



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

FLÁVIO ANDRÉ NOGUEIRA SAMPAIO

Equalização Linear de Mínimo Erro Quadrático Médio para Sistema VLC de Alta Taxa

NITERÓI

2022

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

FLÁVIO ANDRÉ NOGUEIRA SAMPAIO

Equalização Linear de Mínimo Erro Quadrático Médio para Sistema VLC de Alta Taxa

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

Orientador:

Vinicius Nunes Henrique Silva

Co-orientador:

Tadeu Nagashima Ferreira

NITERÓI

2022

Ficha catalográfica automática - SDC/BEE
Gerada com informações fornecidas pelo autor

S192e Sampaio, Flávio André Nogueira
Equalização Linear de Mínimo Erro Quadrático Médio para
Sistema VLC de Alta Taxa / Flávio André Nogueira Sampaio ;
Vinicius Nunes Henrique Silva, orientador ; Tadeu Nagashima
Ferreira, coorientador. Niterói, 2022.
58 f. : il.

Dissertação (mestrado)-Universidade Federal Fluminense,
Niterói, 2022.

DOI: <http://dx.doi.org/10.22409/PPGEET.2022.m.15757341769>

1. Comunicação óptica. 2. Equalizador. 3. Processamento
de sinais. 4. Sistema de comunicação. 5. Produção
intelectual. I. Silva, Vinicius Nunes Henrique, orientador.
II. Ferreira, Tadeu Nagashima, coorientador. III. Universidade
Federal Fluminense. Escola de Engenharia. IV. Título.

CDD -


Flávio André Nogueira Sampaio

Equalização Linear de Mínimo Erro Quadrático Médio para Sistema VLC de Alta Taxa


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

Aprovada em Janeiro de 2022.

BANCA EXAMINADORA



Prof. Dr. Vinicius Nunes Henrique Silva - Orientador
Universidade Federal Fluminense - UFF



Prof. Dr. Tadeu Nagashima Ferreira - Orientador
Universidade Federal Fluminense - UFF



Prof. Dr. Andrés Pablo Lopez Barbero
Universidade Federal Fluminense - UFF



Prof. Dr. Luiz Anet Neto
École Nationale Supérieure Mines -Télécom
Atlantique Bretagne - Pays de la Loire

Niterói, 2022

“Dedico este trabalho a minha querida avó, à minha família, aos meus amigos e as pessoas de bom coração que me ajudaram nesse caminho.”

“Não adianta ter só a cafeteira. O café não se faz sozinho, tem que trabalhar para que as coisas aconteçam.” (Grande amigo)

Agradecimentos

Agradeço aos meus pais Flavio Rocha Sampaio e Andrea Nogueira Bomfim Sampaio, ao meu irmão André Phelipe Nogueira Sampaio, aos meus tios Adriana Bomfim Genovese e Egídio Genovese pelo amor incondicional e presença durante todos os estágios da minha vida. Aos meus avós que não pude desfrutar o quanto gostaria. Querida, onde quer que esteja, obrigado.

Vinicius, essa pequena quantidade de pessoas que formam a minha família tiveram origens muito simples. Começando por meu avô que não sabia ler e meus pais que tiveram uma ascensão fora do comum em suas vidas. Eu tive uma chance maneira inimaginável em te conhecer. Você me ensinou como a ciência é feita, lições sobre a vida, sobre a moral e sobretudo a compaixão humana. Espero um dia retribuir, se conseguir repassar uma fração do que me ensinou com o mesmo altruísmo, eu sei que terei me tornado um ser humano melhor.

Gostaria de registrar o meu agradecimento à todos aos bemfeitores que financiaram a minha primeira missão de estudos no exterior. Uma experiência única, importante para meu enriquecimento cultural, pessoal e me permitiu crescer ainda mais, com uma oportunidade de doutorado.

Ao professor Tadeu Nagashima Ferreira, o primeiro professor que me aconselhou, apresentou os caminhos a seguir como pesquisador, mostrou quem são os gigantes da ciência e pela sua compaixão em tempos de dificuldade.

Agradeço ao professor Luiz Anet Neto pelas intermináveis orientações oficiais, não oficiais, sobre comunicação digital, sobre o OFDM (*make OFDM great again!*), sobre a equalização, por disponibilizar as ferramentas que desenvolveu e compartilhou. Sobretudo por dispor seu tempo à mim para meu aprendizado, crescimento, por nunca estar ocupado quando preciso, não importa quando, nem onde, finalmente pelas lições e por me fazer ver o valor do trabalho que faço.

Aos professores: Leni Joaquim de Matos, Andrés Pablo Lopes, Ricardo Marques

Ribeiro, Pedro Vladmir Castellanos, Vanessa Przybylski e René Pestre Filho.

Aos amigos: Vinicius Tremmel, Patrícia, Vicente Oliveira, Gubio, Samir, Beatriz Alencar, Marlon Correia, Taiane Freitas, Felipe Marins, Laila Sousa, Felipe Bittar, Carla Schueler, Filipe Silveira, Gabriel Bach, Pedro Bezerra, Maria Carolina, Leonardo, Isabelle Freire e Felipe Bittar.

Gostaria de agradecer igualmente a professora Maria do Carmo, à Universidade de Coimbra e ao Instituto de Telecomunicações pela permissão para a realização de medições no banco experimental do laboratório de Comunicações Óticas, imprescindíveis para a conclusão do trabalho de Mestrado.

Resumo

Um sistema de comunicação de luz visível (VLC) de baixa complexidade com Modulação de Amplitude de Pulso (PAM-2) é apresentado. O sistema VLC consiste em uma cadeia de transmissão com um Diodo Laser (LD) de 520 nm, cuja distância do fotodiodo no receptor é de 1,8m. Uma Equalização Linear Quadrada Média Mínima (MMSE-LE) com 16 taps permite que a comunicação seja realizada a uma taxa de transmissão de 2 Gbaud/s com uma Taxa de Erro de Bit (BER) medida acima do limite VLC Forward Error Correction (FEC). As transmissões foram realizadas em modo offline com um algoritmo MATLAB de Processamento Digital de Sinais (DSP). Através do estudo realizado, é possível verificar o quanto a equalização linear pode compensar as distorções do canal de transmissão através dos diagramas de olho medidos bem como o número de taps MMSE-LE para obter performances otimizadas do MMSE-LE e aumentar a capacidade de Canal VLC com PAM-2.

Palavras-chave: VLC, Equalização, MMSE-LE, FIR, LD, canal

Abstract

A low-complexity visible light communication system (VLC) with Pulse Amplitude Modulation (PAM-2) is presented. The VLC system consists of a transmission chain with a 520 nm Laser Diode (LD), whose distance from the photodiode at the receiver is 1.8m. A Minimum Mean Square Linear Equalization (MMSE-LE) with 16 taps enables communication to be performed at a baud rate of 2 Gbaud/s with a measured Bit Error Rate (BER) above the VLC Forward Error Correction (FEC) threshold. The transmissions were performed in offline mode with a Digital Signal Processing (DSP) MATLAB algorithm. Through the study carried out, it is possible to verify how much linear equalization can compensate the distortions of the transmission channel through the measured eye diagrams as well as the number of MMSE-LE taps to obtain optimized MMSE-LE performances and increase the capacity of VLC channel with PAM-2.

Keywords: VLC, Equalization, MMSE-LE, FIR, LD, Channel.

Lista de Figuras

1.1	Previsão de usuários conectados, segundo a CISCO.	2
2.1	Pulsos transmitidos sob canal distorsivo em diferentes instantes e sinal recebido obtido após somatório dos pulsos, segundo Cioffi	4
2.2	Diagramas de olhos e pulsos medidos (a) na saída do canal (b) na saída do equalizador linear transversal analógico, segundo Robert Lucky	5
2.3	Resposta em frequência do Canal, do Equalizador Linear Digital e da cascata do Equalizador com o Canal.	6
2.4	Filtro Transversal Equalizador utilizado por Lucky	10
2.5	Estrutura do filtro DFE	12
2.6	Comunicação VLC para sistema <i>indoor</i> , segundo Komine	14
3.1	Setup Experimental	17
3.2	Estrutura básica do gerador de sequências LFSR	19
3.3	Histogramas dos sinais transmitidos para taxas de 1,5,10,50,125,625,1250 e 2500 Mbit/s	20
3.4	Espectros dos sinais transmitidos nas taxas de 1,5,10,50,125,625,1250 e 2500 Mbit/s	21
3.5	Diagramas de olho dos sinais transmitidos nas taxas de 1,5,10,50,125,625,1250 e 2500 Mbit/s	21
3.6	Conversão Digital-Analógica	22
3.7	Conversão Digital Analógica após <i>Zero-Order-Hold</i>	22
3.8	Curva de Tensão x Corrente de Polarização do LD PL520	23
3.9	Curva de Potência Ótica x Corrente de Polarização do LD PL520	24

3.10	Resposta em Frequência dos dispositivos da cadeia de transmissão para as corrente de polarização $I_{bias} = 60, 70, 80, 90$ e 100 mA.	24
3.11	Resposta em Frequência dos dispositivos da cadeia de transmissão para as corrente de polarização $I_{bias} = 60, 70, 80, 90$ e 100 mA	25
3.12	Processo de Conversão Analógica-Digital	26
3.13	Modelo de Canal Discreto Equivalente	27
3.14	Fluxograma do algoritmo LMS, reproduzido de [1]	31
3.15	Diagrama de blocos do algoritmo LMS aplicado ao FIR MMSE-LE	31
3.16	Exemplo de Diagrama de Olho	33
4.1	Histogramas dos sinais recebidos nas taxas de 1,5,10,50,125,625,1250 e 2500 Mbit/s	36
4.2	Espectros dos sinais recebidos para taxas de 1, 5, 10, 50, 125, 625, 1250 e 2500 Mbit/s	37
4.3	Diagramas de olhos dos sinais recebidos nas taxas de 1,5,10,50,125,625,1250 e 2500 Mbit/s	38
4.4	Autocorrelação entre sinais transmitidos e recebidos para taxas de 1,5,10,50,125,625, 1250 e 2500 Mbit/s	39
4.5	Cartografia de Taxa de Transmissão x Numero de <i>taps</i> x Erro Quadrático Médio das amostras equalizadas	40
4.6	Cartografia de Taxa de Transmissão em relação ao Número de <i>Taps</i> e Taxa de Erro de bit medido no diagrama de olho	42
4.7	Erro Quadrático Médio x Iteração para transmissão $R = 1250$ Mbit/s $\mu = 0.06, \mu = 0.006, \mu = 0.0006, \mu = 0.00006$ e $\mu = 0.00006$ com 16 taps	43
4.8	Erro quadratico médio para equalização MMSE-LE com 12 <i>taps</i> e iteração para taxas de 1, 5, 10, 50, 125, 625, 1250 e 2500 Mbit/s	44
4.9	Histogramas dos sinais equalizados nas taxas de 1,5,10,50,125,625,1250 e 2500 Mbit/s	45
4.10	Espectros dos sinais equalizados para taxas de 1,5,10,50,125,625,1250 e 2500 Mbit/s	46

4.11	Diagramas de olhos dos sinais obtidos após na saída do equalizador MMSE-LE nas taxas de 1,5,10,50,125,625,1250 e 2500 Mbit/s	47
4.12	Respostas Impulsionais do equalizador MMSE-LE para taxas de 1, 5, 10, 50, 125, 625, 1250 e 2500 Mbit/s	48
4.13	Respostas em frequência do equalizador MMSE-LE para taxas de 1, 5, 10, 50, 125, 625, 1250 e 2500 Mbit/s	48
4.14	Performance de Relação Sinal Ruído em relação a Taxa de Transmissão e Taxa de Erro de bit e Diagramas de Olho sem e com Equalização MMSE-LE fracional em $T/4$ com 16 <i>taps</i> para taxas de 125, 1250 e 2500 Mbit/s. . . .	49

Lista de Tabelas

3.1	Tabela com polinômios até grau $L=20$ usados pelo LFSR para geração de sequência PRBS	19
4.1	Valores médio e médio quadrático das formas de onda adquiridas pelo osciloscópio.	36
4.2	Limiar de Decisão e Instante de Amostragem Ótimos para minimização da taxa de erro de bit	38
4.3	Retardo entre sinal recebido e transmitido para taxas de 1, 5, 10, 50, 125, 625, 1250, 2500 Mbit/s	39
4.4	Medição do Retardo de Restituição ótimo em relação ao Numero de <i>taps</i> e taxas de transmissão de 1, 5, 10, 50, 125, 625, 1250 e 2500 Mbit/s	41
4.5	Numero de Amostras para adaptação à ponto de convergência do MMSE-LE para taxas de 1, 5, 10, 50, 125, 625, 1250 e 2500 Mbit/s	44
4.6	Ganho de relação sinal ruído através da equalização MMSE-LE para as taxas de transmissão de 1, 5, 10, 50, 125, 625, 1250 e 2500 Mbit/s	49

Glossário

ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>	25
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>	18
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i>	22
DFE	<i>Decision Feedback Equalizer</i>	11
DSP	<i>Digital Signal Processing</i>	2
EMI	<i>Eletromagnetic Interference</i>	2
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>	15
FFE	<i>Feedforward Equalizer</i>	5
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>	5
FSE	<i>Fractionally Spaced Equalizer</i>	11
IR	<i>Infrared</i>	12
ISI	<i>Intersymbol-Interference</i>	2
LD	<i>Laser Diode</i>	2
LED	<i>Light Emitting Diode</i>	2
LFSR	<i>Linear Feedback Shift Registers</i>	18
LOS	<i>Line of Sight</i>	14
MMSE-LE	<i>Minimum Mean Square Error Linear Equalizer</i>	2
MSE	<i>Mean Square Error</i>	27
OFDM	<i>Ortogonal Frequency Division Multiplex</i>	2
OLED	<i>Organic Light Emitting Diode</i>	15
OWC	<i>Optical Wireless Communication</i>	1
PAM	<i>Pulse Amplitude Modulation</i>	7
PPM	<i>Pulse Position Modulation</i>	12
RF	<i>Radio Frequency</i>	1

VNA	<i>Vectorial Network Analyser</i>	24
VLC	<i>Visible Light Communication</i>	1
WiFi	<i>Wireless Fidelity</i>	1
ZF	<i>Zero-Forcing</i>	8
ZOH	<i>Zero-Order-Hold</i>	22

Sumário

1	Introdução	1
2	Revisão Bibliográfica	4
2.1	Equalização e Comunicação em sistemas de transmissão distorsivos	6
2.2	Equalização para sistemas de comunicação digitais	9
2.3	Equalização para sistemas de comunicação óticos	12
2.4	Equalização para sistemas de comunicação óticos sem fio no espectro visível	13
2.5	Equalização MMSE para sistemas VLC com modulação PAM	13
3	Materiais, Métodos e Algoritmos	17
3.1	<i>Setup</i> Experimental	17
3.2	Geração de sinais	18
3.3	Mapeamento BPSK	20
3.4	Formatação de Pulso Retangular	20
3.5	Conversão Digital-Analógica	22
3.6	Conversão Eletro-Ótica	23
3.7	Conversão Analógica-Digital	25
3.8	Equalização	26
3.9	Método de descida mais íngreme	28
3.10	Algoritmo LMS	30
3.11	Equalizador MMSE-LE Adaptativo Fracionário	31
3.12	Diagrama de Olho	32

3.13 Sincronização	33
3.14 Taxa de Erro de Bit	34
4 Resultados e Discussão	35
4.1 Receptor	36
4.2 Sincronização	39
4.3 Estudo de implementação do MMSE-LE	40
4.4 Performance de VLC	49
5 Conclusão	50
Referências	54

Capítulo 1

Introdução

A comunicação ótica sem fio *Optical Wireless Communication* (OWC) é uma forma de comunicação à distância baseada na modulação de uma fonte de luz. Os sistemas OWC operando no espectro visível (390 - 750 nm) são chamados de sistemas de comunicação por luz visível *Visible Light Communication* (VLC). Os primeiros relatos do VLC foram retratados na China, onde sentinelas localizados em torres distantes se comunicavam através da variação de intensidade das chamas de fogueiras localizadas em torres, assim como pelos romanos que utilizavam a luz do sol refletida nas placas metálicas para trocarem sinais à longas distâncias [2].

As tecnologias de comunicação sem fio proliferaram e se tornaram essenciais rapidamente durante as últimas décadas do século XX e o início do século XXI. Duas formas de tecnologia de comunicação foram implementadas globalmente, a comunicação OWC e a comunicação através de dispositivos em radiofrequência. A implementação em larga escala de tecnologias de radiofrequência *Radio Frequency* (RF) foi um fator chave na expansão de dispositivos e sistemas sem fio e foi predominante em sistemas de comunicações sem fio [3].

No entanto, o espectro eletromagnético é um recurso finito e licenciado [4]. No cenário de redes móveis ocorreu um aumento expressivo de usuários conectados que utilizam aplicações com alto consumo de banda, principalmente redes sociais. De acordo com a CISCO, houve um aumento de 11 vezes tráfego em 2018 em comparação com 2013 [5]. Para redes domésticas ocorreu o colapso do espectro disponível na faixa do WiFi *Wireless Fidelity* (WiFi) 2,401 GHz. Isto é, o espectro disponível é insuficiente para suprir a demanda proveniente ao crescente número de usuários conectados (veja a Figura 1.1) e ao surgimento de aplicações com alto consumo de banda como o *streaming* de vídeo de alta definição e aplicações de realidade virtual (VR).

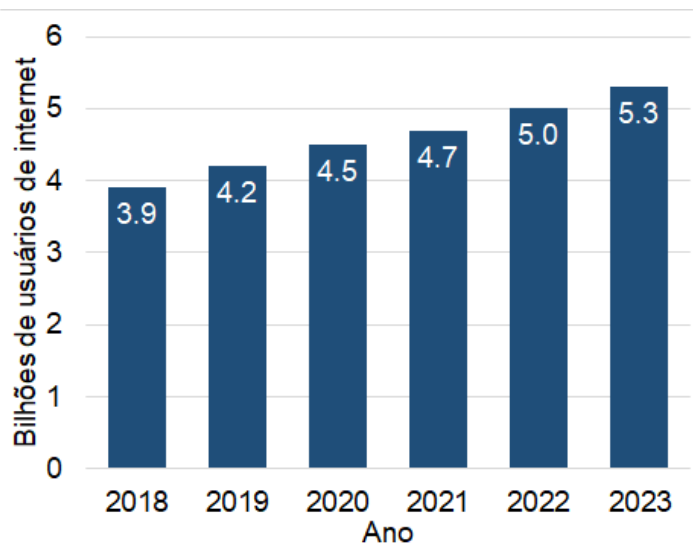


Figura 1.1: Previsão de usuários conectados, segundo a CISCO [5].

O colapso do espectro obriga a indústria a buscar soluções de baixo custo de comunicação alternativas ao RF, como o VLC. Os Sistemas VLC utilizam diodos emissores de luz *Light Emitting Diode* (LED) e diodos laser *Laser Diode* (LD) não causam interferência eletromagnética *Electromagnetic Interference* (EMI) aos sistemas RF e podem atingir taxas de transmissões da ordem de 10 Gbit/s [6]. A propriedade chave da comunicação por luz visível é a sua susceptibilidade à modulação de amplitude com frequências altas o suficientes e capazes de atingir taxas de transmissão altas sem afetar sua função primária de iluminação. A funcionalidade de iluminação não é afetada pois o olho humano não é capaz de perceber a modulação de amplitude para frequências de modulação acima do *flicker fusion threshold*. Contudo, a limitação de banda dos LEDs, introduzem interferência intersimbólica *Intersymbol-Interference* (ISI) e as distorções devido a propagação em espaço livre degradam a performance de transmissão. Com isto, modulações de alta eficiência espectral como a multiplexação por divisão de frequências ortogonais *Orthogonal Frequency Division Multiplex* (OFDM) e o uso de técnicas de processamento digital de sinal *Digital Signal Processing* (DSP) para compensar as distorções do canal são propostas [7, 8].

A principal contribuição apresentada nesta dissertação é a maximização da eficiência espectral para um sistema de comunicação VLC com modulação binária através do equalizador linear de mínimo erro quadrático médio *Minimum Mean Square Error Linear Equalizer* (MMSE-LE).

No capítulo 2 será apresentado o estado da arte sobre a equalização para os primeiros sistemas de comunicação, a implementação dos equalizadores de mínimo erro quadrático

lineares para sistemas de comunicação OWC no espectro infra-vermelho e finalmente os sistemas de comunicação VLC com equalização. No capítulo 3 serão apresentados a metodologia, caracterização, otimização e o equalizador desenvolvido que foi aplicado com as medidas obtidas com o *setup* experimental. No capítulo 4 são descritos os resultados obtidos com o banco experimental e finalmente no capítulo 5 são resumidos os principais resultados obtidos e as futuras perspectivas.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

Transmissões digitais em canais de banda limitada encontram duas deficiências de maior importância para comunicações íntegras. Nomeadamente ruído aditivo e interferência intersimbólica. Para canais óticos podem surgir evanescimentos profundos em frequência dependendo da variação de fase das ondas medidas no receptor. No domínio do tempo, a ISI pode ser compreendida como um fenômeno que ocorre devido a sobreposição de pulsos no receptor, na Figura 2.1 é ilustrado um exemplo de transmissão de dois pulsos em diferentes instantes ($t=0$ e $t=T/4$), onde $T = 1/R$, sendo R a taxa de símbolo por segundo, em um canal com ISI o sinal resultante obtido após a soma dos pulsos no receptor:

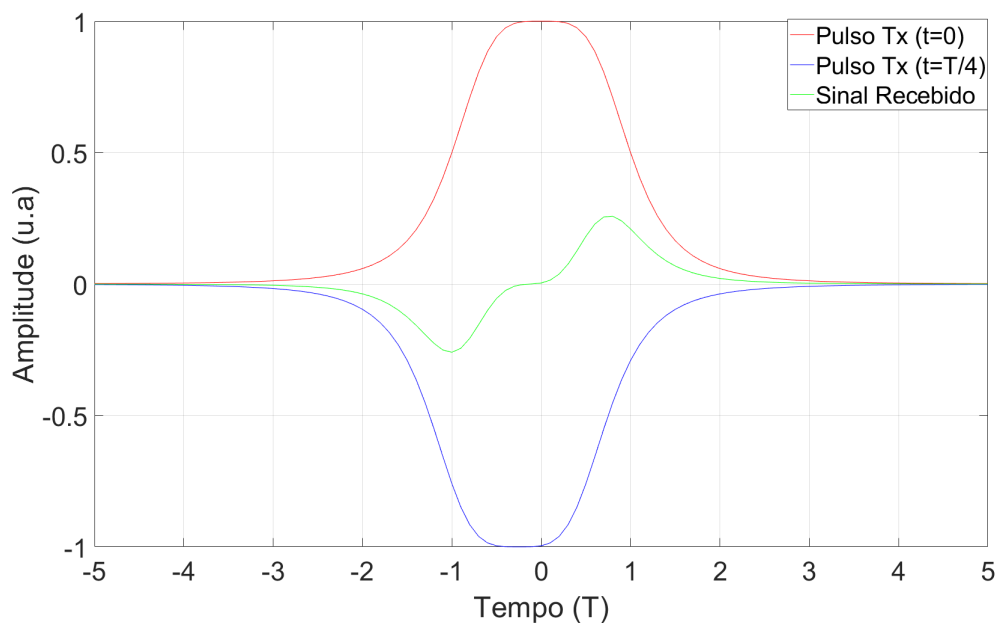


Figura 2.1: Pulsos transmitidos sob canal distorsivo em diferentes instantes e sinal recebido obtido após somatório dos pulsos, segundo Cioffi [9].

Percebemos que de acordo com a intensidade do ISI, o sinal recebido pode ser distorcido de forma que a reconstrução dos símbolos transmitidos é prejudicada.

Para mitigar o ISI são utilizados métodos de equalização. A equalização de mínimo erro médio quadrático (MMSE-LE), mais conhecida como Equalização Linear ou equalização transversal *Feedforward Equalizer* (FFE) é alvo de investigação neste trabalho. A equalização FFE trata-se de uma técnica de tratamento de sinais digitais onde são envolvidos coeficientes (conhecidos como *taps*) de um filtro de resposta impulsional finita *Finite Impulse Response* (FIR), ao sinal recebido de forma os pulsos recebidos não se sobreponham no período de cada símbolo T e dessa forma os símbolos recebidos sejam iguais aos transmitidos. Na figura 2.2 são ilustrados os diagramas de olho e pulsos medidos na saída do canal e na saída do equalizador linear analógico.

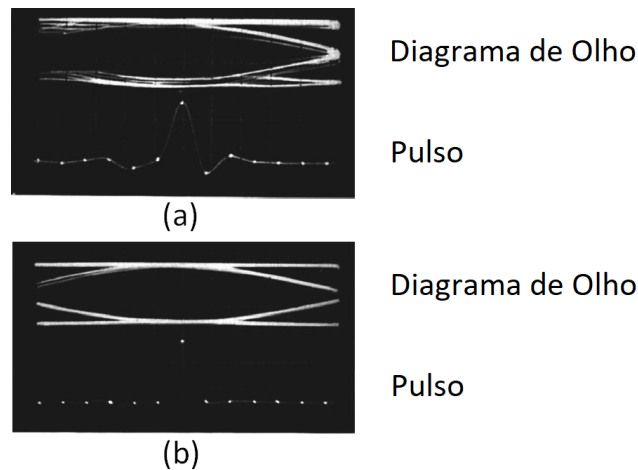


Figura 2.2: Diagramas de olhos e pulsos medidos (a) na saída do canal (b) na saída do equalizador linear transversal analógico, segundo Robert Lucky [10].

No domínio da frequência, podemos compreender qualitativamente que a equalização linear visa compensar a compressão em frequência causada pelo canal de transmissão (portanto a expansão dos pulsos no tempo segundo a dualidade de tempo e frequência de Fourier [11]) e assim a resposta em frequência medida após a equalização seja plana. Na Figura 2.3 é ilustrada a resposta em frequência de um canal passa-baixas frequências Butterworth [11] equalização, do equalizador linear e da cascata entre a resposta do canal e do equalizador.

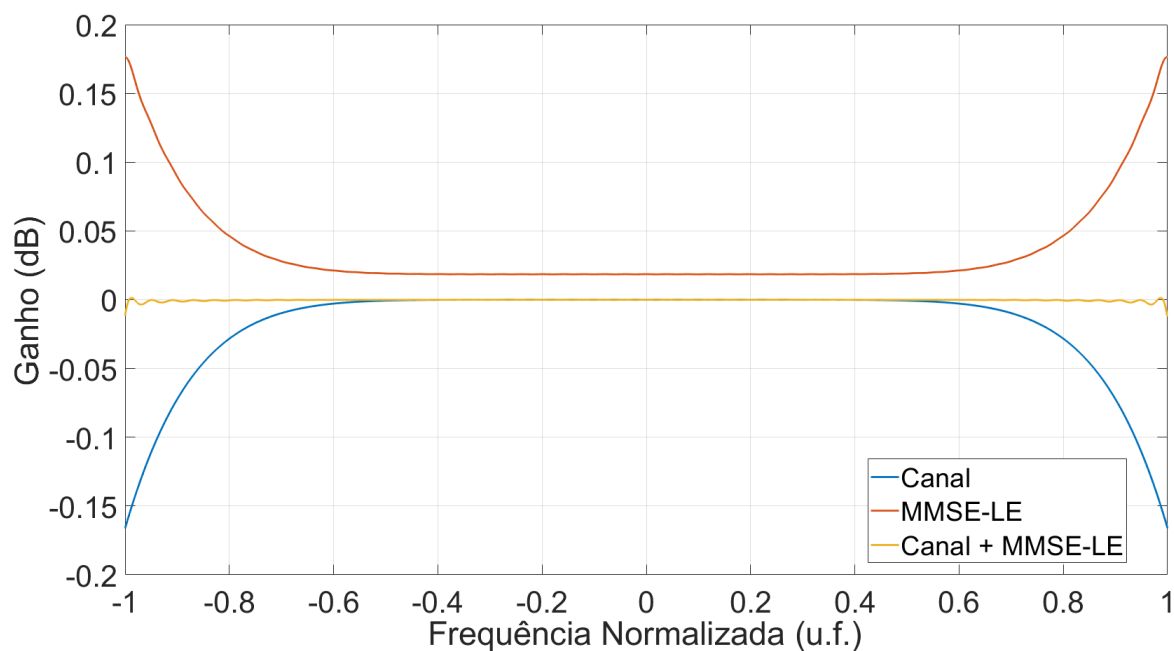


Figura 2.3: Resposta em frequência do Canal, do Equalizador Linear Digital e da cascata do Equalizador com o Canal.

Esse capítulo visa contextualizar o leitor sobre o estado da arte considerando a equalização MMSE-LE e sua aplicação para canais OWC.

2.1 Equalização e Comunicação em sistemas de transmissão distorsivos

Os primeiros relatos da necessidade de compensação dos efeitos de um canal de transmissão são reportados em 1858 e subsequentemente em 1860 [12]. Nessa época operadores dos primeiros cabos de telégrafos transatlânticos verificaram que os pontos e traços na forma do código Morse precisavam ser transmitidos lentamente para que pudessem ser compreendidos pelo receptor. Este fenômeno, previsto por William Thomson, ocorria devido a superposição (*smearing*) de pulsos, foi um dos primeiros casos que demonstravam a necessidade de equalização de sinais. Posteriormente, Thomson propôs o dimensionamento e avaliou as composições físicas dos cabos para minimizar a dispersão dos cabos submarinos e inventou um dispositivo chamado *automatic curb sender* para reduzir as distorções causadas pelos cabos, uma forma de equalização linear [13].

A próxima grande contribuição foi feita por Oliver Heaviside em 1887 [14]. A partir das equações de Maxwell [15], Oliver desenvolveu a teoria de linhas de transmissão. Heaviside deduziu analiticamente que adicionando indutores em intervalos regulares de um cabo

de transmissão reduziria a atenuação e dispersão dos cabos. Posteriormente a teoria de equalização para cabos telégrafos a partir de indutores foi patenteada por George Campbell da AT&T e Michael Pupin da unversidade de Columbia que foi amplamente implementada pelas companhias telefônicas nos Estados Unidos, como a AT & T e a Bell Labs no início do século XX [16]. A técnica que ficou conhecida como carregamento indutivo (*inductive loading*) possibilitou a implementação de telefonia fixa para enlaces de longas distâncias. Em 1920 Campbell e outros pesquisadores desenvolveram conceitos para a síntese de fitros lineares com indutores, capacitores e resistores. Em particular O. J. Zobel em 1928 e em 1938 H. W. Bode mostraram como filtros lineares integrados podem ser desenvolvidos e ajustados para equalizar a distorção de fase e amplitude de circuitos telefônicos [17, 18].

A compreensão atual do problema de ISI e equalizadores iniciou com a representação matemática de pulsos em banda base modulados em amplitude *Pulse Amplitude Modulation* (PAM). Onde o sinal transmitido é considerado como uma série de símbolos transmitidos, conforme a Equação 2.1:

$$s(t) = \sum_n d_n h(k - n)T \quad (2.1)$$

onde d_n representa os símbolos de informação de um alfabeto finito, T é o intervalo entre símbolos adjacentes, desta forma $1/T$ representa a taxa de símbolos, e $h(t)$ representa a forma de onda com os pulsos, recebida ou transmitida. Caso $s(t)$ seja observado a partir do receptor, $d_n h(t - nT)$ representa a resposta de um símbolo d_n transmitido no período nT para a combinação filtro transmissor, canal e filtro receptor. Se $s(t)$ é amostrado em $t = kT$ para recuperar o k -ésimo símbolo d_k , a ISI é representada pela soma da Equação 2.2:

$$ISI(k) = \sum_{n \neq k} d_n h(k - n)T \quad (2.2)$$

Um equalizador linear pode ser parte do filtro receptor, do filtro transmissor ou os dois. Estas equações podem representar um sinal equivalente em banda base antes da modulação ou demodulação; neste caso d_n e $h(t)$ podem ser valores complexos, representando assim as componentes em fase e quadratura.

Em 1930 Harry Nyquist desenvolveu a teoria de transmissão em sistemas de telégrafos que estebaleceu a base para transmissão de pulsos em canais analógicos de banda limitada

[19, 20]. Ele descreveu o critério para a ISI ser nula quando $s(t)$ é amostrado na taxa de símbolos $1/T$. O critério ficou conhecido como o critério de Nyquist para ISI nula, expressado no domínio do tempo, do tempo é quando a resposta impulsional $h(t)$ do canal é nula, ou seja, satisfaz as Equação 2.3:

$$h(nT) = \begin{cases} 1; & n = 0 \\ 0; & n \neq 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

De maneira análoga no domínio da frequência é dado por 2.4:

$$H(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} H\left(f - \frac{n}{T}\right) = \text{para qualquer frequência constante } f \quad (2.4)$$

Onde $H(f)$, é a resposta em frequência do canal obtida através da transformada de Fourier da resposta impulsional de $h(t)$. A partir do critério de Nyquist conclui-se que uma transmissão de dados em banda base, livre de ISI e com taxa de símbolos maiores ou iguais ao dobro que a banda do canal é impossível.

A versão conceitual de equalização mais simples é conhecida como *Zero-Forcing* (ZF), onde a filtragem satisfaz as Equações 2.3 e 2.4. Contudo, existem frequências nas quais o canal apresenta desvanecimento profundo, e ao tentar aplicar a equalização o espectro do ruído é amplificado. Este fenômeno é de aprimoramento de ruído (*noise enhancement*), que pode levar a taxas de erros mais altas em canais com alta seletividade em frequência para detectores que foram otimizados para ruído branco. O sinal na entrada do receptor apresenta ruído e ISI, o equalizador de princípio MMSE visa reduzir conjuntamente esses dois efeitos ao mesmo tempo.

Na década de 30 também foram desenvolvidos conceitos fundamentais sobre a estimação linear. Em 1931 Wiener e Hopf propuseram soluções para o problema de predição de tempo contínuo [21] e Kolmogorov em 1939 para o problema de predição linear de processos estacionários de tempo discreto [22]. Estes conceitos foram fundamentais para o desenvolvimento do filtro de Kalman em 1960 [23]. Este filtro tinha a capacidade de ser ótimo para processos estacionários e não estacionários e teve papel proeminente no contexto de filtragem adaptativa.

Em 1964, Donald Tufts da Universidade de Harvard providenciou uma estrutura analítica da equalização ZF e equalização de mínimo erro quadrático em um canal com ruído aditivo branco para uma dada resposta em frequência [24]. Este artigo considera a divisão entre a equalização linear entre receptor e transmissor, e encontraram expressões para a

resposta em frequência conjunta ótima. Estes resultados teóricos demonstraram que um receptor ótimo pode ser implementado através da cascata de um filtro casado ao pulso recebido, seguido por um amostrador e um filtro equalizador com *taps* espaçados no intervalo de um símbolo. A amostra na saída do equalizador transversal com N *taps*, com amostras de entrada $y(nT)$ e coeficientes conhecidos como *taps* c_n , são representados pela Equação 2.5:

$$z(kT) = \sum_{n=0}^{N-1} c_n y(n - k)T \quad (2.5)$$

Os *taps* são calculados com o objetivo de anular as componentes dos pulsos que se sobrepõem no período T , para a taxa de símbolos $R = 1/T$. Tipicamente, o numero de *taps* deve ser da mesma ordem, ou exceder o numero de intervalos de amostragem criados pela resposta impulsional do canal.

Nos anos 60 diversos artigos científicos teóricos estavam direcionados as capacidades ótimas de equalizadores e suas performances, taxas de dados para serviços de voz de telefones e sistemas de rádio avançavam para o limite de banda dos canais de comunicação, ao ponto que o ISI começava a limitar a performance desse sistema. Com isto, a realização de equalizadores práticos eram necessárias, assim como a habilidade dos equalizadores a se adaptarem a resposta do canal.

2.2 Equalização para sistemas de comunicação digitais

Para equalização precisa de respostas de canais desconhecidas, os valores dos coeficientes dos *taps* do equalizador de filtro transversal devem ser ajustados para valores ótimos através de um procedimento de treinamento durante ou após uma transmissão de dados. Os coeficientes ótimos podem ser calculados a partir de uma resposta do canal que é estimada durante o treinamento, ou os coeficientes do equalizador podem ser obtidas diretamente de maneira interativa usando símbolos de treinamento como referências para treinar o equalizador. Os primeiros equalizadores adaptativos usavam o método iterativo, onde cada coeficiente do equalizador c_n , era incrementado de acordo com a resposta medida, de acordo com a Equação 2.6:

$$c_n^{(k)} = c_n^{(k-1)} + \text{incremento na } k\text{-ésima iteração para o } n\text{-ésimo tap} \quad (2.6)$$

Em 1963 Lucky inventou o algoritmo para cálculo dos *taps* do equalizador linear analógico [25], através da técnica de iteração de descida mais íngreme (*steepest descent*) para treinar os *taps* do equalizador transversal e minimizar a distorção de pico ocasionada pelo ISI [10]. Na época os moduladores (*modems*) ofereciam taxas de transmissão de 2400 bps. Contudo, existiam *modems* com taxa de transmissão de 9600 bps, disponíveis, mas não era possível implementá-los na prática porque para taxas maiores que 2400 bps o ISI se tornava crítico para a transmissão. Para mitigar o ISI, Lucky possuía um equalizador analógico com 13 coeficientes ajustáveis e desejava ajustá-los automaticamente, na Figura 2.4 o filtro transversal equalizador analógico é ilustrado.

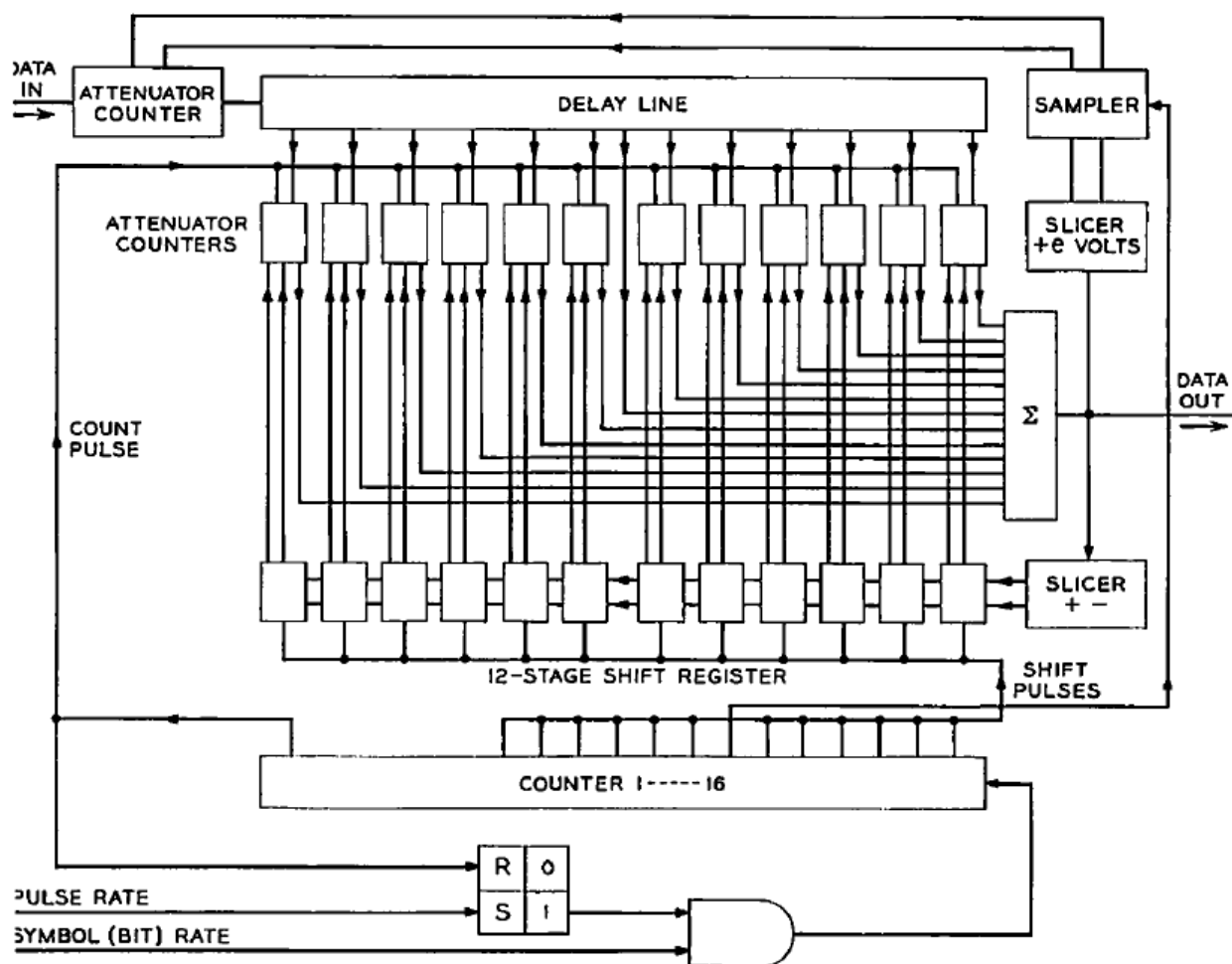


Figura 2.4: Filtro Transversal Equalizador utilizado por Lucky, reproduzido de [10].

Na k -ésima iteração o equalizador automático de Lucky usava a resposta do canal e do equalizador, medida pela resposta pulsional de treinamento transmitida. O incremento de cada tap era proporcional ao sinal oposto da resposta para a amostra estimada correspondente em cada iteração. Este algoritmo iterativo é equivalente a um algoritmo de descida gradiente para minimizar o pico de ISI, onde a restrição do equalizador é o aumento de

ruído. Em 1960 Bernard Widrow e Marcian Hoff da Universidade de Stanford apresentaram o algoritmo de erro mínimo médio para circuitos de chaveamento adaptativos [26]. A seguir David Coll da Universidade de Carleton em 1965 [27] propôs a maximização da relação sinal ruído da saída do equalizador, onde o ruído inclui ISI residual. Eles, Lucky e seus colegas, apresentaram o algoritmo LMS na implementação do equalizador em *hardware*. Finalmente em 1969 Gersho [28], Proakis e Miller [29] propuseram o equalizador com critério de minimino erro quadrático para o equalizador que tem performances superiores ao equalizador ZF.

Desde então o critério MMSE tem sido extensivamente usado no *design* de equalizadores ótimos, estruturas de receptores e equalizadores de espaçamento fracional *Fractionally Spaced Equalizer* (FSE). Os equalizadores fracionais são implementados quando a taxa de amostragem do amostrador na entrada do equalizador é maior que a taxa de símbolo T . Normalmente, o período entre as amostras é uma fração do período de um símbolo T , tipicamente o espaçamento entre as amostras é $T/2$ e $T/4$. Neste cenário, o retardo entre os *taps* do equalizador MMSE-LE também é fracional [30]. O equalizador fracional tem maior influência sobre a resposta em frequência do canal em geral e tem performance mais elevada que o equalizador de símbolos, conforme apresentado por Lucky em 1969 [31]. Os benefícios de performance incluem a baixa sensibilidade de erro de *timing* de fase e maior eficiência do uso do número de *taps*, conforme apresentado por Gottfried Ungerboeck em 1974 e Shahid Qureshi da IBM [32, 30]. Desde então os equalizadores FSE passaram a prevalecer nas aplicações com equalização.

Para a transmissão digital em canais com evanescimento em frequência, equalizadores lineares tem performances degradadas devido ao aumento do ruído. Os canais de comunicações de rádio, pares de cobre e óticos são exemplos de tais canais. Dessa forma, alternativas à equalização linear passaram a ser o assunto de interesse para lidar com o problema de ISI. O equalizador de mínimo erro quadrático de feedback de decisão *Decision Feedback Equalizer* (DFE) é uma alternativa proposta na literatura. Um equalizador DFE consiste de um equalizador FFE em cascata com um filtro transversal que subtrai os efeitos de decisões de símbolos passados. dessa forma a ISI já detectada nos símbolos é eliminada. A adaptação do equalizador DFE é feita com o algoritmo LMS. A estrutura do equalizador DFE é exibida na Figura 2.5.

Os DFEs evitam aumentar o ruído após a equalização linear, contudo podem propagar erros devido à decisões erradas do decisor de símbolos. Dessa forma, algumas metodologias foram empregadas na literatura para evitar a propagação de erros, principalmente colocar

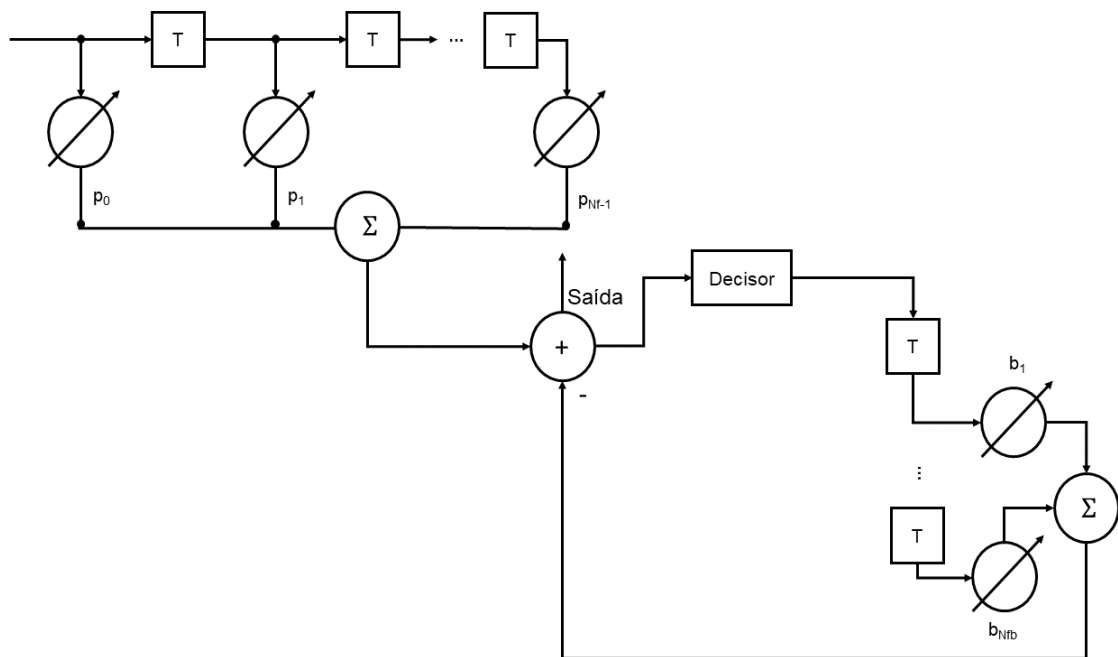


Figura 2.5: Estrutura do filtro DFE

o *feedback* de símbolos no transmissor, onde os erros de decisão são impossíveis. Esta abordagem foi proposta por Tomlison [33] e Harashima e Miyakawa [34]. A técnica de pré-codificação conhecida como Tomlinson-Harashima usa os *taps* em uma forma de configuração inversa no transmissor.

2.3 Equalização para sistemas de comunicação óticos

Os trabalhos pioneiros visando equalização para sistemas de comunicações óticos começou em fibras óticas, como nos trabalhos de equalizadores MMSE por Messerschmitt em 1978 [35]. Em 1983, Giancarlo Prati e Robert Gagliardi [36] propuseram um equalizador linear MMSE ótimo para compensar os efeitos de interferência *interframe* e *interslot* causados pelos efeitos dispersivo de canais óticos sem fio com modulação de pulsos Pulse Position Modulation (PPM). Finalmente em 1994 J. Barry propôs equalização para sistemas de comunicação no infra-vermelho *Infrared* (IR) considerando que a resposta impulsional é conhecida pelo receptor [37]. Em 1999 Audeh, Barry *et al.* propuseram um sistema com equalização DFE para comunicação IR [38] em visada não direta com LEDs e atingiram taxas de 30 Mbit/s para uma BER de 10^{-6} , considerando o cenário de comunicação PPM cuja eficiência de potência é alta, mas é sensível à ISI induzida pela dispersão por comunicação em linha de visada não direta. A equalização DFE-ZF melhorou pouco a performance do receptor, contudo para espalhamentos de retardos alto o equalizador

DFE-ZF aumentou a SNR de 10 dB para 12 dB para modulação 8-PPM. No mesmo ano, Lee *et al.* propuseram o uso de equalização DFE com complexidade reduzida em numero de taps para o canal em IR [39].

2.4 Equalização para sistemas de comunicação óticos sem fio no espectro visível

A equalização para sistemas VLC ganhou interesse nos anos 90. Diversos autores utilizando dispositivos óticos de banda limitada, modulações multinível como o PAM e a multiplexação por divisão de frequências ortogonais OFDM propuseram equalizadores lineares MMSE para maximizar a eficiência espectral dos sistemas de transmissão.

Usando um LED azul de fosforo uma taxa de 513 Mbit/s baseado em modulação DMT foi demonstrado por Vucic [40]. Azhar *et al.* demonstram um canal MIMO de 4 canais na taxa de 1 Gbit/s baseado em LEDs fosforescentes brancos, cada um transmitindo sinais em 250 Mbit/s usando modulação OFDM e equalização MMSE [41]. Khalid *et al.* demonstraram um enlace VLC MIMO de quatro canais usando LED fosforescente com taxa de 1 Gbit/s usando modulação DMT otimizada com algoritmos de *bit- and power-loading* [42]. Vucic em 2011 reportou um enlace VLC com modulação DMT com multiplexação DMT com taxa de 803 Mbit/s [40]. Cossu *et al.* apresentaram um sistema VLC de taxa de 3.4 Gbit/s usando LED RGB explorando a modulação DMT em 2012 [43]. Chi *et al.* reportaram sistemas VLC com LEDs RGB com taxas de 3.75 Gbit/s e 4.22 Gbit/s [44, 45].

2.5 Equalização MMSE para sistemas VLC com modulação PAM

Em 2005, Komine *et al.* implementaram equalizadores MMSE-LE em cascata com uma seção DFE adaptativa para um canal com modulação NRZ-OOK e comunicação sem linha de visada direta [46], considerando que o sombreamento do receptor é evitado pelo uso de fontes de luz distribuídas com potência suficiente para permitir transmissão de dados de alta taxa.

Nesse artigo, os autores avaliam a performance de transmissão com LEDs brancos em distâncias de 50cm e determinaram a variação do BER em função da posição do receptor. Através da equalização MMSE, os autores mostraram a capacidade de sistemas VLC com

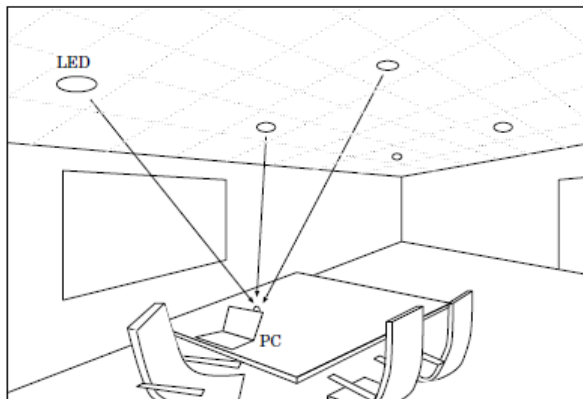


Figura 2.6: Comunicação VLC para sistema *indoor*, segundo Komine [46]

equalização MMSE atingindo taxas da ordem de 700 Mbit/s em simulações. Em 2009, os mesmos autores demonstraram experimentalmente que a equalização com poucos taps pode ser muito eficiente e permitir taxas de transmissão de 700Mbit/s usando equalização MMS-DFE experimentalmente, a redução da sequência de treinamento para estimação do canal, como o sombreamento pode impactar o canal de transmissão e como a equalização pode adicionar robustês ao sistema de comunicação [47].

Em 2008, Lubin Zeng et al. [48, 49], utilizando LEDs YB, introduziram a pré-equalização linear da resposta impulsional do LED e pós equalização da resposta em frequência do canal, que é possível aumentar a banda do YB LED de 2.5 à 25 MHz e atingir taxas de transmissão de 75Mbit/s para uma taxa de erro de bit $BER = 10^{-6}$, usando modulação OOK-NRZ, além de estudos sobre a variação da taxa de erro de bit em função da posição do LED e a modelização do canal de transmissão. Em 2009, Minh, Lubin *et al.* demonstraram que, filtrando a luz azul emitida pelo LED branco, YB é capaz de atingir a banda de 50MHz e aumentar a taxa para 100Mbit/s [50].

Em 2011, Ying Yi *et al.* investigaram um modelo de sistema de comunicação VLC usando LED branco de iluminação em ambiente *indoor* e modulação NRZ-OOK com equalizadores MMSE para mitigar o ISI [51]. Nesse trabalho, os autores demonstraram que os efeitos de degradação de ISI causado por propagação multipercurso em um canal cuja comunicação sem linha de visada *Line of Sight* (LOS) direta é crítico e inviabiliza comunicação com taxas na ordem de centenas de *megabits* por segundo. Contudo, ao aplicar equalizadores MMSE de realização adaptativa LMS e RLS foram capazes de obter BER na ordem de 10^{-3} para potência ótica recebida de -10 dBm para uma taxa de 400 Mbit/s.

Em 2013, Mingxuan Zhang e Zaichen Zhang apresentam a implementação do equaliza-

dor MMSE-LE ótimo fracionalmente espaçado em um sistema de comunicação utilizando modulação NRZ-OOK através de simulações [52]. Nesse trabalho os autores apresentam o ganho que os equalizadores fracionais podem apresentar em VLC pois são menos suscetíveis a erros de *timing* e ruído. O paper analisou o canal ótico VLC, onde o algoritmo MMSE proposto pode mitigar o ISI causado pelas distorções do canal e um ganho de SNR de 12 dB para uma transmissão com taxa de até 120 Mbit/s foi demonstrado para o equalizador fracionalmente espaçado de $T/4$.

Em 2014, P. A. Haigh *et al.* propuseram um sistema de comunicação com pós equalização linear adaptativa de realização adaptativa através do algoritmo LMS para compensar a limitação de banda de LED branco WPLED em configuração de linha de visada direta em transmissões experimentais *offline* [53]. Neste trabalho, os autores foram capazes de atingir taxas de 120 Mbit/s com WPLEDs de banda de 3 dB de 8MHz, demonstrando que o equalizador linear pode aumentar a banda do canal de transmissão em 15 vezes através da otimização dos seus parâmetros de passo de convergência, numero de taps e tamanho da sequência de treinamento. No mesmo ano, Haigh verificou que o sistema VLC com equalizações adaptativa mais complexas como o DFE e equalizadores de redes neurais pode atingir taxas de 170 Mbit/s com o mesmo *setup* experimental [54].

Em 2016, X. Li, Bamiedakis *et al.* propuseram pela primeira vez o uso de equalização linear no transmissor (conhecido como pré-equalização) e no receptor (conhecido como pós equalização) μ LEDs (*micropixelated LEDs*) cuja banda passante é maior que os WPLEDs para um enlace de 0.6m de distância e modulação PAM-4 [55]. Com simulações respaldadas experimentalmente, os autores foram capazes de mostrar que a pré equalização permite um ganho de 5 dB de sensibilidade no receptor usando apenas 3 *taps* no equalizador. Os autores atingem taxas de 2 Gbit/s sem erros de bits. Chen Hongda *et al.* propuseram um sistema de comunicação VLC com funcionamento em tempo real através de um *Field Programmable Gate Array* (FPGA) com modulação OFDM e equalização linear na recepção e LEDs de fosforo em distância de 1.9m atingindo taxa de 700 Mbit/s para uma BER Pre-FEC de 10^{-3} [56].

Em 2017 Haigh *et al.* propuseram um sistema VLC com LEDs orgânicos *Organic Light Emitting Diode* (OLED) em tempo real, equalização linear adaptativa (LMS) com modulação OOK e OFDM onde atingiu taxa de 10 Mbit/s com uma equalização de 25 *taps*. Em 2018, Xiao *et al.* propõem uma técnica de otimização de equalização para sistema de comunicação MIMO com efeitos de *Crosstalk*, perda de potência e cromaticidade, cujo algoritmo LMS com baixo numero de iterações é proposto para compensar a distorção

em frequência do canal. Nele, os autores foram capazes de obter taxas de erro de bit de 10^{-3} para um fluxo luminoso de 80 lumens [57]. Hanjie Chen *et al.* mostraram posteriormente as características experimentais de um sistema VLC com OLED [58]. Neste trabalho ele demonstra que o OLED tem função de transferência característica mais linear que WPLEDs fazendo assim os OLEDs promissores para aplicações VLC, através de modulação OFDM com algoritmo de *power loading* e um equalizador linear no receptor atingiram a alta taxa de 51.6 Mbit/s.

Em 2021 Kisacik *et al.* propõem um modelo de resposta em frequência de LED levando em consideração os efeitos que limitam a banda passante dos LEDs e propuseram um equalizador para compensar a limitação de banda para um canal VLC no transmissor através da pré equalização [59]. Neste trabalho, os autores foram capazes de aumentar a banda de 1.5 MHz à 100 MHz em simulação e experimentalmente obtiveram taxas de 180 Mbit/s em 1,5 m de distância com LEDs brancos com modulação OOK-NRZ.

Neste capítulo, nós revisamos a interferência intersimbólica e a equalização linear de mínimo erro quadrático em sistemas digitais, cuja meta de atingir comunicações de dados de maior fiabilidade na presença de interferência intersimbólica, ruído aditivo e desvanecimento em frequência foram reportados. Atualmente, existem diodos Lasers LD de altas taxas no espectro visível disponíveis para sistemas VLC que podem ser implementados na prática mas ainda não foram profundamente investigados na literatura. Com isso, o trabalho de medição com um LD de alta capacidade de transmissão foi realizado em laboratório e será descrito no capítulo 3.

Capítulo 3

Materiais, Métodos e Algoritmos

Os princípios de equalização e comunicação digital descritos no capítulo 2 foram implementados experimentalmente. Neste capítulo serão descritos os dispositivos utilizados para a realização de medidas experimentais e tratamento de sinais óticos em um banco experimental OWC de alta taxa. As medições deste trabalho foram realizadas no laboratório de comunicações óticas do Instituto de Comunicações da Universidade de Coimbra.

3.1 Setup Experimental

O *setup* experimental consistiu de um computador com o *software* MATLAB para a geração de *bits*, mapeamento de *bits* em símbolos, formatação de símbolos em pulsos retangulares, transmissão, recepção, sincronização e equalização MMSE-LE dos sinais recebidos através de transmissões configuração *offline*, conforme descrito na Figura 3.1.

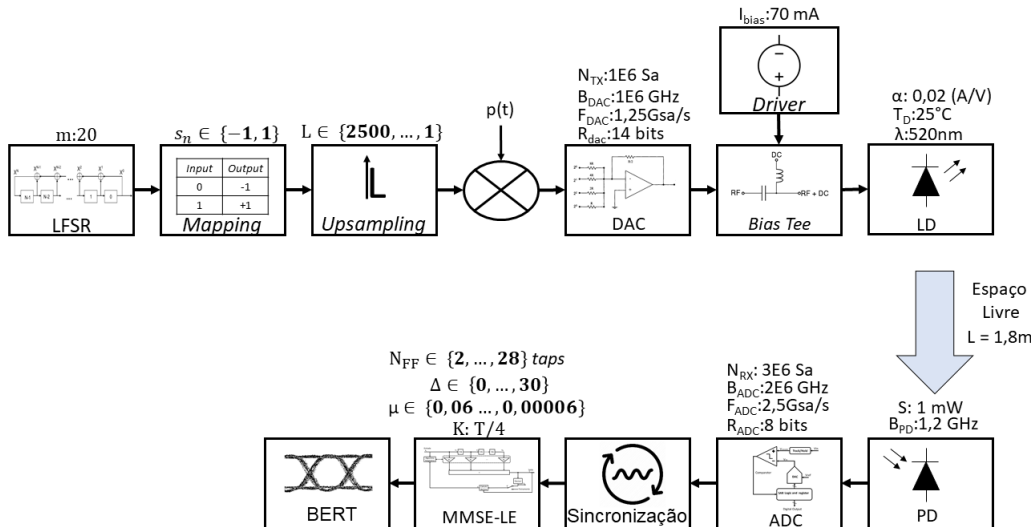


Figura 3.1: Setup Experimental

A cadeia de comunicação é composta por um registrador linear com retroalimentação *Linear Feedback Shift Registers* (LFSR), um conversor de *bits* em símbolos de constelação de modulação *Binary Phase Shift Keying* (BPSK) em cascata com um formatador de pulsos retangulares. Os sinais gerados possuíam $N_{TX} = 1E6$ amostras cujas taxas de transmissão $R = 1, 5, \dots, 2500$ bps foram arbitradas. Em seguida, as formas de onda foram transferidas para a memória do gerador de formas de onda arbitrárias (AT AWG-GS 2500) de resolução $R_{DAC} = 14$ bits, banda passante $B_{DAC} = 1GHz$ configurado com taxa de amostragem $F_{DAC} = 1,25$ GSa/s. O AWG teve a saída analógica (AC) conectada à um *bias-tee* (Mini-Circuits ZFBT-42RG) de banda passante de 10-4200 MHz com perda de inserção de 0.6 dB. A entrada de corrente contínua (DC) do *Bias tee* estava conectada a um *driver* de corrente (LDC 420B) cuja corrente de polarização era $I_{bias} = 70mA$ e temperatura de controle do LD $T_D = 25^\circ C$. A saída RF+DC do *bias-tee* foi conectada ao diodo laser (Thorlabs PL 520) cujo comprimento de onda pico de emissão era $\lambda = 520$ nm. O LD estava à uma distância de 1.8m do fotodiodo P-I-N integrado a um amplificador de transimpedância ganho fixo (EOTECH ET-2030A) permitindo medição de potências de entrada $P_{out} > 1$ mW conectado ao osciloscópio (Tektronix DPO 70404) de resolução vertical $R_{ADC} = 8$ bits, banda passante de $B_{ADC} = 2$ GHz e taxa de amostragem de $F_{ADC} = 2,5$ GSa/s com janela de aquisição configurada para aquisitar $N_{RX} = 3E6$ amostras. As formas de onda adquiridas no osciloscópio foram transferidas para o computador. A seguir, as amostras recebidas eram sincronizado com os sinais na saída do formatados de pulsos retangular. Em seguida, os sinais recebidos eram equalizados através do MMSE-LE cujo número de *taps* $N_{FF} = 1, 4, \dots, 28$, retardo de restituição $\Delta = 0, 2, \dots, 30$ e passo de convergência $\mu = 0,06, \dots, 0,00006$ foram estudados. Finalmente, a taxa de erro de bit do sistema de transmissão foi avaliada em função dos diagramas de olhos reconstruídos.

3.2 Geração de sinais

As sequências geradas no *software* MATLAB são sequências baseadas nas experimentações baseadas na teoria de Galois, conhecidas como sequências pseudo-aleatórias ou sequências de máximo comprimento m. As sequências geradas usando registradores lineares de deslocados retroalimentados LFSR. Os LFSR podem ser do tipo de Galois ou de Fibonacci. A estrutura do LFSR de Galois são de rápida implementação com relação ao LFSR de Fibonacci pois possui menor retardo entre *clocks*. A estrutura básica do LFSR é representada na Figura 3.2.

Para gerar uma sequência de ordem polinomial de ordem L depende do numero de

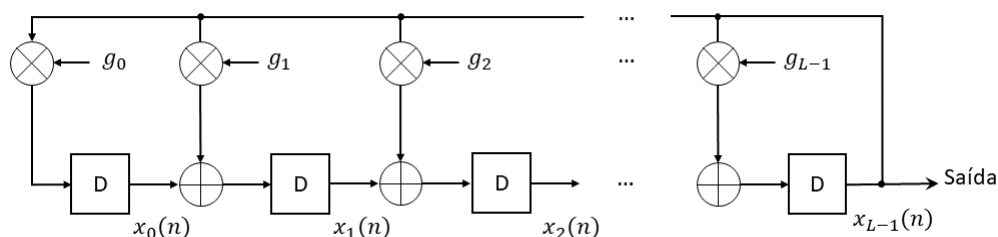


Figura 3.2: Estrutura básica do gerador de seqüências LFSR

elementos de retardos da arquitetura do LFSR e g_0, g_1, \dots, g_L representam os coeficientes do gerador polinomial. O gerador polinomial para um dado LFSR é dado pela Equação 3.1

$$g(x) = g_0 + g_1x + g_2x^2 + \dots + g_{L-1}x^{L-1} + g_Lx^L \pmod{2} \quad (3.1)$$

onde g_0, g_1, \dots, g_{L-1} possuem valores binários e os primeiros e os ultimos coeficientes do polinômio geralmente são unitários.

Para gerar uma seqüência de largura m , polinômios característico primitivos foram utilizados, *i.e.* os coeficientes de retroalimentação do LFSR. Na tabela 3.1 alguns polinômios são destacados. Durante as experimentações, foram geradas seqüências PRBS20, onde 20 é o grau do polinômio. Através de aquisições de sinais PRBS20 a performance de taxa de erro de bit do canal, erro quadrático médio e treinamento do filtro equalizador FFE foi realizada.

Tabela 3.1: Tabela com polinômios até grau $L=20$ usados pelo LFSR para geração de seqüência PRBS

Grau do polinômio (L)	Tamanho da sequencia ($N = 2^L - 1$)	Polinômio Primitivo
1	1	$x + 1$
2	3	$x^2 + x + 1$
\vdots	\vdots	\vdots
20	1048575	$x^{74} + x^{35} + 1$

Na literatura o gerador PRBS é um dispositivo analógico que providencia dados artificiais aleatórios com o mesmo princípio de um LFSR, onde multiplos polinômios podem ser configurados no gerador para adicionar aleatoriedade aos dados [60, 61].

3.3 Mapeamento BPSK

As seqüências binárias x_n PRBS20 geradas pelo LFSR foram mapeadas em símbolos com dicionário BPSK $s_n \in \{-1, +1\}$, com esperança $E\{\|s_n\|\} = 0$ e valor médio quadrático $E\{\|s_n\|\}^2 = 0$ onde os *bits* 0 eram mapeados em símbolos -1 e os *bits* 1 mapeados em símbolos +1 e $n = 1, 2, \dots, N$ sendo $N=1E6$ o numero de bits gerados pelo transmissor.

3.4 Formação de Pulso Retangular

Um pulso retangular com transições abruptas é uma escolha natural para eliminar o ISI. Se uma seqüência de informações tem o formato de pulsos retangulares, nos instantes de amostragem do símbolo, a interferência devido a outros símbolos é sempre zero. é uma abordagens fácil de implementar em hardware ou software, um pulso retangular $p(t)$ de duração T_{sym} pode ser gerado pela Equação 3.2:

$$p(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_{sym}}\right) = \begin{cases} 1, & \frac{-T_{sym}}{2} \leq t \leq \frac{T_{sym}}{2} \\ 0 & c.c \end{cases} \quad (3.2)$$

Nas Figuras 3.3, 3.4 e 3.5 são ilustrados os histogramas, espectros e diagramas de olho dos sinais na saída do formatador de pulsos retangular.

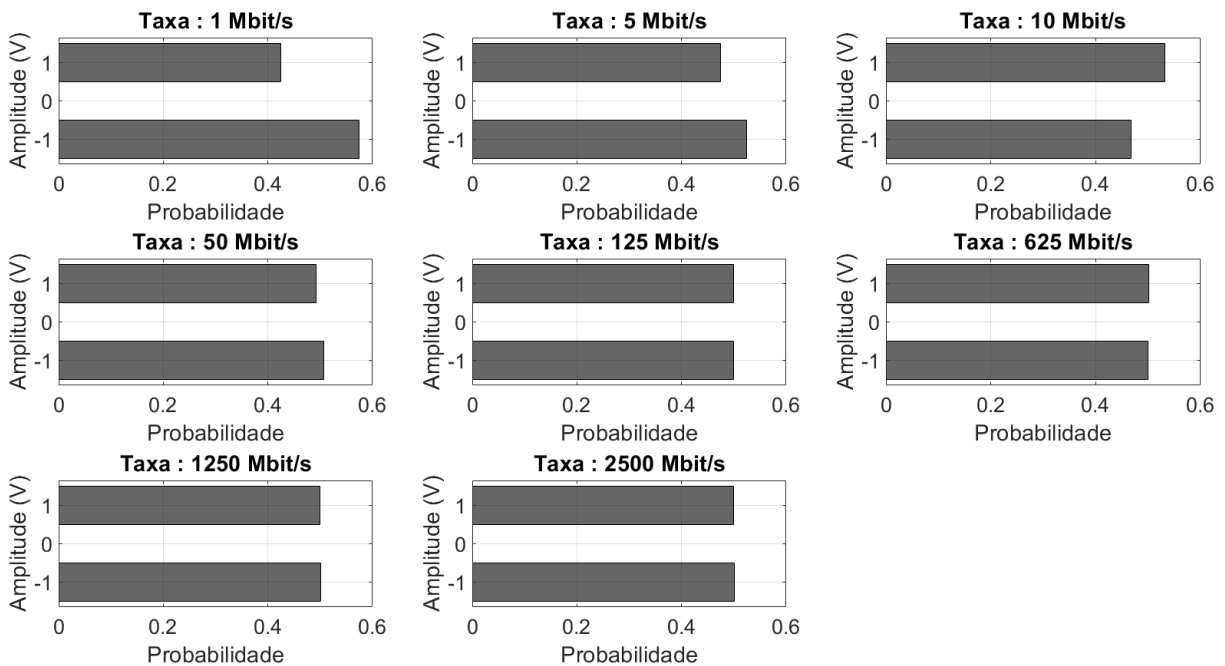


Figura 3.3: Histogramas dos sinais transmitidos para taxas de 1,5,10,50,125,625,1250 e 2500 Mbit/s

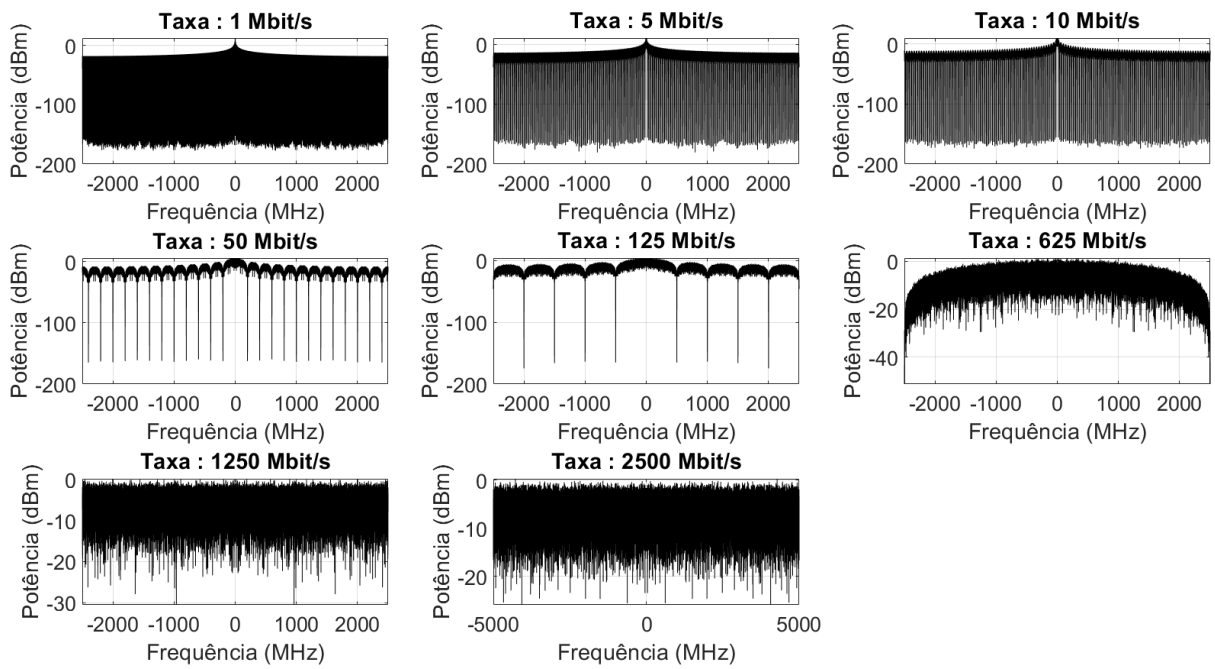


Figura 3.4: Espectros dos sinais transmitidos nas taxas de 1,5,10,50,125,625,1250 e 2500 Mbit/s

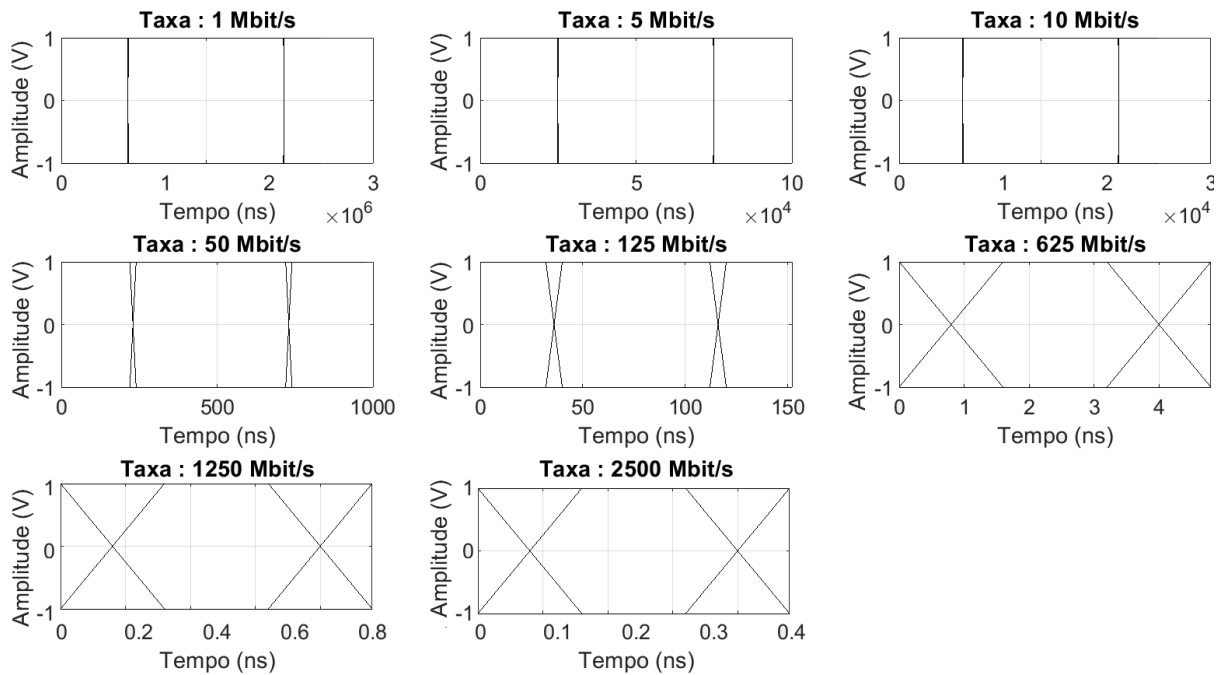


Figura 3.5: Diagramas de olho dos sinais transmitidos nas taxas de 1,5,10,50,125,625,1250 e 2500 Mbit/s

3.5 Conversão Digital-Analógica

A conversão de um sinal de tempo discreto em sinal de tempo contínuo, ou forma de onda contínua, é feita através de um sistema de interface chamado conversor digital-analógico *Digital-to-Analog Converter* (DAC) [62]. O DAC ideal é, essencialmente, um dispositivo que preenche os espaços entre as amostras de uma sequência de números para criar uma função contínua no tempo. Na prática, um DAC toma um valor representado em código digital e o converte em uma tensão ou corrente proporcional ao seu valor digital, conforme a Figura 3.6.



Figura 3.6: Conversão Digital-Analógica

O DAC recebe um código digital D e uma referência analógica como entrada, e gera um valor analógico $V = RD$ como saída, na Equação 3.3 a saída do DAC V é representada por:

$$V = R(b_1 2^{-1} + b_2 2^{-2} + \dots + b_B 2^{-B}) \quad (3.3)$$

Este processo é repetido a cada intervalo de amostragem. Os conversores digital-analógicos convertem o sinal binário em um nível analógico correspondente e então mantêm esse valor até chegar a próxima amostra. Esse DAC é conhecido como *Zero-Order-Hold* (ZOH), produzindo uma forma de onda com padrão de escada, (veja a Figura 3.7) então a saída em forma de escada é suavizada através de um filtro analógico.



Figura 3.7: Conversão Digital Analógica após *Zero-Order-Hold*

3.6 Conversão Eletro-Ótica

O ponto de operação do LD foi otimizado com o intuito de maximizar o SNR na emissão para a transmissão de pulsos 2-PAM. O primeiro estudo foi a curva de tensão x corrente $V = f(I)$ do LD através de um multímetro conectado na saída do driver de corrente e outro multímetro na saída do LD, veja a Figura 3.8.

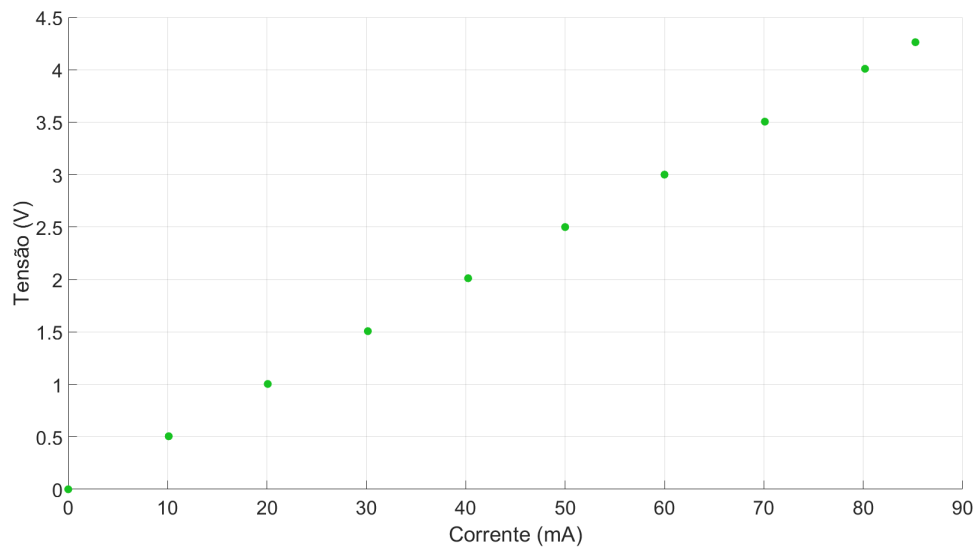


Figura 3.8: Curva de Tensão x Corrente de Polarização do LD PL520

Observamos que o LD é linear para valores de tensão $0 \leq V \leq 4$ V e a transmissão de sinais PAM-2 nessa zona é uma escolha segura, assim como que o fator de conversão de tensão x corrente $\alpha = 0.02$ (A/V). A seguir, foi caracterizada a relação potência Ótica x Corrente $P_{opt} = f(I)$ através de um medidor de potência ótica inserido na saída do LD, veja a Figura 3.9.

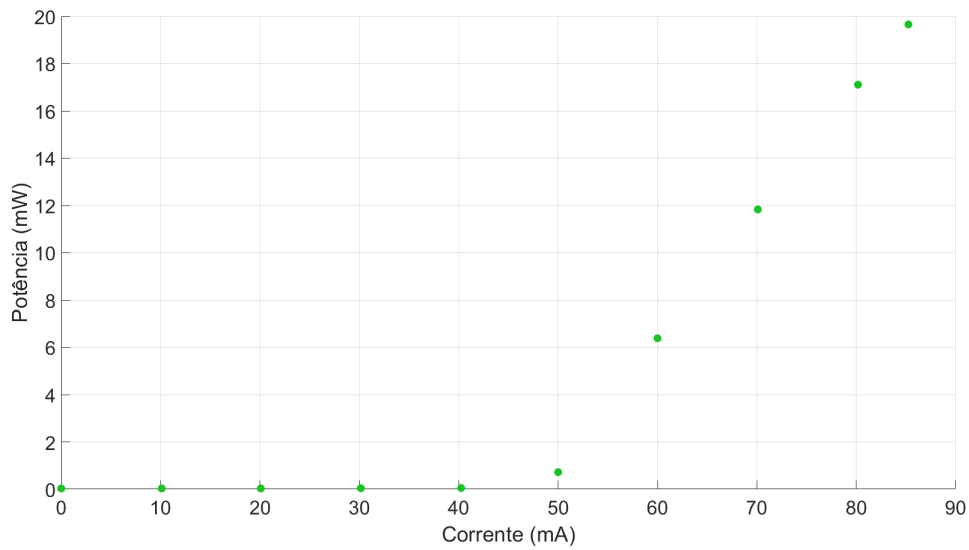


Figura 3.9: Curva de Potência Ótica x Corrente de Polarização do LD PL520

A partir da curva $P \times I$ verificamos que o LD possui uma corrente de *threshold* $I_{thd} = 50\text{mA}$, e que para correntes de modulação máximas $I_{max} \leq 90\text{mA}$ o LD não é saturado. Logo, o sinal transmitido a corrente de modulação dos sinais gerados deve se encontrar na região de operação $50 \leq I \leq 90\text{mA}$.

Para finalizar a otimização de região de operação para máximo SNR na saída do LD, medimos a intensidade de ruído ótico na saída do LD através de um analisador de redes vetorial *Vectorial Network Analyser* (VNA), veja a Figura 3.10:

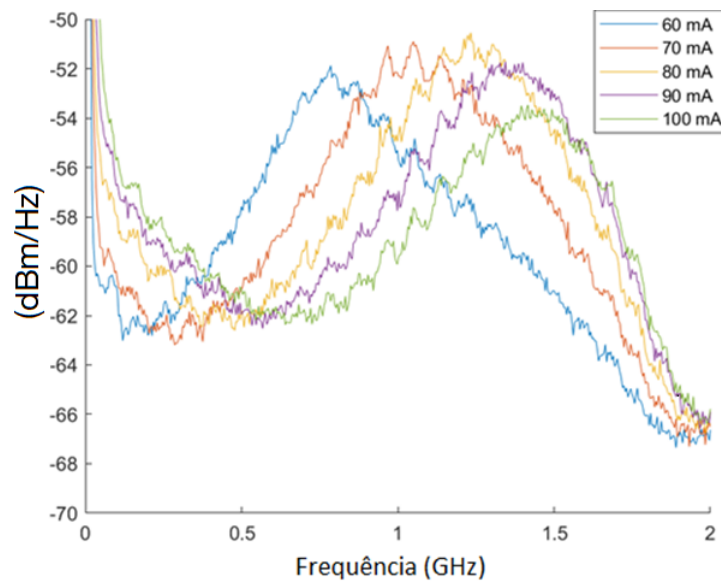


Figura 3.10: Resposta em Frequência dos dispositivos da cadeia de transmissão para as corrente de polarização $I_{bias} = 60, 70, 80, 90$ e 100mA .

Constatamos que a corrente DC influencia diretamente sobre o ruído, logo para que a intensidade de ruído não seja crítica para os sinais transmitidos nas taxas $R = 1, 5, \dots, 2500$ bps e o SNR seja máximo, a corrente de polarização de 70 mA e que amplitude dos sinais PAM-2 modulantes seja $V_{TX} = 2V$ pico-à-pico.

Para compreender a resposta em frequência do canal de comunicação e as distorções que os sinais transmitidos sofrem, um analisador de redes elétrico foi conectado à saída do fotodiodo. Veja a figura 3.11:

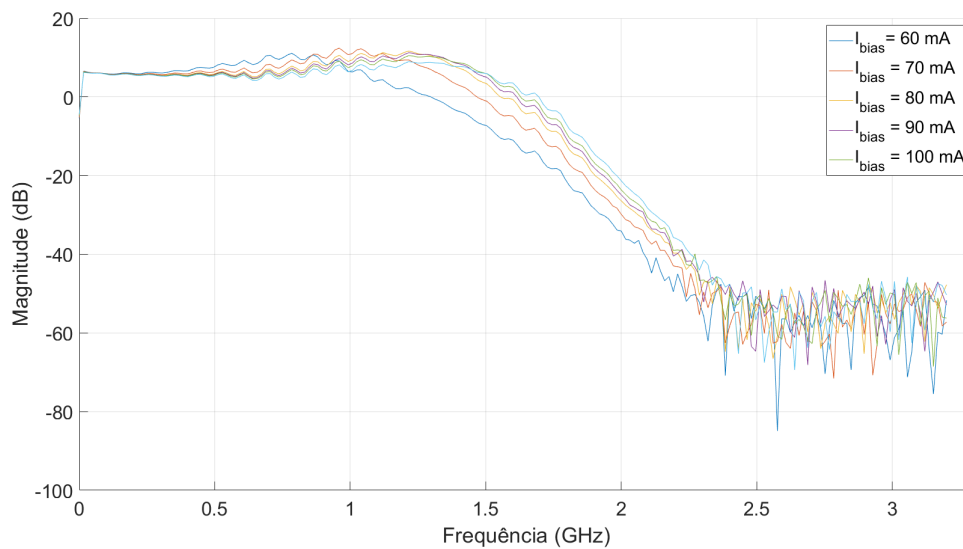


Figura 3.11: Resposta em Frequência dos dispositivos da cadeia de transmissão para as corrente de polarização $I_{bias} = 60, 70, 80, 90$ e 100 mA

Averiguamos que o canal de transmissão (excluindo-se o osciloscópio) exhibe o comportamento análogo a um filtro de passa-baixas, mais especificamente, para o ponto de operação $I_{bias} = 70mA$ a frequência de corte de 3dB $f_{3dB} = 1,7$ GHz.

3.7 Conversão Analógica-Digital

O conversor Analógico-Digital *Analog-to-Digital Converter* (ADC) converte um sinal contínuo em amplitude e contínuo no tempo em um sinal discreto através da amostragem *sampling* e da quantização. A amostragem converte um sinal contínuo no tempo em um sinal discreto no tempo medindo o valor do sinal em intervalos de tempo regulares T . A quantização converte a amplitude contínua em amplitudes discretas. Na Figura 3.12, o processo de conversão Analógica Digital é ilustrado.

O sinal digital é diferente do sinal discreto pois é resultado da quantização do sinal

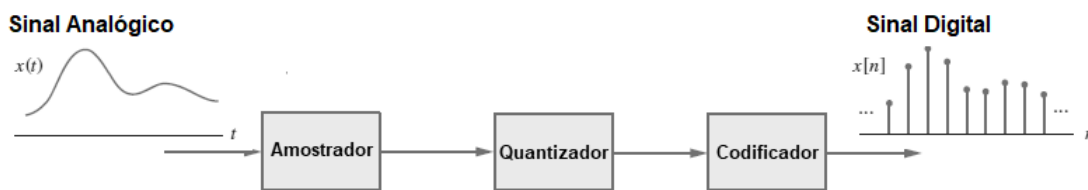


Figura 3.12: Processo de Conversão Analógica-Digital

discreto, onde a quantização insere ruído e depende da resolução do ADC Δ . Um conversor ADC recebe um sinal analógico A e uma referência R e após um período de tempo (conhecido como período de conversão) exporta um sinal de saída D , segundo a Equação (3.4)

$$A = RD = R(b_1 2^{-1} + b_2 2^{-2} + \dots + b_B 2^{-B}) \quad (3.4)$$

A saída do ADC é uma palavra digital representando um número de B bits $b_1 b_2 \dots b_B$. O valor D é a aproximação mais próxima da relação A/R compreendendo a resolução $\Delta = 2^{-B}$. Este processo é repetido a cada intervalo de amostragem. Para obter uma conversão precisa, o sinal de entrada é usualmente comutado em um circuito analógico de memória e mantido constante durante o período de conversão (tempo de aquisição) usando um circuito de *sample-and-hold*.

3.8 Equalização

Os canais de comunicação exibem alguns efeitos de dispersão de tempo. Em enlaces de rádio, por exemplo, essa dispersão ocorre devido à propagação multipercursos e varia no tempo pois o canal não é estático. Para um canal VLC, as características da função de transferência dos emissores e receptores ópticos, efeitos não-lineares como o *clipping* [63].

Quando as características do canal são conhecidas é possível projetar filtros receptores e transmissores para eliminar o ISI nos instantes de amostragem. Se a taxa de transmissão R é menor que a banda do sistema W (Hz) para uma transmissão num sistema de banda limitada. Essa condição é conhecida como o critério de Nyquist para ISI nula [11]. Contudo esta prática não é possível porque na prática a resposta em frequência do canal não é conhecida com precisão suficiente, com isso, métodos de equalização adaptativos apropriados são empregados para compensar a ISI e comunicações integrais serem realizadas.

Conforme descrito na seção 2.1, a principal função dos equalizadores é restaurar as

informações transmitidas e diminuir ou eliminar as distorções do canal. Os equalizadores baseados em filtragem empregam filtros lineares para compensar as distorções do canal, de modo que a cascata do canal com o equalizador se aproxima idealmente de um espectro de Nyquist plano. Conseqüentemente, eles transformam o canal seletivo de frequência em um canal equivalente completamente sem ISI ou com ISI reduzida. Um detector de símbolo à símbolo sem memória é então aplicado na saída do equalizador. Como veremos, essa transformação não ocorre sem perdas. Na verdade, geralmente resulta em aumento de ruído, de modo que a relação sinal-ruído na entrada do *slicer* permanece mais baixa do que o SNR ideal num receptor com filtro casado.

Independentemente da estrutura particular do equalizador, os coeficientes do filtro podem ser otimizados de acordo com diferentes critérios. A minimização direta da probabilidade de erro de símbolo leva a um conjunto de equações não lineares para resolver, para as quais a solução só pode ser obtida por técnicas numéricas e com esforço significativo, impossibilitando, assim, esta abordagem para uso prático. Conseqüentemente, deve-se recorrer a critérios de otimização mais tratáveis, mas abaixo do ideal, como o ZF [64] ou o MMSE conforme mencionado no capítulo. Conforme mencionado no capítulo 2, os equalizadores ZF tentam eliminar completamente o ISI na entrada do decisor, sem levar em conta o ruído. Como resultado, eles essencialmente invertem a resposta de frequência do canal, algo que pode levar a um aumento severo de ruído para canais com nulos espectrais ou quase nulos. Em contraste, o critério MMSE permite ISI residual na entrada do decisor e tenta minimizar conjuntamente a soma de ISI e ruído. Isso reduz a variação do ruído e muitas vezes obtém uma vantagem líquida em termos de SNR sobre equalizadores ZF na entrada do decisor. Desta forma, vamos nos concentrar em equalizadores otimizados para minimizar o erro quadrático médio *Mean Square Error* (MSE) conforme a Equação 3.5:

$$\epsilon^2 = E(|z_n - x_n|^2) \quad (3.5)$$

na entrada do detector de símbolo à símbolo, onde a é tomada em relação aos dados e estatísticas de ruído, a Figura 3.13 ilustra o modelo de canal equivalente.

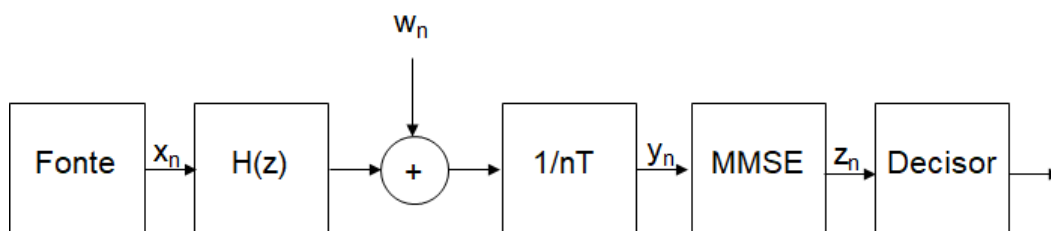


Figura 3.13: Modelo de Canal Discreto Equivalente

Infelizmente, a análise de desempenho é complicada pelo fato de que a minimização do MSE não se traduz necessariamente em minimização da probabilidade de erro de símbolo, uma vez que o ruído não é estritamente gaussiano na entrada do decisor. A Equação 3.6 representa o modelo de canal em banda base equivalente para transmissão de informação na presença de ISI.

$$\begin{bmatrix} y_n \\ y_{n-1} \\ \vdots \\ y_{n-N+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & \dots & h_{L-1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_0 & h_1 & \dots & h_{L-1} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h_0 & h_1 & \dots & h_{L-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_n \\ s_{n-1} \\ \vdots \\ s_{n-N-L+2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_n \\ w_{n-1} \\ \vdots \\ w_{n-N+1} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Onde N é o número de *taps* no equalizador, L é o número de coeficientes da resposta impulsional do canal, y_n é a amostra na saída do canal, h_n é o coeficiente do canal discreto equivalente no instante nT sendo T o período de um símbolo, s_n a amostra na saída do transmissor com variância σ_s^2 .

A amostra equalizada na saída do equalizador é dada pela Equação 3.7

$$z_n = p^T y_n \quad (3.7)$$

onde p é o vetor de coeficientes para minimizar o erro quadrático médio MSE $\epsilon^2 = E(|z_n - s_{n-\Delta}|)$.

3.9 Método de descida mais íngreme

A otimização dos coeficientes do filtro equalizador para o canal VLC utilizada foi feita através do método de descida do tipo gradiente. O método de descida gradiente é um método recursivo, onde sua formulação é representada por um sistema de feedback cuja computação dos coeficientes do filtro procede iterativamente. Quando esse método é aplicado ao filtro de Wiener, ele providencia uma solução algorítmica que permite rastrear as variações do tempo nas estatísticas do sinal sem precisar resolver as equações de Wiener-Hopf a cada vez que as estatísticas do sinal mudam. No caso de ambiente estacionário, a partir de um valor inicial dos taps, a solução do valor dos taps é otimizada em função do número de ciclos de adaptação do filtro. A principal razão pelo qual o filtro adaptativo foi escolhido é que o filtro converge para a solução de Wiener, ou seja, onde existe o mínimo

erro médio quadrático.

Considerando uma função de custo $J(w)$ que é continuamente diferenciável de valores dos coeficientes w . A função $J(w)$ mapeia os elementos de w em números reais. No caso, buscamos uma solução ótima w_0 que satisfaz a condição dada pela Equação 3.8

$$J(w_0) \leq J(w) \text{ para todo } w \quad (3.8)$$

que é um tipo de otimização sem restrições. Uma classe de algoritmos de otimização sem restrição que é particularmente adequada para filtragem adaptativa é baseada na ideia de descida iterativa local.

Começando por uma suposição inicial denotada por $w(0)$, gerar uma sequência de vetores de peso (coeficientes) $w(1), w(2), \dots$, de forma que a função de custo $J(w)$ seja reduzida a cada ciclo de adaptação do algoritmo, isto é

$$J(w(n+1)) < J(w(n)) \quad (3.9)$$

onde $w(n)$ é o valor antigo do vetor de pesos e $w(n+1)$ é o valor atualizado.

Através deste algoritmo, esperamos convergir para o valor ótimo w_0 , tomando precauções para que o algoritmo divirja.

Na forma simples do método de descida mais íngreme, os ajustes são aplicados ao vetor de pesos w sucessivamente na direção da descida mais íngreme, isto é, na direção oposta ao vetor gradiente da função de custo $J(w)$, que é denotado por $\nabla J(w)$. Com isso:

$$g = \nabla J(w) = \frac{\partial J(w)}{\partial w}. \quad (3.10)$$

Então o algoritmo de descida mais íngreme é formalmente descrito por:

$$w(n+1) = w(n) - \frac{1}{2} \mu g(n) \quad (3.11)$$

onde n denota o ciclo de adaptação (isto é, o passo de tempo do processo iterativo), μ é a constante positiva chamada de parâmetro de tamanho do passo (ou passo de adaptação). No percurso do ciclo de adaptação de n a $n+1$, o algoritmo aplica o ajuste dos pesos

$$\delta w(n) = w(n+1) - w(n) = -\frac{1}{2} \mu g(n) \quad (3.12)$$

Para mostrar que a formulação que o algoritmo de descida mais íngreme satisfaz a condição da Equação 3.11, a expansão de primeira ordem da série de Taylor em torno de $w(n)$ é usada para obter a aproximação

$$J(w(n+1)) \approx J(w(n)) + g^H(n)\delta(w(n)) \quad (3.13)$$

o uso de um pequeno μ é justificado e onde o sobrescrito H denota a transposição Hermitiana. Na Equação 3.13 é presumido que valores complexos do vetor w são usados, desta forma o vetor gradiente g é de valor complexo também, por isto o uso de transposição Hermitiana. Portanto através das Equações (3.12) e (3.13), obtemos (3.14)

$$J(w(n+1)) \approx J(w(n)) - \frac{1}{2}\mu\|g(n)\|^2 \quad (3.14)$$

Dessa forma, vemos que $J(w(n+1))$ é menor que $J(w(n))$ considerando o valor μ positivo. Assim, aumentando o valor n , o valor da função de custo $J(n)$ progressivamente decai, aproximando um valor J_{min} conforme n se aproxima do infinito.

3.10 Algoritmo LMS

O algoritmo LMS para adaptação dos coeficientes do equalizador MMSE-LE adaptativo é uma variante do método de descida mais íngreme. O algoritmo LMS usado para atualizar os valores dos coeficientes do filtro é representado pela Equação (3.15)

$$\hat{w}(n+1) = \hat{w}(n) + \mu u(n)e^*(n) \quad (3.15)$$

$$y(n) = \hat{w}^H(n)u(n) \quad (3.16)$$

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (3.17)$$

onde $u(n)$ é o vetor de estados na entrada do filtro, $d(n)$ é a resposta desejada e $\hat{w}(n)$ é uma estimativa do vetor desconhecido $w(n)$ e H a transposição Hermitiana. Na Figura 3.14, o algoritmo LMS é ilustrado:

O algoritmo de LMS inclui dois processos básicos que interagem a cada ciclo de adaptação do filtro equalizador. O primeiro processo é de filtragem e tem duas operações:

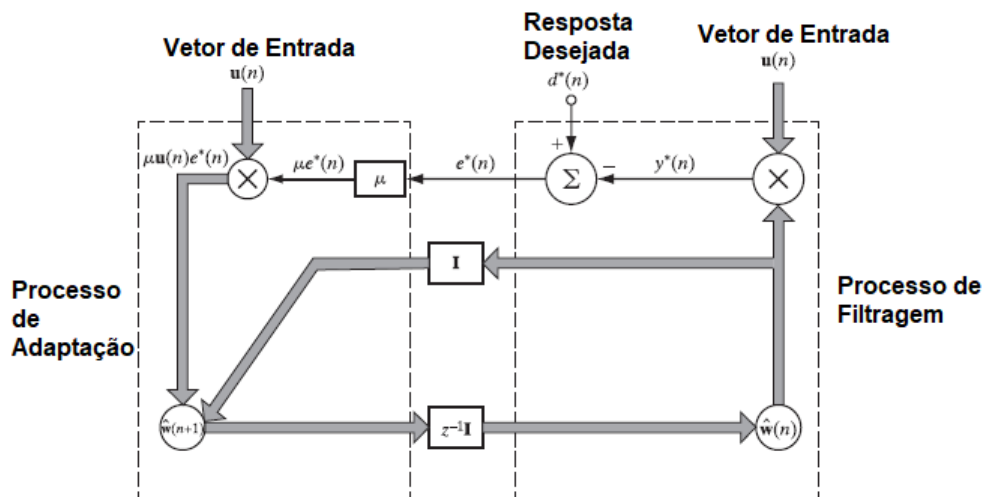


Figura 3.14: Fluxograma do algoritmo LMS, reproduzido de [1]

- computar o vetor de saída do FIR $y^*(n)$ em resposta ao sinal $u(n)$.
- gerar o erro de estimação $e(n)$, subtraindo $y^*(n)$ de $d^*(n)$.

O segundo processo do algoritmo LMS é denominado de processo de adaptação. O processo de adaptação consiste em atualizar o valor presente do vetor dos coeficientes $w(n)$ de um valor incremental de valor montante $\mu u(n)e^*(n)$ para produzir $w(n+1)$. Onde, a incrementação de $w(n)$ é proporcional a um fator de convergência μ com a ordem de magnitude de potência do sinal recebido, segundo Haykin [1].

3.11 Equalizador MMSE-LE Adaptativo Fracionai

Na Figura 3.15 o diagrama de blocos do equalizador MMSE-LE LMS fracionai à $T/4$ usado durante as experimentações.

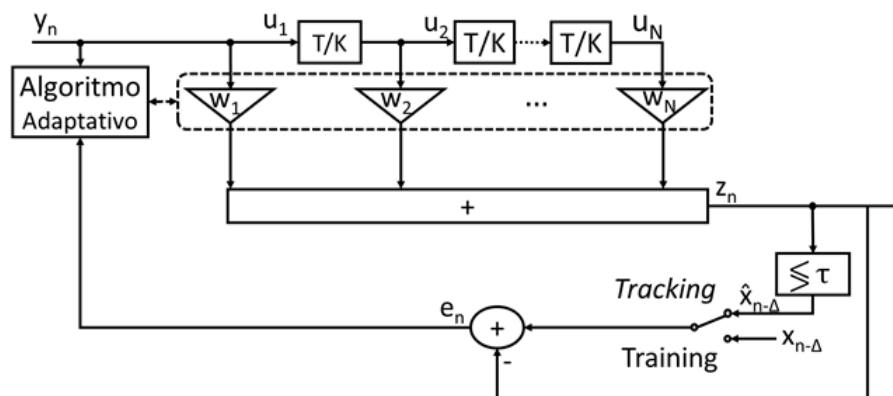


Figura 3.15: Diagrama de blocos do algoritmo LMS aplicado ao FIR MMSE-LE

Considerando y_n os símbolos na entrada do equalizador, u_n o estado do equalizador, T/K o período entre amostras, w_n os *taps* do MMSE-LE, z_n o símbolo na saída do equalizador, τ o limiar de decisão do decisor de símbolos, Δ o retardo de restituição do equalizador, x_n os símbolos transmitidos e e_n e o erro $e = x_{n-\Delta} - z_n$. O procedimento de equalização foi realizado sobre amostras obtidas em $T/4$ períodos. O treinamento do equalizador foi realizada conforme a Equação 3.18:

$$w_n = w_{n-1} - \mu u_n^*(x_{n-\Delta} - z_n) \quad (3.18)$$

Após a fase de treinamento do equalizador ser concluída, o equalizador alternou para o modo *tracking*, descrito pela equação 3.19:

$$w_n = w_{n-1} - \mu u_n^*(\hat{x}_{n-\Delta} - z_n) \quad (3.19)$$

Onde, nesse modo, as decisões tomadas pelo decisor de símbolos \hat{x} , são utilizadas para a avaliação de performance e para a atualização dos coeficientes do equalizador.

3.12 Diagrama de Olho

A técnica do diagrama do olho é um método de medição simples, mas poderoso para avaliar a capacidade de tratamento de dados de um sistema de transmissão digital. Este método foi usado extensivamente para avaliar o desempenho de sistemas de fios e também pode ser aplicado sistemas de comunicação VLC. A quantidade de interferência intersimbólica e ruído em uma comunicação digital sistema pode ser visualizado em um osciloscópio. Para sinais NRZ, podemos exibir o recebido sinal $y(t)$ na entrada vertical com a taxa de varredura horizontal definida em $1/T_s$, onde T_s é o instante de amostragem após conversão analógica digital. O resultado no visor do osciloscópio é chamado de padrão de olho devido à sua semelhança com o humano olho. Como pode ser visto na Figura 3.16, um diagrama de olho pode revelar informações importantes. Pode indicar o melhor ponto de amostragem, divulgar o SNR, o ponto de amostragem para minimizar o BER, indicar a quantidade de jitter e distorção. Além disso, pode mostrar a variação do *zero-crossing*, que é uma medida de jitter.

A relação sinal-ruído é a relação da amplitude do sinal ao ruído no topo ou na base do diagrama de olho medido, descrito na Equação 3.20:

$$R'_{xy}(m) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-m-1} x_{n+m}y_n^*, & m \geq 0 \\ R'_{xy}(-m) = 0, & m < 0 \end{cases} \quad (3.22)$$

3.14 Taxa de Erro de Bit

A taxa de erro de bit (BER) é definida como a razão na qual os erros ocorrem em um sistema de transmissão em relação ao número de bits. Em uma transmissão com sincronização perfeita cuja sequência recebida e transmitida são conhecidas, a taxa de erro de bit pode ser obtida diretamente entre a comparação entre os bits transmitidos e recebidos, como descrito na Equação (3.23):

$$BER' = \frac{N_e}{N_b} \quad (3.23)$$

onde N_e é o número de bits errados e N_b o número de bits total da transmissão. Contudo, existem sistemas de comunicação em que a sincronização é inviável. Com o objetivo de calcular a taxa de erro de transmissão para uma transmissão de símbolos com constelação quadrática, em ambiente ruído branco aditivo gaussiano pode-se calcular a taxa de erro de bit P_b a partir da SNR medida no diagrama de olho, conforme a Equação (3.24), reproduzida de [65], considerando o ruído aditivo branco gaussiano :

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{SNR}) \quad (3.24)$$

Capítulo 4

Resultados e Discussão

Neste capítulo serão reportados os resultados obtidos através de transmissões de sinais NRZ sobre o *setup* experimental com taxas de 1,5,10,50,125,625,1250 e 2500 Mbit/s descritos no capítulo 3. Na seção 4.1 são descritas as características dos sinais adquiridos e a performance do receptor. Na seção 4.2 é descrita a performance de sincronização entre sinais transmitidos e recebidos. Na seção 4.3 são destacados os estudos realizados para a otimização, treinamento e implementação do equalizador MMSE-LE sobre os sinais recebidos. Finalmente, na seção 4.4 é relatada a performance do canal e o ganho que o equalizador MMSE-LE oferece para o sistema de comunicação VLC de alta taxa de transmissão.

4.1 Receptor

Na Figura 4.1 os histogramas das formas de onda nas taxas de 1,5,10,50,125,625,1250 e 2500 Mbit/s são ilustrados.

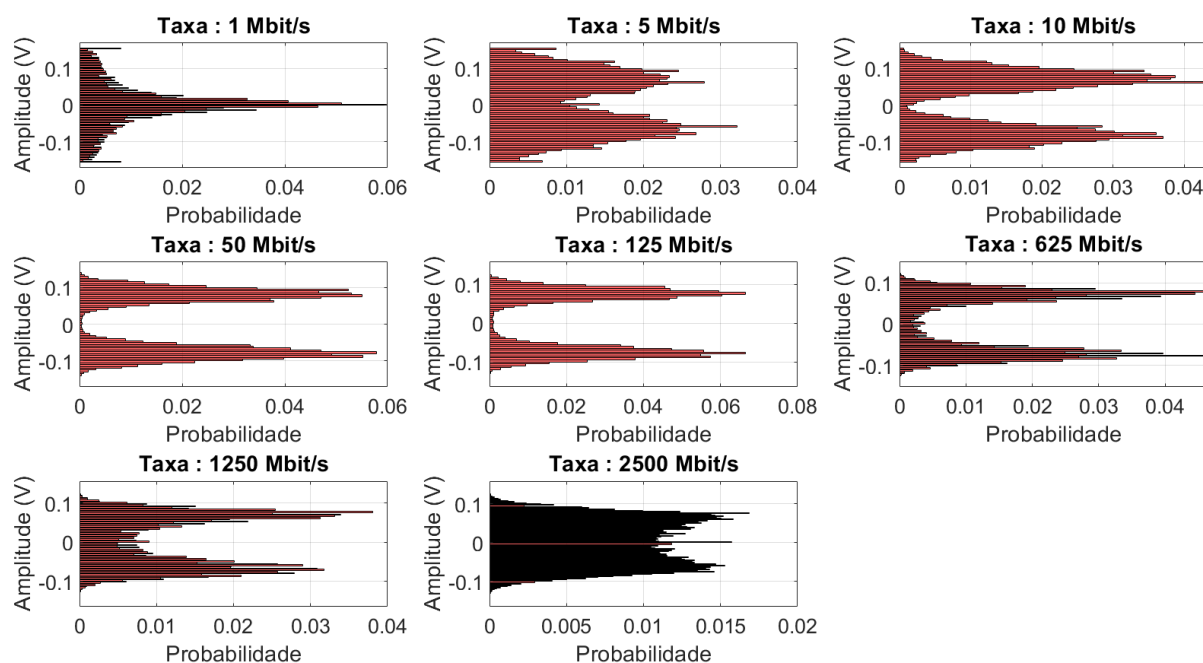


Figura 4.1: Histogramas dos sinais recebidos nas taxas de 1,5,10,50,125,625,1250 e 2500 Mbit/s

Para a taxa de 1 Mbit/s verificamos que a ISI ocasionada pela limitação de banda passante do bias tee impacta severamente o sinal recebido de forma que a diferença de amplitude entre os níveis dos símbolo +1 e -1 é pequena. Para as taxas de 5, 10, 50, 125 e 625 Mbit/s, notamos a queda gradual do ISI conforme os picos para os níveis de amplitude máximo e mínimo. Para as taxas de 1250 e 2500 Mbit/s percebemos que o ISI volta a aumentar conforme os níveis +1 e -1, tal efeito ocorre porque a taxa de transmissão do sinal transmitido excede a limitação de banda passante do LD, do DAC e ADC. Na tabela 4.1 são reportados os valores médio e médio quadrático das formas de onda adquiridas pelo osciloscópio.

Tabela 4.1: Valores médio e médio quadrático das formas de onda adquiridas pelo osciloscópio.

Taxa de Transmissão	1	5	10	50	125	625	1250	2500
$E\{\ y_n\ \}$	0.04	0.07	0.08	0.08	0.08	0.07	0.06	0.05
$E\{\ y_n\ ^2\}$	0.00	0.01	0.01	0.01	0.01	0.01	0.00	0.00
Perda (dB)	8.14	8.14	8.14	8.14	8.34	8.68	8.42	8.34

Verificamos que as médias e valores médios quadráticos dos sinais recebidos $E\{\|y_n\|\} \approx 0$

$E\{\|s_n\|\}^2 \approx 0$ e que a amplitude pico-a-pico dos sinais recebidos é reduzida em 8 dB, considerando que os sinais transmitidos têm amplitude de 2V pico a pico, além disso notamos que a média quadrática do sinal recebido não varia muito, e que a perda de potência é na média 8 dB.

Na Figura 4.2, são mostrados os espectros dos sinais recebidos. Os espectros apresentam considerável distorção com relação ao espectro do sinal transmitido, logo um equalizador pode ser útil para restaurar o espectro do sinal recebido.

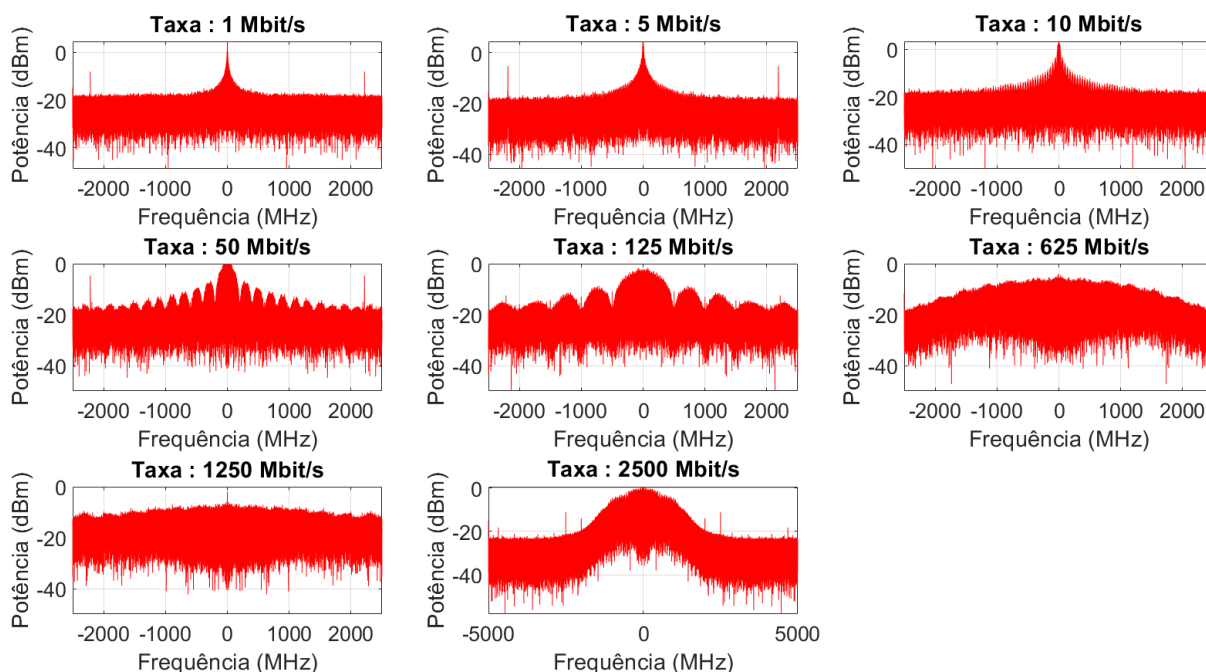


Figura 4.2: Espectros dos sinais recebidos para taxas de 1, 5, 10, 50, 125, 625, 1250 e 2500 Mbit/s

Assim como observamos a evolução do ISI de acordo com a taxa de transmissão, perceberemos que o primeiro lóbulo do espectro do sinal recebido passa é filtrado.

Finalmente, na Figura 4.3 são ilustrados os diagramas de olho dos sinais recebidos. Com relação aos diagramas de olhos dos sinais transmitidos na seção 3.4 observamos os fenômenos de ruído e ISI sobre os sinais recebidos. O diagrama de olho medido na taxa de transmissão de 1 Mbit/s apresenta alta distorção e está fechado em razão da limitação de banda do bias-tee e do ruído apresentado pelo canal. Na taxa de 5 Mbit/s o diagrama de olho aparenta grande distorção e fechamento do olho, contudo para taxas de 10,50,125,625 Mbit/s os diagramas de olho apresentam abertura de olho conforme a ISI é reduzida. Verificamos nos histogramas das formas de onda recebidas nas taxas de 1250 Mbit/s e 2500 Mbit/s observamos o fenômeno de fechamento do diagrama de olho de mesma forma que vimos nos histogramas recebidos.

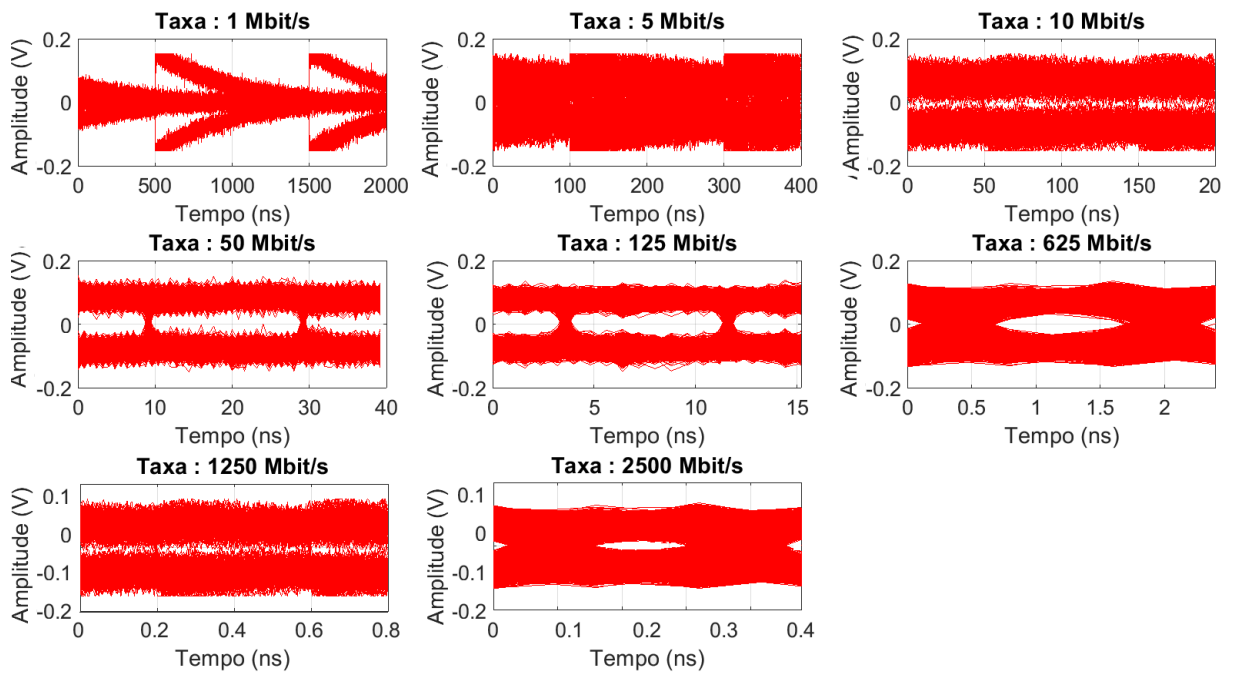


Figura 4.3: Diagramas de olhos dos sinais recebidos nas taxas de 1,5,10,50,125,625,1250 e 2500 Mbit/s

A partir dos diagramas de olho dos sinais recebidos, os instantes de amostragem e limiar de decisão ótimos para minimizar a taxa de erro de bit foram obtidos, conforme destacado na tabela 4.2.

Tabela 4.2: Limiar de Decisão e Instante de Amostragem Ótimos para minimização da taxa de erro de bit

Taxa de Transmissão (Mbit/s)	1	5	10	50	125	625	1250	2500
Limiar de Decisão (V)	0.01	0.02	-0.01	0.01	0.01	-0.01	-0.05	-0.05
Instante de Amostragem (ns)	600	150	100	20	8	1.25	0.4	0.2

Observamos que o instante de amostragem ótimo no centro do diagrama do olho reduz de acordo com o aumento da taxa de transmissão conforme esperado, contudo o limiar de decisão precisa ser otimizado para cada nova taxa de transmissão, sem comportamento linear.

4.2 Sincronização

Para realizar a sincronização, a correlação entre as amostras recebidas e os pulsos transmitidos é calculada, conforme mencionado na Equação 3.22. O pico da correlação representa o retardo pelo qual o sinal recebido deve ser deslocado circularmente para ser síncrono ao sinal transmitido. Na Figura 4.4 as correlações entre os sinal recebidos e transmitidos são ilustradas.

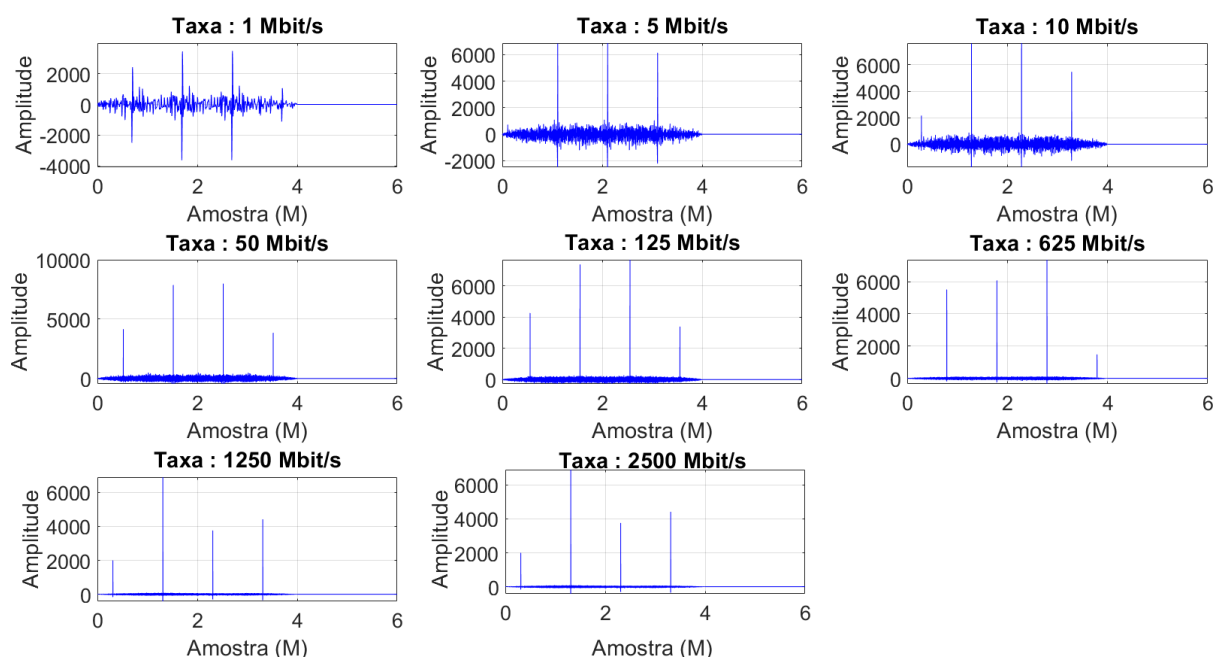


Figura 4.4: Autocorrelação entre sinais transmitidos e recebidos para taxas de 1,5,10,50,125,625, 1250 e 2500 Mbit/s

Podemos verificar nas Figuras que as correlações para as taxas de 1, 5, 10, 50, 125, 625,1250 e 2500 Mbit/s apresentam ao menos três picos de correlação de fácil distinção, isto ocorre pois a janela de aquisição do osciloscópio foi configurada para ser pelo menos três vezes maior que a duração do *frame* com o sinal NRZ transmitido.

Na tabela 4.3 são reportados os retardos entre o sinal recebidos e transmitidos.

Tabela 4.3: Retardo entre sinal recebido e transmitido para taxas de 1, 5, 10, 50, 125, 625, 1250, 2500 Mbit/s

Taxa de Transmissão (Mbit/s)	1	5	10	50	125	625	1250	2500
Retardo (ms)	65.51	44.54	35.86	24.08	22.21	10.50	84.53	431.06

4.3 Estudo de implementação do MMSE-LE

Para realizar a implementação do MMSE-LE fracional ($T/4$) sobre os sinais recebidos, primeiramente os sinais recebidos foram amostrados nos 4 instantes adjacentes aos instantes ótimos descritos na 4.2. A seguir, as amostras obtidas foram inseridas no equalizador MMSE-LE em modo de treinamento, após o erro quadrático médio medido na saída do equalizador se estabilizar, a fase de decisão direta do equalizador foi inicializada.

Os parâmetros do equalizador MMSE-LE foram configurados inicialmente à valores tipicamente para canais lineares conhecidos na literatura científica [29, 66]. Isto é, o retardo de restituição $\Delta = N_{FF}/2$ escolhido para evitar problemas de não-casualidade durante a equalização [30]. O passo de adaptação $\mu = 0.001$ conhecido como valor de passo de boa relação de complexidade/eficiência de equalização [1]. Após definir esses valores, estudamos a performance do equalizador variando o numero de *taps* do MMSE-LE de 1 até 28 e traçamos a cartografia em função do erro quadrático médio entre as amostras transmitidas e equalizadas $E\|s_n - y_n\|^2$, conforme ilustrado na Figura 4.5.

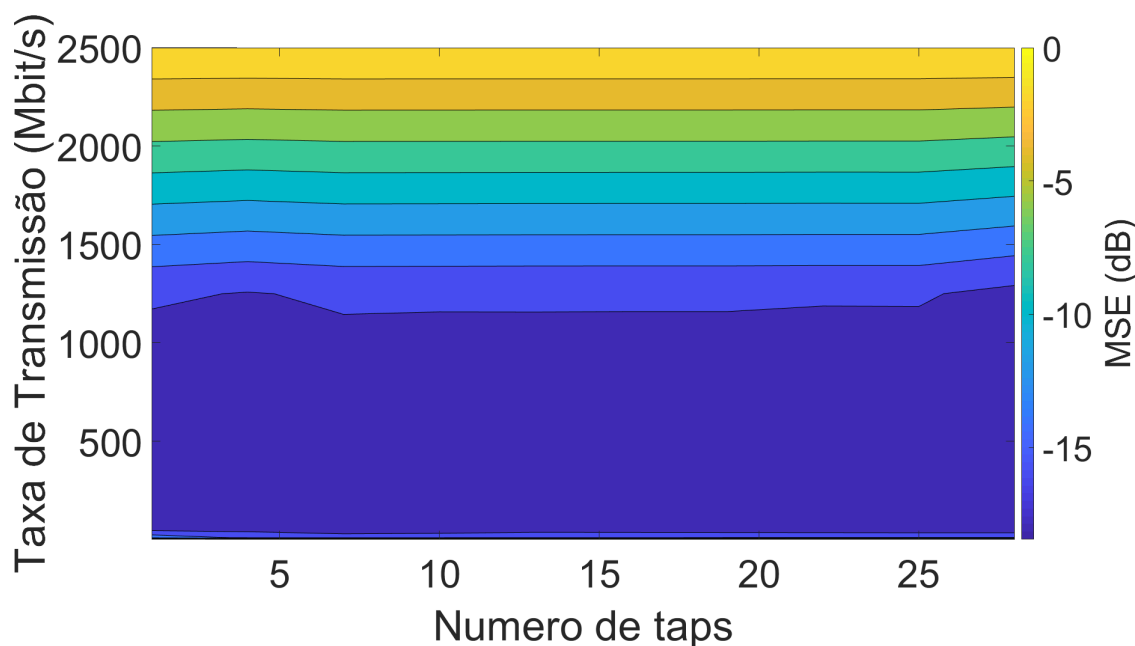


Figura 4.5: Cartografia de Taxa de Transmissão x Numero de taps x Erro Quadrático Médio das amostras equalizadas

Podemos observar que a implementação do equalizador linear com 26 *taps* atinge a performance de equalização de largura infinita em termos de erro quadrático médio. É possível atingir um MSE tão baixo quanto -20 dB para a taxa de 1250 Mbit/s com 30 *taps*. Com 5 *taps*, observamos uma performance com compromisso de baixa complexidade de equalização. Ao implementar a equalização com mais de 5 *taps*, observamos que o MSE

se mantém constante e passa se reduzir ligeiramente com mais de 25 *taps*.

Após constatar que a performance de equalização linear infinita é obtida com 30 *taps*, o estudo de otimização do retardo de restituição foi realizado. Para cada taxa de transmissão foram realizadas equalizações com um número fixo de *taps*, variamos o retardo de restituição $0 < \Delta < 30$ e medimos o BER após equalização. Na tabela 4.4, são relatados os retardos de restituição ótimos.

Tabela 4.4: Medição do Retardo de Restituição ótimo em relação ao Numero de *taps* e taxas de transmissão de 1, 5, 10, 50, 125, 625, 1250 e 2500 Mbit/s

Taxa de Transmissão / Numero de Taps	1	4	7	10	13	16	19	22	25	28
1	2	2	3	3	3	2	2	2	2	2
5	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2
10	2	2	3	2	2	2	2	2	2	2
50	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2
125	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2
625	2	2	2	3	2	2	3	3	3	3
1250	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2
2500	2	2	3	3	4	4	4	4	4	4
-	Retardo de Restituição									

Desta forma, vemos que o retardo de restituição ótimo medido $\Delta_{opt} < 5$ considerando as taxas de transmissão arbitradas. Com isso, verificamos que a escolha de segurança de equalização linear para o sistema VLC é baixo, o que é de grande importância ao se implementar o MMSE-LE com um baixo numero de *taps* pois o retardo é crítico [66].

Na Figura 4.6 traçamos a curva de cartografia de taxas de transmissão em relação ao número de *taps* e taxa de erro de bit a partir dos diagramas de olhos obtidos após a aplicação dos equalizadores.

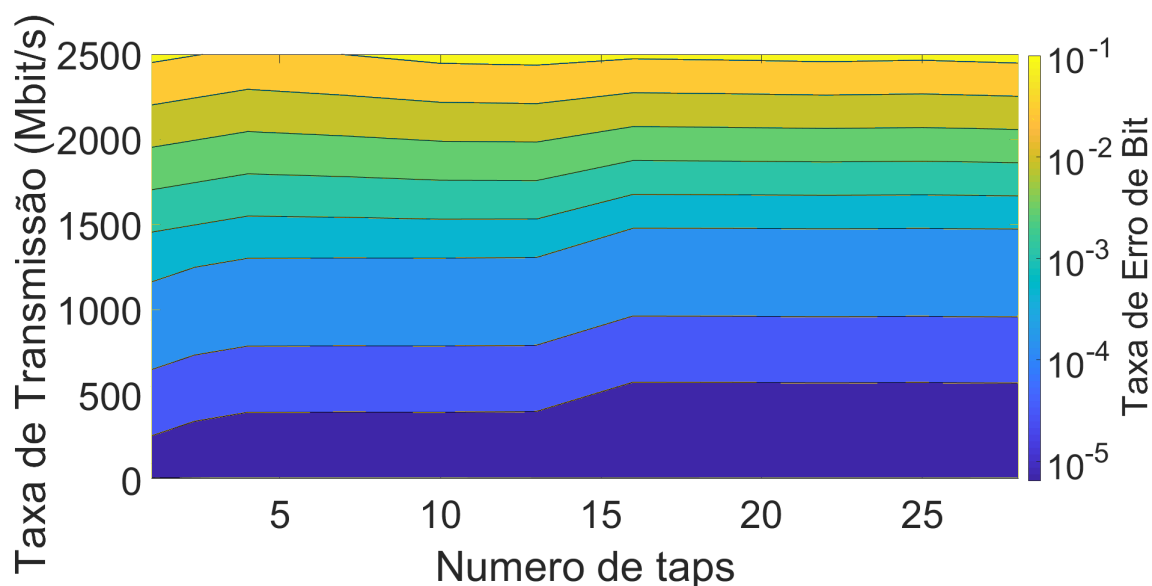


Figura 4.6: Cartografia de Taxa de Transmissão em relação ao Número de *Taps* e Taxa de Erro de bit medido no diagrama de olho

Observamos que, ao aumentar o número de *taps*, a taxa de erro de bit após equalização efetiva se reduz. Com 5 *taps* obtemos uma performance de complexidade de equalização, podendo obter a taxa de 2250 Mbit/s com a BER acima do limite FEC VLC BER=10⁻³. A performance de melhor custo benefício é com 12 *taps*, onde o aumento de performance de equalização é mais efetivo, permitindo atingir a taxa de transmissão de 500 Mbit/s e uma BER de 10⁻⁵. Em equalizações com 16 *taps*, notamos que a performance de equalização de largura infinita é atingida, isto é, obtemos a performance mais eficiente utilizando o equalizador MMSE-LE e inserir mais *taps* no equalizador não irá melhorar a performance do equalizador.

Na figura 4.7 são ilustradas evoluções do erro quadrático médio em função do número de iterações para os passos de adaptação $\mu = 0.06$, $\mu = 0.006$, $\mu = 0.0006$ para a transmissão na taxa de 1250 Mbit/s com 16 *taps* e $\Delta = 2$.

Para o passo de adaptação $\mu = 0.06$ observamos que o erro quadrático médio se estabiliza em derivada após 35.000 iterações, contudo, observamos que o erro entre as amostras equalizadas e transmitidas não é minimizado, desta forma a curva de aprendizagem tem padrão ruidoso e os coeficientes obtidos não são ótimos no sentido de minimizar o MSE. Para $\mu = 0.006$, percebemos que a curva de aprendizado converge em derivada após 35.000 iterações. Para $\mu = 0.0006$ observamos que a curva de aprendizagem converge após 35.000 iterações, tem comportamento monotônico e exponencial, conforme esperado para o algoritmo de descidas mais íngreme [67], ou seja, este é o valor ótimo de passo de adaptação para o MMSE-LE. Para $\mu = 0.00006$ verificamos que durante o algoritmo adaptativo,

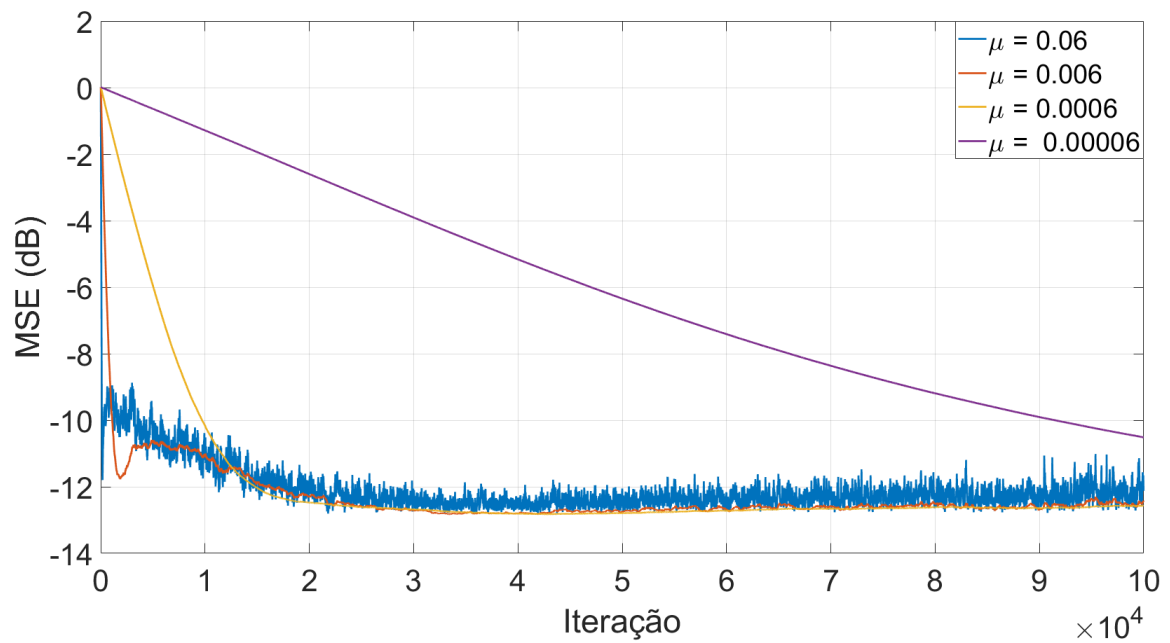


Figura 4.7: Erro Quadrático Médio x Iteração para transmissão $R = 1250\text{Mbit/s}$ $\mu = 0.06, \mu = 0.006, \mu = 0.0006, \mu = 0.00006$ e $\mu = 0.00006$ com 16 taps

o equalizador precisa de mais de 100000 amostras para o cálculo dos coeficientes e não apresenta nenhuma vantagem com relação a $\mu = 0.0006$.

Na Figura 4.8 são ilustradas as evoluções do erro quadrático médio em função do retardo de restituição escolhido para o MMSE-LE para $\mu = 0.006$ e 16 *taps*.

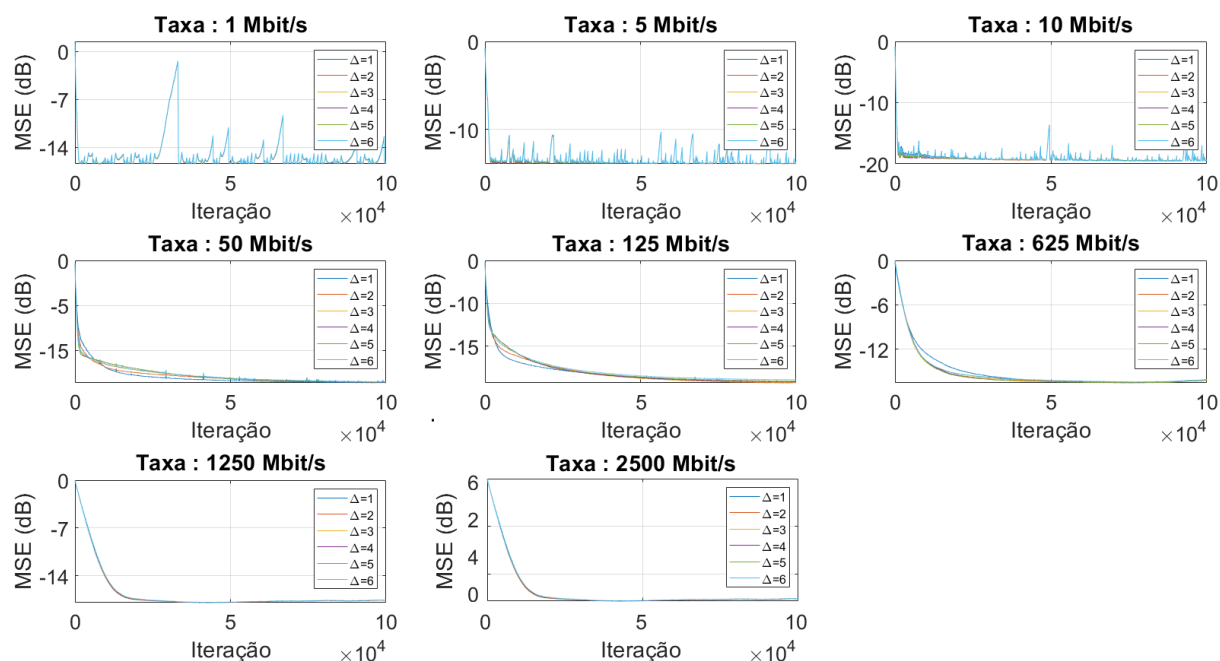


Figura 4.8: Erro quadrático médio para equalização MMSE-LE com 12 *taps* e iteração para taxas de 1, 5, 10, 50, 125, 625, 1250 e 2500 Mbit/s

Observamos nas taxas de 1, 5, 10 Mbit/s que a escolha do retardo de restituição influencia drasticamente na convergência dos coeficientes do equalizador, ressaltando-se que nessas taxas de transmissões o ISI é mais elevado. Para taxas de 50, 125, 625, 1250 e 2500 Mbit/s notamos que a escolha do retardo de restituição não é tão crítica pois o erro quadrático médio converge. Verificamos que, para $\mu = 0.0006$ e um retardo adequado, é possível obter os coeficientes e realizar a equalização MMSE-LE com 50000 amostras para a fase de treinamento do equalizado.

Na tabela 4.5 o numero de amostras para convergir o equalizador MMSE-LE para $\mu = 0.006$ e 12 *Taps*. Podemos concluir que com 12 *taps*, $\mu = 0.0006$ o MMSE-LE converge

Tabela 4.5: Numero de Amostras para adaptação à ponto de convergência do MMSE-LE para taxas de 1, 5, 10, 50, 125, 625, 1250 e 2500 Mbit/s

Taxa de Transmissão (Mbit/s)	1	5	10	50	125	625	1250	2500
Amostras (k)	5	7	8	70	72	75	75	75

para todas as taxas de transmissão e que não mais que 75.000 amostras são necessarias para que os coeficientes do MMSE-LE convirjam ao valor suficiente a minimizar o MSE.

Na Figura 4.9 são ilustrados os histogramas obtidos após a equalização do sinal recebido com parâmetros do filtro MMSE-LE $\mu = 0.0006$, $N_{FF} = 16$, $\Delta = 2$ para $R = 1, 10, 50, 125, 625, 1250$ Mbit/s e $\Delta = 4$ para $R = 2500$ Mbit/s.

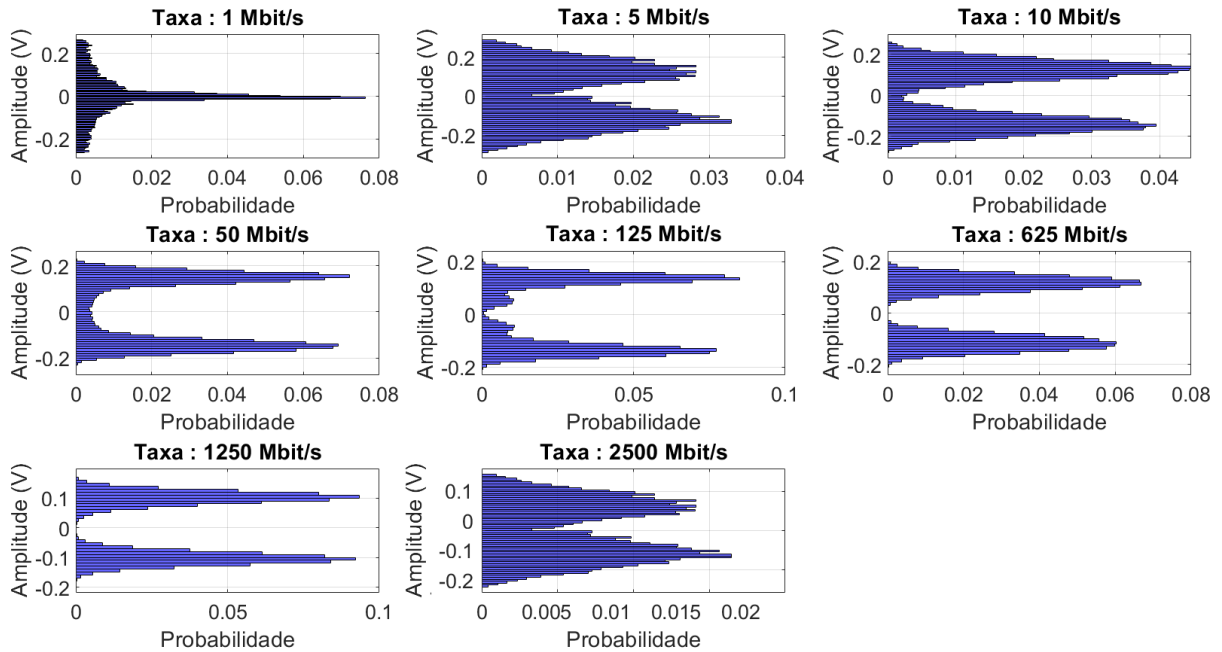


Figura 4.9: Histogramas dos sinais equalizados nas taxas de 1,5,10,50,125,625,1250 e 2500 Mbit/s

Observamos que para a taxa de 1 Mbit/s a forma de onda equalizada tem ISI e impactos críticos de forma que o equalizador não é capaz de compensar os efeitos do canal, indicando assim a existência de efeitos não-lineares que o equalizador não é capaz de corrigir. Para as taxas de 5,10,50,125,625 e 1250 Mbit/S verificamos que o equalizador é capaz de mitigar o ISI de forma que os picos para símbolos -1 e +1 do sinal equalizado são distinguíveis. Ao comparar os histogramas dos sinais equalizados e recebidos, é possível compreender o ganho que o MMSE-LE pode oferecer, principalmente nas taxas de 1250 e 2500 Mbit/s, onde a ISI é severa.

Na Figura 4.10, observamos que ao aplicar o equalizador sobre o sinal recebido, os espectros equalizados são restaurados parcialmente, ainda existem distorções no espectro, principalmente em 2500 Mbit/s, contudo o primeiro lóbulo principal do espectro foi restaurado, implicando que a parte mais importante da informação útil transmitida é restaurada.

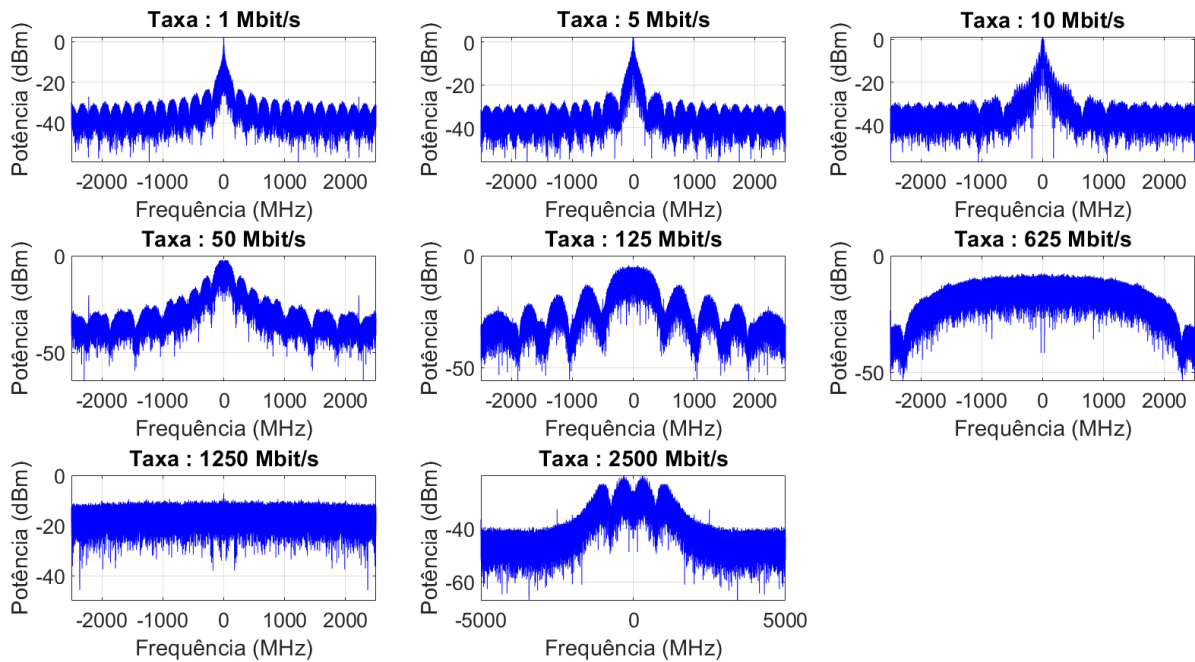


Figura 4.10: Espectros dos sinais equalizados para taxas de 1,5,10,50,125,625,1250 e 2500 Mbit/s

Na Figura 4.11 ilustramos os diagramas de olho obtidos após equalização.

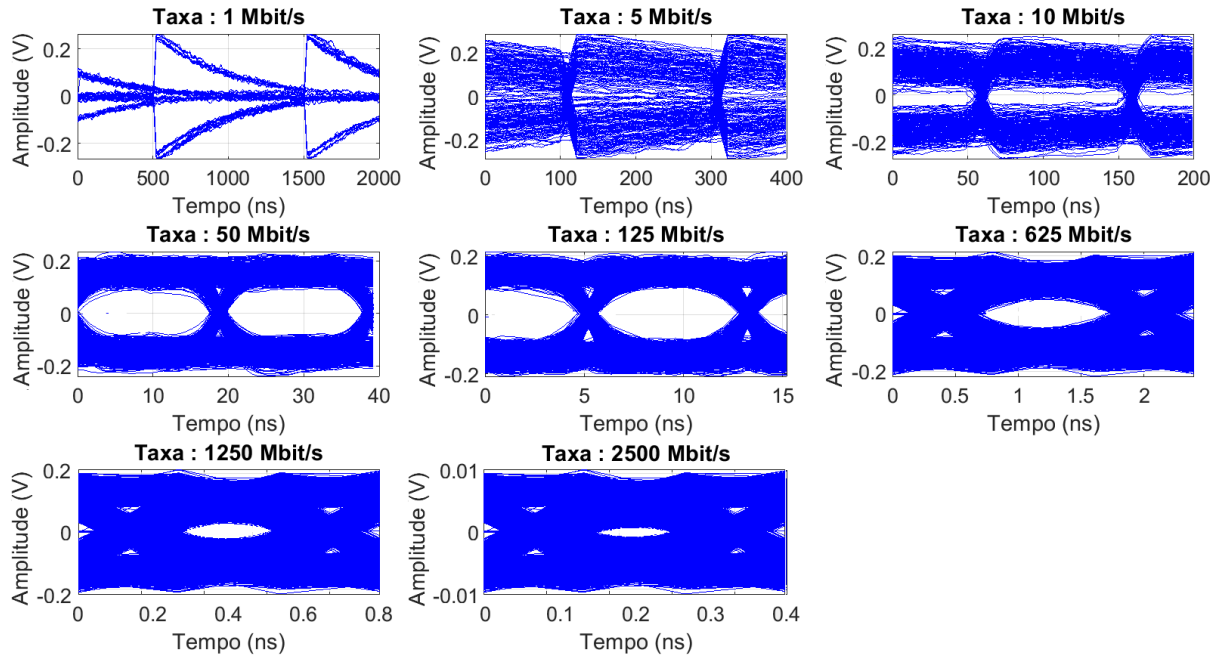


Figura 4.11: Diagramas de olhos dos sinais obtidos após na saída do equalizador MMSE-LE nas taxas de 1,5,10,50,125,625,1250 e 2500 Mbit/s

Verificamos que para as taxas de 1, 5, 10, 50, 125, 625, 1250 e 2500 Mbit/s, o equalizador foi de compensar o ISI de forma a abrir os olhos com êxito. Notamos que todos os diagramas de olhos medidos possuem abertura em algum determinado momento. Em 50,125 e 625 Mbit/s notamos onde o equalizador teve maior eficiência para abrir os olhos e minimizar a taxa de erro de bit. Em 1250 e 2500 Mbit/s percebemos uma abertura do diagrama de olho com relação aos diagramas de olho recebidos.

Na Figura 4.12 observamos as respostas impulsivas dos equalizadores nas taxas de 1, 5, 10, 50, 125, 625,1250 e 2500 Mbit/s. Vemos que os coeficientes significativos para todas as taxas de transmissão não são negligenciados e que certos coeficientes não precisariam ser computados, conforme observamos na cartografia X com mais de 16 *taps* a equalização de largura infinita é atingida. Outro ponto importante que podemos notar são que as respostas impulsivas possuem um coeficiente com maior energia denominado pico e os coeficientes adjacentes são mais baixos e, dessa forma, o retardo de restituição escolhido não é tão crítico para minimizar o MSE.

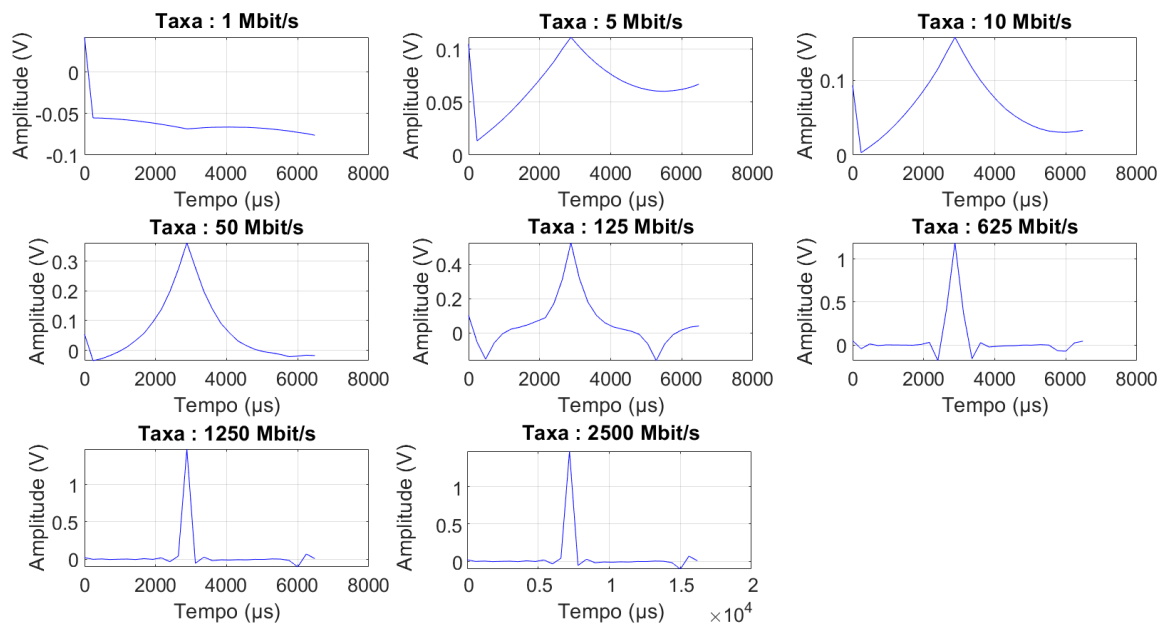


Figura 4.12: Respostas Impulsionais do equalizador MMSE-LE para taxas de 1, 5, 10, 50, 125, 625, 1250 e 2500 Mbit/s

Na Figura 4.13 são ilustradas as respostas em frequência do equalizador MMSE-LE, obtido através da transformada de Fourier dos coeficientes calculados após fase de treinamento nas taxas de 1, 5, 10, 50, 125, 625, 1250 e 2500 Mbit/s.

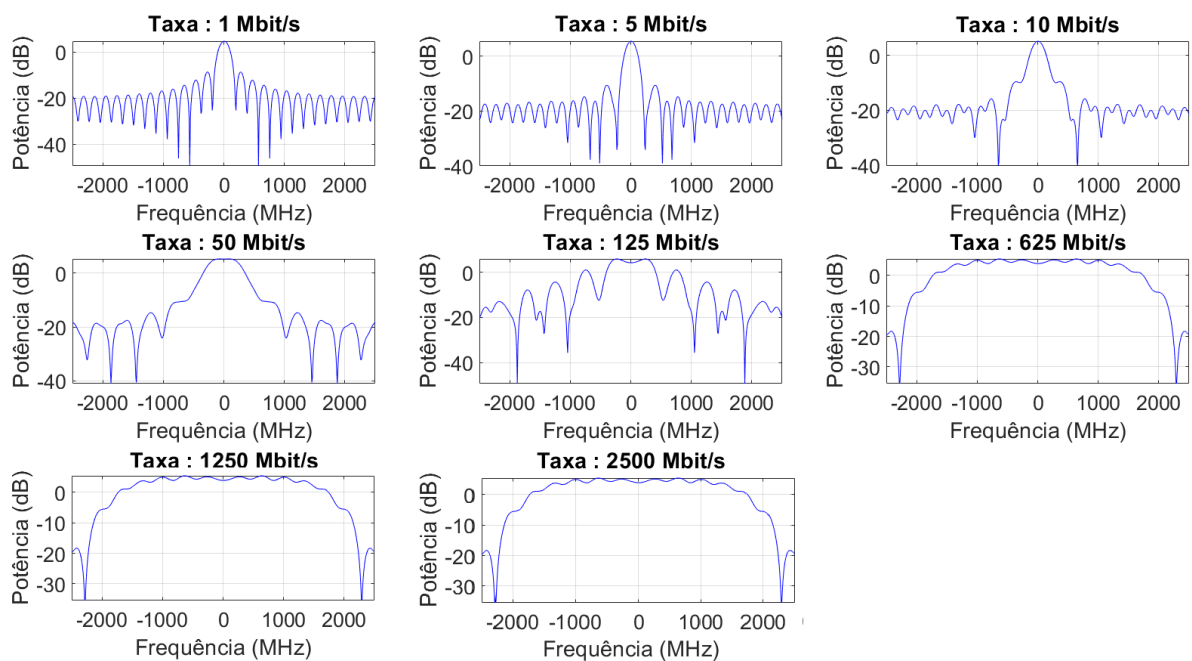


Figura 4.13: Respostas em frequência do equalizador MMSE-LE para taxas de 1, 5, 10, 50, 125, 625, 1250 e 2500 Mbit/s

4.4 Performance de VLC

Finalmente, na Figura 4.14 é ilustrada a performance de SNR e taxa de erro de bit medida através do diagrama do olho para taxas de transmissão em 1, 5, 10, 50, 125, 625, 1250 e 2500 Mbit/s do sistema de comunicação VLC sem e com equalização MMSE-LE otimizada com 16

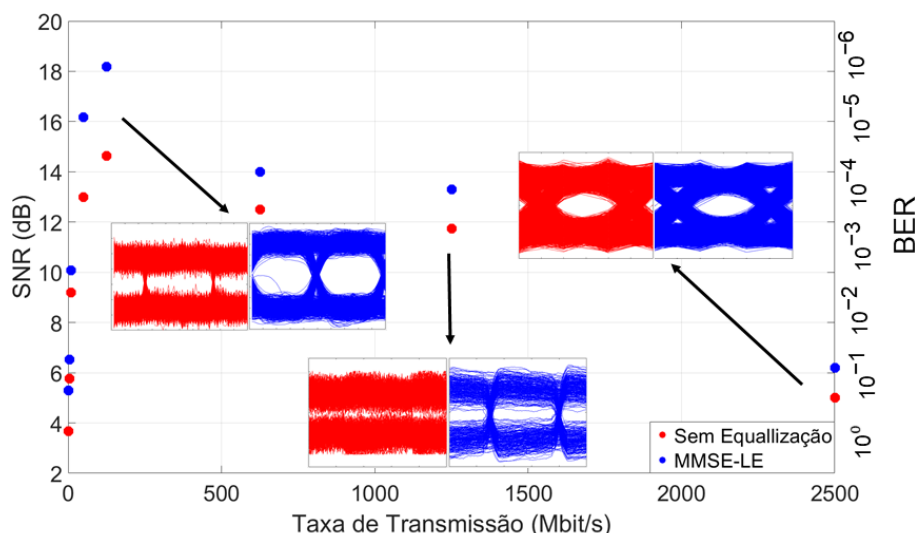


Figura 4.14: Performance de Relação Sinal Ruído em relação a Taxa de Transmissão e Taxa de Erro de bit e Diagramas de Olho sem e com Equalização MMSE-LE fracional em $T/4$ com 16 taps para taxas de 125, 1250 e 2500 Mbit/s.

Nesta Figura, podemos observar o ganho de SNR que o equalizador MMSE-LE adaptativo oferece para o sistema de comunicação VLC de alta taxa. Podemos verificar que o equalizador MMSE-LE oferece ganhos tão altos quanto 3,6 dB, conforme exibido na tabela 4.6 o para a taxa de 125 Mbit/s. Considerando o limite FEC de sistemas VLC $BER_{FEC} = 3,8E - 3$ verificamos que sem equalização é possível realizar transmissões com taxas de 625 Mbit/s ntudo ao aplicar o MMSE-LE com 16 taps é possível realizar transmissões com taxa 2,200 Mbit/s.

Tabela 4.6: Ganho de relação sinal ruído através da equalização MMSE-LE para as taxas de transmissão de 1, 5, 10, 50, 125, 625, 1250 e 2500 Mbit/s

Taxa de Transmissão (Mbit/s)	1	5	10	50	125	625	1250	2500
Ganho (dB)	1,60	0,80	0,80	3,00	3.60	1,50	1,30	1,20

A partir da tabela 4.6, verificamos que o ganho de relação sinal-ruído que o equalizador MMSE-LE oferece para cada taxa de transmissão está conforme a variação de distorção do canal para baixas e altas frequências.

Capítulo 5

Conclusão

A principal contribuição deste trabalho foi a implementação de um sistema VLC experimental com modulação de amplitude binária e um equalizador MMSE-LE adaptativo com 16 *taps* capaz de atingir a taxa de transmissão de 2200 Mbit/s com taxa de erro de bit medida abaixo do limiar FEC para VLC para a distância de 1,8m.

Nesta dissertação foi avaliada a performance de dispositivos óticos e equalização. Realizamos a otimização de sinais de acordo com a região de operação do LD baseado na curva de tensão, de potência ótica e de intensidade de ruído. Para otimizar o equalizador linear, avaliamos a performance de BER em função do número de *taps*, retardo e passo de adaptação do equalizador. Através das otimizações óticas e de equalização observamos um sistema capaz de atingir a taxa de 625 Mbit/s e SNR de 14 dB sem equalização e 2500 Mbit/s e SNR de 18 dB com equalização.

O sistema VLC desenvolvido complementado por equalização digital pode ser considerado como uma solução alternativa para o problema de esgotamento espectral, pois é capaz de atender as demandas de largura de banda esperadas para sistemas de comunicação de redes domésticas. O equalizador proposto possibilitou compensar as distorções causadas pela limitação de largura de banda do canal de comunicação e, principalmente, do diodo laser e do fotodetector, podendo triplicar a capacidade de transmissão do sistema de transmissão. Através do estudo de otimização dos parâmetros do MMSE-LE, verificamos que o atraso de restituição para taxas altas não é crítico, e é baixo. Ao estudarmos o número de *taps*, verificamos que o limite de desempenho com MMSE-LE são alcançados com 16 *taps*, ou seja, adicionar mais coeficientes ao equalizador não melhorará o desempenho do sistema. Ao estudar a etapa de adaptação, verificamos que o valor da etapa de adaptação é $\mu = 0,0006$ e com um máximo de 75.000 símbolos, os coeficientes do MMSE-LE convergiram para o valor ótimo para minimizar o erro quadrático médio.

É preciso ressaltar que, no estado-da-arte, existem poucos sistemas de comunicação VLC com diodos laser na transmissão sobre investigação para altas taxas. Por outro lado, ainda são necessários maiores estudos sobre este sistema quanto à sua pertinência. Entre os estudos e melhorias que podem ser feitos, algumas sugestões são listadas abaixo.

- **Modelagem do canal de Comunicação Equivalente:** É importante a medição da resposta em frequência de cada componente do canal de transmissão para o desenvolvimento de um modelo que possa ser simulado e que mais dimensões do canal de transmissão sejam caracterizadas. Além disso, o modelo poderia ser útil para a compreensão dos efeitos provocados por cada dispositivo.
- **Estudo da resposta impulsional :** A medição da resposta ao impulso do canal permitirá o cálculo dos coeficientes ótimos do equalizador MMSE-LE e o conhecimento da variação do canal no tempo. A resposta impulsional pode ser estimada através do algoritmo de descida mais íngreme.
- **Variação de Taxa de Erro de Bit:** Verificamos na figura 4.6 que a performance de taxa de erro de bit é praticamente constante com equalizações com 5 à 10 *taps* e passa a aumentar com 13 *taps*, este fenômeno pode estar ligado ao fato da resposta impulsional ser larga e sua energia distribuída em um grande número de coeficientes e precisa ser investigado.
- **Estudo de *Optical Budget* :** Na indústria, o balanço de potência é muito importante para conhecimento da eficiência energética e custo do sistema de transmissão. Um estudo maior de potência desse sistema é interessante para agregar maior pertinência a este trabalho com relação aos outros trabalhos propostos na literatura científica.
- **Estudo de Linearidade:** A compreensão sobre as regiões lineares dos dispositivos da cadeia de transmissão é importante para a maior eficácia de equalização linear e otimização da performance global do canal.
- **Estudo de hostilidade de meio de transmissão:** As transmissões realizadas foram em visada direta, contudo, um estudo com obstáculos entre emissor e receptor poderia ser feito e dessa forma mais fenômenos comuns em sistema VLC, como o efeito de propagação multipercursos poderia ser estudado e como estes efeitos seriam compensados pelo equalizador linear.

- **Melhoria de ponto de operação de fonte ótica:** A potência RF e corrente de polarização arbitrados para este *setup* experimental foram selecionados com o intuito de operar numa zona linear do diodo laser, contudo, poderiam ser transmitidos sinais com maiores amplitudes para assim uma taxa de transmissão ainda maior ser obtida.
- **Estudo sobre Modulações multiníveis:** Com modulações de maior eficiência espectral, taxas maiores de transmissões poderiam ser atingidas.
- **Multiplexação por Divisão de Comprimento de onda:** Através da Multiplexação WDM, é possível aumentar a taxa de transmissão e garantir a utilização do canal de comunicação por diversos usuários.
- **Algoritmos para adaptação de equalizador mais eficazes:** O numero de amostras para fazer o equalizador convergir pode ser reduzida através de técnicas mais eficazes como o algoritmo LMS Normalizado.
- **Bias Tee:** Observamos que os impactos causados pela limitação de banda passante do bias tee em 1,5 e 10 Mbit/s foram severos. Isso poderia ser aprimorado através de um bias tee com banda passante maior.
- **Estudo de Compromisso entre BER e performance:** Um estudo sobre o compromisso sobre a potência de sinal transmitido e a variação do BER poderia ser conduzido para maximizar a eficiência espectral do sistema de transmissão.
- **Estudo de Complexidade, custo e Eficiência energética de Equalização:** Durante os estudos de performance de equalização, ao variar o numero de *taps*, verificamos que três opções de equalização são propostas com 5, 12 e 16 *taps* para performances de baixa complexidade, equilibrio de performance e complexidade, e finalmente a performance de equalização infinita. Contudo, a implementação do equalizador MMSE-LE em circuito digital integrado necessita de um estudo de fiabilidade e complexidade para a implementação em um sistema VLC real.
- **Performance em tempo real:** O estudo de implementação do equalizador em sistema VLC precisa ser avaliado em funcionamento em tempo real, principalmente a latência para que a equalização seja viável.
- **Comparação com um sistema RF:** Observamos que a equalização para sistema VLC atinge as taxas de transmissão compatíveis com os padrões previstos para redes de altas taxas futuras, contudo, uma comparação entre o sistema VLC e o sistema

RF atual sejam comparados em termos de latência, complexidade e custo energético são importantes para melhor contextualização de vantagens e desvantagens do sistema VLC.

Referências

- [1] HAYKIN, S. *Adaptive filter theory*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2011.
- [2] REHMAN, S. U.; ULLAH, S.; CHONG, P. H. J.; YONGCHAREON, S.; KOMOSNY, D. Visible light communication: A system perspective—overview and challenges. *Sensors*, v. 19, n. 5, 2019. ISSN 1424-8220. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1424-8220/19/5/1153>>.
- [3] KHAN, L. U. Visible light communication: Applications, architecture, standardization and research challenges. *Digital Communications and Networks*, v. 3, n. 2, p. 78–88, 2017. ISSN 2352-8648. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2352864816300335>>.
- [4] GRIFFITHS, H.; COHEN, L.; WATTS, S.; MOKOLE, E.; BAKER, C.; WICKS, M.; BLUNT, S. Radar spectrum engineering and management: Technical and regulatory issues. *Proceedings of the IEEE*, v. 103, n. 1, p. 85–102, 2015.
- [5] CISCO. Cisco Visual Networking Index: Forecast and Methodology. 2013–2018.
- [6] CEVIK, T.; YILMAZ, S. An overview of visible light communication systems. *International Journal of Computer Networks and Communications*, v. 7, p. 139–150, 11 2015.
- [7] AZHAR, A. H.; TRAN, T.-A.; O'BRIEN, D. Demonstration of high-speed data transmission using mimo-ofdm visible light communications. In: *2010 IEEE Globecom Workshops*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1052–1056.
- [8] ZENG, L.; MINH, H. L.; O'BRIEN, D.; FAULKNER, G.; LEE, K.; JUNG, D.; OH, Y. Equalisation for high-speed visible light communications using white-leds. In: *2008 6th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 170–173.
- [9] CIOFFI, J. *Advanced Digital Communications*. Stanford University, 2007. (Stanford Course Notes). Disponível em: <<http://www.stanford.edu/class/ee379c>>.
- [10] LUCKY, R.; WELDON, E.; SALZ, J. Principles of data communication. In: . [S.l.: s.n.], 1968.
- [11] PROAKIS, J. G.; MANOLAKIS, D. G. *Digital Signal Processing (3rd Ed.): Principles, Algorithms, and Applications*. USA: Prentice-Hall, Inc., 1996. ISBN 0133737624.
- [12] THE Encyclopædia Britannica, Or, Dictionary of Arts, Sciences, and General Literature. Adam & Charles Black, 1860. (The Encyclopædia Britannica, Or, Dictionary of Arts, Sciences, and General Literature, vol. 1). Disponível em: <<https://books.google.cg/books?id=IEYWAAAAYAAJ>>.

- [13] JOURNAL of the Society of Telegraph Engineers. 1876. Disponível em: <<http://digital-library.theiet.org/content/journals/jste-1/5/13-14>>.
- [14] HEAVISIDE, O. Xxxix. on the electromagnetic effects due to the motion of electrification through a dielectric. *The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science*, Taylor & Francis, v. 27, n. 167, p. 324–339, 1889.
- [15] LAX, M.; NELSON, D. Maxwell equations in material form. *Physical Review B*, APS, v. 13, n. 4, p. 1777, 1976.
- [16] BRITTAIN, J. E. The introduction of the loading coil: George a. campbell and michael i. pupin. *Technology and Culture*, JSTOR, v. 11, n. 1, p. 36–57, 1970.
- [17] ZOBEL, O. J. Distortion correction in electrical circuits with constant resistance recurrent networks. *The Bell System Technical Journal*, Nokia Bell Labs, v. 7, n. 3, p. 438–534, 1928.
- [18] BODE, H. W. Variable equalizers. *The Bell System Technical Journal*, Nokia Bell Labs, v. 17, n. 2, p. 229–244, 1938.
- [19] NYQUIST, H. Certain factors affecting telegraph speed. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, XLIII, p. 412–422, 1924.
- [20] NYQUIST, H. Certain topics in telegraph transmission theory. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 47, n. 2, p. 617–644, 1928.
- [21] NOETHER, F. Über eine klasse singulärer integralgleichungen. *Mathematische Annalen*, Springer Berlin Heidelberg, v. 82, n. 1, p. 42–63, 1920.
- [22] KOLMOGOROV, A. On inequalities between the upper bounds of the successive derivatives of an arbitrary function on an infinite interval. *Uchebn. Zap. Moskov. Gos. Univ. Mat.*, v. 30, p. 3–13, 1939.
- [23] KALMAN, R. E. Contributions to the theory of optimal control. *Bol. soc. mat. mexicana*, v. 5, n. 2, p. 102–119, 1960.
- [24] TUFTS, D. Nyquist’s problem—the joint optimization of transmitter and receiver in pulse amplitude modulation. *Proceedings of the IEEE*, v. 53, n. 3, p. 248–259, 1965.
- [25] LUCKY, R. The adaptive equalizer. *IEEE Signal Processing Magazine*, v. 23, n. 3, p. 104–107, 2006.
- [26] WIDROW, B.; HOFF, M. Adaptive switching circuits. In: . [S.l.: s.n.], 1988.
- [27] COLL, D.; GEORGE, D. A receiver for time-dispersed pulses. In: *Conf. Rec., 1965 IEEE Int. Conf. Communications*. [S.l.: s.n.], 1965. p. 753–758.
- [28] GERSHO, A. Adaptive equalization of highly dispersive channels for data transmission. *The Bell System Technical Journal*, v. 48, n. 1, p. 55–70, 1969.
- [29] PROAKIS, J. G. Advances in equalization for intersymbol interference. In: VITERBI, A. (Ed.). Elsevier, 1975, (Advances in Communication Systems, v. 4). p. 123–198. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780120109043500099>>.

- [30] QURESHI, S. Adaptive equalization. *Proceedings of the IEEE*, v. 73, n. 9, p. 1349–1387, 1985.
- [31] FALCONER, D. History of equalization 1860-1980. *IEEE Communications Magazine*, v. 49, n. 10, p. 42–50, 2011.
- [32] UNGERBOECK, G. Adaptive maximum-likelihood receiver for carrier-modulated data-transmission systems. *IEEE Transactions on Communications*, v. 22, n. 5, p. 624–636, 1974.
- [33] TOMLINSON, M. New automatic equaliser employing modulo arithmetic. *Electronics Letters*, Institution of Engineering and Technology, v. 7, p. 138–139(1), March 1971. ISSN 0013-5194.
- [34] HARASHIMA, H.; MIYAKAWA, H. Matched-transmission technique for channels with intersymbol interference. *IEEE Transactions on Communications*, v. 20, n. 4, p. 774–780, 1972.
- [35] MESSERSCHMITT, G. Mse equalization of digital fiber optic systems. In: . [S.l.: s.n.], 1978.
- [36] PRATI, G.; GAGLIARDI, R. Decoding with stretched pulses in laser ppm communications. *IEEE Transactions on Communications*, v. 31, n. 9, p. 1037–1045, 1983.
- [37] BARRY, J.; KAHN, J.; KRAUSE, W.; LEE, E.; MESSERSCHMITT, D. Simulation of multipath impulse response for indoor wireless optical channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 11, n. 3, p. 367–379, 1993.
- [38] AUDEH, M.; KAHN, J.; BARRY, J. Decision-feedback equalization of pulse-position modulation on measured nondirected indoor infrared channels. *IEEE Transactions on Communications*, v. 47, n. 4, p. 500–503, 1999.
- [39] LEE, D.; KAHN, J. Coding and equalization for ppm on wireless infrared channels. *IEEE Transactions on Communications*, v. 47, n. 2, p. 255–260, 1999.
- [40] VUčič, J.; KOTTKE, C.; NERRETER, S.; LANGER, K.-D.; WALEWSKI, J. W. 513 mbit/s visible light communications link based on dmt-modulation of a white led. *Journal of Lightwave Technology*, v. 28, n. 24, p. 3512–3518, 2010.
- [41] AZHAR, A. H.; TRAN, T.-A.; O'BRIEN, D. A gigabit/s indoor wireless transmission using mimo-ofdm visible-light communications. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 25, n. 2, p. 171–174, 2013.
- [42] KHALID, A. M.; COSSU, G.; CORSINI, R.; CHOUDHURY, P.; CIARAMELLA, E. 1-gb/s transmission over a phosphorescent white led by using rate-adaptive discrete multitone modulation. *IEEE Photonics Journal*, v. 4, n. 5, p. 1465–1473, 2012.
- [43] COSSU, G.; KHALID, A. M.; CHOUDHURY, P.; CORSINI, R.; CIARAMELLA, E. 3.4 gbit/s visible optical wireless transmission based on rgb led. *Opt. Express*, OSA, v. 20, n. 26, p. B501–B506, Dec 2012. Disponível em: <<http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-20-26-B501>>.

- [44] CHI, N.; WANG, Y.; WANG, Y.; HUANG, X.; LU, X. Ultra-high-speed single red-green-blue light-emitting diode-based visible light communication system utilizing advanced modulation formats. *Chin. Opt. Lett.*, OSA, v. 12, n. 1, p. 010605, Jan 2014. Disponível em: <<http://col.osa.org/abstract.cfm?URI=col-12-1-010605>>.
- [45] WANG, Y.; HUANG, X.; ZHANG, J.; WANG, Y.; CHI, N. Enhanced performance of visible light communication employing 512-qam n-sc-fde and dd-lms. *Opt. Express*, OSA, v. 22, n. 13, p. 15328–15334, Jun 2014. Disponível em: <<http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-22-13-15328>>.
- [46] KOMINE, T.; LEE, J. H.; HARUYAMA, S.; NAKAGAWA, M. Adaptive equalization for indoor visible-light wireless communication systems. In: *2005 Asia-Pacific Conference on Communications*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 294–298.
- [47] KOMINE, T.; LEE, J. H.; HARUYAMA, S.; NAKAGAWA, M. Adaptive equalization system for visible light wireless communication utilizing multiple white led lighting equipment. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 8, n. 6, p. 2892–2900, 2009.
- [48] ZENG, L.; MINH, H. L.; O'BRIEN, D.; FAULKNER, G.; LEE, K.; JUNG, D.; OH, Y. Equalisation for high-speed visible light communications using white-leds. In: *2008 6th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 170–173.
- [49] ZENG, L.; O'BRIEN, D.; LE-MINH, H.; LEE, K.; JUNG, D.; OH, Y. Improvement of data rate by using equalization in an indoor visible light communication system. In: *2008 4th IEEE International Conference on Circuits and Systems for Communications*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 678–682.
- [50] MINH, H. L.; O'BRIEN, D.; FAULKNER, G.; ZENG, L.; LEE, K.; JUNG, D.; OH, Y.; WON, E. T. 100-mb/s nrz visible light communications using a postequalized white led. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 21, n. 15, p. 1063–1065, 2009.
- [51] YI, Y.; LEE, K.; JANG, Y.; CHA, J.; KIM, J.; LEE, K. san. Indoor led-based identification systems using adaptive mmse equalizer for optical multipath dispersion reduction. *ICTC 2011*, p. 95–100, 2011.
- [52] ZHANG, M.; ZHANG, Z. Fractionally spaced equalization in visible light communication. In: *2013 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 4282–4287.
- [53] HAIGH, P. A.; GHASSEMLOOY, Z.; RAJBHANDARI, S.; LEITGEB, E. A 100 mb/s visible light communications system using a linear adaptive equalizer. In: *2014 19th European Conference on Networks and Optical Communications - (NOC)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 136–139.
- [54] HAIGH, P. A.; GHASSEMLOOY, Z.; RAJBHANDARI, S.; PAPAKONSTANTINO, I.; POPOOLA, W. Visible light communications: 170 mb/s using an artificial neural network equalizer in a low bandwidth white light configuration. *Journal of Lightwave Technology*, v. 32, n. 9, p. 1807–1813, 2014.

- [55] LI, X.; BAMIEDAKIS, N.; GUO, X.; MCKENDRY, J. J. D.; XIE, E.; FERREIRA, R.; GU, E.; DAWSON, M. D.; PENTY, R. V.; WHITE, I. H. Wireless visible light communications employing feed-forward pre-equalization and pam-4 modulation. *Journal of Lightwave Technology*, v. 34, n. 8, p. 2049–2055, 2016.
- [56] CHEN, H.; WU, C.; LI, H.; CHEN, X.; GAO, Z.; CUI, S.; WANG, Q. Advances and prospects in visible light communications. *Journal of Semiconductors*, IOP Publishing, v. 37, n. 1, p. 011001, jan 2016. Disponível em: <<https://doi.org/10.1088/1674-4926/37/1/011001>>.
- [57] XIAO, Y.; ZHU, Y.; SUN, Z.-G. Linear precoding designs for mimo vlc using multi-color leds under multiple lighting constraints. In: . [S.l.: s.n.], 2018.
- [58] CHEN, H.; XU, Z.; GAO, Q.; LI, S. A 51.6 mb/s experimental vlc system using a monochromic organic led. *IEEE Photonics Journal*, v. 10, n. 2, p. 1–12, 2018.
- [59] KISACIK, R.; YAGAN, M. Y.; UYSAL, M.; PUSANE, A. E.; YALCINKAYA, A. D. A new led response model and its application to pre-equalization in vlc systems. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 33, n. 17, p. 955–958, 2021.
- [60] IBRAHIM, M. H.; HANIFA, A.; PRAMONO, S.; SULISTYO, M. E.; IFTADI, I. Design and development of bit error measurement using fpga for visible light communication. In: *2020 3rd International Seminar on Research of Information Technology and Intelligent Systems (ISRITI)*. [S.l.: s.n.], 2020. p. 428–432.
- [61] MELIÀ-SEGUÍ, J.; GARCIA-ALFARO, J.; HERRERA-JOANCOMARTÍ, J. Multiple-polynomial lfsr based pseudorandom number generator for epc gen2 rfid tags. In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 3820–3825.
- [62] MANOLAKIS, D. G.; INGLE, V. K. *Applied Digital Signal Processing: Theory and Practice*. [S.l.]: Cambridge University Press, 2011.
- [63] SAMPAIO, F. A. N.; SILVA, V. N. H.; FERREIRA, T. N.; BARBERO, A. P. L.; RIBEIRO, R. M.; NETO, L. A.; COELHO, T. V. N. Analysis of 560-nm led linearity on dmt transmission over step-index pmma optical fibre. In: *2018 IEEE British and Irish Conference on Optics and Photonics (BICOP)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–4.
- [64] KLEIN, A.; KALEH, G.; BAIER, P. Zero forcing and minimum mean-square-error equalization for multiuser detection in code-division multiple-access channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 45, n. 2, p. 276–287, 1996.
- [65] Neto, L. A. *Étude des Potentialités des Techniques de Modulation Multiporteuse pour les Fututique WDM et TDM PON*. Tese (Doutorado) — Université de Limoges, France, 2012.
- [66] AL-DHAHIR, N.; CIOFFI, J. Mmse decision-feedback equalizers: finite-length results. *IEEE Transactions on Information Theory*, v. 41, n. 4, p. 961–975, 1995.
- [67] SAYED, A. *Adaptive filters*. University of California, LA: Willey, 2008.