

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E  
INFORMÁTICA INDUSTRIAL

DIOGO FONTANA RAGNINI

**ANÁLISE DE DESEMPENHO DE UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO  
EM LUZ VISÍVEL QUE UTILIZA A TÉCNICA OFDM**

DISSERTAÇÃO

CURITIBA

2019

DIOGO FONTANA RAGNINI

**ANÁLISE DE DESEMPENHO DE UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO  
EM LUZ VISÍVEL QUE UTILIZA A TÉCNICA OFDM**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial da Universidade Tecnológica Federal do Paraná como requisito parcial para obtenção do grau de “Mestre em Ciências” – Área de Concentração: Fotônica em Engenharia.

Orientador: Prof. Dr. Alexandre De Almeida Prado Pohl e  
Coorientador: Prof. Dr. Luis Carlos Vieira.

CURITIBA

2019

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

---

Ragnini, Diogo Fontana

Análise de desempenho de um sistema de comunicação em luz visível que utiliza a técnica OFDM [recurso eletrônico] / Diogo Fontana Ragnini.-- 2019.

1 arquivo texto (80 f.) : PDF ; 1,79 MB

Modo de acesso: World Wide Web.

Título extraído da tela de título (visualizado em 23 out. 2019).

Texto em português com resumo em inglês

Dissertação (Mestrado) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Curitiba, 2019

Bibliografia: f. 76-80

1. Engenharia elétrica - Dissertações. 2. Fotônica. 3. Multiplexação de divisão de frequência ortogonal. 4. Sistemas de comunicação sem fio. 5. Simulação (Computadores digitais). 6. Sistemas de telecomunicação. 7. Diodos emissores de luz. 8. Comunicações ópticas. I. Pohl, Alexandre de Almeida Prado. II. Vieira, Luis Carlos. III. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. IV. Título.

---

CDD: Ed. 23 – 621.3

Biblioteca Central da UTFPR, Câmpus Curitiba  
Bibliotecário: Adriano Lopes CRB-9/1429

## TERMO DE APROVAÇÃO DE DISSERTAÇÃO Nº 839

A Dissertação de Mestrado intitulada “**Análise de Desempenho de um Sistema de Comunicação em Luz Visível que Utiliza A Técnica OFDM**” defendida em sessão pública pelo(a) candidato(a) **Diogo Fontana Ragnini**, no dia **30 de agosto de 2019**, foi julgada para a obtenção do título de Mestre em Ciências, **ÁREA DE CONCENTRAÇÃO Fotônica em Engenharia**, LINHA DE PESQUISA **COMUNICAÇÕES ÓTICAS**, e aprovada em sua forma final, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial.

BANCA EXAMINADORA:

Prof(a). Dr(a). Luis Carlos Vieira - Presidente – (UTFPR)

Prof(a). Dr(a). Marcelo Educaro Pellenz - (PUC-PR)

Prof(a). Dr(a). Bruno Sens Chang - (UTFPR)

A via original deste documento encontra-se arquivada na Secretaria do Programa, contendo a assinatura da Coordenação após a entrega da versão corrigida do trabalho.

Curitiba, 30 de agosto de 2019.

## **AGRADECIMENTOS**

Primeiramente agradeço ao Deus todo poderoso, por me conceder a oportunidade de realizar este mestrado, de ter me dado força devido a inúmeras dificuldades pessoais encontradas pelo caminho.

Agradeço também ao meu orientador, Professor Dr. Alexandre Pohl, meu coorientador, Professor Dr. Luis Carlos Vieira e o Professor Dr. Bruno Schang por todo o tempo e conhecimento doado para que fosse possível a realização de mais um sonho em minha vida.

**Dedico** este trabalho a todos aqueles que contribuíram de forma direta ou indireta para conclusão do mesmo.

## RESUMO

Este trabalho descreve a implementação em software de um sistema de comunicação sem fio em luz visível que emprega a multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Cenários com diferentes configurações são simulados nos quais se varia a localização do transmissor e receptor, parâmetros de configuração do OFDM e o método de estimativa utilizada, entre elas um método de estimativa desenvolvida que proporciona melhor performance quando comparado com o método de estimativa dos mínimos quadrados lineares (LLS) em sistemas lineares. O trabalho também aborda a operação do LED emissor no regime linear e não-linear. O desempenho do sistema é verificado através da relação entre a taxa média de erros de bit (BER – Bit Error Rate) e a relação sinal-ruído (SNR, Signal-to-Noise Ratio) e da comparação dos resultados de simulação para os diferentes cenários.

**Palavras-chave:** Comunicação Óptica sem Fio, Comunicação por Luz Visível; Técnica de Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais.

## ABSTRACT

This work describes the software implementation of an optical wireless communication system operating in the visible region that employs the Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) technique. Schemes with different configurations were simulated that take into account the transmitter and receiver localization, the configuration parameters of the OFDM and different method of estimation used, including an method of estimation that was developed within the scope of this work and presents better performance than the least squares estimation method (LLS) technique for linear systems. The dissertation also approaches the operation of the Light Emitting Diode (LED) in the linear and nonlinear regimes. The performance of the system is verified and compared using the average Bit Error Rate (BER) versus the signal-to-noise ratio (SNR) relationship obtained through simulation.

**Keywords:** Visible Light Communications; Optical Wireless Communications, Orthogonal Frequency Division Multiplexing



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Classificação de enlaces simples de comunicação sem fio óptica, de acordo com sua direcionalidade entre os componentes de transmissão e recepção. ...	21
Figura 2 - Padrão de radiação Lambertiano normalizado no plano polar, com ilustração de FOVs de $\pm (10,20$ e $60^\circ)$ e modelo de cenário do canal LOS.....	22
Figura 3 - Diagrama do enlace do canal óptico sem fio no domínio do tempo. Incluindo o LED, o canal sem fio óptico dispersivo e o AWGN. ....	24
Figura 4 - Modelo do cenário de um canal LOS entre transmissor e receptor. ....	25
Figura 5 - Modelo do cenário de um canal NLOS. ....	26
Figura 6 - Distribuição do SNR de um sistema VLC em um ambiente interno, com o transmissor localizado no centro do teto utilizando os parâmetros da tabela 03 da seção 3.....	30
Figura 7 - (a) Modelo do transceptor OFDM puramente analógico, (b) e utilizando transformada de Fourier rápida inversa. ....	32
Figura 8 - Espectro OFDM com oito subportadoras ortogonais. ....	34
Figura 9 - (a) ISI entre dois símbolos OFDM; (b) Inserção do intervalo de guarda em dois símbolos OFDM.....	37
Figura 10 - Intervalo de guarda com prefixo cíclico.....	37
Figura 11 - Arquitetura de um transmissor/receptor OFDM com CP e equalizador de uma derivação (one-tap). ....	40
Figura 12 – CCDF para o PAPR do sinal OFDM com variáveis números de subportadoras. ....	41
Figura 13 - Arquitetura piloto tipo bloco, onde os círculos pretos indicam subportadoras com bits pilotos e os círculos brancos, as subportadoras com dados.....	43
Figura 14 - Arquitetura piloto comb type, onde os círculos pretos indicam subportadoras com bits pilotos e os círculos brancos, as subportadoras com dados. ....	44
Figura 15 - Arquitetura piloto tipo treliça, onde os círculos pretos indicam subportadoras com bits pilotos e os círculos brancos, as subportadoras com dados. ....	45
Figura 16 - Arquitetura do equalizador em modo de treinamento. ....	48
Figura 17 - Modelo do LED OSRAM Golden Dragon LW W5SM para diferentes parâmetros de k. ....	51

Figura 18 - Modelo do LED OSRAM Golden Dragon LA W57B, LY W57B para diferentes valores de k. ....	53
Figura 19 - Modelo do sistema OFDM + VLC, equalizador e outras funções utilizado na simulação do sistema.....	55
Figura 20 – Representação da localização das subportadoras com bits pilotos dentro do conjunto de subportadoras com dados. ....	56
Figura 21 – Representação da constelação 16-QAM.....	56
Figura 22 – Processo de obtenção de valores reais utilizando simetria Hermetiana ( $H$ e $H^*$ ) resultando em valores reais após a implementação da IFFT.....	57
Figura 23 - Sinal complexo com a inserção de zeros para evitar a radiação fora de banda. ....	58
Figura 24 – Sinal OFDM com variação no número de subportadoras (256, 512, 1024 e 2048).....	58
Figura 25 – a) – Padrão de intensidade Lambertiana de uma fonte LED padrão. b) – Resposta ao impulso do canal sem fio para um padrão de intensidade Lambertiana. ....	60
Figura 26 - Distribuição da SNR do sistema utilizando um LED com diagrama de radiação Lambertiano obtido de acordo com o modelo descrito na seção 2.1.2 da dissertação.....	60
Figura 27 – Representação das respostas das subportadoras através do canal, comparando com a resposta real $H = Y/X$ , resposta LLS e resposta do sistema proposto. ....	62
Figura 28 – Subportadoras pilotos de um símbolo OFDM de 256 subportadoras, onde foi utilizado como dimensão da janela o valor 3.....	62
Figura 29 - Diagrama de constelação do sistema sem equalização, representado pelos ‘*’ pretos, sistema com equalização de uma derivação e estimativa LLS, representado pelos ‘*’ vermelhos e sistema com equalização de uma derivação e estimativa proposta, representado pelos ‘*’ amarelos.....	64
Figura 30 - Cenário do ambiente referente aos parâmetros utilizados na tabela 06. 65	
Figura 31 - Resposta ao impulso do canal com três reflexões utilizando os parâmetros da tabela 06. ....	66
Figura 32 - Resposta ao impulso do canal com três reflexões utilizando os parâmetros da tabela 07. ....	67

Figura 33 - Resposta ao impulso do canal com três reflexões utilizando os parâmetros da tabela 08. ....	68
Figura 34 - Resposta ao impulso do canal com três reflexões utilizando os parâmetros da tabela 09. ....	69
Figura 35 – SNR x BER do cenário 01 simulado com modulações de 4/16 e 64-QAM, utilizando apenas a transformada rápida de Fourier, utilizando a LS e o método proposto (PROP).....	70
Figura 36 – SNR x BER do cenário 02 simulado com modulações de 4/16 e 64-QAM. ....	71
Figura 37 – SNR x BER do cenário 03 simulado com modulações de 4/16 e 64-QAM. ....	71
Figura 38 - SNR x BER do cenário 04 simulado com modulações de 4/16 e 64-QAM. ....	71
Figura 39 - Comparação dos valores obtidos de SNR na pesquisa com os valores obtidos em (ARNON, 2012). ....	73
Figura 40 - Comparação dos valores lineares obtidos na pesquisa com os valores obtidos por (DIMITROV, 2015).....	73
Figura 41 - SNR x BER simulado com modulação de 4-QAM com transmissor não linear com $k = 1$ e diferentes intensidades de corrente.....	75
Figura 42 - SNR x BER simulado com modulação de 16-QAM com transmissor não linear com $k = 1$ e diferentes intensidades de corrente. ....	75
Figura 43 - SNR x BER simulado com modulação de 4-QAM com transmissor não linear com $k = 3$ e diferentes intensidades de corrente. ....	76
Figura 44 - SNR x BER simulado com modulação de 4-QAM com transmissor não linear com $k = 50$ e diferentes intensidades de corrente. ....	76
Figura 45 - SNR x MSE simulado com modulações de 4/16/64-QAM com transmissor linear e não linear.....	77

## LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E ACRÔNIMOS

BER	<i>Bit Error Data</i> – Taxa média de erros
CCDF	<i>Complementary Cumulative Distribution Function</i> – Função de Distribuição Cumulativa Complementar
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i> – Multiplexação por Divisão de Frequência
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> – Transformada de Fourier Rápida
FOV	<i>Field Of View</i> – Campo de Visão
ICI	<i>Inter-Carrier Interference</i> – Interferência entre as subportadoras
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i> – Transformada de Fourier Rápida Inversa
ISI	<i>Interference Intersymbol</i> – Interferência Intersimbólica
LLS	<i>Least Squares Estimation Method</i> - Método de Estimativa dos Mínimos Quadrados Lineares
LOS	<i>Line-of-Sight</i> – Linha de Visada
NLOS	<i>Non-Line-of-Sight</i> – Sem Linha de Visada
OFMD	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> – Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais
PAPR	<i>Peak-to-Average Power Ratio</i> - Razão da Potência Máxima a Média
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i> - Modulação de Amplitude em Quadratura
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i> - Chaveamento de Mudança de Fase em Quadratura
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i> - Relação Sinal-Ruído
TOV	<i>Turn-On Voltage</i> - Tensão de Condução
VLC	<i>Visible Light Communication</i> - Comunicação por Luz Visível

## LISTA DE SÍMBOLOS

$\delta$	Função <i>Dirac</i>
$I_L$	Padrão de radiação característico de um LED
$P_{total}$	Potência total de emissão do LED
$I$	Intensidade óptica da fonte (LED)
$\varnothing$	Ângulo de emissão do transmissor em relação a superfície normal
$m$	Modo Lambertiano
$\theta$	Ângulo azimutal para cálculo da potência de emissão do LED
$\alpha$	Ângulo de recepção entre a normal da superfície do receptor e a linha de visada
$D$	Distância entre elemento transmissor e elemento receptor.
$A_r$	Área do receptor
$L_0$	Perda por caminho do canal LOS
$L_1$	Perda por caminho de primeira incidência
$L_2$	Primeira transmissão do elemento refletor
$L_{total}$	Perda por caminho total
$A_{room}$	Área do elemento refletor
$A_{eff}$	Área efetiva de recepção
$T_s$	Média de sinal sobre o filtro
$g$	Ganho do concentrador
$\Psi$	FOV do concentrador
$n$	Índice de refração
$H_{los}$	Ganho DC
$H_{l_1}$	Ganho de primeira reflexão
$\rho$	Coefficiente de reflexão
$P_r$	Potência óptica recebida total
$R$	Responsividade do fotodetector
$q$	Carga elétrica
$B$	Banda do amplificador
$P_{amb}$	Potência da luz ambiente de fundo
$f_k$	Frequência da portadora
$n_a$	Número de amostras
$T_{si}$	Intervalo de amostragem
$T_g$	Intervalo de guarda
$T_{sub}$	Intervalo entre subportadoras
$T_{sym}$	Duração do símbolo OFDM

## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>14</b>
1.2 ESTADO DA ARTE .....	15
1.3 MOTIVAÇÕES .....	17
1.4 OBJETIVOS .....	18
1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO.....	19
<b>2 FUNDAMENTOS SOBRE SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO POR LUZ VISÍVEL</b> .....	<b>20</b>
<b>2.1 VLC – COMUNICAÇÃO POR LUZ VISÍVEL.....</b>	<b>20</b>
2.1.1 Modelo do Sistema VLC.....	21
2.1.2 Análise da SNR .....	28
<b>2.2 OFDM - ORTHOGONAL FREQUENCY-DIVISION MULTIPLEXING .....</b>	<b>30</b>
2.2.1 Fundamentos.....	31
2.2.2 Modelamento matemático .....	32
2.2.3 IFFT e FFT .....	34
2.2.4 Intervalo de guarda.....	35
2.2.5 (PAPR) – Razão de potência média a máxima .....	40
2.2.6 Estimativa do Canal.....	42
2.2.7 Padrão Piloto .....	43
2.2.8 Equalização.....	46
<b>2.3 NÃO LINEARIDADE DO LED.....</b>	<b>51</b>
<b>3 SIMULAÇÕES E RESULTADOS.....</b>	<b>54</b>
<b>4 CONCLUSÃO.....</b>	<b>78</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>79</b>

## 1 INTRODUÇÃO

A procura por sistemas de transmissão sem fio de alta velocidade, vem aumentando exponencialmente nos últimos anos, isso graças ao desenvolvimento acelerado de dispositivos móveis e serviços fornecidos sobre redes sem fio (LI et al., 2016).

O sistema de comunicação sem fio óptico VLC (*Visible Light Communication*), possui como característica uma grande largura de banda e finalidade de transmitir informações utilizando modulação da luz, no intervalo do espectro da luz visível de 400 – 700nm utilizada para iluminação (ARNON et al., 2012; IEEE, 2011). O atrativo em VLC aumentou rapidamente com as novas pesquisas e avanços dos Diodos Emissores de Luz LEDs (*Light-Emitting Diodes*) de alta potência operando no espectro da luz visível. O incentivo da utilização dos LEDs de iluminação para transmitir informação, refere-se a economia de energia, e simultaneamente a utilização da tecnologia “green” em analogia à Rádio Frequência RF (*Radio Frequency*), uma vez que usa a estrutura já existente de iluminação, para transmitir informação (ARNON, 2015).

Os componentes eletro-ópticos necessários para o funcionamento do sistema VLC são: diodo emissor de luz com funcionalidade de converter os sinais elétricos em sinais ópticos no sistema de transmissão, e um fotodiodo com funcionalidade de converter os sinais ópticos em sinais elétricos. O VLC oferece espectro não regulamentado na faixa de 400THz – 800THz o que equivale ao espectro de luz visível iniciando na cor vermelha de 625nm até a violeta de 375nm, diferente dos sistemas de RF em que sua faixa de operação é de 3KHz – 300GHz, o que consiste em cerca de 10.000 vezes maior que a banda da RF. Os principais benefícios do VLC são: alta largura de banda, espectro não regulamentado, a não interferência com sistemas que utilizam aplicações baseadas em ondas eletromagnéticas e baixo custo de implementação (SILVA et al., 2017).

## 1.2 ESTADO DA ARTE

Em 1880 Alexander Graham Bell e seu assistente, Summer Tainter, apresentaram um notável avanço na tecnologia de comunicação óptica, chamada posteriormente de “o fotofone” (HUTT et al., 1993). Eles transmitiram uma mensagem telefônica a uma distância de 213 metros através do “fotofone”, cujo princípio de funcionamento baseava-se na utilização da luz solar como portadora, e modulada pelas vibrações das ondas sonoras que eram convertidas por um espelho com funcionalidade de transmissor. O sinal recebido pelo receptor era capturado por um espelho parabólico com células de selênio fotocondutivo e convertido em vibrações sonoras. Mesmo sendo um sucesso a execução do experimento, o sistema VLC só foi implementado após a evolução de um sistema apropriado para esta finalidade.

Antecedente ao ano de 1990, pela falta de eficiência dos LEDs emissores de luz nos comprimentos de onda verde e azul, não houve possibilidade de obter-se LEDs emissores de luz branca. Posterior ao ano de 1990 com a obtenção dos LEDs verde (baseados em GaP) e azul (baseados em InGaN), ocorreu a possibilidade de criação de LEDs emissores de luz branca baseados na mistura das cores primárias, azul, verde e vermelha. Com o método de obtenção de emissores de luz branca obtêm-se uma elevada largura de banda de modulação do LED, tornando-o adequados para transmissões em altas taxas (HELD., 2009).

Em 2000 uma equipe de pesquisadores coordenada por Yuichi Tanaka, da Universidade Keio do Japão, propôs a construção de uma rede de acesso em casas utilizando o LED branco para a iluminação do ambiente e para comunicação. A ideia foi rapidamente nutrida por rápidas pesquisas, principalmente no Japão, de modo a criar comunicações com altas taxas de transmissão através da luz visível, o que deu origem em 2003 ao Consórcio de comunicações de Luz Visível VLCC (*Visible Light Communications Consortium*) (PATHAK et al., 2015).

Em 2007 o VLCC propôs dois padrões conhecidos como Padrão de Sistema de Comunicação de Luz Visível (*Visible Light Communication System Standard*) e Padrão de Sistema ID de Luz Visível (*Visible Light ID System Standard*), padrões estes mais tarde reconhecidos pela Associação das Indústrias de Eletrônica e Tecnologia da Informação do Japão JEITA (*Japan Electronics and Information Technology Industries Association*) (JEITA, 2019).



Posteriormente em 2009 a VLCC inseriu e adequou a camada física do sistema utilizada em infravermelho da Associação Internacional de Dados Infravermelhos IrDA (*International Infrared Data Association*) (IrDA, 2019).

Em 2011 foi estabelecido o primeiro padrão IEEE para VLC sob a forma de IEEE 802.15.7 (IEEE, 2011), que inclui a camada de ligação e as especificações de projeto da camada física.

Em 2013 Ahmad Helmi Azhar e sua equipe demonstraram um experimento de comunicação de luz visível sem fio em ambientes fechados com taxa de transmissão de 1Gb/s utilizando quatro LEDs brancos, técnica de Múltiplas Entradas Múltiplas saídas (MIMO - *Multiple Input Multiple Output*) e OFDM com uma taxa média de erro de bit (BER - *Bit Error Rate*) de  $10^{-3}$  (AZHAR, 2013).

Em 2016 Ricardo X. G. Ferreira, utilizando micro-LEDs com largura de banda de 800MHz, esquemas de modulação de *ON-OFF-keying*, modulação por amplitude de pulso PAM (*Pulse-Amplitude Modulation*) e OFDM atingiu taxas de 1.7, 3.4 e 5Gb/s respectivamente com BER de  $10^{-3}$ , transmitindo no espaço livre (FERREIRA et al., 2016).

Ainda em 2016 Hyunchoe Chun, atingiu taxas maiores que 10Gb/s utilizando LEDs compostos pelas cores vermelho, verde e azul RGB (*Red, Green and Blue*) juntamente com as técnicas de multiplexação por divisão de comprimentos de onda WDM (*Wavelength Division Multiplexed*) e OFDM com BER de  $10^{-3}$  (CHUN et al., 2016).

Em 2017 Juan Carlos Estrada Jiménez apresentou um trabalho, cujo objetivo principal foi a inserção de técnicas que permitissem uma melhor relação sinal ruído (SNR) x (BER) no canal para, teoricamente, obter aumento das taxas de dados do sistema. Seu estudo apresentou uma técnica de estimativa de canal através da sobreposição dos bits pilotos, de modo a obter melhor eficiência do sistema, atingindo com sua pesquisa uma BER de  $10^{-4}$  com uma SNR de 35 dB (JIMÉNEZ et al., 2017).

Ainda em 2017 Suseela Vappangi, apresentou as vantagens da utilização da técnica de Multiplexação Ortogonal Rápida por Divisão de Frequência Ótica FOOFDM (*Fast Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), comparada com a técnica óptica OFDM polarizada, CC DCO-OFDM (*DC Biased Optical OFDM*), obtendo respostas de BER de  $10^{-4}$  com SNR de 30 dB (VAPPANGI et al., 2017).

**Tabela 01: Evolução histórica do VLC.**

<b>Data</b>	<b>Resultados</b>
1880	Invenção do fofone (HUTT at el., 1993).
Anterior à 1990	Criação de LEDs vermelho (HELD., 2009).
Posterior á 1990	Criação de LEDs azul e verde (HELD., 2009).
2000	Criação de uma rede de acesso interna (PATHAK et al., 2015).
2003	Criação do VLCC (PATHAK et al., 2015).
2007	Proposta dos padrões VLC <i>Standard</i> e VLID <i>System Standard</i> (JEITA, 2019).
2009	Adequação da camada física a IrDA (IrDA. 2019).
2011	Estabelecimento do padrão IEEE 802.15.7 (IEEE, 2011).
2013	Taxa de transmissão de 1Gb/s (AZHAR, 2013).
2016	Taxas de transmissão de 1.7, 3.4 e 5Gb/s (FERREIRA et al., 2016).
2016	Taxas de transmissão maiores que 10Gb/s (CHUN et al., 2016).
2017	BER de $10^{-4}$ com SNR de 35 dB (JIMÉNEZ at al., 2017).
2017	BER de $10^{-4}$ com SNR de 30 dB (VAPPANGI at al., 2017).

**Fonte: Autoria própria.**

### 1.3 MOTIVAÇÕES

Uma das motivações para esse trabalho é o estudo de técnicas que, incorporadas ao VLC, apresentam melhora no desempenho do sistema, com o intuito de fornecer subsídios para a simulação em sistemas práticos, com foco principal na utilização de multiplexação OFDM. Outras técnicas como OOK (*On-off Keying*), VPPM (*Variable Pulse-Position Modulation*), CSK – (*Color Shift Keying*), entre outras, possuem limitações que são consideradas cruciais para o desempenho do sistema, como o caso da OOK e VPPM que possui baixa eficiência espectral e a CSK, que não pode ser utilizada em sistemas de LED azul com camada de fosforo, sendo necessário a utilização de LEDs RGB além de grande complexibilidade na estrutura do circuito. Já o OFDM além de possuir alta eficiência espectral ele minimiza os efeitos da dispersão do canal.

Além disso, outra motivação da pesquisa consiste na elaboração de um algoritmo para a simulação de sistemas VLC utilizando OFDM em ambientes internos com diferentes dimensões. O algoritmo é aplicável para diferentes cenários, com variações de parâmetros do OFDM, para o estudo do desempenho deste sistema através da relação SNR x BER.

Além da capacidade de simulação, uma das principais finalidades do algoritmo é a implementação e comparação de técnicas utilizadas na equalização de sistemas que empregam a técnica OFDM. No decorrer do vigente trabalho, a razão para utilização de técnicas diferentes e as dificuldades de implementação serão apresentadas.

#### 1.4 OBJETIVOS

Este trabalho tem por objetivo avaliar o desempenho de sistemas VLC que empregam a técnica OFDM através da relação SNR x BER. A análise e comparação dos resultados permite identificar a operabilidade do sistema em taxas aceitáveis de BER, em diferentes ambientes internos.

Para tal, os seguintes objetivos específicos foram definidos.

- Adaptar um modelo OFDM para a utilização nas simulações dos sistemas VLC;
- Simular a resposta ao impulso do canal VLC em diferentes dimensões de ambientes internos;
- Desenvolver um novo modelo de equalizador para compará-lo aos métodos convencionais utilizados na equalização do sistema com OFDM e VLC.
- Analisar o efeito da variação dos parâmetros principais do OFDM e canal VLC.
- Introduzir um modelo não linear de LED para simular de forma mais realista seu comportamento em sistemas práticos.
- Avaliar cada simulação obtida para cada configuração de sistema utilizado.

## 1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO

Dividido em quatro capítulos, o vigente estudo primeiramente apresenta as motivações e objetivos do trabalho, além do estado da arte de experimentos e simulações em sistemas VLC utilizando multiplexação OFDM.

Em seguida, o segundo capítulo apresenta a revisão bibliográfica sobre VLC seguido da revisão do OFDM e finalizando com a revisão do modelo não linear de um transmissor.

Posteriormente, no terceiro capítulo os materiais e métodos são descritos e apresentados retratando a parte experimental do estudo, apresentando as simulações de diferentes cenários e métodos utilizados no desempenho dos sistemas VLC com OFDM.

Finalmente, o quarto capítulo descreve as conclusões obtidas e sugestões para trabalhos futuros.

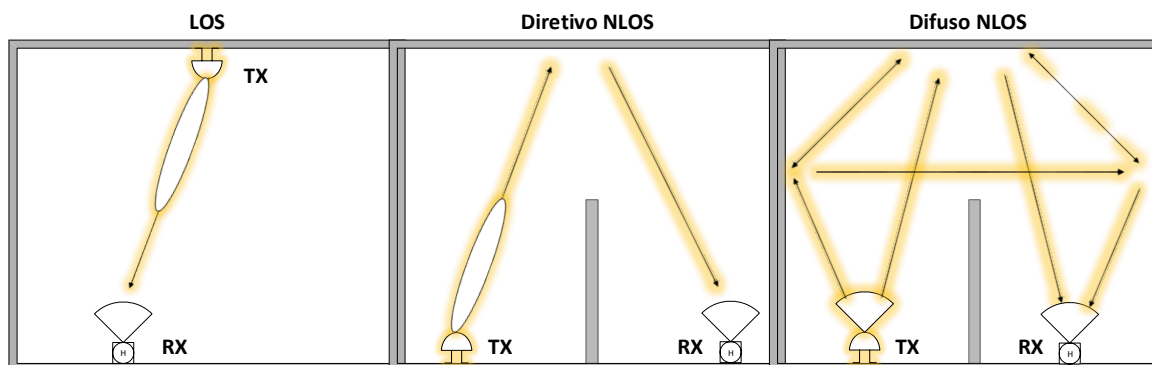
## 2 FUNDAMENTOS SOBRE SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO POR LUZ VISÍVEL

### 2.1 VLC – COMUNICAÇÃO POR LUZ VISÍVEL

Os enlaces VLC utilizados em ambientes internos, podem ser classificados como com linha de visada LOS (*Line-of-Sight*), que é caracterizada por um canal onde transmissor e receptor possuem uma visada sem qualquer obstáculos entre eles e sem reflexões, diretivo sem linha de visada NLOS (*Non-Line-of-Sight*), que é caracterizado por um canal onde, entre, o transmissor e o receptor existam obstáculos que interferem na visada entre eles, com a geração de apenas uma reflexão e difuso sem linha de visada NLOS, que é caracterizado por um canal com reflexões que chegam ao receptor com diferentes atrasos, conforme pode-se observar na figura 1. O link LOS é considerado uma comunicação elementar, porém de grande importância na análise do sistema.

Dessa maneira, um modelo padrão do canal LOS é fundamental para compreender a característica do canal e testar diferentes especificações necessárias para otimizar o design do sistema. A resposta ideal ao impulso referente ao canal LOS é basicamente uma função delta atrasada e escalonada no domínio do tempo  $y[n] = x[n] * \delta[n - N]$ , que representa a atenuação da amplitude do sinal transmitido. Dessa maneira, a perda de caminho corresponde a um fator fundamental, que será resultado dos fatores fotométricos aplicados principalmente para definição da característica de iluminação do LED (CUI et al., 2010).

**Figura 1 - Classificação de enlaces simples de comunicação sem fio óptica, de acordo com sua direcionalidade entre os componentes de transmissão e recepção.**



Fonte: Autoria própria.

Baseado nas características do canal de comunicação e nas fontes de ruído presentes em sistemas VLC utilizados em ambientes internos, o fotodetector ideal, o pré-amplificador elétrico e o circuito equivalente de pós equalização necessita ser projetados de modo a maximizar a SNR e reduzir a probabilidade de erro (CUI et al., 2010).

Este capítulo inicia com a fundamentação do modelo do sistema VLC utilizado na pesquisa, abordando os modelos de canais, modelo do transmissor e o modelo do receptor e uma breve análise da relação sinal ruído (SNR) do sistema utilizado.

### 2.1.1 Modelo do Sistema VLC

#### *Transmissor*

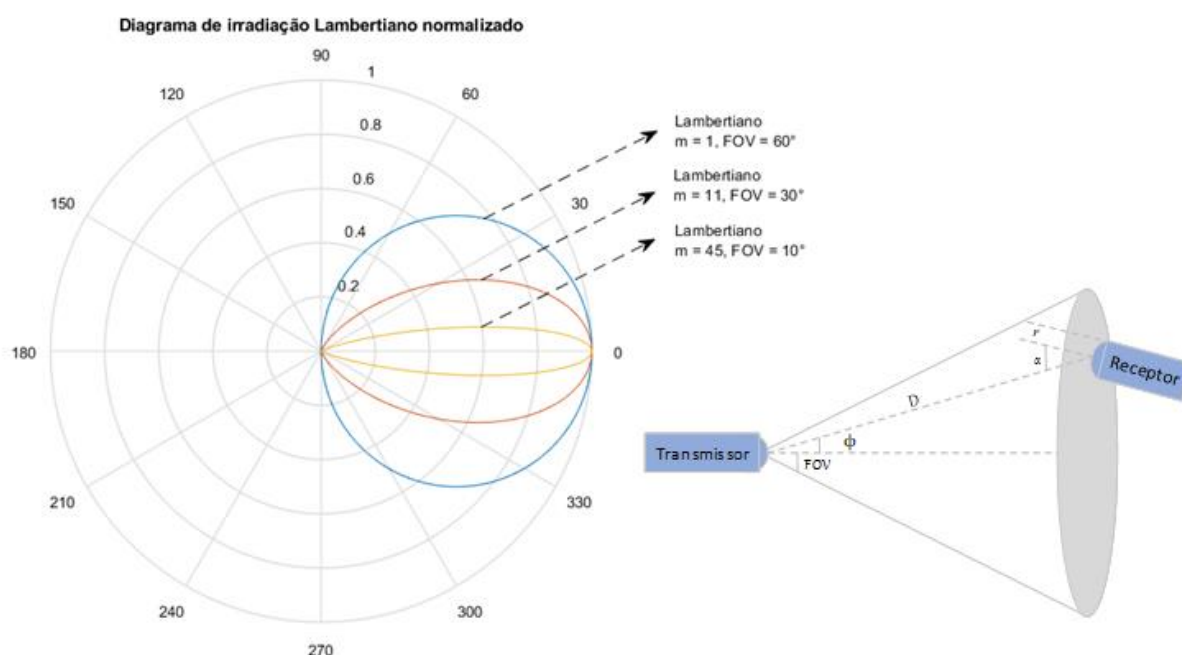
O diodo emissor de luz (LED), a principal fonte de transmissão do sistema VLC, possui como características básicas para o sistema o diagrama de radiação, a resposta espectral óptica, as propriedades de transferência E/O e a largura de banda de modulação elétrica. Este trabalho apresenta apenas o diagrama de radiação, o qual é de suma importância para o desenvolvimento da pesquisa.

O padrão de radiação característico de um único LED planar utiliza um modelo de emissão Lambertiano conforme figura 2 (GFELLER et al., 1979), (KAHN et al., 1997) caracterizado pelo parâmetro  $m$ :

$$m = \ln(2)/\ln(\cos(FOV)) \quad (2.1)$$

A intensidade óptica Lambertiana distribuída é normalizada de maneira que sua integração sobre um hemisfério resulte no valor de potência total,  $P_{total}$ , emitida pela fonte. O valor do modo é a medida referente a diretividade da distribuição da intensidade óptica (HRANILOVIC, 2005).

**Figura 2 - Padrão de radiação Lambertiano normalizado no plano polar, com ilustração de FOVs de  $\pm$  (10,20 e 60°) e modelo de cenário do canal LOS.**



Fonte: Autoria própria.

O padrão de radiação Lambertiano depende do seu Campo de Visão (FOV - Field Of View), definido como ângulo envolvendo os pontos do diagrama de radiação em que a diretividade do lóbulo é reduzida em 50%. Usualmente o FOV é estabelecido através do semi-ângulo entre os pontos que determinam a diretividade máxima e a diretividade em 50%,  $\theta_{FOV,TX}$  (DIMITROV et al., 2015). Diferentes FOVs podem ser observados na figura 2. Verifica-se que quanto menor for o valor do FOV, maior a diretividade da fonte, isso implica em uma maior concentração de energia no elemento receptor, o que pode ser um fator crítico para o enlace, já que facilmente pode ser bloqueado, além de impedir a mobilidade do usuário. Já um FOV maior, implica em uma distribuição de energia distribuída em todo o ambiente, o que torna o enlace mais

robusto a obstruções e possibilita a mobilidade do usuário, porém requer o emprego de técnicas mais robustas de comunicação (DIMITROV et al., 2015).

### *Canal óptico sem fio*

Para realizar a caracterização do sistema estudado é necessário um modelo matemático para o canal baseado no princípio físico e nas características dominantes dele, de modo a permanecer simples o suficiente para a possibilidade da análise (HRANILOVIC, 2005). O Canal foi caracterizado como um sistema linear, invariante no tempo e sem memória por (KAHN et al., 1997). A técnica mais comum para utilização no canal óptico sem fio é a modulação de intensidade e detecção direta (IM/DD), onde a intensidade de corrente é proporcional à integral da potência óptica que incide sobre toda a área do fotodiodo. Como o comprimento de onda é milhares de vezes menor que a área do fotodiodo, pode-se considerar o sistema como sendo um sistema com diversidade de espaço. Essa afirmação é importante para a caracterização do canal como um canal com desvanecimento lento (DIMITROV et al., 2015), devido ao seu tempo de coerência ser maior que o tempo de símbolo ( $T_0 > T_{sym}$ ) do sistema.

Para sistemas ópticos sem fio aplicados em ambientes internos onde a iluminação de fundo é alta, o ruído de disparo no fotodetector pode ser representado por um ruído branco gaussiano (AWGN) (RAMIREZ-INIGUEZ et al., 2008).

O canal de comunicação óptico sem fio interno pode ser representado pelo seguinte padrão de tempo contínuo para um enlace ruidoso.

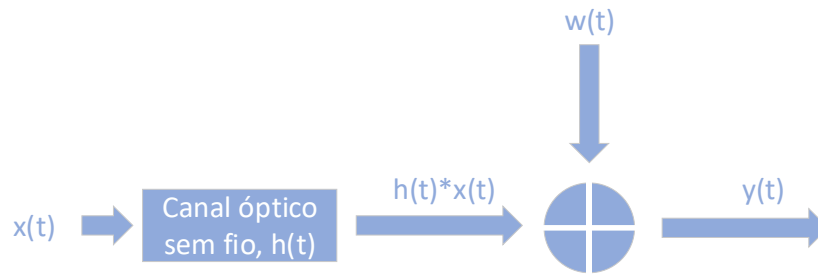
$$y(t) = h(t) * x(t) + w(t) \quad (2.2)$$

onde  $y(t)$  representa o sinal recebido distorcido proveniente do sinal transmitido,  $x(t)$  representa o sinal transmitido,  $h(t)$  representa a resposta ao impulso do canal e  $w(t)$  é o ruído AWGN no receptor. O diagrama de blocos de um enlace óptico sem fio é apresentado na figura 3.

Os modelos de canais ópticos sem fio são caracterizados pela intensidade relativa de sinal recebida no receptor (LOS e NLOS) e classificados conforme sua diretividade, sendo diretivo ou não diretivo (DIMITROV et al., 2015).



Figura 3 - Diagrama do enlace do canal óptico sem fio no domínio do tempo. Incluindo o LED, o canal sem fio óptico dispersivo e o AWGN.



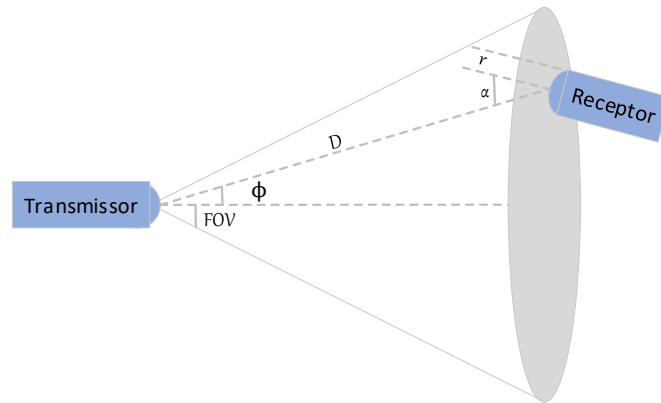
Fonte: Autoria própria.

O canal LOS conhecido também como canal de ganho DC, possui caminho direto entre o transmissor e o receptor e é apresentado na figura 4, em que  $D$  corresponde a distância do transmissor para o receptor (linha de visada),  $r$  o raio da área efetiva do receptor,  $\alpha$  representa o ângulo de recepção entre a normal da superfície do receptor e a linha de visada,  $\phi$  representa o ângulo de emissão do transmissor em relação a superfície normal, considerando a geometria apresentada na figura 4. Supondo um transmissor com padrão de emissão Lambertiano, um receptor localizado a uma distância  $D$  e ângulo  $\phi$  do transmissor com a normal, a perda por caminho do canal LOS de uma fonte Lambertiana, sem a adição de filtros e ganho no receptor, será dada por (KAHN et al., 1997):

$$L_0 \approx \frac{(m+1)A_r}{2\pi D^2} \cos\alpha \cos^m(\phi) \quad (2.3)$$

Esse conceito é importante para o conhecimento das características dominantes do canal.

Figura 4 - Modelo do cenário de um canal LOS entre transmissor e receptor.



Fonte: Autoria própria.

Os links NLOS utilizam o fato de que uma grande variedade de materiais utilizados nas construções de ambientes internos são eficientes refletores difusos. A maioria dos materiais de construção, com exceção do vidro, são considerados refletos Lambertianos aproximados, isto significa dizer que os refletos irradiam luz com uma potência por unidade de ângulo sólido proporcional ao cosseno do ângulo em relação à normal, independente do ângulo de incidência (KAHN et al., 1997).

Considerando a geometria apresentada na figura 5, supondo um transmissor com padrão de emissão Lambertiano, superfícies refletoras e  $k$  reflexões, a perda por múltiplos caminhos é dada por (2.4), onde  $L_1$  refere-se à primeira incidência no elemento refletor e  $L_2$  à primeira transmissão do elemento refletor, dado que a primeira reflexão do canal será  $L = L_1 L_2$ :

$$L_{total} \approx (L_1 L_2 \dots L_{k+1}) \quad (2.4)$$

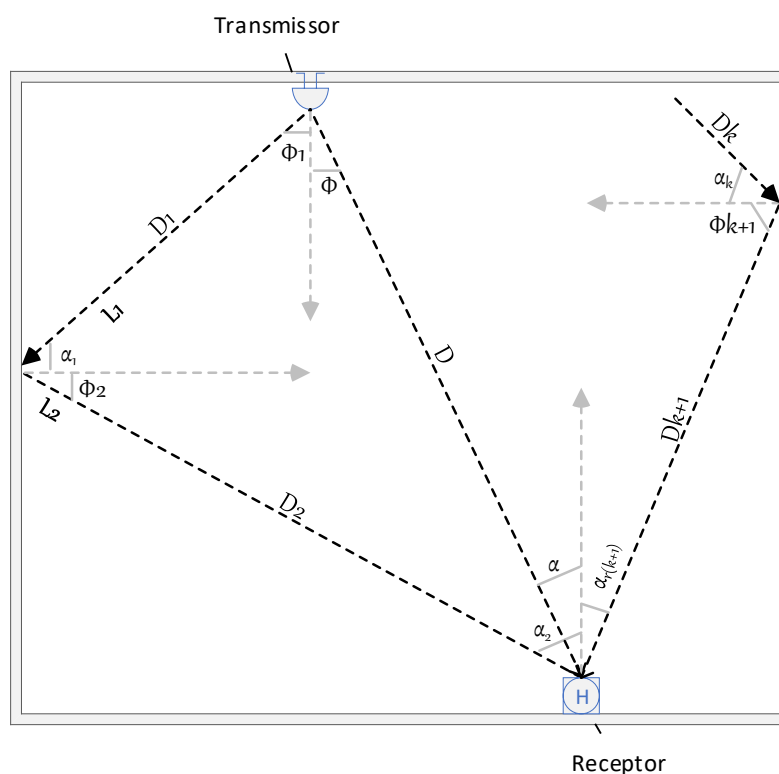
onde

$$L_1 \approx \frac{(m+1)A_{room}}{2\pi D_1^2} \cos \alpha_1 \cos^m(\phi_1)$$

$$L_2 \approx \frac{A_{room}}{D_2^2} \cos \alpha_2 \cos \phi_2$$

$$L_{(k+1)} \approx \frac{A_r}{D_{(k+1)}^2} \cos \alpha_{(k+1)} \cos \phi_{(k+1)}$$

Figura 5 - Modelo do cenário de um canal NLOS.



Fonte: Autoria própria.

Além da variação na potência recebida do sinal, a propagação devido a múltiplos caminhos resulta na variação do tempo do sinal recebido. Essa variação ocorre pela alteração nos valores referente as distâncias entre o transmissor, refletores e receptor. O atraso do canal está relacionado a largura de banda do canal. Pohl (2000, p.299) apresentou a variação de potências em ambientes com variadas refletividades, demonstrando que a largura de banda do canal é aproximadamente inversa à potência recebida. Isso implica dizer que em ambientes com alta refletividade a potência de recepção de múltiplos caminhos é alta o que proporciona uma baixa largura do canal. Já em ambientes com baixa refletividade a potência de recepção de múltiplos caminhos é baixa, o que leva a uma elevada largura de banda.

### Receptor

Um dispositivo receptor detecta a potência óptica de maneira proporcional a área efetiva da coleta de luz. O aumento da área do fotodiodo implica na diminuição da largura de banda do receptor e aumento do ruído. Dessa maneira, é interessante

a inserção de um concentrador óptico de modo a aumentar a área efetiva de recepção. Desprezando as perdas por reflexões, um detector simples obtém uma área efetiva de recepção do sinal de

$$A_{eff}^{bare}(\alpha) = \begin{cases} A_r \cos\alpha, & 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} \\ 0, & \alpha > \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (2.5)$$

onde  $A_r$  é a dimensão da área do detector e  $\alpha$  é o ângulo de incidência com a normal ao eixo do receptor. Implementando um concentrador e um filtro na equação (2.5), o valor da área efetiva de recepção do sinal é dado por

$$A_{eff}(\alpha) = \begin{cases} A_r T_s(\alpha) g(\alpha) \cos\alpha, & 0 \leq \alpha \leq \Psi_c \\ 0, & \theta > \Psi_c \end{cases} \quad (2.6)$$

onde  $T_s$  representa uma média de sinal sobre o filtro de transmissão em diferentes comprimentos de ondas,  $g(\alpha)$  representa o ganho do concentrador e  $\Psi_c$  é o FOV do concentrador, geralmente expresso por  $\Psi_c \leq \pi/2$ . Um concentrador ideal, que possui índice de refração  $n$ , alcança um ganho de (NING at el., 1987).

$$g(\alpha) = \begin{cases} \frac{n^2}{\sin^2 \Psi_c}, & 0 \leq \alpha \leq \Psi_c \\ 0, & \alpha > \Psi_c \end{cases} \quad (2.7)$$

Quando o FOV da equação 2.7 é reduzido, ocorre um aumento de ganho (KAHN at el., 1997). A dimensão para sistemas VLC *indoor* é consideravelmente curto, e dessa maneira, os efeitos referentes a atenuação devido a absorção e ao espalhamento são considerados muito baixos, mas não devem ser desprezados. Pressupondo um enlace VLC com uma fonte Lambertiana, perda de caminho LOS conforme (2.3), um receptor com filtro óptico passa-faixa de transmissão  $T_s(\Psi)$  e um concentrador de ganho  $g(\Psi)$ , o ganho DC referente a um receptor que está localizado a uma distância  $D$  e ângulo  $\alpha$  com relação a uma fonte transmissora, conforme mostra a figura 5, pode ser aproximado por (GFELLER at el., 1979)

$$H_{los}(0) = \begin{cases} \frac{A_r(m+1)}{2\pi D^2} \cos^m(\phi) T_s(\Psi) g(\Psi) \cos\alpha, & 0 \leq \alpha \leq \Psi_c, \\ 0, & \text{De outra maneira} \end{cases} \quad (2.8)$$

De maneira semelhante, um canal NLOS, com uma fonte Lambertiana, perda de caminho NLOS de primeira reflexão, conforme (2.4), um receptor com filtro óptico passa-faixa de transmissão  $T_s(\Psi)$  e um concentrador de ganho  $g(\Psi)$ , um material com coeficiente de reflexão  $\rho$ , o ganho referente a um receptor que está localizado a uma distância  $(D_1 + D_2)$  e ângulo  $\alpha_2$  com relação a uma fonte transmissora, conforme a figura 5, pode ser aproximado por

$$H_{l_1}(1) = \begin{cases} \frac{A_{room} A_r \rho (m+1)}{2\pi(D_1^2 + D_2^2)} \cos^m(\phi_1) \cos(\alpha_1) \cos(\phi_2) T_s(\Psi) g(\Psi) \cos\alpha_2, & 0 \leq \alpha \leq \Psi_c, \\ 0, & \text{De outra maneira} \end{cases}$$

onde,  $A_{room}$  é a área infinitesimal  $dA$  adotada para o elemento refletor,  $\phi_1$  é o ângulo do transmissor à normal em direção ao primeiro refletor,  $\alpha_1$  é o ângulo de recepção do refletor com a normal,  $\phi_2$  é o ângulo de transmissão do refletor com a normal e  $\alpha_2$  é o ângulo de recepção do receptor com a normal em direção ao refletor.

A potência ótica recebida,  $P_r$ , devido a uma potência ótica transmitida,  $P_t$ , é dada por

$$P_r = (H(0) + H(1) + \dots H(k)). P_t \quad (2.9)$$

### 2.1.2 Análise da SNR

Em enlaces óticos internos utilizando luz visível existem três principais fontes de ruídos, são elas: (1) ruído de luz ambiente correspondente a radiação solar provinda de janelas, portas e ruído proveniente de outras fontes de iluminação como lâmpadas dos diversos tipos, (2) ruído quântico, ocorrido no fotodetector proveniente do sinal e a luz ambiente e (3) ruído térmico no fotodetector. O ruído devido à luz ambiente é considerado uma interferência DC, que pode ser suavizado através da implementação de um filtro elétrico passa-alta no receptor (PATHAK, et al., 2015).

A relação sinal – ruído (SNR) elétrica pode ser expresso em termos da responsividade do fotodetector  $R$ , potência de recepção ótica  $P_r$  e variância de ruído  $\sigma_{shot}^2$  e  $\sigma_{thermal}^2$  dado por (GHASSEMLOOY et al., 2013)

$$SNR = \left(\frac{1}{2}\right) \frac{(RP_r)^2}{\sigma_{shot}^2 + \sigma_{thermal}^2} \quad (2.10)$$

A variância que expressa a contribuição do ruído quântico é dada por (KOMINE et al., 2004),

$$\sigma_{shot}^2 = 2qRB(P_r + P_{amb}) \quad (2.11)$$

onde  $\sigma_{shot}^2$  diferentemente dos sistemas de RF, na ótica é função da potência recebida pelo sistema.

A fonte de ruído predominante no canal ótico sem fio corresponde a luz ambiente de fundo representado por  $P_{amb}$ .  $B$  é a banda de operação do amplificador do circuito de recepção e  $q$  o valor da carga elétrica. De maneira a reduzir o impacto da luz ambiente, filtros óticos podem ser utilizados para atenuar as componentes da luz visível, porém, mesmo após a filtragem ótica, a potência ótica proveniente da luz ambiente é alta. Em uma abordagem em que a contribuição do ruído quântico é muito maior que a do térmico, tem-se (HRANILOVIC, 2005).

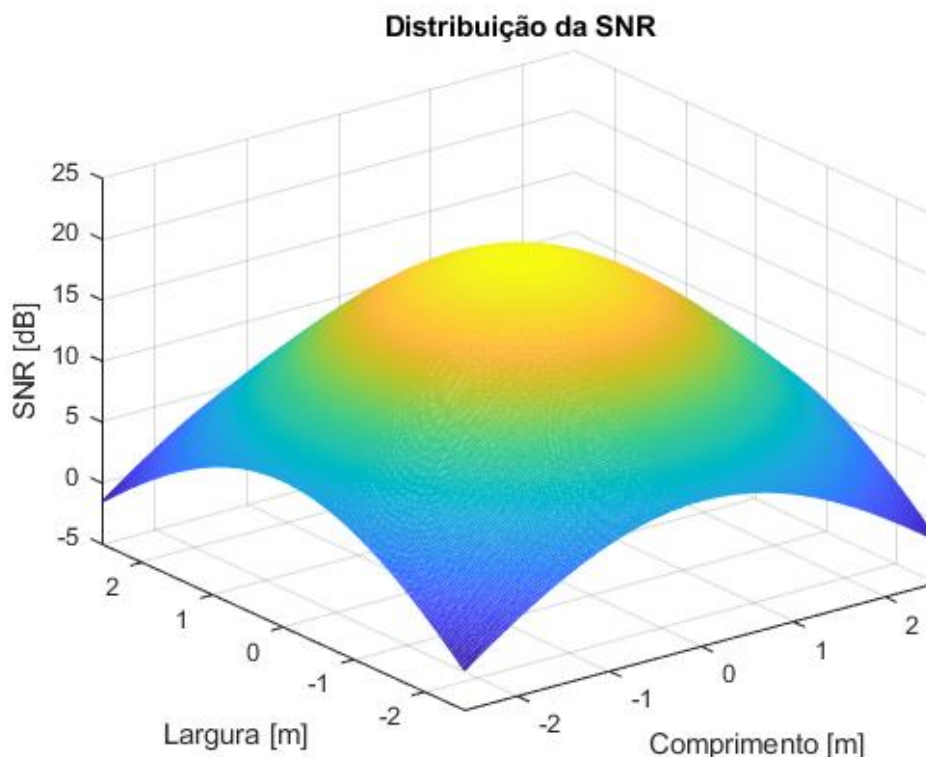
$$\sigma_{shot}^2 \gg \sigma_{thermal}^2 \quad (2.12)$$

Substituindo as equações 2.11 e 2.12 em 2.10, obtém-se

$$SNR = \frac{(RP_r)^2}{4q(P_r + P_{amb})B} \quad (2.13)$$

A distribuição da SNR utilizando a equação 2.13 é representada na figura 06, onde os parâmetros utilizados para a representação da distribuição da SNR estão especificados na tabela 03.

Figura 6 - Distribuição do SNR de um sistema VLC em um ambiente interno, com o transmissor localizado no centro do teto utilizando os parâmetros da tabela 03 da seção 3.



Fonte: Autoria própria.

Uma alta variação de SNR em um ambiente *indoor* é capaz de diminuir significativamente a performance do sistema. Essa alta variação de SNR pode ser ocasionada não apenas pela distância do transmissor para o receptor, mas pela incidência de maneira não normal dos feixes de luz do transmissor para o receptor (ARNON, 2015).

## 2.2 OFDM - ORTHOGONAL FREQUENCY-DIVISION MULTIPLEXING

A proposição da técnica de multiplexação por divisão de frequências ortogonais OFDM – (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) ocorreu em meados dos anos de 1958 (MOSIER at el., 1958). A definição de transmissão de dados de maneira paralela e Multiplexação por Divisão de Frequência (FDM - *Frequency Division Multiplexing*) foi proposto por (CHANG at el., 1966) e (SALTZBERG, 1967) na década de 1960. Em 1970, uma patente foi concedida nos Estados Unidos. A

proposta da técnica era utilizar transmissão de dados paralelos e FDM com subcanais sobrepostos para proporcionar benefícios relevantes em termos de equalização simplificada, robustez à distorção de múltiplos caminhos e maior eficiência espectral (ZOU at el., 1995). Somente no início dos anos 90 os avanços de *hardware* para Processamento Digital de Sinal (DSP - *Digital Signal Processing*) tornaram o OFDM uma opção viável para utilização em sistemas sem fio através da utilização de (FFT - *Fast Fourier Transform*). Recentemente o OFDM é utilizado para transmissões de áudio digital (DAB), transmissão de vídeo digital (DVB), redes locais sem fio (LANs) (IEEE 802.11a, IEEE 802.11g), Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL), Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMax), Visible Light Communication (VLC) (JIANG at el., 2010), 4G Long Term Evolution (LTE) e 5G.

O OFDM é um sistema de transmissão paralelo, onde uma sequência de dados em série com alta taxa é segmentada em grupos de baixa taxa, sendo cada grupo modulado em uma subportadora separada (FDM). Desta forma, a largura de banda das subportadoras torna-se reduzida em comparação com a largura de coerência do canal; ou seja, as subportadoras individuais operam com desvanecimento plano, o que possibilita uma equalização simples. Isso ocorre devido ao período longo do símbolo quando relacionado com o atraso do canal dispersivo no tempo (PRASAD, 2004).

### 2.2.1 Fundamentos

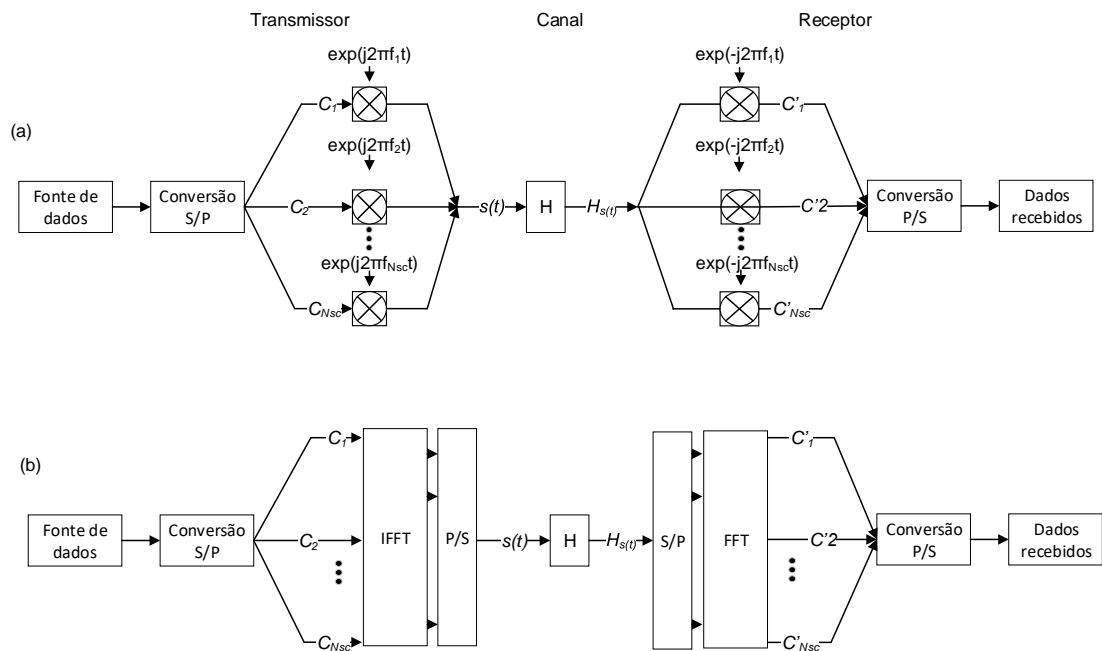
O OFDM é considerado como um caso especial do sistema de Modulação de Multi-Portadoras (MCM - *Multicarrier Modulation*), que se baseia no princípio da transmissão de informação (dados) através da utilização de um número elevado de subportadoras, com baixa taxa de transmissão em cada uma delas (SHIEH at el., 2010). Uma das desvantagens da MCM refere-se à implementação em *hardware* do sistema, onde há necessidade de um número elevado de Osciladores Locais (LO - *Local Oscillators*) o que o torna inviável, além de uma largura de banda excessiva. Assim uma nova arquitetura foi investigada, a OFDM, que trata de um esquema de modulação com características para operar em altas taxas de transmissão em ambientes dispersivos.



Essa técnica se torna possível devido a modificação do fluxo de alta taxa em múltiplos fluxos de baixa taxa com reduzida largura de banda mapeados em  $N$  portadoras, proporcionando uma fácil equalização dos canais (MOLISCH, 2011).

As principais vantagens da OFDM são: maior eficiência espectral, devido à ortogonalidade existente entre as subportadoras, o que evita a influência mutua entre elas; a implementação digital do mapeamento do fluxo de alta taxa em vários fluxos de baixa taxa, através da implementação de blocos de Transformada de Fourier Rápida Inversa (IFFT - *Inverse Fast Fourier Transform*) e Transformada de Fourier FFT conforme pode ser observado na figura 7(b) (PRASAD, 2004; MOLISCH, 2011).

**Figura 7 - (a) Modelo do transceptor OFDM puramente analógico, (b) e utilizando transformada de Fourier rápida inversa.**



Fonte: Autoria própria.

### 2.2.2 Modelamento matemático

Tradicionalmente, um transmissor que possui como característica uma arquitetura de transmissão de multi-portadoras, fundamenta-se num grupo de moduladores de modo que, cada um possua uma frequência diferente e a saída do transmissor será a combinação das  $N$  saídas dos moduladores. Considere a transmissão de  $N$  dados, sendo  $X_k, k = 0, 1, \dots, N - 1$ , onde  $X_k$  representa a parte

complexa do sinal em Chaveamento de Mudança de Fase em Quadratura (QPSK - *Quadrature Phase Shift Keying*) ou Modulação de Amplitude em Quadratura (QAM - *Quadrature Amplitude Modulation*). Considere também que  $f_k$  seja a frequência da portadora de  $X_k$ . Logo, a saída complexa do transmissor é dada por (CHIUEH at el., 2007)

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi f_k t} \quad (2.14)$$

Em sistemas modernos de comunicação é habitual a utilização de transmissores e receptores digitais, gerando uma saída amostrada dos dados. Por conversão,  $t = n_a T_{si}$ , onde  $n_a$  é o número de amostras e  $T_{si}$  é o intervalo de amostragem, logo a saída digital do módulo transmissor de um sistema multi-portadoras é dado (CHIUEH at el., 2007)

$$x(nT_{si}) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi f_k n_a T_{si}} \quad (2.15)$$

Uma vez que as portadoras são uniformemente espaçadas no domínio da frequência fundamental definida como  $f_s$ , isto é,  $f_k = kf_s, k = 0, 1, \dots, N - 1$ , portanto

$$x(n_a T_{si}) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi k f_s n_a T_{si}} \quad (2.16)$$

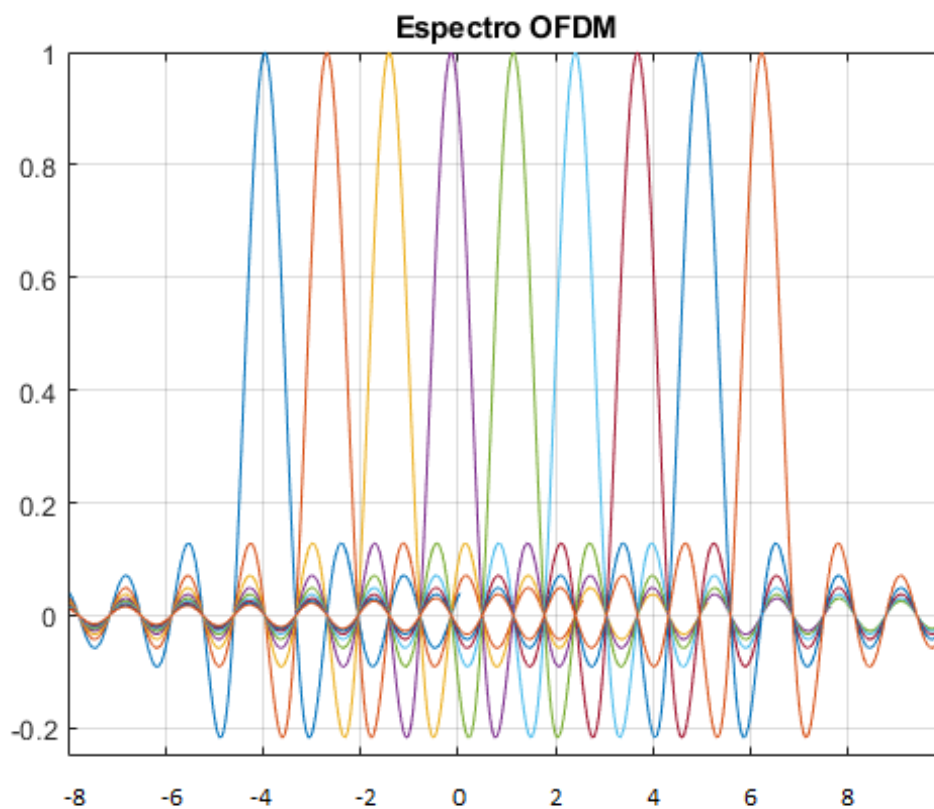
seja  $f_s = 1/(NT_{si})$  a separação mínima para preservar a ortogonalidade entre as subportadoras do sinal OFDM é dado por

$$x_{na} = x(n_a T_{si}) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi n_a k/N} \quad (2.17)$$

Observando a equação (2.17), exceto pela não existência de uma constante  $(1/N)$  multiplicadora, a expressão pode ser considerada como uma IFFT de  $N$  pontos.

Existem diversos algoritmos e arquiteturas rápidas de implementação da operação de IFFT de maneira a torná-la eficiente para implementação digital de um transmissor OFDM e atraente para sistemas avançados de comunicação. O espectro do sinal OFDM é apresentado na figura 8 (CHIUEH et al., 2007).

Figura 8 - Espectro OFDM com oito subportadoras ortogonais.



Fonte: Autoria própria.

### 2.2.3 IFFT e FFT

As partes fundamentais do sistema OFDM são IFFT no transmissor e a FFT no receptor. Esses blocos implementam

$$x_{na} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi n_a k/N} \text{ para } 0 \leq n_a \leq N-1 \quad (2.18)$$

e

$$y_{na} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j2\pi n_a k/N} \text{ para } 0 \leq n_a \leq N-1 \quad (2.19)$$

respectivamente.

O fator de multiplicação  $1/\sqrt{N}$  provê equilíbrio entre as operações, além de manter a potência. Em implementações reais, esse fator é escolhido de maneira a satisfazer as considerações de *overflow* e *underflow*, ao invés de qualquer explicação matemática (BAHAL at el., 2004).

De maneira geral, uma transformação de *N-to-N* pontos requer multiplicações e adições da ordem de  $N^2$ . Essa afirmação seria verdadeira para os blocos de IFFT e FFT, caso os símbolos de saída fossem processados separadamente. Aproveitando as características cíclicas dos multiplicadores  $e^{\pm j2\pi nk/N}$ , os blocos IFFT e FFT reduzem o número de processamentos na ordem de  $(N/2) * \log N$ , devido ao processamento simultâneo das saídas. Isso é possível através do algoritmo de transformada rápida de Fourier Cooley-Tukey (BAHAL at el., 2004).

As duas principais vantagens da utilização da IFFT/FFT no sistema OFDM refere-se à redução do número de multiplicações complexas da ordem de  $N^2$  para  $(N/2) * \log N$ , próximo ao número de  $N$  subportadoras, e a possibilidade de geração e demodulação de um número elevado de subportadoras sem a necessidade de recorrer a uma quantidade alta de filtros ou osciladores complexos, o que leva a uma arquitetura de implementação relativamente simples (DUHAMEL at el., 1984).

#### 2.2.4 Intervalo de guarda

Um receptor de um sistema que utiliza como meio de transmissão o canal sem fio pode receber várias réplicas do sinal transmitido defasados devido ao atraso de propagação do canal. A recepção dessas réplicas é denominada efeito de multipercurso (CHIUEH at el., 2007).

O efeito de multipercurso pode acarretar o efeito de interferência intersimbólica (ISI) e de modo a compreendê-la, considera-se as ilustrações na figura

9(a), onde dois símbolos OFDM são afetados. A ISI ocorre devido a uma parcela da cauda do símbolo 01 afetar no tratamento do símbolo 02.

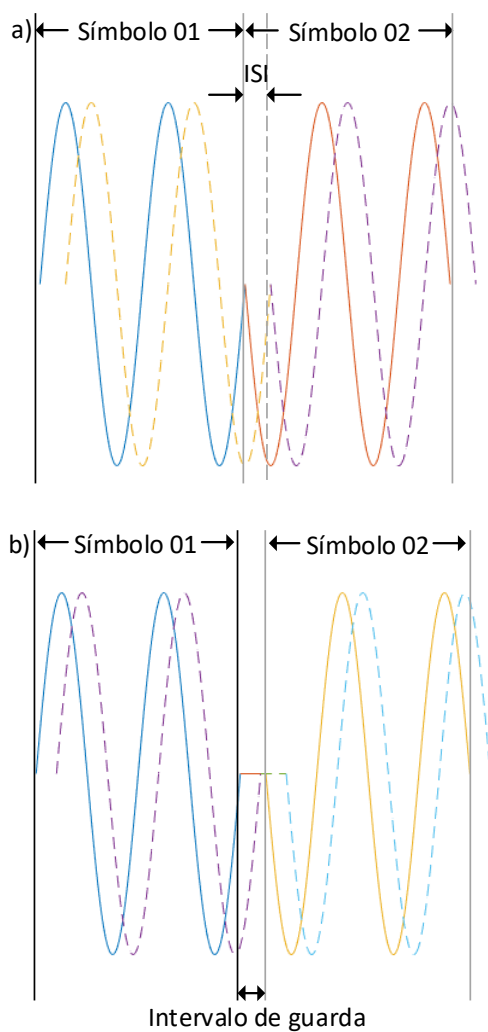
De modo a eliminar a ISI, um intervalo de guarda de  $T_g$  amostras é inserido no início de cada símbolo OFDM de maneira a minimizar esse efeito (CHO at el., 2010). A dimensão do intervalo de guarda deve ser maior que o atraso referente ao canal de propagação, em que esse atraso é definido antecipadamente através da utilização da estimativa do canal.

A inserção do intervalo de guarda reflete em perda de recursos de transmissão, dessa maneira a relação entre o comprimento do intervalo de guarda e a duração efetiva do símbolo OFDM é mantida abaixo de 1/4 (CHIUEH at el., 2007).

O intervalo de guarda pode ser implementado de duas maneiras diferentes: uma maneira é através da técnica conhecida como Preenchimento de Zeros (ZP - *Zero Padding*), mostrado na figura 9 (b), que preenche o intervalo de guarda com zeros; a segunda é através da técnica conhecida como Prefixo Cíclico (CP - *Cyclic Prefix*) que estende o símbolo OFDM através da cópia das últimas amostras do símbolo e insere essa cópia no início do símbolo, conforme figura 10 (CHO at el., 2010).

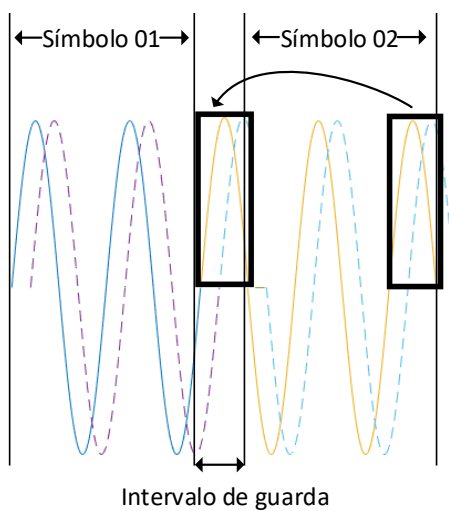
Um sistema utilizando ZP possui uma potência menor de transmissão e uma arquitetura mais simples, o que poderia ser considerado uma vantagem, porém o ZP pode gerar interferência entre as subportadoras – ICI (*Inter-Carrier Interference*), uma vez que se perde a ortogonalidade entre as subportadoras quando diversas cópias do ZP-OFDM deslocadas no tempo são recebidas. Para evitar a ICI a utilização do CP é preferida (CHIUEH at el., 2007).

Figura 9 - (a) ISI entre dois símbolos OFDM; (b) Inserção do intervalo de guarda em dois símbolos OFDM.



Fonte: Autoria própria.

Figura 10 - Intervalo de guarda com prefixo cíclico.



Fonte: Autoria própria.

Adotando  $T_g$  como o comprimento do CP em termo de amostras,  $T_{sub}$  como o intervalo de duração das subportadoras, então, o símbolo OFDM com CP tem a duração de  $T_{sym} = T_{sub} + T_g$ . Caso o comprimento do CP seja definido de maneira que o seu valor seja maior ou igual ao atraso máximo do canal de multipercurso, o efeito ISI entre dois símbolos OFDM é confinado dentro do intervalo de guarda, de maneira que o efeito não afete a FFT do próximo símbolo OFDM. A ortogonalidade entre as subportadoras é mantida de tal forma que (CHO at el., 2010)

$$\frac{1}{T_{sub}} \int_0^{T_{sub}} e^{j2\pi f_k(t-t_0)} e^{j2\pi f_i(t-t_0)} dt = 0, k \neq i \quad (2.20)$$

para o primeiro sinal OFDM recebido com um atraso de  $t_o$ , e

$$\frac{1}{T_{sub}} \int_0^{T_{sub}} e^{j2\pi f_k(t-t_0)} e^{j2\pi f_i(t-t_0-T_s)} dt = 0, k \neq i$$

para o segundo sinal OFDM recebido com um atraso de  $t_o + T_s$ .

Mesmo que o CP seja maior que o atraso máximo do canal de multipercurso, ainda assim, pode ocorrer ISI e/ou ICI. Isso ocorre devido à localização do ponto de início da janela FFT. Desse modo, caso o início da janela FFT for anterior à extremidade atrasada do símbolo precedente, ocorre o efeito ISI caso o início da janela FFT for posterior ao início de um símbolo, não apenas o efeito ISI ocorrerá, mas também o efeito ICI (CHO at el., 2010).

Todavia, considerando que o tamanho do CP não seja menor que o atraso máximo do canal de multipercurso e que o ponto inicial da janela FFT de um símbolo OFDM seja determinado dentro do seu intervalo do CP, ou seja, não sofra ISI e/ou ICI, o sinal recebido pelo receptor OFDM será dado por (CHO at el., 2010)

$$Y_k = \sum_{n=0}^{N-1} y_{[n]} e^{-j2\pi nk/N} \quad (2.21)$$

onde  $y_{[n]}$  é a resposta do sistema dado por  $y_{[n]} = x_{[n]} * h_{[n]} + z_{[n]}$ , dado  $x_{[n]}$  o sinal transmitido,  $h_{[n]}$  a resposta do canal e  $z_{[n]}$  o ruído, tem se:

$$Y_k = \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} h_{[m]} x_{[n-m]} + z_{[n]} \right\} e^{-j2\pi nk/N} \quad (2.22)$$

Representando o termo periódico de 2.22 em série de Fourier e aplicando a transformada no termo  $z_{[n]}$ , tem se:

$$Y_k = \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} h_{[m]} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X_{[i]} e^{j2\pi i(n-m)/N} \right\} \right\} e^{-j2\pi kn/N} + Z_{[k]} \quad (2.23)$$

Organizando 2.23, tem-se:

$$Y_k = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} h_{[m]} e^{-j2\pi im/N} \right\} X_{[i]} \sum_{n=0}^{\infty} e^{-j2\pi(k-i)n/N} \right\} e^{-j2\pi kn/N} + Z_{[k]} \quad (2.24)$$

aplicando a transformada de Fourier em 2.24, tem-se:

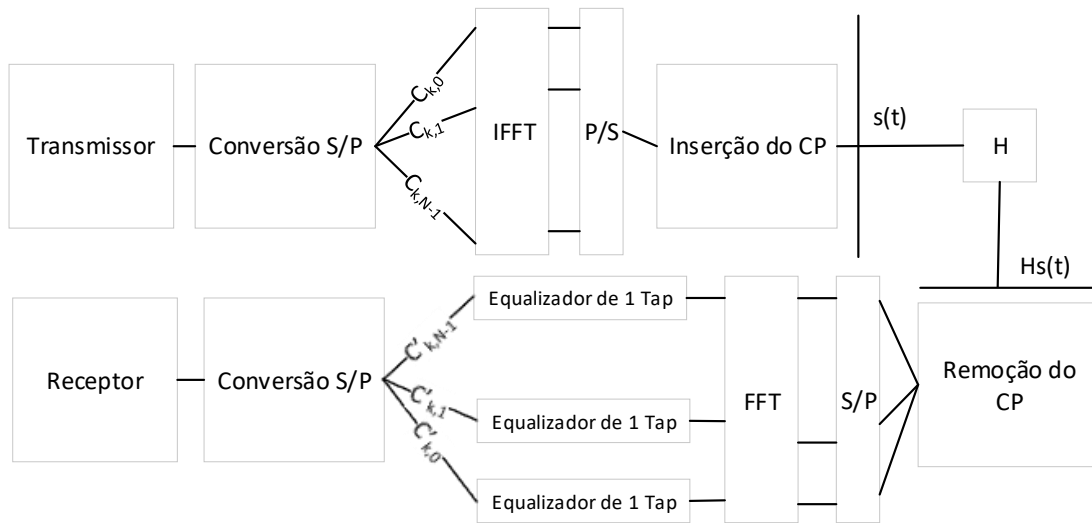
$$Y_k = H_k X_k + Z_k \quad (2.25)$$

onde  $X_k, Y_k, H_k$  e  $Z_k$  indicam as componentes de frequência da portadora  $k$  do símbolo transmitido, recebido, resposta em frequência do canal e o ruído no domínio da frequência, respectivamente. A igualdade da Eq. 2.25 implica que o sistema OFDM pode ser simplesmente adotado como uma multiplicação do símbolo de entrada (dados) pela resposta em frequência do canal no domínio da frequência (CHO et al., 2010).

O diagrama em blocos do sistema OFDM, incluindo o CP, é apresentado na figura 11. A sequência de dados original é convertida de série para paralelo (S/P), na sequência a IFFT é aplicada a cada bloco de  $N$  bits de dados e os dados são convertidos do formato paralelo para serial (P/S), em seguida as últimas amostras são copiadas e inseridas no início do símbolo (CP).



**Figura 11 - Arquitetura de um transmissor/receptor OFDM com CP e equalizador de uma derivação (one-tap).**



Fonte: Autoria própria.

O sinal resultante é modulado por uma portadora única e transmitido por um canal ruidoso. No receptor cada sinal modulado é recebido, extraído o CP e demodulado através do bloco FFT. As amostras são equalizadas por meio de equalização de uma derivação ou de múltiplas derivações (MOLISCH, 2011).

### 2.2.5 (PAPR) – Razão de potência média a máxima

Uma das principais desvantagens do sistema OFDM é a razão da potência máxima a média (PAPR - Peak-to-Average Power Ratio) do sinal, de modo que pode ser entendido a partir da sua estrutura de multi-portadoras, em que, a potência de pico apresenta valores várias vezes maior que a potência média do sinal gerado. Isso é devido à combinação de fases entre as componentes reais e imaginárias que formam o símbolo OFDM.

No caso excepcional, quando todas as portadoras são coerentes e igualmente agregadas, o sinal temporal OFDM pode possuir um PAPR de  $N$ . Desse modo, um PAPR de 256 portadoras de um sistema OFDM pode ser tão intenso quanto 256, ou de maneira equivalente a 24 dB (CHIUEH et al., 2007), que é um valor relativamente alto. Felizmente, um PAPR tão alto é um evento considerado raro. Desse modo, uma maneira mais adequada para caracterização do PAPR é utilizar uma função

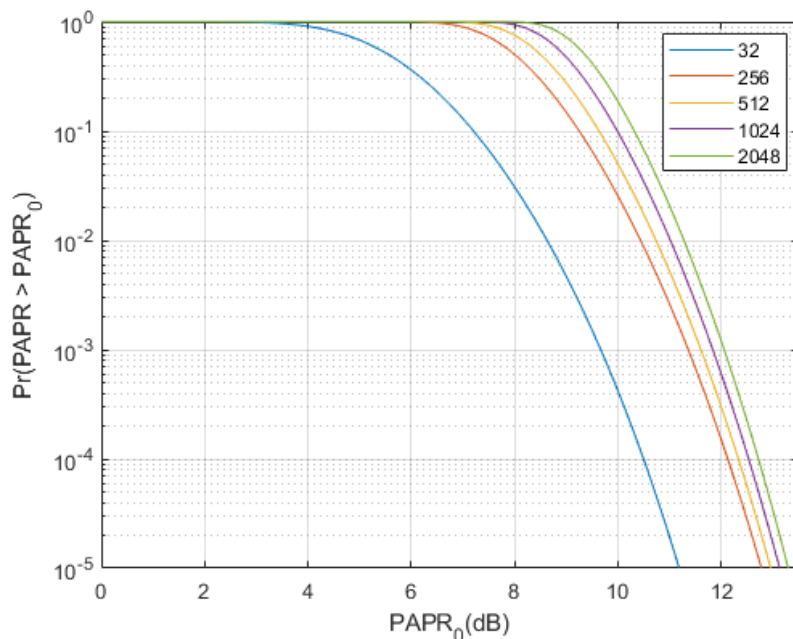
estatística. A melhor caracterização do PAPR é dada pela Função de Distribuição Cumulativa Complementar (CCDF - *Complementary Cumulative Distribution Function*),  $P_c$ , expressa como (SHIEH et al., 2010)

$$P_c = \Pr\{PAPR > p_0\} = (1 - (1 - e^{-p_0})^N) \quad (2.26)$$

ou seja,  $P_c$  é a probabilidade de que o PAPR exceda um valor específico de  $p_0$ .

A figura 12 apresenta os resultados obtidos com uma CCDF variável no número de subportadoras. Pode ser observado que pela utilização da CCDF de  $10^{-3}$ , o valor de 24 dB teórico utilizando 256 subportadoras reduz para um valor próximo a 11,3 dB, o que ainda é alto, e necessita da aplicação de algum método para redução do PAPR. Vale ressaltar que o PAPR de um sinal OFDM aumenta levemente à medida que o número de subportadoras aumenta. Por exemplo, o PAPR aumenta em torno de 1,6 dB quando o número de subportadoras cresce de 32 para 256 (YANG et al., 2011).

Figura 12 – CCDF para o PAPR do sinal OFDM com variáveis números de subportadoras.



Fonte: Autoria própria.

Está claro que o PAPR de um sinal OFDM é alto para sistemas de RF ou ópticos. Em consequência, a redução do PAPR tem sido um campo de pesquisa de

grande interesse. Algoritmos de redução de PAPR propostos até o momento permitem *trade-off* entre três figuras de méritos do sinal OFDM: (1) PAPR, (2) eficiência de largura de banda, e (3) complexidade computacional. As abordagens mais populares para redução de PAPR são (BAUM et al., 1996), (CHO et al., 2010) e (SHIEH et al., 2010).

- Redução do PAPR com distorção do sinal. Isso é realizado através do simples recorte do sinal OFDM, o que provoca um aumento de BER e distorção fora da banda.
- Redução de PAPR sem distorção do sinal. O conceito dessa abordagem é mapear a forma de onda original em um novo conjunto de formas de ondas, que possuam valores de PAPR inferiores aos esperados. Alguns exemplos de algoritmos são: Mapeamento Seletivo (SLM - *Selective Mapping*), abordagens de otimização Sequência Parcial de Transmissão (PTS - *Partial Transmit Sequence*), e Extensão de Constelação Ativa (ACE - *Active Constellation Extension*).

#### 2.2.6 Estimativa do Canal

Em um sistema OFDM o sinal transmitido é enviado por meio de um canal (sem fio) e o sinal recebido geralmente sofre distorção devido às características do canal, necessitando-se utilizar técnicas para minimizar esses efeitos e recuperar os bits transmitidos. Para recuperar o sinal transmitido, o efeito do canal deve ser estimado e compensado no receptor. A ortogonalidade existente no sistema OFDM permite expressar cada subportadora recebida como sendo o produto do sinal transmitido e da resposta em frequência do canal. De maneira geral, o canal pode ser estimado aplicando-se um preâmbulo ou símbolos piloto conhecidos no transmissor/receptor, empregando várias técnicas de interpolação (CHO et al., 2010).

O receptor aplica detecção coerente ou detecção não coerente para recuperar o sinal original. A detecção coerente utiliza valores de referência transmitidos em conjunto com os bits de dados, de modo que o receptor possa sintonizar e estimar o canal apenas nas janelas onde estão localizados os valores de referência. Diferente da detecção coerente, a detecção não coerente não utiliza valores de referência, porém utiliza modulação diferencial onde a informação é transmitida em diferença dos

dois símbolos consecutivos. O receptor compara dois símbolos adjacentes no domínio do tempo ou no domínio da frequência para obter o símbolo transmitido (BAHAL et al., 2004).

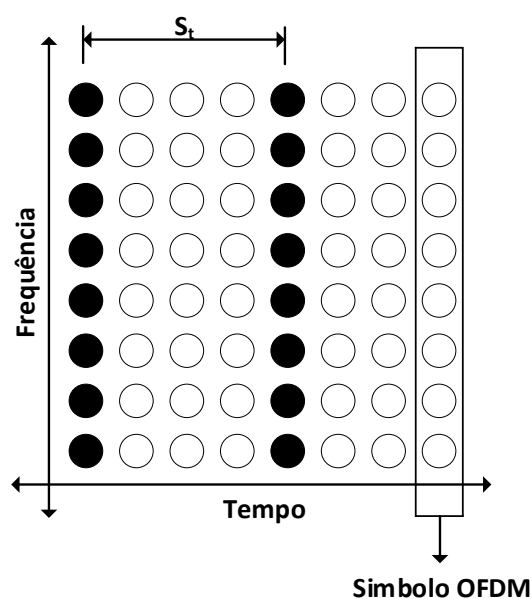
### 2.2.7 Padrão Piloto

A arquitetura do padrão piloto (*pilot pattern*), pode ser caracterizada como, tipo bloco (*block type*), tipo pente (*comb type*), e tipo treliça (*lattice type*), dependendo do arranjo dos pilotos. A grande dificuldade em projetos de sistemas que utilizam o padrão piloto é estabelecer o local de inserção e o espaçamento dos pilotos (LI, 2000).

#### Tipo Bloco

Um padrão piloto tipo bloco é apresentado na figura 13. Nessa arquitetura são inseridas subportadoras pilotos periodicamente com período  $S_t$  no tempo em um símbolo OFDM. Essas subportadoras são utilizadas para estimativa do canal e manipuladas através de interpolação temporal, de modo a estimar o canal (CHO et al., 2010).

Figura 13 - Arquitetura piloto tipo bloco, onde os círculos pretos indicam subportadoras com bits pilotos e os círculos brancos, as subportadoras com dados.



Fonte: Autoria própria.

Para preservar as características do canal variante no tempo, a frequência de inserção dos símbolos piloto deve ser relacionada ao tempo de coerência do canal. Dado que o tempo de coerência é a inversa da frequência *Doppler*  $f_{Doppler}$ , o intervalo de transmissão entre dois símbolos piloto deve satisfazer a relação (CHO et al., 2010).

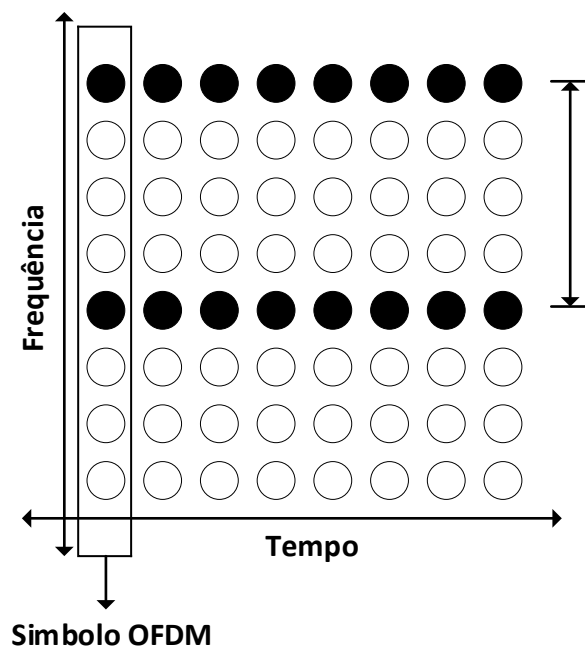
$$S_t \leq \frac{1}{f_{Doppler}} \quad (2.37)$$

A arquitetura do tipo bloco é conveniente para canais seletivos em frequência, já para canais que sofrem desvanecimento rápido, pode haver sobrecarga no rastreamento do canal pela redução do símbolo piloto (CHO et al., 2010).

### Tipo Pente

Um padrão piloto tipo pente é apresentado na figura 14. Nessa arquitetura, cada símbolo OFDM possui tons pilotos localizados de maneira periódica com período  $S_f$  na frequência entre as subportadoras. Esses tons são interpolados para que o canal possa ser estimado ao longo do eixo da frequência.

Figura 14 - Arquitetura piloto comb type, onde os círculos pretos indicam subportadoras com bits pilotos e os círculos brancos, as subportadoras com dados.



Fonte: Autoria própria.

Para preservar as características do canal variante na frequência, os símbolos pilotos devem ser inseridos com a mesma frequência que a largura de banda coerente. Dado que a largura de banda de coerência é a inversa da máxima extensão de atraso  $\sigma_{max}$ , desta maneira o período do símbolo piloto deve satisfazer a relação (CHO et al., 2010).

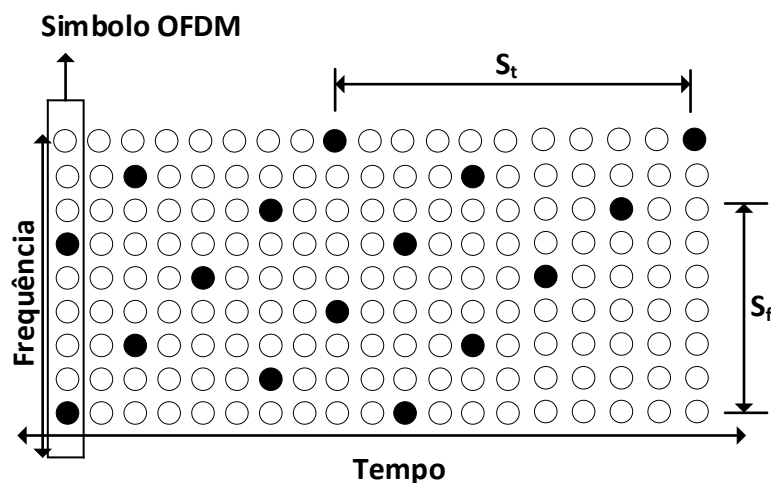
$$S_f \leq \frac{1}{\sigma_{max}} \quad (2.28)$$

Diferente da arquitetura tipo bloco, o tipo pente é conveniente para canais de desvanecimento rápido, mas não para canais seletivos em frequência (CHO et al., 2010).

#### Tipo Treliça

Um padrão piloto tipo treliça é apresentada na figura 15. Nessa arquitetura, cada símbolo OFDM possui tons piloto localizados ao longo dos eixos de tempo e frequência com períodos determinados. Esses tons são interpolados para que o canal possa ser estimado ao longo do eixo do tempo e da frequência.

Figura 15 - Arquitetura piloto tipo treliça, onde os círculos pretos indicam subportadoras com bits pilotos e os círculos brancos, as subportadoras com dados.



Fonte: Autoria própria.

Representa-se  $S_t$  e  $S_f$  como o período dos tons pilotos no tempo e na frequência, respectivamente. A fim de que sejam preservadas as características do

canal variante no tempo e na frequência, a disposição do símbolo piloto deve atender ambas as equações 2.27 e 2.28, de maneira que

$$S_t \leq \frac{1}{f_{Doppler}} \quad \text{and} \quad S_f \leq \frac{1}{\sigma_{max}}$$

onde  $f_{Doppler}$  e  $\sigma_{max}$  representam a frequência *Doppler* e a máxima extensão de atraso, respectivamente.

### 2.2.8 Equalização

A equalização está associada aos ajustes necessários que devem ser empregados no sistema devido a imperfeições oriundas do canal, basicamente a equalização restaura a forma do pulso transmitido no sistema de recepção (DAI et al., 2013).

Sistemas de multi-portadoras possuem como vantagem maior robustez contra ISI devido ao alargamento da duração do símbolo OFDM, o que proporciona maior imunidade contra atraso e a ISI. Uma vez que a dispersão do sinal não ultrapasse o valor do intervalo de guarda associado ao símbolo OFDM transmitido, não ocorre degradação do sinal devido a ISI, o que possibilita a não implementação de equalização. Ainda assim, em situações onde a taxa de dados é alta e canais sofrem com ampla dispersão de tempo, um equalizador é fundamental. O objetivo da equalização em sistema de multi-portadoras não é remover completamente a ISI, mas sim reduzi-la a valores aceitáveis ao sistema (BAHAL et al., 2004).

#### Equalizador de uma derivação

Os sistemas OFDM são vantajosos em relação aos sistemas de modulação única, de maneira que um simples Equalizador no Domínio da Frequência de uma derivação (FDE - *Frequency-Domain Equalizer*) pode equalizar sinais OFDM, que são sujeitos aos efeitos de desvanecimento seletivo em frequência. Em canais cuja resposta ao impulso conservam-se constantes dentro do período do símbolo OFDM, o sinal recebido em cada subportadora adota a forma de (CHIUEH et al., 2007)

$$Z_{i,k} = H_{i,k}X_{i,k} + V_{i,k} \quad (2.29)$$

onde  $Z_{i,k}$  é o sinal recebido,  $H_{i,k}$  é a resposta do canal,  $X_{i,k}$  é o sinal de entrada e  $V_{i,k}$  o ruído do sistema na  $k$ -ésima subportadora durante o  $i$ -ésimo símbolo. Equalizadores de uma derivação restauram o sinal transmitido da seguinte maneira

$$X'_{i,k} = G_{i,k}Z_{i,k} \quad (2.30)$$

onde  $G_{i,k}$  é o coeficiente de equalização da  $k$ -ésima portadora durante o  $i$ -ésimo símbolo.

Independentemente do efeito de ruído, o simples equalizador de *zero-forcing* utiliza a resposta inversa do canal ( $G_{i,k} = H_{i,k}^{-1}$ ) e força os sinais de desvanecimento seletivo em frequência a retornarem para o desvanecimento plano. Contudo, essa ação pode ocasionar em aumento de ruído nas subportadoras afetadas por desvanecimento profundo (CHIUEH et al., 2007).

Um equalizador baseado em Erro Quadrático Médio Mínimo (MMSE - *Minimum Mean Squared Error*) que possui como característica reduzir a  $E\{|X'_{i,k} - X_{i,k}|^2\}$ , utiliza o valor da componente de ruído para equalizar o sinal de maneira que

$$G_{i,k} = \frac{H_{i,k}^*}{|H_{i,k}|^2 + \frac{1}{SNR}} \quad (2.31)$$

A grande vantagem desse equalizador deve-se a não geração de aumento de ruído em casos de baixa SNR. Tal como as dificuldades relacionadas à estimativa do canal, os algoritmos adaptativos podem realizar ajustes nos coeficientes do equalizador de modo a reduzir a  $E\{|X'_{i,k} - X_{i,k}|^2\}$  sem necessidade de informações prévias do canal. O sinal equalizado  $X'_{i,k}$  é confrontado com um sinal de referência de maneira a obter o erro do sinal  $e_{i,k}$ . Deste modo, os coeficientes do equalizador são adequados de acordo com o erro do sinal (CHIUEH et al., 2007):

$$G_{(i+1),k} = G_{i,k} - g_{i,k}e_{i,k} \quad (2.32)$$

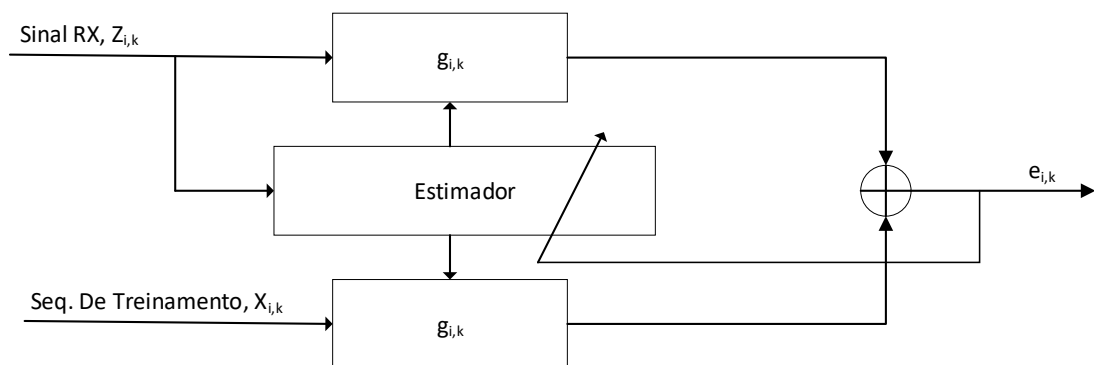


Onde  $g_{i,k}$  é o fator de ganho, conforme os algoritmos de Mínimos Quadrados Médio Normalizado/Quadrado Mínimo Recursivo (NLMS/RLS - *Normalized Least-Mean-Square/Recursive Least-Square*). O sinal de referência pode ser obtido através de dados pilotos utilizando o modo de treinamento (CHIUEH et al., 2007). O modo de treinamento consiste no envio de uma sequência de treinamento  $X'_{i,k}$  no início da comunicação que é sabida pelo receptor, onde, após o envio da sequência de treinamento ocorre a estimativa da resposta em frequência do canal pelo equalizador.

### Equalizador de múltiplas derivações

Os sistemas de multi-portadoras são resistentes contra ISI, uma vez que a ortogonalidade dos símbolos adjacentes seja preservada no plano da frequência. Isso significa que a extensão do símbolo OFDM é ampliada para valores maiores que  $T_{sym}$ . Em contrapartida, caso a resposta referente ao impulso do canal seja de grandeza maior que a extensão do prefixo, pode ocorrer degradação no desempenho do sistema devido a ISI. Uma estrutura geral de um equalizador no modo de treinamento é apresentada na figura 16 (BAHAL et al., 2004).

**Figura 16 - Arquitetura do equalizador em modo de treinamento.**



**Fonte: Autoria própria.**

No canal com desvanecimento rápido, a resposta referente ao canal muda de símbolo para símbolo, além de variar dentro do período do símbolo. A variação ocorrida dentro do período do símbolo ocasiona a ICI, o que produz uma degradação ainda maior no desempenho do sistema, onde equalizadores de uma derivação não conseguem resistir a tais situações. Desta maneira, são necessário equalizadores de

múltiplas derivações de modo a possibilitar o cancelamento da ICI (CHIUEH et al., 2007).

Considerando uma resposta ao impulso do canal discreto variando no tempo, na  $n$ -ésima amostra do  $i$ -ésimo símbolo de comprimento finito  $R$ , com  $R \leq N_g$  dado por  $[q_0(i, n) q_1(i, n) \dots q_{R-1}(i, n)]$ , o sinal recebido, após a convolução do sinal transmitido com a resposta do impulso do canal, se torna:

$$z_{i,k} = \sum_{r=0}^{R-1} q_{ri}(i, k) x_{i,[n-ri]_N} + v_{i,n} \quad (2.33)$$

onde  $[\cdot]$  representa a operação módulo- $N$ , e  $v_{i,n}$  o ruído Gaussiano. Logo, os dados podem ser obtidos no domínio da frequência através da aplicação da transformada discreta de Fourier de  $z_{i,k}$ :

$$Z_{i,k} = \sum_{n=0}^{N-1} z_{i,n} e^{-j2\pi nk/N} \quad (2.34)$$

$$Z_{i,k} = \sum_{n=0}^{N-1} \left( \sum_{r=0}^{R-1} q_r(i, n) \cdot \left( \frac{1}{N} \sum_{k'=-N/2+1}^{N/2} X_{i,k'} e^{j2\pi(n-r)k'/N} \right) \right) e^{-j2\pi nk/N} + V_{i,k} \quad (2.35)$$

$$Z_{i,k} = \sum_{k'=-N/2+1}^{N/2} X_{i,k'} \left( \sum_{r=0}^{R-1} \left( \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} q_r(i, n) e^{-j2\pi n(k-k')/N} \right) e^{-j2\pi nk'/N} \right) + V_{i,k} \quad (2.36)$$

$$Z_{i,k} = H_{i,k,k} X_{i,k} + \sum_{k' \neq k} H_{i,k,k'} X_{i,k'} + V_{i,k} \quad (2.37)$$

onde  $V_{i,k}$  representa o termo do ruído  $v_{i,n}$  no domínio da frequência, e  $H_{i,k,k'}$  representa o ganho de interferência da subportadora  $k'$  para a subportadora  $k$  devido ao canal de desvanecimento rápido. O termo do lado esquerdo da equação 2.37 representa o sinal pretendido no receptor, e o termo do lado direito da equação a ICI de outras subportadoras. Repare que,

$$H_{i,k,k'} = \sum_{r=0}^{R-1} \left( \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} q_r(i, n) e^{-j2\pi n(k-k')/N} \right) e^{-j2\pi rk'/N} \quad (2.38)$$

se  $k' = k$ , então

$$H_{i,k,k} = \sum_{r=0}^{R-1} \left( \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} q_r(i, n) \right) e^{-j2\pi r k / N} \quad (2.39)$$

que pode ser analisada como a alteração da resposta ao impulso do canal com média de tempo. Caso o canal não varie no tempo no decorrer de um símbolo, logo  $H_{i,k,k}$  se torna equivalente a  $H_{i,k}$ , como em casos onde o canal é estacionário e  $H_{i,k,k'} = 0$  para  $k \neq k'$ . Isto é, os termos de ICI se extinguem e a ortogonalidade é mantida. De outra maneira,  $H_{i,k,k'}$  necessita ser processado para livrar-se da ICI (CHIUEH et al., 2007).

A resposta ao impulso do canal no domínio do tempo é inicialmente obtida por símbolos pilotos. Na sequência, a resposta ao impulso do canal variável no tempo em cada amostra é obtida por interpolação linear, e  $H_{i,k,k'}$  pode ser obtido conforme a equação 2.38. Adotando uma variação linear, apenas as subportadoras adjacentes  $s$  favorecem com interferência significativa, isto é,  $H_{i,k,k'} = 0$  para  $|k' - k| > s/2$ . Obtendo a estimativa dos ganhos de interferência, o sinal pode ser recuperado e a componente ICI anulada por (CHIUEH et al., 2007)

$$X'_{i,k} = \sum_{|k'-k| \leq s/2} G_{i,k,k'} Z_{i,k'} \quad (2.40)$$

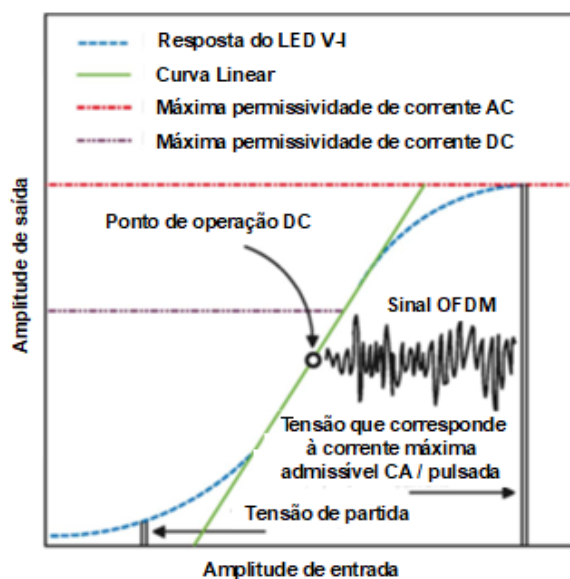
onde  $G_{i,k,k'}$  pode ser obtido de todos os  $H_{i,k,k'}$  por meio de inversão de matriz.

## 2.3 NÃO LINEARIDADE DO LED

Sistemas de comunicação, em geral, são afetados pela não linearidade dos dispositivos eletrônicos, devido a faixa dinâmica limitada do dispositivo e habitualmente características não lineares dentro da faixa dinâmica, aliás as conversões de sinais digitais para analógicos geram efeitos de quantização. Os LEDs e os fotodiodos (PDs) são não-lineares em si, independentemente se o sinal usado é OFDM ou não. O que ocorre é que devido à alta PAPR do OFDM este tipo de sinal é vulnerável à não linearidades do sistema de transmissão (sejam elas originadas em LED/PDs ou outros elementos). Um sinal OFDM inserido num dispositivo não linear, como um LED de um transmissor óptico, distorce em banda gerando ICI. Consequentemente o desempenho do sistema degrada aumentando a taxa de erro de bits (TSONEV et al., 2013).

Os LEDs possuem um valor mínimo de operação conhecido como tensão de condução (TOV - turn-on voltage), considerado o ponto mínimo necessário para que o dispositivo entre em operação e emita radiação luminosa. O Sinal OFDM temporal e real, utilizado para modulação do LED, é bipolar e apresenta uma alta PAPR, como observado na figura 17.

Figura 17 - Modelo do LED OSRAM Golden Dragon LW W5SM para diferentes parâmetros de k.



Fonte: Adaptado de (ELGALA et al., 2010)

Desta maneira o LED necessita ser polarizado antes da inserção do sinal modulado, para evitar que a intensidade óptica não assuma valores negativos. O modo não linear do LED provoca uma degradação no sinal OFDM distorcendo a amplitude e os valores dos picos inferiores no valor do TOV. Além disso, os valores de pico superiores são condicionados para valores referentes à corrente máxima permitida pelo dispositivo conforme orientação do fabricante (ELGALA at el., 2010). Em outras palavras, o sinal OFDM deve ser limitado antes do processo de modulação do LED, com a finalidade de evitar degradação do desempenho do sistema.

Sistemas OFDM utilizados em rádio frequência (RF) possuem como principal fonte de não linearidade o amplificador de potência (PA) no circuito de recepção (BAHAI at el., 2002). Um modelo usualmente utilizado para descrever o comportamento não linear do PA é o modelo Rapp (COSTA at el., 2002), que associa as amplitudes de tensão de entrada/saída, considerando as regiões de funcionamento do amplificador conhecidas por linear e operação. O modelo Rapp publicado em 1991 por Christopher Rapp é apresentado em 2.41.

$$g(A) = v \frac{A}{\left[1 + \left(\frac{vA}{y_0}\right)^{2rr}\right]^{\frac{1}{2rr}}} \quad (2.41)$$

de modo que  $g(A)$  é a função de conversão de amplitude,  $A$  é a amplitude,  $v$  é o ganho do sinal,  $y_0$  é a amplitude de saída máxima (nível de saturação) e  $rr$  controla a suavidade da transição da operação linear para a operação saturada.

O modelo Rapp adaptado para o LED é dado por (COSTA at el., 2002):

$$v_{out} = \frac{v_{in}}{\left(1 + \left(\frac{v_{in}}{v_{max}}\right)^{2k}\right)^{\frac{1}{2k}}} \quad (2.42)$$

de modo que  $v_{out}$  é a tensão de saída do PA,  $v_{in}$  é a tensão de entrada,  $v_{max}$  é a tensão de saída máxima (tensão/nível de saturação) e  $k$  é chamado de fator de joelho o qual estabelece a suavidade de transição da região linear para a saturação (ELGALA at el., 2010).

Baseado em 2.42, o desempenho requerido do modelo do LED pode ser representado da seguinte forma:

$$i_{LED}(v_{LED}) = \begin{cases} h(v_{LED}), & \text{if } v_{LED} \geq 0 \\ 0, & \text{if } v_{LED} < 0 \end{cases} \quad (2.43)$$

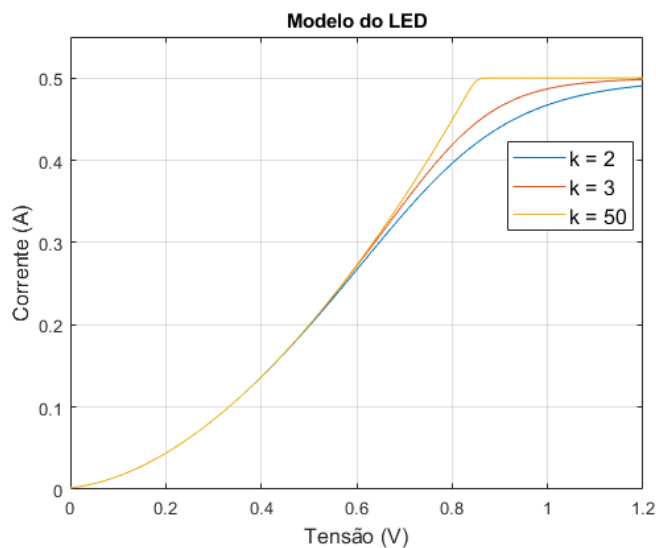
onde  $i_{LED}(v_{LED})$  é a corrente sobre o LED e  $v_{LED}$  é a tensão sobre o LED, e

$$h(v_{LED}) = \frac{f(v_{LED})}{\left(1 + \left(\frac{f(v_{LED})}{i_{max}}\right)^{2k}\right)^{\frac{1}{2k}}} \quad (2.44)$$

onde  $i_{max}$  é a corrente CA/pulsada máxima permissível através do LED,  $f(v_{LED})$  é a função que descreve as características de medidas.

As curvas dos diferentes valores de  $k$  utilizando,  $f(v_{LED}) = v_{LED}/R$ , onde  $R$  é a resistência normalizada de  $1\Omega$ , e assumindo  $i_{max} = 0,5$  A são apresentadas na figura 18, onde pode ser observado que a saturação superior pode ser eficientemente controlada pelo fator  $k$  (ELGALA et al., 2010).

Figura 18 - Modelo do LED OSRAM Golden Dragon LA W57B, LY W57B para diferentes valores de  $k$ .



Fonte: Autoria própria.

### 3 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

O estudo em questão possui como objetivo principal a validação e a comprovação da operabilidade de sistemas que utilizam a técnica de modulação OFDM através do VLC. Foram abordados aspectos como a SNR do canal sem fio, comportamento do sistema através de canais diretos e com reflexão, o espectro do OFDM com diferentes valores de portadoras, o diagrama de constelação da modulação x-QAM utilizada na transmissão dos dados e a curva característica de BER x SNR para validação do estudo.

Outro aspecto utilizado na linha de pesquisa foi baseado na implementação de um estimador do tipo janela que visa equalizar o sistema e proporcionar uma melhor BER x SNR em condições de SNR baixa.

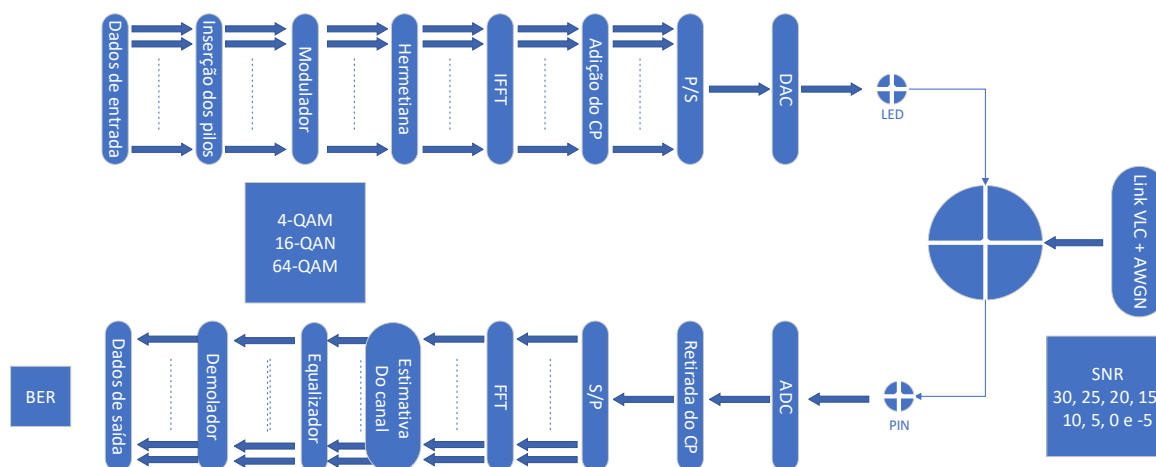
O estudo se baseia na suposição de que o sistema VLC possa operar com baixa BER utilizando modulação OFDM, além de possibilitar a eliminação da ISI devido o mesmo possuir um intervalo de guarda que o torna uma técnica robusta, possibilitando a minimização dos efeitos provenientes das reflexões da luz que ocorrem nas superfícies do ambiente.

Na implementação da proposta, foram utilizados valores obtidos através de simulações utilizando o programa Matlab R2018b, programa esse que nos permite analisar os aspectos comentados anteriormente, que posteriormente serão apresentados como dados, com o intuito de conceituar a validade do estudo. Os resultados foram analisados e apresentados com o intuito de verificar o desempenho de sistemas VLC com OFDM.

De modo a autenticar o atual estudo sobre a utilização de OFDM em sistemas VLC, desenvolveu-se um simulador utilizando MATLAB R2018a legal com versão estudantil cujos resultados obtidos serão a seguir relatados.

Os resultados referem-se a simulações utilizando como cenário de teste o modelo apresentado na figura 19, que descreve um sistema de transmissão e recepção utilizando OFDM + VLC + equalizador com uma derivação, além de outras funções inseridas para potencializá-lo. Iniciando pela contextualização dos principais blocos do sistema apresentado na figura 19, seguidos por resultados das simulações utilizando o simulador e com variação de parâmetros conforme as tabelas 02 a 11.

**Figura 19 - Modelo do sistema OFDM + VLC, equalizador e outras funções utilizado na simulação do sistema.**



Fonte: Autoria própria.

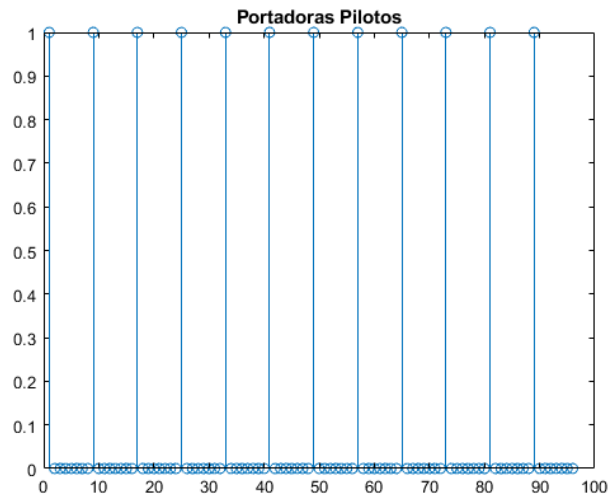
O modelo utilizado para simulação do sistema OFDM + VLC apresentado é composto por:

*Dados de entrada*, bloco este que simula a entrada de bits no sistema (0,1) através da utilização de uma função de variável aleatória.

*Inserção dos pilotos*, bloco este que obedece a condição apresentada por (CHO at el., 2010). Bloco de inserção de bits pilotos conhecidos pelo sistema de recepção, de maneira a possibilitar a obtenção da estimativa do canal para a equalização do sistema. No estudo utilizou-se o padrão piloto tipo pente devido ao mesmo possuir melhor desempenho em sistemas de desvanecimento rápido. Foram utilizados no total 12,5% das portadoras com dados para transmissão dos bits pilotos. Utilizando como exemplo um sistema com 256 portadoras, 96 são portadoras com dados, ou seja, 37,5% do total de portadoras. Após a implementação da simetria Hermetiana esse valor dobra chegando em 75% e adicionando os 25% reservador para o CP obtém-se os 100% das portadoras do OFDM. Doze das noventa e seis são portadoras com bits pilotos, e estão espaçadas entre si no símbolo OFDM de 8 subportadoras, ou seja, se encontram nas portadoras [1 9 17 25 33 41 49 57 65 73 81 89]. A figura 20 apresenta as subportadoras pilotos dentro do conjunto de subportadoras com dados.



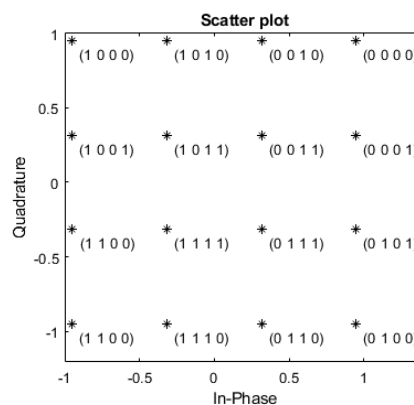
Figura 20 – Representação da localização das subportadoras com bits pilotos dentro do conjunto de subportadoras com dados.



Fonte: Autoria própria.

*Modulador*, bloco responsável pelo mapeamento dos bits (0,1) gerados pelo bloco dados de entrada em uma constelação M-QAM, onde M representa o número de constelações. Este bloco mapeia  $\sqrt{M}$  bits de entrada em um símbolo complexo ( $\pm a \pm jb$ ) de valor correspondente a entrada. A figura 21 apresenta um diagrama de constelação utilizando 16-QAM.

Figura 21 – Representação da constelação 16-QAM.

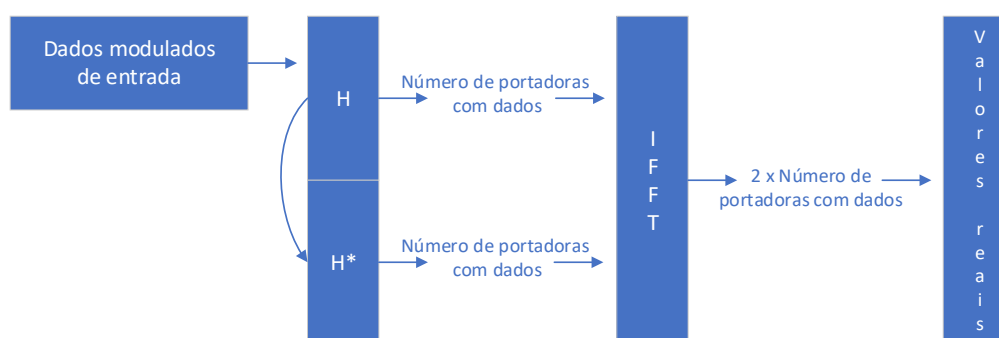


Fonte: Autoria própria.

*Hermetiana*, bloco implementado devido a utilização da VLC, onde a fonte (LED) necessita de valores reais na sua entrada, desse modo, é utilizado a propriedade de simetria Hermetiana com a finalidade de converter os valores de

entrada complexos gerado pelo bloco de modulação, em saídas de valores reais, valores esses obtidos após o bloco IFFT de  $N$  pontos. O processo de obtenção dos valores reais através da simetria Hermetiana é apresentado na figura 22.

**Figura 22 – Processo de obtenção de valores reais utilizando simetria Hermetiana (H e H\*) resultando em valores reais após a implementação da IFFT.**



Fonte: Autoria própria.

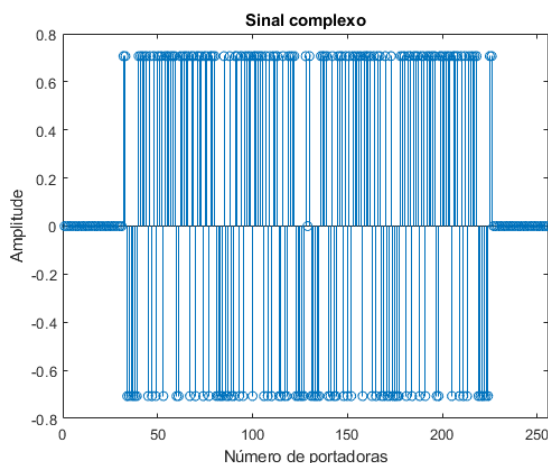
*IFFT*, o bloco IFFT transforma e multiplexa as subportadoras do domínio da frequência em valores no domínio do tempo. Para evitar a radiação fora de banda, ocorre o preenchimento da sequência de dados originais com zeros, produzindo uma entrada  $x_n$  dada por um vetor NFFT  $\times 1$ . A inserção de zeros na entrada  $x_n$ , pode ser observada na figura 23, onde, o sistema com 256 portadoras, sendo 96 delas portadoras de dados. Porém, devido a simetria Hermetiana esse valor dobra produzindo uma saída de 192 portadoras mapeadas em 256 portadoras conforme observado na figura. O sinal OFDM pode ser observado na figura 24 e os parâmetros utilizados na tabela 02.

**Tabela 02: Valores dos parâmetros utilizados para obtenção do sinal OFDM.**

Parâmetros	Valores
Portadoras	256/512/1024/2048
Portadoras com dados	37,5% - 96/192/384/768
Prefixo cíclico	25% - 64/128/256/512
Número de portadoras pilotos	12,5% - 12/24/48/96
SNR (dB)	30/25/20/15/10/5/0/-5
Interações	1000

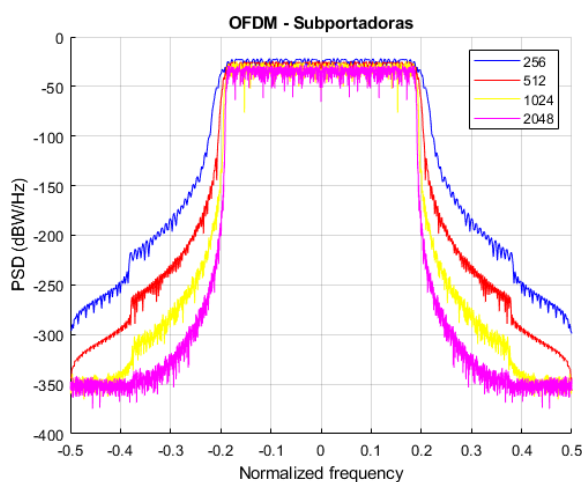
Fonte: Autoria própria.

Figura 23 - Sinal complexo com a inserção de zeros para evitar a radiação fora de banda.



Fonte: Autoria própria.

Figura 24 – Sinal OFDM com variação no número de subportadoras (256, 512, 1024 e 2048).



Fonte: Autoria própria.

*Adição do CP*, bloco responsável pela cópia de uma fração das amostras finais do sinal temporal obtido pelo bloco IFFT e inserção do valor copiado no início do sinal, criando assim um intervalo de guarda de maneira a prevenir a ISI entre sinais OFDM consecutivos. No estudo utilizou-se 1/4 ou seja 25% do número de portadoras, valor esse adotado conforme (JIANG et al., 2010; SHIEH et al., 2010; MAOKAI et al., 2009; HSIEH et al., 1998).

*P/S*, bloco responsável por realizar a conversão dos dados paralelos recebidos do bloco adição do CP para uma sequência serial de dados.

*DAC*, bloco responsável por realizar a conversão dos dados digitais para analógicos, obedecendo o teorema de Nyquist (ARNON, 2015).

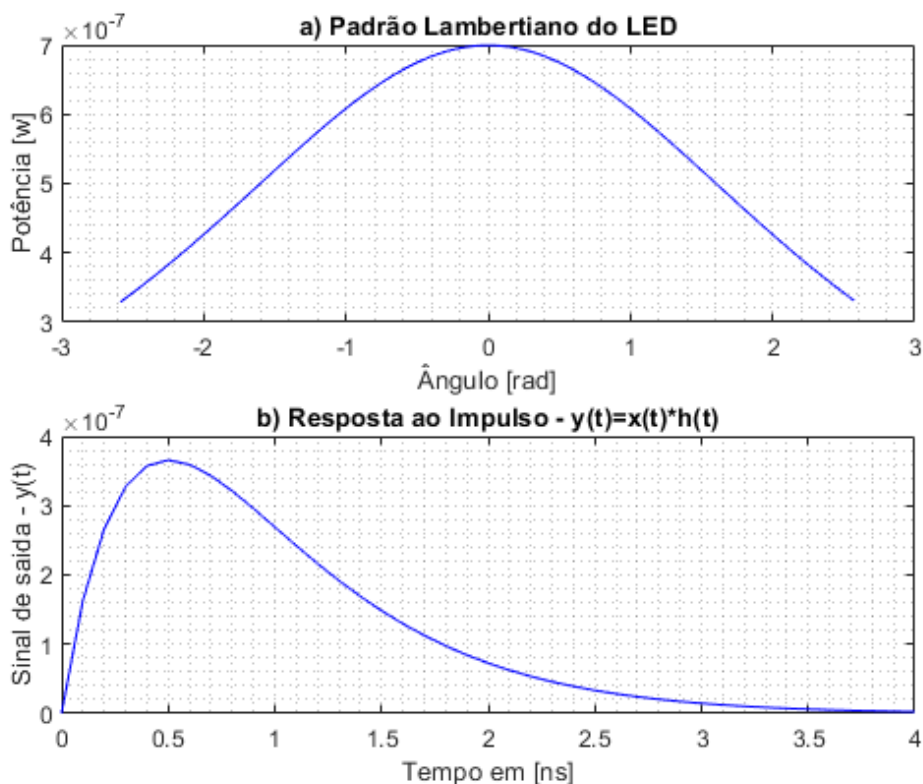
*Link VLC + AWGN*, bloco que representa a simulação da resposta ao impulso da fonte Lambertiana através de um canal sem fio LOS e NON-LOS a distâncias variáveis entre o LED e fotodetector PIN conforme valores adotados na tabela 03 e a adição de um ruído Gaussiano Branco com SNR dado na tabela 02. O PIN neste trabalho é representado como o ganho referente ao nível de intensidade de recepção ótica recebida multiplicado pela sua responsividade, com área de  $150 \times 10^{-6} \text{ m}^2$  (Valor obtido no *datasheet* (First Sensor PIN Photo Diode Data Sheet, Part Description PS1.0-5b TO, Order # 501424) referente ao Si Photodiode, 35 ps Rise Time, 400 - 1100 nm,  $\varnothing 150 \mu\text{m}$  *Active Area* e responsividade 0,17). A fonte Lambertiana e a resposta do canal são apresentados na figura 25, a distribuição da SNR do canal apresentado na figura 26 utilizando os parâmetros apresentados na tabela 03.

**Tabela 03: Valores dos parâmetros utilizados para obtenção da SNR do canal.**

<b>Parâmetros</b>	<b>Valores</b>
Potência do LED	0,3 [W]
Distância entre TX e RX	3 [m]
Área do receptor	150 [ $\mu\text{m}^2$ ]
Responsividade	0,17
Ângulo de meia potência	$\pi/3$ [rad]
Padrão de intensidade	Lambertiano
Ganho da lente	1
Banda do amplificador	450 [MHz]
Densidade do ruído do amplificador	$5e^{-12}$ [A/Hz <sup>1/2</sup> ]

**Fonte: Autoria própria.**

Figura 25 – a) – Padrão de intensidade Lambertiana de uma fonte LED padrão. b) – Resposta ao impulso do canal sem fio para um padrão de intensidade Lambertiana.

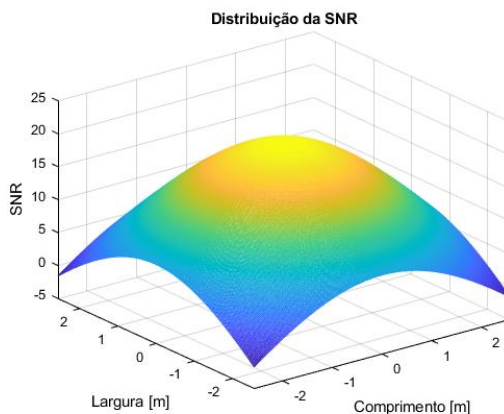


Fonte: Autoria própria.

ADC, bloco que realiza o processo inverso ao DAC, ou seja, a conversão dos dados analógicos obtidos do bloco LINK VLC + AWGN para valores digitais.

*Retirada do CP*, bloco responsável por retirar o CP recebido no início do símbolo OFDM no receptor.

Figura 26 - Distribuição da SNR do sistema utilizando um LED com diagrama de radiação Lambertiano obtido de acordo com o modelo descrito na seção 2.1.2 da dissertação.



Fonte: Autoria própria.

*S/P*, bloco responsável por realizar a conversão dos dados seriais recebidos do bloco, após retirada do CP para uma sequência paralela de dados.

*FFT*, o bloco FFT transforma e demultiplexa as subportadoras do domínio do tempo para valores no domínio da frequência. A dificuldade nesse bloco é identificar o início do símbolo OFDM.

*Estimativa do canal*, bloco responsável por realizar uma estimativa do canal ruidoso (Link VLC + AWGN), para que se torne possível a recuperação do sinal recebido de maneira confiável e com menor BER. O princípio do bloco consiste em solucionar a equação  $y_{[np]} = x_{[np]} * H_{[np]} + w_{[np]}$ . Conhecendo o  $x_{[np]}$  que corresponde às portadoras pilotos inseridas no bloco inserção dos pilotos pode-se aproximar  $H_{[np]}$  como  $H_{[np]} = y_{[np]}/x_{[np]}$  (LI, 2000), onde  $y_{[np]}$  é o sinal recebido das portadoras pilotos,  $x_{[np]}$  o sinal transmitido pelas portadoras pilotos, sinal esse conhecido,  $w_{[np]}$  representa o ruído branco gaussiano (AWGN) que afeta as portadoras pilotos transmitidas,  $H_{[np]}$  é a resposta do canal das portadoras pilotos e  $np$  é o índice da subportadora piloto.

Foram utilizados dois métodos para estimativa do canal, os mínimos quadrados lineares (LLS) e o método proposto nesta dissertação. Na utilização do LLS a resposta do canal é obtida simplesmente dividindo a subportadora piloto recebida de índice  $np$  pela subportadora transmitida de índice  $np$ . No LLS duas subportadoras pilotos são utilizadas para determinar as respostas do canal das subportadoras de dados localizadas entre as subportadoras pilotos através de interpolação de primeira ordem. Para uma subportadora de dados  $k$ , a resposta estimada do canal é dada por (MAOKAI et al., 2009):

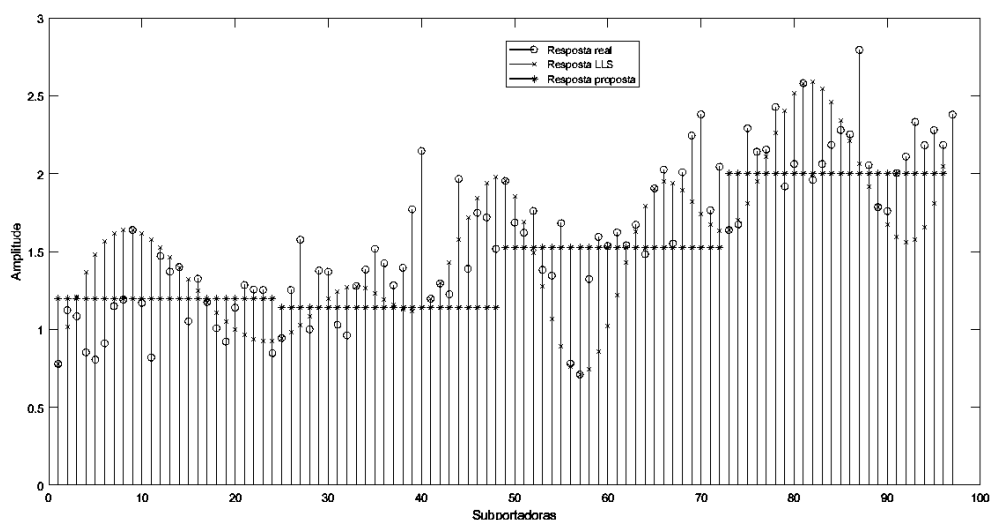
$$H(k) = H_{(np)} + \frac{l}{L} (H_{(np+1)} - H_{(np)}), \quad 0 \leq l < L \quad (2.45)$$

onde  $k$  é o índice da subportadora,  $l$  o índice da subportadora com dados dentro do intervalo da subportadoras pilotos utilizadas para estimativa e obedecendo  $0 \leq l < L$ , e  $L$  número de subportadoras pilotos.

No método proposto, janelas são dimensionadas de modo a abranger um número de subportadoras pilotos. As janelas são maneiras diferentes de se combinar as subportadoras de dados dentro de um intervalo escolhido de subportadoras pilotos.

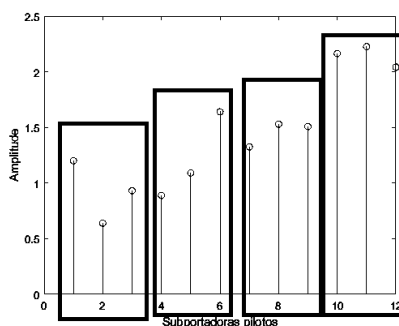
Após o dimensionamento dessas janelas, que podem variar conforme o número de subportadoras utilizadas, é realizada uma média simples dos valores das respostas ao canal, e o valor obtido é utilizado para equalizar as subportadoras de dados localizadas dentro do intervalo escolhido. A resposta do canal dos métodos apresentados pode ser observada na figura 27. A figura 28 apresenta janelas selecionadas dentro de um intervalo de 12 subportadoras pilotos de um símbolo OFDM de 256 subportadoras. No exemplo, os números possíveis de janelas são: 1x12, 2x6 portadoras, 3x4, 4x3 e 6x2 subportadoras, num total de 5 janelas possíveis. Os intervalos possíveis são dimensionados de acordo com o número de subportadoras pilotos do sistema. Para o estudo em questão a tabela 04 apresenta os números possíveis de intervalos.

**Figura 27 – Representação das respostas das subportadoras através do canal, comparando com a resposta real  $H = Y/X$ , resposta LLS e resposta do sistema proposto.**



Fonte: Autoria própria.

**Figura 28 – Subportadoras pilotos de um símbolo OFDM de 256 subportadoras, onde foi utilizado como dimensão da janela o valor 3.**



Fonte: Autoria própria.

**Tabela 04:** Valores referente aos números de subportadoras e o número de janelas.

Subportadoras	Subportadoras pilotos	Janelas possíveis
256	12	5
512	24	7
1024	48	9
2048	96	11

Fonte: Autoria própria.

No método proposto, as subportadoras com dados localizadas no intervalo compreendido entre as portadoras laterais das janelas selecionadas, são então equalizadas pelo valor médio das portadoras pilotos do intervalo selecionado, ou seja:

$$H_{(pp)} = \sum_{x=Iinf}^{ISup} \left( \frac{Rx(x)}{Tx(x)} \right) / Djan, \quad 1 \leq pp \leq (np/Djan) \quad (2.46)$$

onde:  $H_{(pp)}$  é a resposta do canal,  $pp$  é a janela,  $Djan$  é a dimensão da janela,  $Iinf$  e  $ISup$  são dados como:

$$Iinf = (pp - 1) * (Djan + 1) \text{ e } ISup = (pp * Djan), \quad 1 \leq pp \leq (np/Djan)$$

*Equalizador*, no bloco da equalização do sistema realizado no domínio da frequência, são utilizadas duas técnicas de estimativa do canal, uma baseada na (LLS - *Linear Least Square*) e a técnica proposta, ambas utilizando um equalizador de uma derivação, dada por:

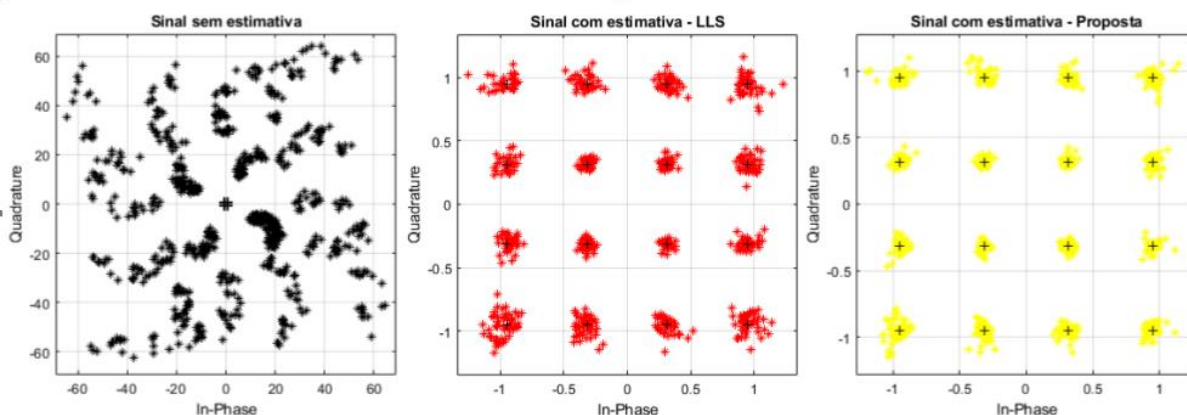
$$\hat{X} = \frac{Y}{\hat{H}}$$

onde  $\hat{X}$  são os bits após a equalização,  $Y$  são os bits recebidos e  $\hat{H}$  a resposta do canal estimada.

A figura 29 apresenta a constelação de 16-QAM sem equalização, com equalização utilizando estimativa LLS e com equalização utilizando o método proposto. Observa-se uma melhora utilizando a equalização com a estimativa proposta, melhora essa que pode ser observada no decorrer do capítulo onde será apresentado de maneira gráfica o resultado BER x SNR.



**Figura 29 - Diagrama de constelação do sistema sem equalização, representado pelos ‘\*’ pretos, sistema com equalização de uma derivação e estimativa LLS, representado pelos ‘\*’ vermelhos e sistema com equalização de uma derivação e estimativa proposta, representado pelos ‘\*’ amarelos.**



Fonte: Autoria própria.

Demodulador, o bloco de demodulação é responsável por desmapear os símbolos complexos recebidos pelo sistema ( $\pm a \pm jb$ ) em valores de bits (0,1).

Trezentos e oitenta e quatro cenários de testes foram utilizados para validar os estudos sobre a utilização do OFDM em sistemas VLC. Foram realizadas variações dos parâmetros essenciais da arquitetura do sistema conforme apresentado na tabela 05. Os resultados obtidos, após à simulação dos cenários propostos no estudo, serão abordados no decorrer desse capítulo.

Para as simulações foram utilizados valores da relação sinal ruído (SNR) obtidos através da simulação do código apenas do canal VLC utilizando os seguintes parâmetros e observados na figura 26, o qual varia de um máximo aproximadamente de 25 db e um mínimo de -5 db.

**Tabela 05: Valores dos parâmetros utilizados para a simulação do sistema OFDM + VLC.**

Parâmetros	Valores
Potência do LED	0,3 [w]
Distância da fonte ao receptor	3,2 [m]
Área do receptor (incidência da luz)	150 [ $\mu\text{m}^2$ ]
Responsividade do PIN	0,17
Banda do Amplificador	450 [MHz]
Densidade do ruído do amplificador	$5 \times 10^{-12}$ [A/Hz]

Fonte: Autoria própria.

Para a simulação do sistema VLC utilizando OFDM em um canal ruidoso, foi utilizado uma dimensão de ambiente, quatro diferentes distribuições geométricas da fonte e receptor, três tipos de modulações, oito níveis de SNR, quatro diferentes configurações de número de portadoras do OFDM, totalizando 384 simulações com mil interações cada. Todos os valores e cenários utilizados são apresentados nas tabelas 05 a 08.

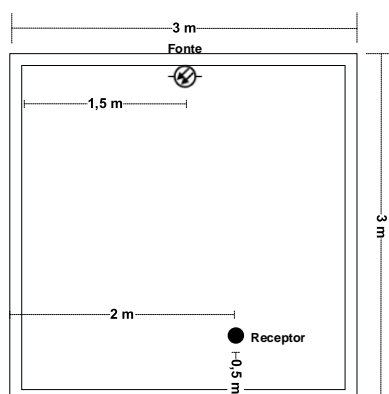
Para os cenários referentes à resposta ao impulso do canal foi utilizado um ambiente (3 x 3 x 3), considerando uma fonte no teto e um receptor localizado a uma distância de 2,54 m da fonte (cenário 01) apresentado na figura 30. O canal simulado possui três reflexões e o posicionamento da fonte e receptor foi escolhido de maneira, tal que em nenhum momento, os ângulos de incidência e reflexão sejam superiores ao ângulo crítico de transmissão (ângulo de meia potência do LED e o FOV do receptor).

**Tabela 06: Valores dos parâmetros utilizados para obtenção do cenário 01 do canal para simulação do VLC + OFDM.**

Parâmetros	Valores
Dimensões da sala	(3 x 3 x 3)
Coordenadas da fonte	(1,5 x 1,5 x 3)
Coordenadas do receptor	(2 x 2 x 0.5)
$d_{\text{room}}$	1 m <sup>2</sup>
Coefficiente de reflexão das paredes	0.8
Ângulo de meia potência	60°
Velocidade da luz	3 x 10 <sup>8</sup> m/s
FOV	120°

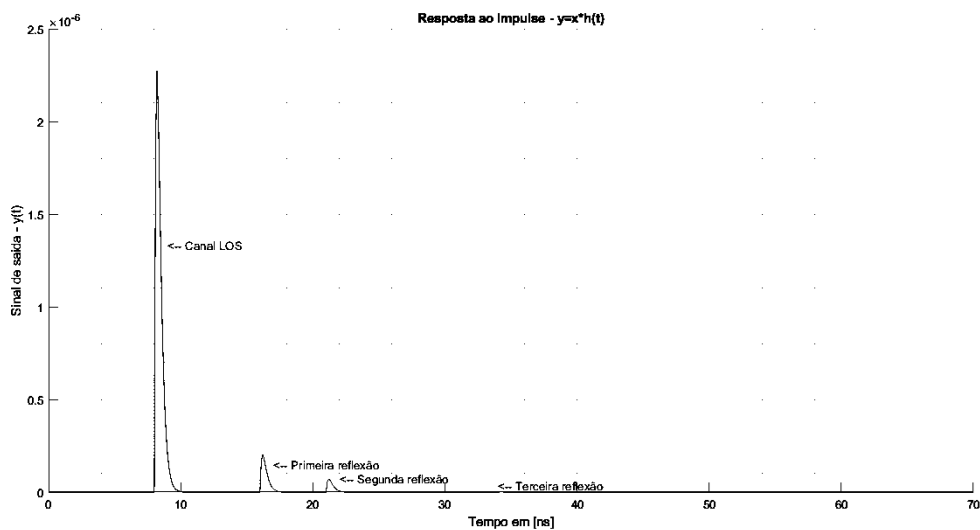
Fonte: Autoria própria.

**Figura 30 - Cenário do ambiente referente aos parâmetros utilizados na tabela 06.**



Fonte: Autoria própria.

Figura 31 - Resposta ao impulso do canal com três reflexões utilizando os parâmetros da tabela 06.



Fonte: Autoria própria.

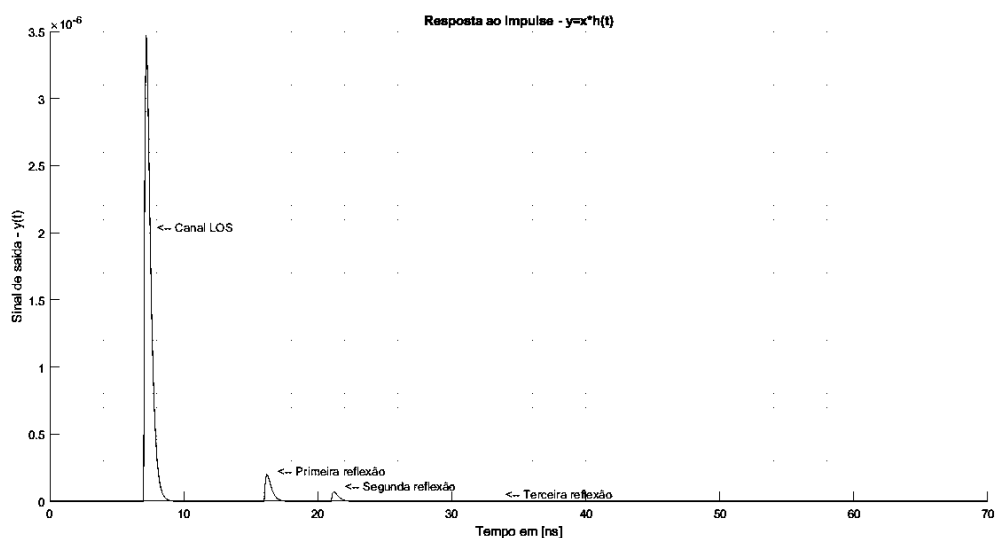
Para o cenário 02 utilizou-se a resposta ao impulso do canal em um ambiente (3 x 3 x 3), e considerou-se uma fonte no teto a uma distância do receptor de 2,06 m, além de seguir os mesmos cuidados quanto ao ângulo crítico apresentado no cenário 01.

Tabela 07: Valores dos parâmetros utilizados para obtenção do cenário 02 do canal para simulação do VLC + OFDM.

Parâmetros	Valores
Dimensões da sala	(3 x 3 x 3)
Coordenadas da fonte	(1,5 x 1,5 x 3)
Coordenadas do receptor	(2 x 2 x 1)
Droom	1 m <sup>2</sup>
Coefficiente de reflexão das paredes	0,8
Ângulo de meia potência	60°
Velocidade da luz	3 x 10 <sup>8</sup> m/s
FOV	120 graus

Fonte: Autoria própria.

Figura 32 - Resposta ao impulso do canal com três reflexões utilizando os parâmetros da tabela 07.



Fonte: Autoria própria.

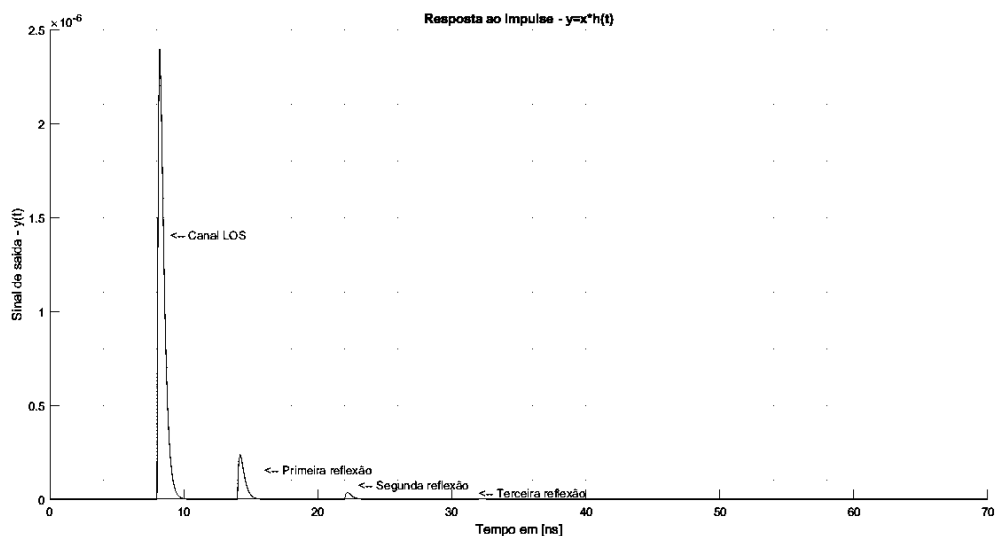
No caso do cenário 03 a resposta ao impulso utilizou-se de uma fonte no teto e um receptor localizado a uma distância de 2,5 m da fonte. O canal simulado possui três reflexões e o posicionamento da fonte e receptor foi escolhido de maneira, tal que em nenhum momento, os ângulos de incidência e reflexão sejam superiores ao ângulo crítico de transmissão (ângulo de meia potência do LED e o FOV do receptor).

Tabela 08: Valores dos parâmetros utilizados para obtenção do cenário 03 do canal para simulação do VLC + OFDM.

Parâmetros	Valores
Dimensões da sala	(3 x 3 x 3)
Coordenadas da fonte	(1,5 x 1,5 x 3)
Coordenadas do receptor	(1.5 x 1.5 x 0.5)
Droom	1 m <sup>2</sup>
Coefficiente de reflexão das paredes	0,8
Ângulo de meia potência	60°
Velocidade da luz	3 x 10 <sup>8</sup> m/s
FOV	120 graus

Fonte: Autoria própria.

Figura 33 - Resposta ao impulso do canal com três reflexões utilizando os parâmetros da tabela 08.



Fonte: Autoria própria.

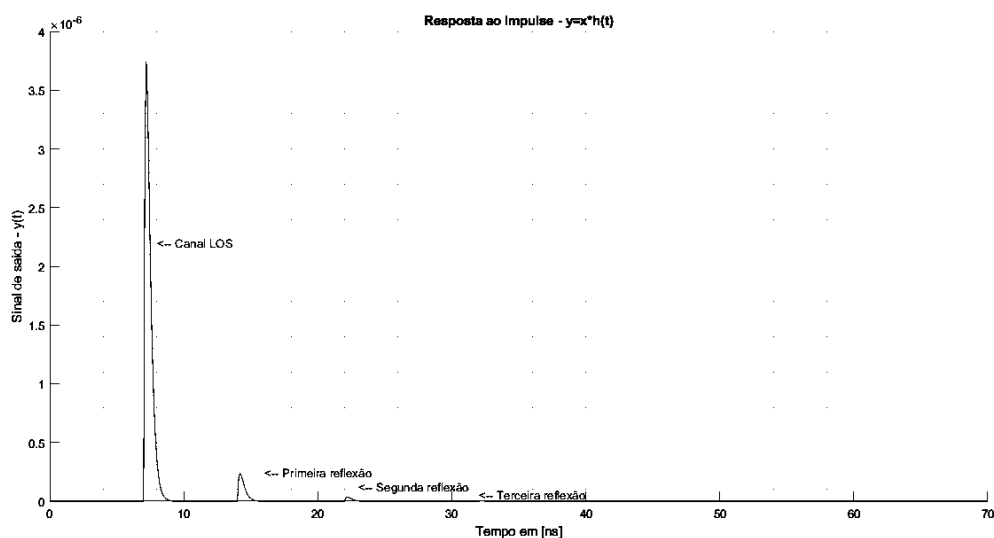
No cenário 04 uma fonte no teto e um receptor localizado a uma distância de 2,0 m da fonte, os demais critérios seguiram os cuidados dos cenários anteriores.

Tabela 09: Valores dos parâmetros utilizados para obtenção do cenário 04 do canal para simulação do VLC + OFDM.

Parâmetros	Valores
Dimensões da sala	(3 x 3 x 3)
Coordenadas da fonte	(1,5 x 1,5 x 3)
Coordenadas do receptor	(1.5 x 1.5 x 1)
Droom	1 m <sup>2</sup>
Coeficiente de reflexão das paredes	0,8
Ângulo de meia potência	60°
Velocidade da luz	3 x 10 <sup>8</sup> m/s
FOV	120 graus

Fonte: Autoria própria.

Figura 34 - Resposta ao impulso do canal com três reflexões utilizando os parâmetros da tabela 09.



Fonte: Autoria própria.

Analisando as respostas ao impulso do sistema nos quatro cenários, observa-se que, conforme a fonte se afasta do receptor, a potência do canal *LOS* diminui em conjunto com as demais reflexões dos canais *NLOS* e conforme alinhamos a fonte com o receptor e aproximamos os mesmos, a potência do sinal referente as fontes de reflexão *NLOS* diminuem, permanecendo praticamente apenas a resposta do canal *LOS*, caso que pode ser observado na comparação das amplitudes do canal *LOS* das figuras 31 e 34.

Os quatro cenários foram simulados utilizando o código desenvolvido que carrega os dados de um canal baseado nos cenários apresentados, realiza a modulação utilizando OFDM na transmissão, insere um ruído no meio, realiza a demodulação do OFDM e calcula a melhoria do sinal equalizado e a BER do sistema.

Parâmetros como número de portadoras, portadoras com dados (Informações), número de portadoras pilotos, tamanho do prefixo cíclico, tipo de modulação utilizada, variação do SNR e equalizador, sofreram variações nos diferentes cenários de maneira a compará-los.

Os parâmetros utilizados para a obtenção da BER do sistema e a melhoria obtida com o equalizador são apresentados na tabela 10:

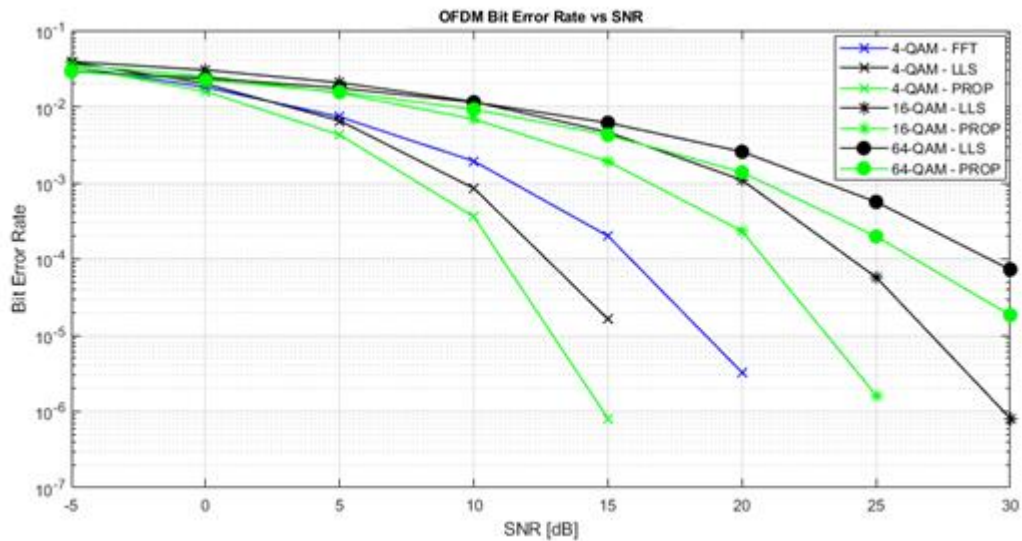
**Tabela 10: Valores dos parâmetros utilizados para obtenção da SNR do canal.**

Parâmetros	Valores
Canal	Resposta ao impulso dos cenários de 1 – 4
Portadoras pilotos	12/24/48/96
Número de portadoras	256/512/1024/2048
Número de portadoras com dados	96/192/384/768
Tamanho do prefixo cíclico	64/128/256/512
Número de interações	$10^3$

Fonte: Autoria própria.

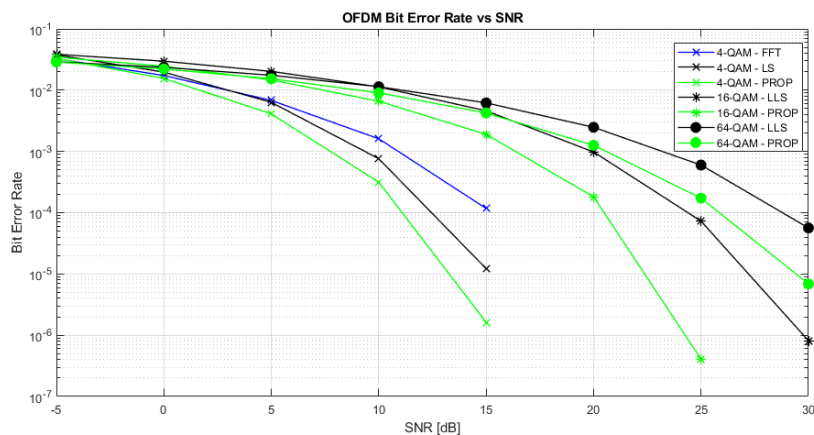
Os resultados obtidos simulando os quatro cenários estudados são apresentados nas figuras 35 a 38. Conforme alinha-se a fonte com o receptor, de modo a minimizar os efeitos de reflexão, fica claro a melhoria da BER no sistema.

**Figura 35 – SNR x BER do cenário 01 simulado com modulações de 4/16 e 64-QAM, utilizando apenas a transformada rápida de Fourier, utilizando a LS e o método proposto (PROP).**



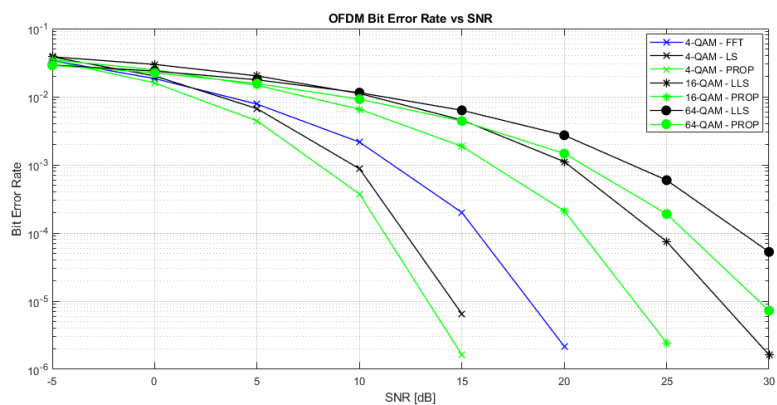
Fonte: Autoria própria.

Figura 36 – SNR x BER do cenário 02 simulado com modulações de 4/16 e 64-QAM.



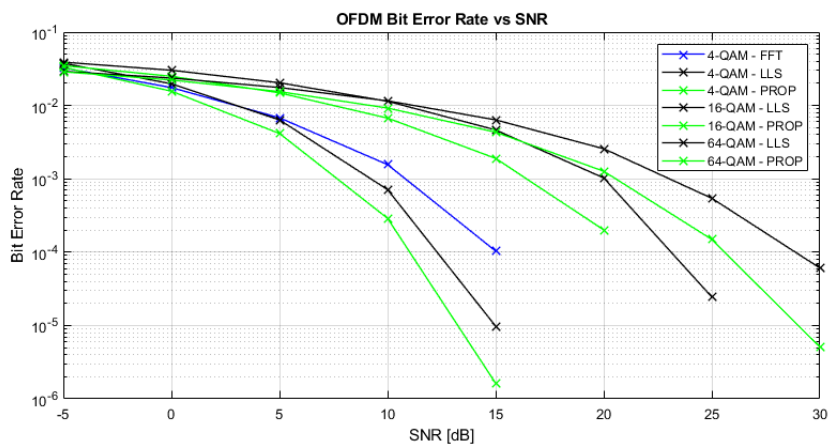
Fonte: Autoria própria.

Figura 37 – SNR x BER do cenário 03 simulado com modulações de 4/16 e 64-QAM.



Fonte: Autoria própria.

Figura 38 - SNR x BER do cenário 04 simulado com modulações de 4/16 e 64-QAM.

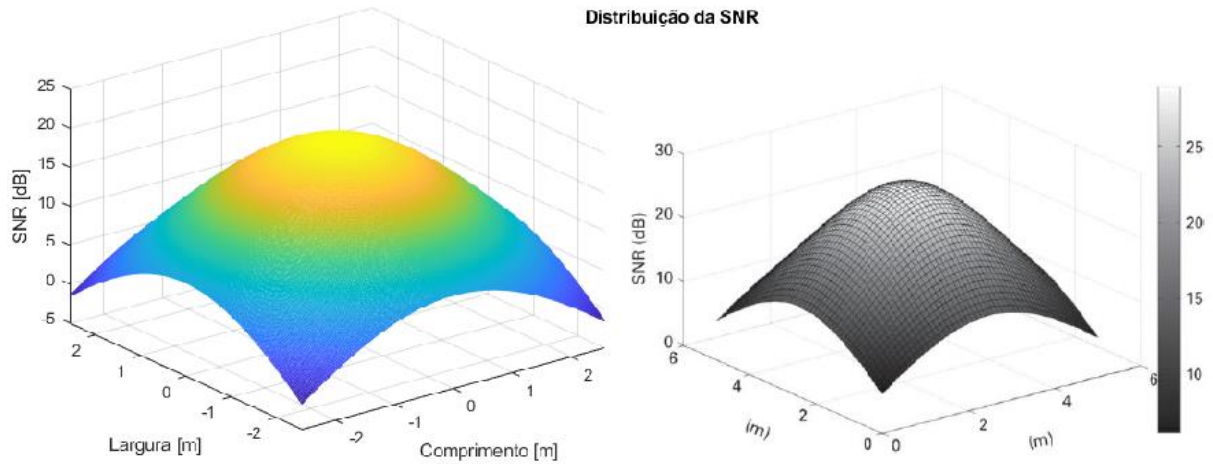


Fonte: Autoria própria.



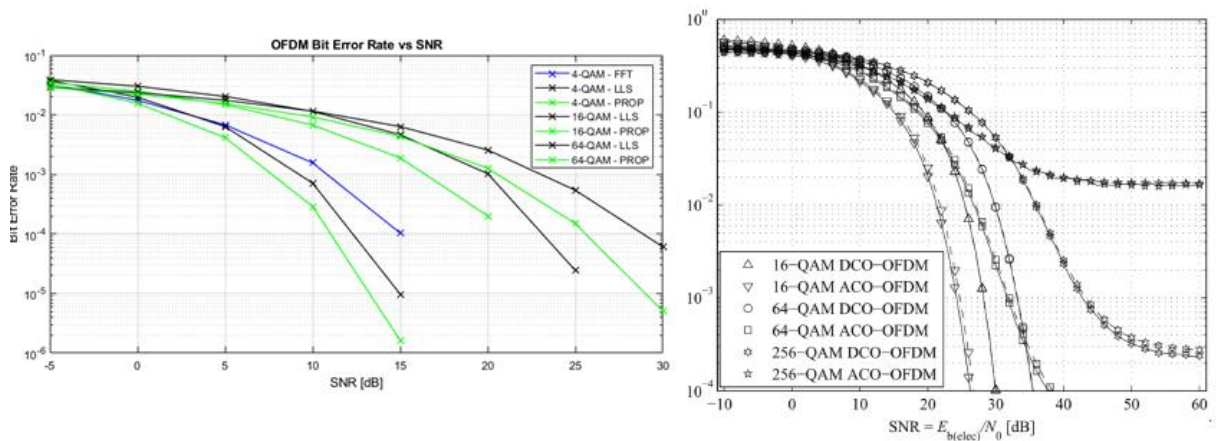
As BER's apresentadas nas figuras 35 a 38 foram obtidas através da simulação de sistemas incluindo modulação do tipo x-QAM, OFDM, canal VLC e sistema sem equalização, caso esse apresentado nas figuras como FFT, com equalização LLS, apresentado nas figuras como LS e com o equalizador proposto, apresentado nas figuras como PROP. Analisando cada figura, tem-se que, na figura 35 simulado com valores do cenário 01 e avaliando a modulação 4-QAM, foi obtida uma BER  $< 10^{-5}$  através da utilização do equalizador proposto com valores de SNR maior que 15 db, enquanto que o valor similar de BER foi obtido com SNR maior que 20 db usando o método LLS. Observa-se melhorias nas modulações de 16-QAM e 64-QAM comparando o método proposto x LLS. Na figura 36, cenário 02, foi obtida uma BER  $< 10^{-5}$  com modulação 16-QAM para valores de SNR maior que 25 db utilizando o equalizador proposto, enquanto o método LLS obtém-se o mesmo resultado com valores maior que 28 db. A figura 37 que corresponde ao cenário 3 simulado, apresentou melhora significativa utilizando modulação 16-QAM. Comparado os resultados utilizando o equalizador proposto e o equalizador LLS, tem se valores de BER  $< 10^{-5}$  com uma SNR de 25 db, para uma BER  $< 10^{-5}$  com SNR de 28 db utilizando o equalizador LLS. Na figura 38 utilizando o cenário 04, onde obteve-se os melhores resultados em todas as modulações, analisa-se uma melhora utilizando 16-QAM de um BER  $< 10^{-6}$  para valores de SNR maior que 25 db com o equalizador proposto, enquanto o valor similar de BER foi obtido com SNR maior que 30 db usando o método LLS. Da análise dos dados obtidos nas figuras 35 a 38, nota-se que um sistema pode operar com modulação de 64-QAM com SNR de 25 dB, 16-QAM com SNR 20 e 4-QAM com SNR de 10 o que viabiliza o sistema com BER  $< 10^{-3}$ . Observando o valor do SNR das figuras 35 a 38, nota-se que, em uma quantidade elevada de pontos pode-se verificar o funcionamento do sistema em taxas aceitáveis, além de validar a melhora obtida utilizando o equalizador proposto, que chega em alguns casos apresentar desempenho superior ou igual a 5 dB, como são os casos da modulação 16-QAM para os quatro cenários. Os resultados obtidos chegaram próximos aos valores de simulações realizadas por outros pesquisadores (ARNON, 2012; DIMITROV et al., 2015). A figura 39, compara os valores de SNR utilizados em (ARNON, 2012) com os valores utilizados no trabalho. A figura 40, compara os resultados obtidos por (DIMITROV, et al., 2015) com relação aos valores obtidos através das simulações.

Figura 39 - Comparação dos valores obtidos de SNR na pesquisa com os valores obtidos em (ARNON, 2012).



Fonte: Adaptado de (ARNON, 2012).

Figura 40 - Comparação dos valores lineares obtidos na pesquisa com os valores obtidos por (DIMITROV, 2015).



Fonte: Adaptado de (DIMITROV, 2015).

De modo a agregar maior valor ao estudo foram realizadas simulações utilizando o transmissor LED não linear através do mesmo sistema proposto na figura 19. A tabela 11 apresenta os valores utilizados. O modelo de LED não linear utilizado é aquele definido em 2.43 e 2.44. Como função  $f(v_{LED})$  em 2.44, foi utilizado um polinômio de quarta ordem dado por:

$$f(v_{LED}) = a_4 v^4 + a_3 v^3 + a_2 v^2 + a_1 v + a \quad (2.47)$$

onde os valores de  $a_4$  a  $a_1$  são os coeficientes do polinômio, os quais foram obtidos através da aplicação de um algoritmo de ajuste de curvas (*fitting*) aos dados do datasheet do LED OSRAM Golden Dragon LA W57B, LY W57B.

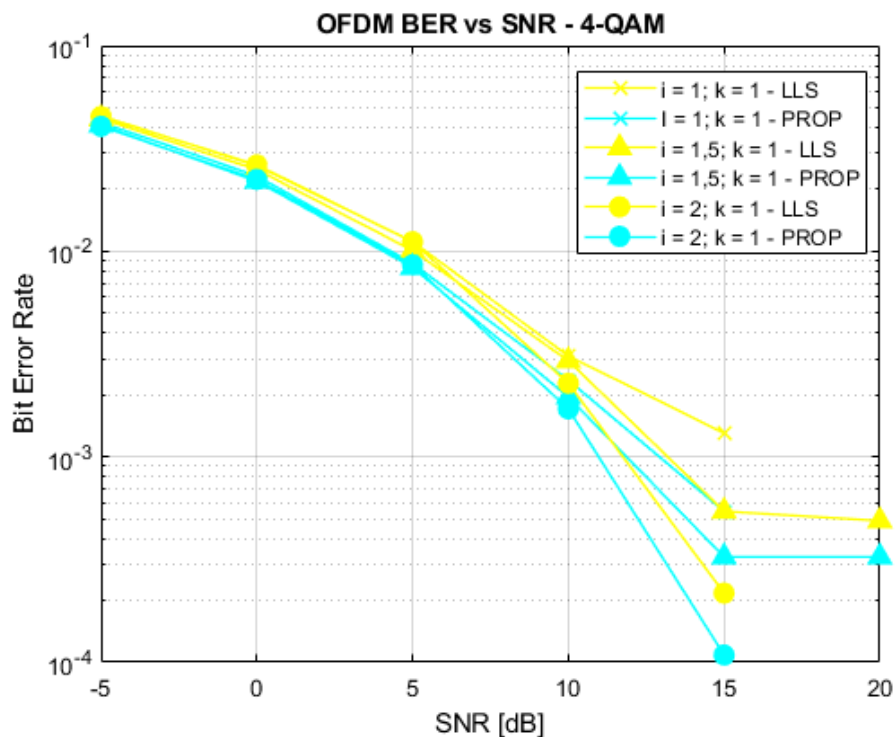
**Tabela 11: Valores dos parâmetros utilizados para obtenção da SNR do canal com não linearidade.**

Parâmetros	Valores
Canal	Resposta ao impulso do cenário 1
Portadoras pilotos	12/24/48/96
Número de portadoras	256/512/1024/2048
Número de portadoras com dados	96/192/384/768
Tamanho do prefixo cíclico	64/128/256/512
Número de interações	$10^3$
SNR	(25, 20, 15, 10, 5, 0 e -5)
Parâmetros do LED	$a = 0.0036299$ , $a_1 = 0.1302876$ , $a_2 = 1.5749007$ , $a_3 = -0.6456019$ e $a_4 = 0.2763132$
K	1, 3 e 50
Tensão	Min – 0 e Max – 1,2

Fonte: Autoria própria.

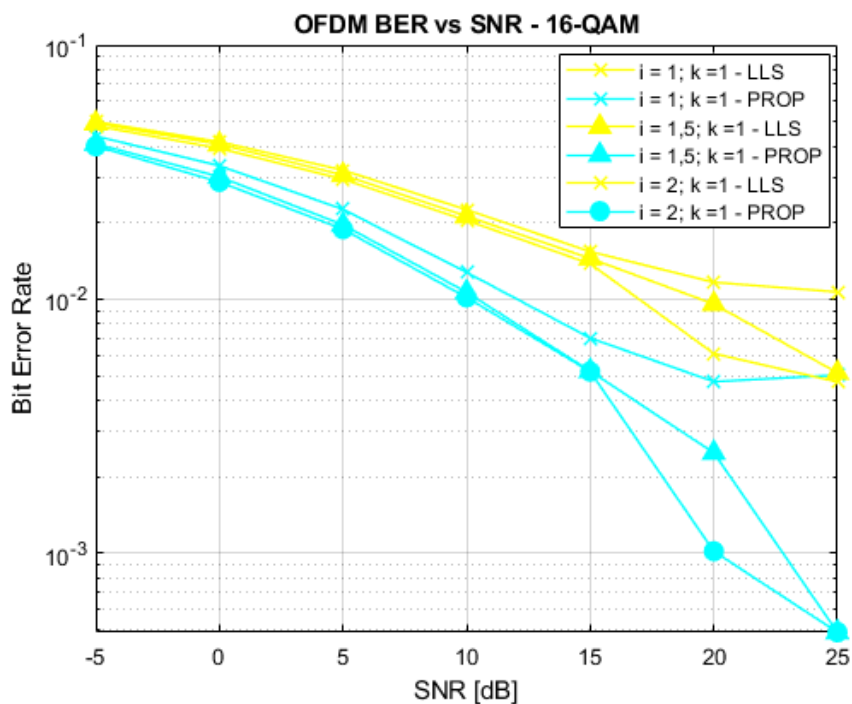
Como esperado as simulações utilizando transmissor não linear implicam em uma grande degradação da performance do sistema que podem ser observadas nas figuras de (41 – 44), onde foram simulados o OFDM + VLC conforme parâmetros da tabela 11. Utilizando modulação de 4-QAM o sistema se torna viável acima de  $10^{-3}$  em todos os valores de “ $k$ ” e “ $i$ ” simulados. O sistema só se torna viável com modulação 16-QAM para valores de  $k = 1$  e  $i = 2$ . Para os demais valores o sistema não obtém uma BER acima de  $10^{-3}$ , e desse modo, não foram apresentados os resultados para 16-QAM com variação de  $k = 3$ ,  $k = 50$  e para todos os “ $k$ ” em 64-QAM. Mesmo melhorando a SNR os sistemas utilizando 16-QAM e 64-QAM não convergem. A figura 41 apresenta os melhores valores de SNR, o que é esperado comparado com as figuras 43 e 44, já que a transição no pico de  $k = 1$  é mais suave que os  $k$  maiores, conforme observado na figura 18. A figura 44 apresenta o erro quadrático médio MSE (Mean Square error) utilizando o cenário 01 com diferentes tipos de modulação e sistema não linear para valores aceitáveis de SNR x BER.

Figura 41 - SNR x BER simulado com modulação de 4-QAM com transmissor não linear com  $k = 1$  e diferentes intensidades de corrente.



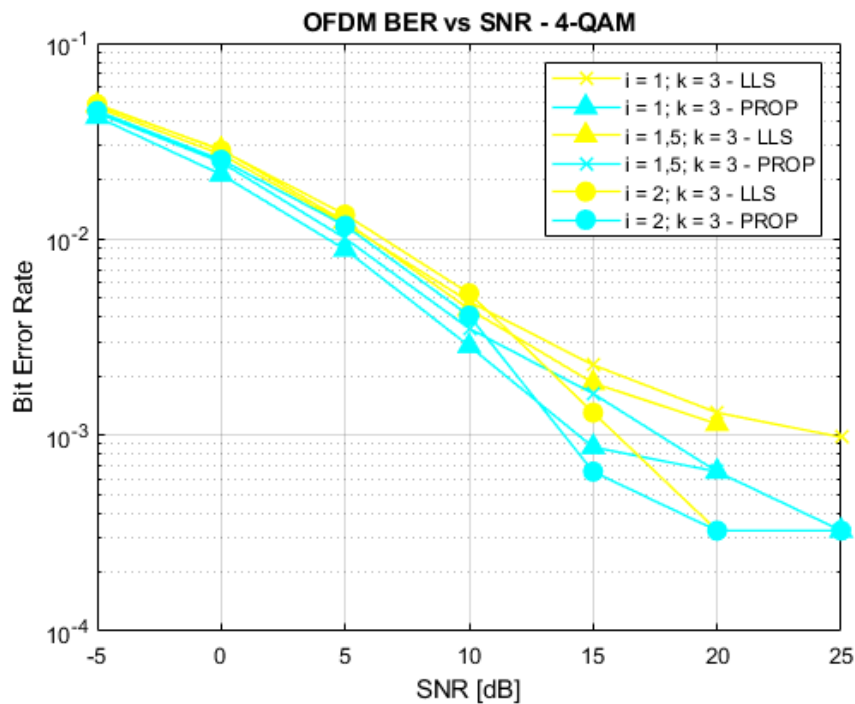
Fonte: Autoria própria.

Figura 42 - SNR x BER simulado com modulação de 16-QAM com transmissor não linear com  $k = 1$  e diferentes intensidades de corrente.



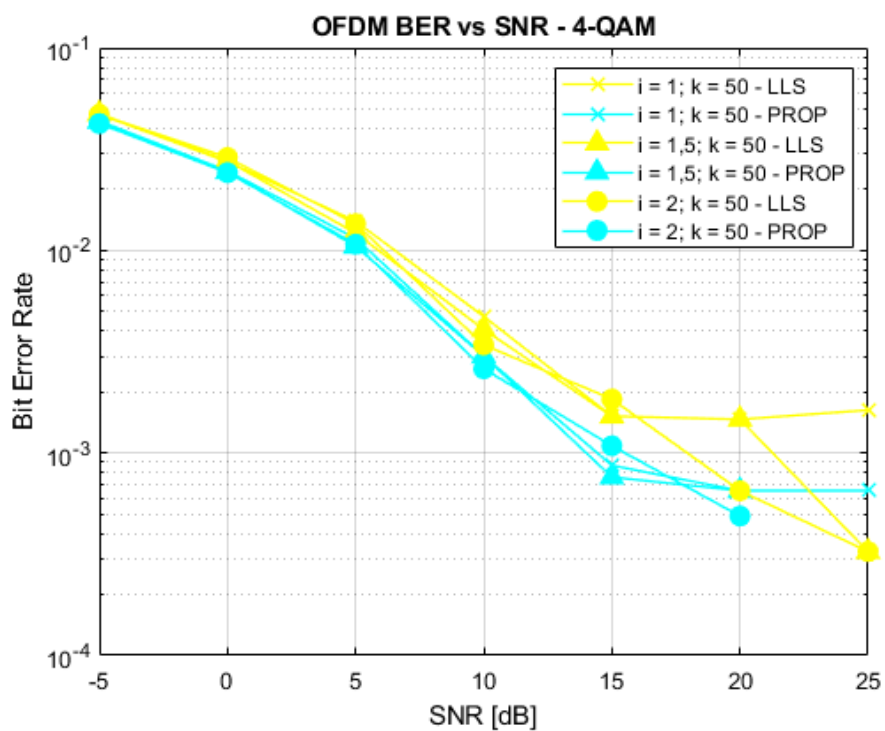
Fonte: Autoria própria.

Figura 43 - SNR x BER simulado com modulação de 4-QAM com transmissor não linear com  $k = 3$  e diferentes intensidades de corrente.



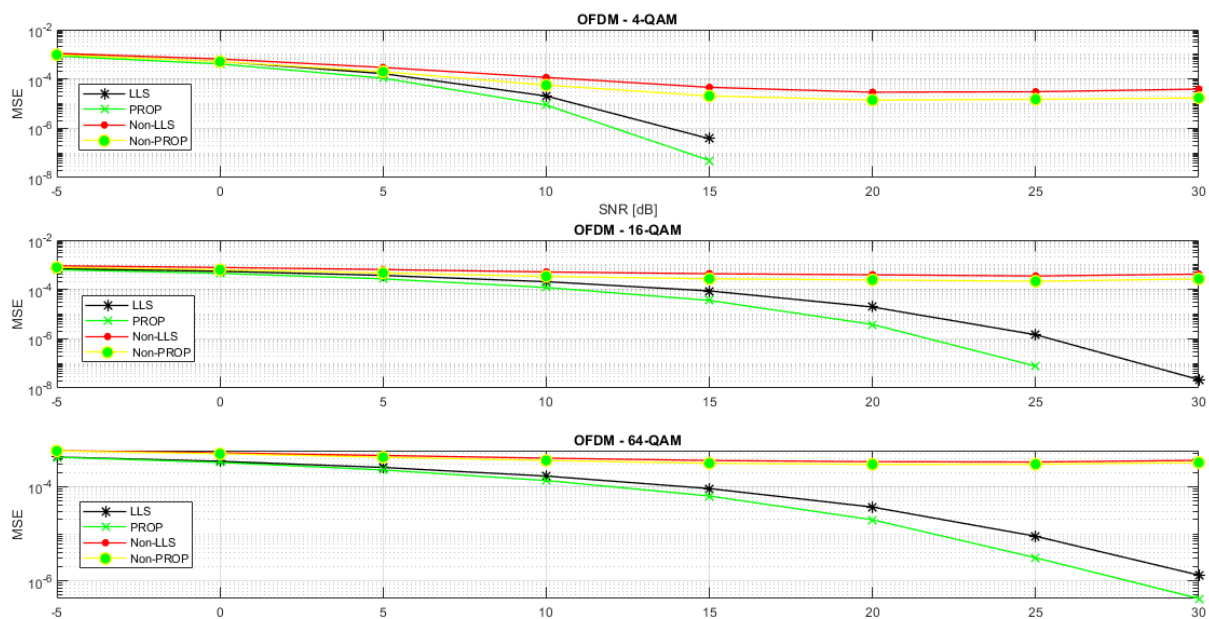
Fonte: Autoria própria.

Figura 44 - SNR x BER simulado com modulação de 4-QAM com transmissor não linear com  $k = 50$  e diferentes intensidades de corrente.



Fonte: Autoria própria.

Figura 45 - SNR x MSE simulado com modulações de 4/16/64-QAM com transmissor linear e não linear.



Fonte: Autoria própria.

## 4 CONCLUSÃO

O trabalho teve como objetivo específico realizar a simulação e a implementação de sistemas VLC com OFDM. Foram empregados os equalizadores baseados em LLS e no modelo proposto de modo a compará-los.

Os resultados obtidos chegaram próximos aos valores de simulações realizadas por outros pesquisadores (ARNON, 2012; DIMITROV et al., 2015), como é o caso da distribuição da SNR no ambiente e a relação SNR x BER. Em alguns casos a escala de medida difere devido ao intervalo da análise ou normalização de resultados aplicados por outros pesquisadores.

As simulações realizadas no trabalho mostraram que a utilização de modulação OFDM e o emprego de equalização no sistema auxilia no enlace VLC, de maneira a minimizar os efeitos provocados pela recepção das informações oriundas das diversas reflexões devido a multipercurso. Os resultados de certa forma convergem com a literatura sobre o tema, a saber, onde em (KAHN, et al., 1997; PATHAK, et al., 2015; PRASAD, 2004), os autores simulam canais LOS e NLOS para ambientes internos de um enlace sem fio, os resultados obtidos no estudo se aproximam dos resultados obtidos na literatura, em (SHIEH, et al., 2010; CHIUEH, et al., 2007) os autores apresentam valores da relação SNR x BER, onde, no estudo obteve-se uma relação SNR x BER próxima dos valores apresentados nas pesquisas anteriores.

Os resultados descritos devem ser avaliados dentro de seu contexto, considerando algumas limitações do estudo como a não possibilidade de replicação das simulações de maneira prática. Como trabalhos futuros deve-se aprofundar a análise dos resultados simulados considerando outras variações de parâmetros e melhorias para transmissores não lineares. Além disso, pretende-se implementar testes práticos de canais OFDM-VLC em laboratório.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ARNON, S.; BARRY, J.; KARAGIANNIDIS, G.; SCHOBBER, R.; and Uysal, M. **Advanced Optical Wireless Communication Systems**. Cambridge University Press, 2012.

ARNON, S. **Visible Light Communication**, Cambridge University Press, 2015.

AZHAR, A. H.; TRAN, T.; O'BRIEN D. **A Gigabit/s Indoor Wireless Transmission Using MIMO-OFDM Visible-Light Communications**. IEEE, vol. 25, no. 2, pp.171-174, Jan. 2013.

BAHAI, A.; SINGH, M.; GOLDSMITH, A.; and SALTZBERG, B. **A new approach for evaluating clipping distortion in multicarrier systems**. IEEE, vol. 20, no. 5, pp. 1037–1046, Jun. 2002.

BAHAL, A. R. S.; SALTZBERG, B. R.; and ERGEN, M. **Multi-Carrier Digital Communications - Theory and Applications of OFDM Second Edition**. Springer, 2004.

BAUM, R. W.; FISCHER, R. F. H.; HUBER J. B., **Reducing the Peak-to-Average Ratio of Multicarrier Modulation by Selective Mapping**. Electronic Letters; Oct 1996; 32: 2056-2057.

CHANG, R. W. **Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission**. Bell System Technical Journal, 45, pp. 1775–1796, 1966.

CHIUEH, T; and TSAI, P. **OFDM Baseband Receiver Design for Wireless Communications**. John Wiley & Sons, 2007.

CHO, Y. S.; KIM, J.; YANG, W. Y.; KANG, C. G. **MIMO-OFDM WIRELESS COMMUNICATIONS WITH MATLAB**. John Wiley & Sons, 2010.

CHUN, H.; RAJBHANDARI, S.; FAULKNER, G.; TSONEV, D.; XIE, ENYUAN.; MCKENDRY, J. J. D.; GU, E.; DAWSON, M. D.; O'BRIEN, D. C.; HAAS, H. **LED Based Wavelength Division Multiplexed 10 Gb/s Visible Light Communications**. IEEE vol. 34, no. 13, pp. 3047-3052, Jul. 2016.



COSTA, E.; and PUPOLIN, S. **M-QAM-OFDM system performance in the presence of a nonlinear amplifier and phase noise**. IEEE Trans. Commun., vol. 50, no. 3, pp. 462–472, Mar. 2002.

CUI, K.; CHEN, G.; XU, Z.; and ROBERTS, R. D. **Line-of-sight Visible Light Communication System Design and Demonstration**. 7th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Signal Processing, 2010.

DAI, L.; ZHANG, C.; XU, Z.; and WANG, Z. **Spectrum-Efficient Coherent Optical OFDM for Transport Networks**. IEEE Journal on Selected Areas In Communications, Vol. 31, N°. 1, pp. 62-74, January 2013.

DIMITROV, S.; and HAAS, H. **Principles of LED Light Communications**. Towards Networked Li-Fi, Cambridge University Press, 2015.

DUHAMEL, P.; HOLLMANN, H. **IET Elect. Lett.** 20, 14–16 (1984).

ELGALA, H.; MESLEH, R.; and HAAS, H. **An LED Model for Intensity-Modulated Optical Communication Systems**. IEEE, vol. 22, no. 11, pp. 835-837, Jun. 2010.

FERREIRA, R. X. G.; XIE, E.; MCKENDRY, J. J. D.; RAJBHANDARI, S.; CHUN, H.; FAULKNER, G.; WATSON, S.; KELLY, A. E.; GU, E.; PENTY, R. V.; WHITE, I. H.; O'BRIEN, D. C.; and DAWSON, M. D. **High Bandwidth GaN-Based Micro-LEDs for Multi-Gb/s Visible Light Communications**. IEEE, vol. 28, no. 19, pp. 2023-2026, Oct. 2016.

GFELLER, F. R.; and BAPST, U. **Wireless In-House Data Communication Via Diffuse Infrared Radiation**. Proceedings of the IEEE, vol. 67, no. 11, pp. 1474–1486, Nov. 1979.

GHASSEMLOOY, Z.; POPOOLA, W. and RAJBHANDARI, S.; **Optical Wireless Communications - System and Channel Modelling with MATLAB**. CRC Press, 2013.

HELD, G. **Introduction to Light Emitting Diode Technology and Applications**. CRC Press, 2009.

HRANILOVIC, S. **Wireless Optical Communication Systems**. Springer, 2005.

HSIEH, M.; and WE, C. **Channel Estimation For OFDM Systems Based On Comb-Type Pilot Arrangement In Frequency Selective Fading Channels**. IEEE, vol. 44, Issue: 1, pp. 217-225, Feb. 1998.

HUTT, D.L.; SNELL, K.J.; AND BÉLANGER, P.A. **Alexander Graham Bell's PHOTOPHONE**. OPTICS & PHOTONICS NEWS, Jun. 1993.

IEEE. **Standard 802.15.7 for local and metropolitan area networks – Part 15.7: Shortrange wireless optical communication using visible light**, 2011.

IrDA. **Infrared Data Association**. 2019. <http://www.irda.org/>. Acessado em Jun/2019.

JEITA. **Japan Electronics and Information Technology Industries Association**. 2019. [https://www.jeita.or.jp/cgi-bin/standard\\_e/list.cgi?cateid=1&subcateid=50](https://www.jeita.or.jp/cgi-bin/standard_e/list.cgi?cateid=1&subcateid=50). Acessado em Jun/2019.

JIANG, T.; SONG, L.; and ZHANG, Y. **Orthogonal Frequency Division Multiple Access Fundamentals and Applications**. CRC Press, 2010.

JIMÉNEZ, J. C. E.; GUZMÁN, B. G.; M. GARCÍA, J. F.; and JIMÉNEZ, V. P. G. **Superimposed Training-based Channel Estimation for Visible Light Communications**. IEEE, 13th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC), pp. 240-245, 2017.

KAHN, J. M.; and BARRY, J. R.; **Wireless Infrared Communications**. IEEE, vol. 85, no. 2, pp. 265–298, Feb. 1997.

KOMINE, T.; and NAKAGAWA, M. **Fundamental Analysis for Visible-Light Communication System using LED Lights**. IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 50, no. 1, pp. 100-107, Feb. 2004.

LI, Y. **Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation for OFDM in Wireless Systems**. IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 49, no. 4, pp. 1207-1215, Jul. 2000.

LI, X.; BAMIEDAKIS, N.; GUO, X.; MCKENDRY, J. J. D.; XIE, E.; FERREIRA, R.; GU, E.; DAWSON, M. D.; PENTY, R. V.; and WHITE, I. H. **Wireless Visible Light Communications Employing Feed-Forward Pre-Equalization and PAM-4 Modulation**. IEEE, vol. 34, no. 8, pp. 2049-2055, Apr. 2016.

MAOKAI, H.; XIHONG, C.; TAO, S.; SHAOQIANG, D. **New generation Troposcatter Communication Based on OFDM Modulation**. IEEE The Ninth International Conference on Electronic Measurement & Instruments, ICEMI, pp. 164-167, 2009.

MOLISCH, A. F. **WIRELESS COMMUNICATIONS Second Edition**. Fellow, IEEE University of Southern California, USA, 2011.

MOSIER, R. R.; CLABAUGH, R. G. **A bandwidth efficient binary transmission system**. AIEE Transactions, 76, pp. 723–728, 1958.

NING, X.; WINSTON, R.; and O’GALLAGHER, J. **Dielectric totally internally reflecting concentrators**. Appl. Optics, vol.26, no. 2, pp. 300–305, Jan. 1987.

PATHAK, P. H.; FENG, X.; HU, P.; and MOHAPATRA, P. **Visible Light Communication, Networking, and Sensing: A Survey, Potential and Challenges**. IEEE, vol. 17, no. 4, pp. 2047-2077 Fourth Quarter, 2015.

POHL, V.; JUNGnickel, V.; and HELMONT, C. V. **A Channel Model for Wireless Infrared Communication**. 11th IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications. PIMRC 2000. Proceedings (Cat. No.00TH8525).

PRASAD, R. **OFDM for Wireless Communications Systems**. Artech House, Boston, pp. 297-303, 2004.

INIGUEZ, R. R.; IDRUS, S. M.; SUN, Z. **Optical Wireless Communications - IR for Wireless Connectivity**. CRC Press, 2008.

SALTZBERG, B. R. **Performance of an efficient parallel data transmission system**. IEEE Transactions on Communications Technology, COM-15, pp. 805–811, 1967.

SHIEH, W.; and DJORDJEVIC, I. **OFDM for Optical Communications**. ELSEVIER, New York, 2010.

SILVA, F. B.; and MARTINS, W. A. **A Computational Platform for Visible Light Communications**. XXXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais - SBrT2017, 3-6 de setembro de 2017, São Pedro, SP.

TSONEV, D.; SINANOVIC, S.; and HAAS, H. **Complete Modeling of Nonlinear Distortion in OFDM-based Optical Wireless Communication**. Proceedings of the IEEE, pp. 1-13, Nov. 2013.

VAPPANGI, S.; and MANI, V. V. **Performance Analysis of Fast Optical OFDM for VLC**. IEEE, 20th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC), pp. 206-211, 2017.

YANG, Q.; AMIN, A. A.; and SHIEH, W. **Impact of Nonlinearities on Fiber Optic Communications**, Springer, 2011.

ZOU, W. Y.; WU, Y. **COFDM: an overview**. IEEE Transactions on Broadcasting, 41, (1), pp. 1-8, 1995.