uma baixa taxa de erro. No entanto, à medida que a taxa de transmissão aumenta, a aplicação de pré-equalização mostrou-se essencial para compensar as distorções causadas pela limitação de banda dos componentes eletrônicos e pelo canal de transmissão. A comparação entre os esquemas de modulação 4-PAM e 8-PAM evidenciou que, embora o 8-PAM permita uma maior eficiência espectral, ele é mais suscetível a interferências e requer uma SNR mais elevada para alcançar a mesma BER do 4-PAM.

Portanto, conclui-se que a pré-equalização é uma técnica eficaz para melhorar o desempenho de sistemas de comunicação óptica em altas taxas de transmissão, especialmente em canais limitados em banda. Além disso, a escolha do esquema de modulação deve ser cuidadosamente considerada em função da relação SNR disponível e dos requisitos de BER do sistema.

5.0.1 Trabalhos futuros

A pesquisa realizada neste trabalho abre possibilidades para a continuação e aprimoramento dos estudos na área de comunicação óptica. Algumas dessas possibilidades incluem:

- Otimização dos Algoritmos de Equalização: Embora o algoritmo LMS tenha se mostrado eficaz, outros algoritmos de equalização adaptativa, como o *Recursive Least Squares* (RLS), podem oferecer uma convergência mais rápida e melhor desempenho;
- Sistema Com Fibra: Trabalhos futuros podem aproveitar o sistema desenvolvido neste trabalho para transmissão óptica em longas distâncias, onde efeitos adicionais como a dispersão cromática e a não linearidade da fibra óptica irão impactar o desempenho, aproximando-se mais de um sistema óptico;
- Implementação de Modulações Coerentes: Embora a detecção direta tenha sido

o foco deste trabalho, o uso de sistemas com detecção coerente, como M-QAM e M-PSK, pode aumentar ainda mais a taxa de bits transmitidos.

Referências

- HAYKIN, S.; MOHER, M. *Sistemas de Comunicação: Analógicos e Digitais*. 5. ed. [S.l.]: Bookman, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 7 e 12.
- HAYKIN, S.; WIDROW, B. *Least-Mean-Square Adaptive Filters*. 1. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2003. Citado na página 13.
- LOBO, L. *Repositorio "Análise Experimental de Transmissão Óptica com Detecção Direta em Sistemas Limitados em Banda"*. 2024. Disponível em: <<https://github.com/LucasLobo7/TCC>>. Citado na página 20.
- MOTTA, D. de A. *Projeto e caracterização de modulador Mach-Zehnder em fotônica de silício*. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas, 2018. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.47749/T/UNICAMP.2018.1050534>>. Citado na página 9.
- PROAKIS, J. G.; SALEHI, M. *Communication Systems Engineering*. 2. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 2002. Citado 7 vezes nas páginas 4, 5, 6, 7, 8, 11 e 12.
- RAHIM, A. et al. Taking silicon photonics modulators to a higher performance level: state-of-the-art and a review of new technologies. *Advanced Photonics*, v. 3, n. 11, p. 024003, 2 2021. Disponível em: <<https://www.researching.cn/articles/OJ19167616c38e6ec0>>. Citado na página 8.
- SILVA, E. P. da; HERBSTER, A. F. Opticompy: Open-source simulation of fiber optic communications with python. *Journal of Open Source Software*, The Open Journal, v. 9, n. 98, p. 6600, 2024. Disponível em: <<https://doi.org/10.21105/joss.06600>>. Citado na página 19.
- SKLAR, B. *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. 2. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 2001. Citado na página 6.
- TANG, X. et al. Digital pre- and post-equalization for c-band 112-gb/s pam4 short-reach transport systems. *Journal of Lightwave Technology*, v. 38, n. 17, p. 4683–4690, 2020. Citado na página 12.
- WANG, W. et al. Transmission of 100 gbit/s pam-8 signal over 40-km smf with 10 ghz dml in o-band. *Optical Fiber Technology*, v. 52, p. 101957, 2019. ISSN 1068-5200. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S106852001930224X>>. Citado 2 vezes nas páginas 12 e 13.