



UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO - UFES  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

# Adequação ao Requisito Cintilação em Sistemas de Comunicação via Luz Visível Mediante uso de Sinais OFDM com Envoltória Constante

**José Luís Costa Neves**

Orientador: Dr. Jair Adriano Lima Silva  
Universidade Federal do Espírito Santo - UFES

Coorientador: Dr. Marcelo Eduardo Vieira Segatto  
Universidade Federal do Espírito Santo - UFES

VITÓRIA-ES  
21 DE SETEMBRO DE 2018



**José Luís Costa Neves**

**Adequação ao Requisito Cintilação em Sistemas de  
Comunicação via Luz Visível Mediante uso de Sinais  
OFDM com Envoltória Constante**

Transmissão de Sinais OFDM com Envoltória Constante  
no Sistema Óptico VLC

Linha de pesquisa: Telecomunicações

Orientador: Dr. Jair Adriano Lima Silva  
Universidade Federal do Espírito Santo -  
UFES

Coorientador: Dr. Marcelo Eduardo Vieira Segatto  
Universidade Federal do Espírito Santo -  
UFES

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO - UFES  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA  
VITÓRIA-ES  
21 DE SETEMBRO DE 2018



Dados Internacionais de Catalogação-na-publicação (CIP)  
(Biblioteca Setorial Tecnológica,  
Universidade Federal do Espírito Santo, ES, Brasil)

---

N518a Neves, José Luís Costa, 1979-  
Adequação ao requisito cintilação em sistemas de  
comunicação via luz visível mediante uso de sinais OFDM com  
envoltória constante / José Luís Costa Neves. – 2018.  
158 f. : il.

Orientador: Jair Adriano Lima Silva.  
Coorientador: Marcelo Eduardo Vieira Segatto.  
Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) –  
Universidade Federal do Espírito Santo, Centro Tecnológico.

1. Multiplexação ortogonal por divisão de frequência.  
2. Comunicação via luz visível. 3. Cintilação luminosa (Flicker).  
4. Relação entre potência de pico e potência média (PAPR).  
5. Sinais com envoltória constante. I. Silva, Jair Adriano Lima.  
II. Segatto, Marcelo Eduardo Vieira. III. Universidade Federal do  
Espírito Santo. Centro Tecnológico. IV. Título.

CDU: 621.3



**José Luís Costa Neves**

# **Adequação ao Requisito Cintilação em Sistemas de Comunicação via Luz Visível Mediante uso de Sinais OFDM com Envoltória Constante**

Transmissão de Sinais OFDM com Envoltória Constante  
no Sistema Óptico VLC

Trabalho aprovado. Vitória-ES, 21 de Setembro de 2018

---

**Dr. Jair Adriano Lima Silva**  
Orientador

---

**Dr. Marcelo Eduardo Vieira Segatto**  
Coorientador

---

**Dr. Reginaldo Barbosa Nunes**  
Examinador Externo

---

**Dr. Esequiel da Veiga Pereira**  
Examinador Externo

---

**Dra. Maria José Pontes**  
Examinador Interno

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO - UFES  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA  
VITÓRIA-ES  
21 DE SETEMBRO DE 2018





À mulher da minha vida, Celeste Fortes, pelo  
apoio incondicional em todos os momentos.  
Aos meus Pais, Antónia e Vitório.



# Agradecimentos

Primeiramente, Aos meus Professores, Dr. Jair Adriano Lima Silva e Dr. Marcelo Eduardo Vieira Segatto, pela confiança que depositaram em mim e pela orientação e disponibilidade demonstrada para a resolução dos problemas encontrados.

A todos os Professores do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica (PPGEEE) da Universidade Federal do Espírito Santo (UFES), em especial o Professor Dr. Helder Rocha e a Professora Dra. Maria José.

Especiais agradecimentos para a minha mulher Celeste Fortes, pelo carinho, compreensão e apoio.

À minha família, meus pais e meus irmãos pela força e compreensão demonstrados durante todo o meu percurso acadêmico.

A todos os meus amigos, em especial Francisco Borges pelo companheirismo.

Aos meus colegas do LabTel, que no dia-a-dia estiveram comigo, pesquisando as melhores formas de testar e analisar o propósito deste trabalho.

À empresa 2Solve, em especial ao Klaas Minne Van Der Zwaag pela dedicação, esforço e conhecimento, tornando possível a realização deste trabalho.

À Universidade Federal do Espírito Santo (UFES) que deu-me a oportunidade de ingressar no Mestrado.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPQ) pela bolsa de estudos no âmbito do Programa Estudantes-Convênio de Pós-Graduação PEC-PG da CAPES/CNPq - Brasil e ao Núcleo de Inovação Desenvolvimento e Pesquisa Pró-África (NIDA).

À Universidade de Cabo Verde (Uni-CV) que através da Faculdade de Engenharias e Ciências do Mar (FECM) concedeu-me a licença de capacitação no exterior.



*“O único lugar aonde o sucesso vem antes do trabalho é no dicionário.” (Albert Einstein)*

# Resumo

A escassez de espectro eletromagnético tem sido um problema no desenvolvimento de novas aplicações sem fios. Para a resolução deste problema, a comunicação por luz visível tem emergido como uma tecnologia promissora e complementar à radiofrequência, devido às suas vantagens como tecnologia verde, espectro não licenciado, baixo consumo de energia, alta proteção da privacidade e resistência à interferência eletromagnética. Aliado a isso, por ser uma tecnologia que utiliza diodo emissor de luz para a transmissão de dados, garantindo também a função de iluminação, propicia a sua utilização em diversos tipos de ambientes.

A utilização da multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDM) em sistemas de comunicação por luz visível tem sido atrativo devido a sua capacidade em combater a interferência intersimbólica e por garantir altas taxas de dados. No entanto, sinais OFDM possuem grandes flutuações de amplitude, resultando em um alto valor da relação entre a potência máxima e a potência média (PAPR) e, portanto, podem degradar a qualidade da iluminação devido a cintilação da luz. A cintilação é prejudicial à visão e causa fadiga ocular, convulsões epiléticas, dor de cabeça, mal-estar, entre outros problemas.

O presente trabalho apresenta um estudo de simulação e experimental, que avalia o desempenho da técnica de transmissão OFDM que transmite sinais com envoltória constante (CE-OFDM) em um sistema de comunicação via luz visível, por meio da adequação dos requisitos da cintilação. O sistema CE-OFDM é baseado na modulação de fase de uma portadora elétrica e reduz o parâmetro PAPR para 3 dB.

Os resultados obtidos em canal óptico com linha visada utilizando uma largura de banda de 5 MHz mostraram que, mediante adequação dos requisitos da cintilação e considerando os níveis de mapeamento 4, 16 e 64-QAM, o sistema CE-OFDM apresenta um desempenho superior aos apresentados pelos sistemas OFDM convencional e ACO-OFDM. Os resultados também mostraram que, em presença de não-linearidades introduzidas pelo LED, o sistema CE-OFDM apresenta maior robustez.

**Palavras-chave:** Comunicação por luz visível, Cintilação, sinais com envoltória constante, multiplexação por divisão em frequências ortogonais, relação entre a potência máxima e a potência média.

# Abstract

The scarcity of electromagnetic spectrum has been a problem in the development of new wireless applications. To solve this problem, visible light communication has emerged as a promising and complementary technology to radiofrequency due to its advantages such as green technology, unlicensed spectrum, low power consumption, high privacy protection and resistance to electromagnetic interference . Allied to this, because it is a technology that uses light emitting diodes for data transmission, also guaranteeing the lighting function, it allows its use in different types of environments.

Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) in visible light communication systems has been attractive because of its ability to combat intersymbol interference and ensuring high data rates. However, OFDM signals have large amplitude fluctuations, resulting in high peak-to-average power ratio (PAPR) and therefore can degrade the quality of the illumination due to Flicker light. Flickering light is harmful to vision and causes eye fatigue, seizures, headache, malaise, and other problems.

The present work presents a simulation and experimental study that evaluates the performance of the OFDM transmission technique that transmits signals with constant envelope (CE-OFDM) in a communication system via visible light, by means of the adequacy of the Flickering requirements. The CE-OFDM system is based on the phase modulation of an electric carrier and reduces the PAPR parameter to 3 dB.

The results obtained in the line-of-sight channel using a bandwidth of 5 MHz showed that, by adapting the flicker requirements and considering the mapping levels 4, 16 and 64-QAM, the CE-OFDM system presents a upper performance than those presented by the conventional OFDM and ACO-OFDM systems. The results also showed that, in the presence of non-linearities introduced by the LED, the CE-OFDM system presents greater robustness.

**Keywords:** Visible light communications, flicker, constant-envelope signals, orthogonal frequency division multiplexing, peak-to-average power ratio.





# Lista de Figuras

Figura 1 – Demanda de comunicações móveis para o ano de 2021 [IEEE 2018]. . . . .	2
Figura 2 – Principais vantagens da comunicação por luz visível. . . . .	3
Figura 3 – Espectro de luz visível entre a faixa de frequências de 430 THz e 790 THz. Fonte: Adaptado de [Pathak et al. 2015]. . . . .	9
Figura 4 – Sistema heliógrafo. . . . .	11
Figura 5 – Representação esquemática do fotofone inventado por Bell. . . . .	12
Figura 6 – Cronograma histórica de desenvolvimento da VLC: (2008) [Minh et al. 2008], (2009) [Minh et al. 2009], (2010) [Vucic et al. 2010], (2011) [Vučić et al. 2011], (2012) [Azhar, Tran e O’Brien 2013, Cossu et al. 2012], (2013) [Wu et al. 2013], (2014) [Li et al. 2014], (2015) [Huang et al. 2015], (2016) [Chi et al. 2016], (2017) [Liu et al. 2017, Islim et al. 2017].	14
Figura 7 – Aplicação do sistema VLC em um ambiente de escritório. . . . .	16
Figura 8 – Aplicação envolvendo comunicação Li-Fi e Wi-Fi em um ambiente interno.	16
Figura 9 – Rede veicular VLC. . . . .	17
Figura 10 – Aplicação subaquática utilizando a VLC. . . . .	18
Figura 11 – Sistema de posicionamento baseado em VLC. . . . .	19
Figura 12 – Sistema VLC aplicado em ambiente hospitalar. . . . .	20
Figura 13 – Sistema VLC aplicado em avião. . . . .	21
Figura 14 – Transmissor e receptor VLC fabricado pela Axrtek. . . . .	21
Figura 15 – Transmissor e receptor VLC desenvolvido pelo Instituto de Telecomunicações Fraunhofer. . . . .	22
Figura 16 – LED-Backhaul desenvolvido pelo Instituto de Telecomunicações Fraunhofer. . . . .	22
Figura 17 – Lâmpadas Li-Fi desenvolvido pela Philips. . . . .	22
Figura 18 – Transmissor e receptor VLC desenvolvido pelo Purelifi. . . . .	23
Figura 19 – Transmissor e receptor VLC desenvolvido pelo Lucibel e PureLiFi. . . . .	23
Figura 20 – Bandas de energias de um material semicondutor. . . . .	26
Figura 21 – Região de depleção em uma junção pn. . . . .	27
Figura 22 – Três métodos de geração da luz branca a partir de LEDs: (a) LEDs vermelho + verde + azul, (b) LED ultravioleta (UV) + fósforo RGB, (c) LED azul + fósforo amarelo. . . . .	30
Figura 23 – Espectro óptico de um LED branco à base de fósforo fabricado pela Nichia Corporation. . . . .	31
Figura 24 – Elementos de um sistema de comunicação VLC. . . . .	33
Figura 25 – Comportamento teórico da potência óptica de saída em função da corrente no LED. . . . .	35

Figura 26 – Estrutura básica de um transmissor VLC. . . . .	35
Figura 27 – Modelo de canal VLC LOS para ambiente interno. . . . .	37
Figura 28 – Modelo de canal VLC NLOS para ambiente interno. . . . .	37
Figura 29 – Modelo de canal VLC difuso para ambiente interno. . . . .	38
Figura 30 – Geometria do modelo de propagação LOS . . . . .	40
Figura 31 – Configuração SISO do sistema VLC descrito em [Lee, Park e Barry 2011, Dalarmelina et al. 2017], demonstrando o ambiente com visada direta e as devidas reflexões de sinal. . . . .	41
Figura 32 – Perfil de atraso de potência dos modelos de canal VLC. . . . .	43
Figura 33 – Estrutura básica de um receptor VLC. . . . .	45
Figura 34 – Constituição do fotodiodo PIN e princípio de funcionamento ( $h$ : constante de Planck, $\nu$ : frequência da luz, $E_g$ : energia da banda proibida). . . . .	47
Figura 35 – Coeficiente de absorção de vários materiais semicondutores. . . . .	48
Figura 36 – Responsividade típica de vários materiais semicondutores. . . . .	49
Figura 37 – Tempos de subida e de descida. . . . .	50
Figura 38 – Circuito elétrico equivalente de um fotodiodo PIN. . . . .	52
Figura 39 – Resolução tempo frequência dos sistemas uniportadora e multiportadora. . . . .	56
Figura 40 – Espectro de um sinal OFDM contendo apenas sete subportadoras. . . . .	57
Figura 41 – Sistema OFDM Básico. . . . .	60
Figura 42 – Comparação entre as transmissões sem e com extensão cíclica. A inserção do CP faz com que a ISI caia dentro do próprio intervalo de guarda.. . . .	61
Figura 43 – Sistema DCO-OFDM. . . . .	62
Figura 44 – Sistema ACO-OFDM. . . . .	64
Figura 45 – Densidade espectral de potência de sinais OFDM convencional e CE-OFDM para $2\pi h = 4, 2, 0.5, 0.2$ . . . . .	66
Figura 46 – Implementação da técnica CE-OFDM, usando um modulador de fase elétrico. . . . .	66
Figura 47 – Diagrama de blocos utilizado na validação numérica dos sistemas VLC OFDM convencional e ACO-OFDM, com transmissão em banda base. . . . .	70
Figura 48 – Comparação entre os desempenhos teórico e simulado em canal AWGN, para mapeamentos 4, 16 e 64-QAM com transmissão em banda base, sem simetria Hermitiana. . . . .	70
Figura 49 – Comparação entre os desempenhos teórico e simulado em canal AWGN, para mapeamentos 4, 16 e 64-QAM com transmissão em banda base, com simetria Hermitiana. (a) 4-QAM, (b) 16-QAM e (c) 64-QAM. . . . .	71
Figura 50 – Diagrama de blocos utilizado na validação numérica dos sistemas VLC OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM, com transmissão em banda passante. . . . .	72
Figura 51 – Comparação de desempenhos dos sistemas VLC OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM em canal AWGN. (a) 4-QAM, (b) 16-QAM e (c) 64-QAM. . . . .	73

Figura 52 – Canal VLC LOS antes da colimação. (a) Distribuição da iluminância, (b) Resposta em frequência e (c) Resposta impulsiva. . . . .	75
Figura 53 – Canal VLC LOS depois da colimação. (a) Distribuição da iluminância, (b) Resposta em frequência e (c) Resposta impulsiva. . . . .	76
Figura 54 – Diagrama de blocos utilizado na validação numérica dos sistemas VLC OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM em canais VLC LOS. . . . .	77
Figura 55 – Comparação de desempenhos dos sistemas VLC OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM em canal VLC LOS com colimação. (a) 4-QAM, (b) 16-QAM e (c) 64-QAM. . . . .	77
Figura 56 – Diagrama de blocos utilizado na validação numérica dos sistemas VLC OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM em canais VLC NLOS. . . . .	78
Figura 57 – EVM <i>versus</i> $2\pi h$ para canal VLC NLOS em topologia SISO. . . . .	79
Figura 58 – EVM <i>versus</i> $2\pi h$ para canal VLC NLOS em topologia MISO. . . . .	79
Figura 59 – Diagramas de constelação obtidas em canal VLC NLOS MISO, para $2\pi h = 1.1$ (Região A), $2\pi h = 1.7$ (Região B) e $2\pi h = 2.3$ (Região C), para $E_b/N_0 = 35$ dB. . . . .	80
Figura 60 – BER <i>versus</i> $E_b/N_0$ para canal VLC NLOS SISO, para 4-QAM. . . . .	81
Figura 61 – BER <i>versus</i> $E_b/N_0$ para canal VLC NLOS SISO, para 16-QAM. . . . .	81
Figura 62 – BER <i>versus</i> $E_b/N_0$ para canal VLC NLOS SISO, para 64-QAM. . . . .	82
Figura 63 – BER <i>versus</i> $E_b/N_0$ para canal VLC NLOS SISO, para 256-QAM. . . . .	82
Figura 64 – Diagramas de constelação obtidas no limite FEC com $2\pi h = 2.8$ , utilizando o sistema VLC CE-OFDM em canal VLC SISO, para 4, 16, 64 e 256-QAM. . . . .	82
Figura 65 – BER <i>versus</i> $E_b/N_0$ para canal VLC NLOS MISO, para 4-QAM. . . . .	83
Figura 66 – BER <i>versus</i> $E_b/N_0$ para canal VLC NLOS MISO, para 16-QAM. . . . .	83
Figura 67 – BER <i>versus</i> $E_b/N_0$ para canal VLC NLOS MISO, para 64-QAM. . . . .	84
Figura 68 – BER <i>versus</i> $E_b/N_0$ para canal VLC NLOS MISO, para 256-QAM. . . . .	84
Figura 69 – Diagramas de constelação obtidas no limite FEC para $2\pi h = 1.3$ e $2\pi h = 1.7$ , utilizando o sistema VLC CE-OFDM em canal VLC NLOS MISO, para 4, 16, 64 e 256-QAM. . . . .	84
Figura 70 – Diagrama de blocos do sistema VLC implementado. PD: fotodetector, AE: amplificador elétrico, DC: corrente de polarização. . . . .	88
Figura 71 – Transmissor VLC construído. (a) Vista de frente. (b) Vista de trás. . . . .	89
Figura 72 – Curvas I-V teórica ( <i>datasheet</i> ) e experimentais do LED. . . . .	90
Figura 73 – Espectro óptico do LED medido. . . . .	90
Figura 74 – Iluminância do LED em função da distância. . . . .	91
Figura 75 – Caracterização do AFG. (a) Montagem experimental. (b) Resposta em frequência medida. . . . .	92

Figura 76 – Amplificador SHF 100 AP. (a) Imagem ilustrativa. (b) Curva de ganho controlado por tensão. Fonte: <i>Datasheet</i> SHF 100 AP Broadband Amplifier.	93
Figura 77 – Amplificador SHF 100 AP - Resposta em frequência. Fonte: <i>Datasheet</i> SHF 100 AP Broadband Amplifier.	93
Figura 78 – Imagem ilustrativa do <i>Bias-Tee</i> .	93
Figura 79 – Lentes utilizados na colimação do feixe luminoso. a) Emissor. b) Receptor.	94
Figura 80 – Sistema de fotodeteção implementado.(PD): Fotodíodo PIN, (TIA) : Amplificador de transimpedância (EA): Amplificador elétrico.	95
Figura 81 – Fotodiodo PIN S10784 do fabricante HAMAMATSU.	95
Figura 82 – Configuração experimental usada para a caracterização do sistema VLC, sem analisador de rede.	96
Figura 83 – Configuração experimental usada para a caracterização do sistema VLC, com analisador de rede.	97
Figura 84 – Resposta em frequência do sistema VLC implementado.	97
Figura 85 – Sinal OFDM no domínio do tempo gerado no MATLAB.	99
Figura 86 – Espectros dos sinais OFDM obtido no MATLAB. (a) Banda base. (b) Banda passante sem filtro. (c) Banda passante com filtro.	99
Figura 87 – Sinal OFDM medido no LED do transmissor VLC, para uma tensão de polarização direta de 2.85 V.	99
Figura 88 – Sinal ACO-OFDM gerado no MATLAB.	101
Figura 89 – Espectros dos sinais ACO-OFDM obtido no MATLAB. (a) Banda base. (b) Banda passante sem filtro. (c) Banda passante com filtro.	101
Figura 90 – Sinal CE-OFDM gerado no MATLAB.	102
Figura 91 – Espectros dos sinais ACO-OFDM obtido no MATLAB. (a) Banda passante sem filtro. (b) Banda passante com filtro.	102
Figura 92 – Sinal CE-OFDM medido no LED do transmissor VLC, para uma tensão de polarização direta de 2.85 V.	103
Figura 93 – Sistema VLC com transmissão de sinais CE-OFDM: Curvas EVM <i>versus</i> $2\pi h$ , via variação do nível de modulação M-QAM ( $M = 4, 16, 64$ ) do , para uma tensão de polarização do LED de 2.85 Volts.	104
Figura 94 – Sistema VLC com transmissão de sinais CE-OFDM: Diagramas de constelação dos símbolos recebidos, para $2\pi h = 0.8$ , $2\pi h = 2.4$ e $2\pi h = 3.2$ , para os mapeamentos 4, 16 e 64-QAM.	104
Figura 95 – Sistema VLC com transmissão de sinais OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM: Curvas EVM <i>versus</i> tensão de polarização direta do LED, via variação do nível de modulação M-QAM ( $M = 4, 16, 64$ ) para uma porcentagem de cintilação de 5%.	106

Figura 96 – Sistema VLC com transmissão de sinais OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM: Curvas EVM <i>versus</i> tensão de polarização direta do LED, via variação do nível de modulação M-QAM ( $M = 4, 16, 64$ ) para uma porcentagem de cintilação de 10%. . . . .	106
Figura 97 – Sistema VLC com transmissão de sinais OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM: Curvas EVM <i>versus</i> tensão de polarização direta do LED, via variação do nível de modulação M-QAM ( $M = 4, 16, 64$ ) para uma porcentagem de cintilação de 19%. . . . .	107
Figura 98 – Sistema VLC com transmissão de sinais OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM: Curvas EVM <i>versus</i> distância do enlace óptico, via variação do nível de modulação M-QAM ( $M = 4, 16, 64$ ), para uma porcentagem de cintilação de 19% e uma tensão de polarização direta do LED de 2.85 V. . . . .	108
Figura 99 – Diagrama de constelação ilustrativo. . . . .	123



# Lista de Tabelas

Tabela 1 – Lista de materiais semicondutores e as cores correspondentes. . . . .	28
Tabela 2 – Energia da banda proibida de alguns semicondutores. . . . .	28
Tabela 3 – Comparação entre LED branco RGB e LED branco à base de fósforo. .	32
Tabela 4 – Cenário SISO com 1 LED. . . . .	43
Tabela 5 – Cenário MISO com 4 LED. . . . .	44
Tabela 6 – Diferentes abordagens na modelagem de canais VLC. . . . .	45
Tabela 7 – Parâmetros de desempenho de fotodiodo PIN. . . . .	51
Tabela 8 – Parâmetros OFDM obtidos com $B_W = 5$ MHz. . . . .	68
Tabela 9 – Parâmetros OFDM obtidos para $B_W = 100$ MHz. . . . .	69
Tabela 10 – Principais parâmetros usados na simulação do canal VLC LOS. . . . .	75
Tabela 11 – Fotodiodo PIN S10784 - Principais características. . . . .	95





# Lista de Abreviaturas e Siglas

ACO-OFDM Asymmetrically Clipped Optical OFDM

ADC Analog -to -Digital converter

APD Avalanche Photo-Diodes

BER Bit-Error-Rate

CE Constant-Envelope

CIR Channel Impulse Response

DAC Digital-to-Analog converter

dB decibel

DCO-OFDM Direct Current Biased Optical OFDM

DMT Discrete Multi-tone

EVM Error Vector Magnitude

FDM *Frequency Division Multiplexing*

FEC Feedforward Error Correction

FFT Fast Fourier Transform

FHT Fast Hartley Transform

FM Frequency Modulation

FM CE-OFDM Constante Envelope OFDM with FM

FOV Field-of-View

FSO Free-Space Optics

GaAlAs Gallium-Aluminum-Arsenide

HB-LED High-Brightness LEDs

$I_{DC}$  Componente Continua da Corrente

IFFT Inverse Fast Fourier Transform

IFHT Inverse Fast Hartley Transform

IM-DD Modulação de Intensidade e Detecção Direta

IoT Internet-Of-Things

ISI Intersymbol Interference

LED Light-Emitting Diode

Li-Fi Light-Fidelity

LOS Line of Sight

MHz Megahertz

MISO Multiple-Input Single-Output

NLOS Non Line of Sight

nm Nanometr

OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing

OWC Optical Wireless Communication

PAPR Peak-to-Average Power Ratio

pc-LED Phosphor Converted LED

PDP Power Delay Profile

PIN Positive-Intrinsic-Negative

PLC Power Line Communications

PM Phase Modulation

PM CE-OFDM Constant-Envelope OFDM with PM

PoE Power over Ethernet

PSD Power Spectral Density

QAM Quadrature Amplitude Modulation

RF Radio frequency

RGB Red, Green and Blue

SISO Single-Input Single-Output

SNR Signal-to-Noise Ratio

THz Terahertz

VLC Visible Light Communications

Wi-Fi Wireless Fidelity

WLAN *Wireless Local Area Network*



# Sumário

<b>1 – Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Motivação	1
1.2 Definição do Problema	4
1.3 Objetivos Geral e Específicos	6
1.4 Metodologia	6
1.5 Principais Contribuições	7
1.6 Organização da Dissertação	8
<b>2 – Comunicação via Luz Visível</b>	<b>9</b>
2.1 Visão Geral	9
2.2 Breve Histórico	11
2.2.1 Pesquisas para o Desenvolvimento da Tecnologia VLC	13
2.3 Aplicações da Tecnologia VLC	15
2.3.1 Li-Fi	15
2.3.2 Sistema de Transporte Inteligente	17
2.3.3 Comunicação Subaquática	17
2.3.4 Sistemas de Posicionamento Interno	18
2.3.5 VLC em Hospitais	19
2.3.6 Acesso à Internet em Aviões	20
2.3.7 Produtos Desenvolvidos	20
<b>3 – Diodo Emissor de Luz Branca</b>	<b>25</b>
3.1 Funcionamento do LED	25
3.2 Breve Histórico do LED	29
3.3 Geração de Luz Branca	30
3.4 LED como Dispositivo de Comunicação de Dados	31
<b>4 – Sistemas de Comunicação VLC</b>	<b>33</b>
4.1 Descrição e Conceitos Básicos	33
4.2 Características do Transmissor VLC	34
4.3 Canal de Comunicação VLC	36
4.3.1 Modelo de Canal VLC LOS para Ambientes Internos	39
4.3.2 Modelo de Canal VLC NLOS para Ambientes Internos	41
4.4 Características dos Receptores VLC	44
4.4.1 Funcionamento do Fotodiodo PIN	46
4.4.2 Eficiência Quântica de Fotodiodos PIN	47

4.4.3	Responsividade de Fotodiodos PIN . . . . .	48
4.4.4	Velocidade de Resposta e Largura de Banda de PINs . . . . .	49
4.4.5	Parâmetros que Interferem no Desempenho de Fotodiodos PIN . . . . .	50
4.4.6	Circuito Elétrico Equivalente de um Fotodiodo PIN . . . . .	51
<b>5</b>	<b>– Formatos de Modulações Multiportadoras para Sistemas VLC . . . . .</b>	<b>53</b>
5.1	Técnica de Transmissão OFDM . . . . .	55
5.1.1	Princípio de Funcionamento . . . . .	56
5.1.2	Formalismo Matemático . . . . .	57
5.1.3	Multiplexação/Demultiplexação via IFFT/FFT . . . . .	58
5.1.4	Extensão Cíclica . . . . .	60
5.2	Sistema DCO-OFDM . . . . .	62
5.3	Sistema ACO-OFDM . . . . .	63
5.4	Sistema CE-OFDM . . . . .	64
5.4.1	Formato de Sinal CE-OFDM usando Modulação de Fase Elétrica . . . . .	65
5.4.2	Concepção Básica do Sistema CE-OFDM . . . . .	66
<b>6</b>	<b>– Análise de Desempenho dos Formatos de Modulação Multiportadoras em Sistemas VLC . . . . .</b>	<b>67</b>
6.1	Parâmetros OFDM Utilizados . . . . .	67
6.2	Validação dos Modelos Numéricos em Canais AWGN . . . . .	69
6.3	Validação dos Modelos Numéricos em Canais VLC . . . . .	74
6.3.1	Análise de desempenho dos Sistemas VLC em Canal VLC LOS . . . . .	74
6.3.2	Análise de desempenho dos Sistemas VLC em Canais VLC NLOS . . . . .	78
6.3.2.1	O Impacto do Índice de Modulação de Fase . . . . .	78
6.3.2.2	Desempenho BER por $E_b/N_0$ , dos Sistemas VLC . . . . .	80
<b>7</b>	<b>– Validação Experimental do Sistema VLC com Modulações Multiportadoras . . . . .</b>	<b>87</b>
7.1	Descrição do Sistema VLC . . . . .	87
7.1.1	Caracterização do LED Transmissor . . . . .	88
7.1.2	Conversores Digital-Analógico e Analógico-Digital . . . . .	91
7.1.3	Dispositivos Amplificador e <i>Bias-Tee</i> . . . . .	92
7.1.4	Canal de Comunicação VLC e Lentes Colimadoras . . . . .	92
7.1.5	Sistema de Fotodeteção . . . . .	94
7.2	Levantamento da Resposta em Frequência do Sistema VLC . . . . .	96
7.3	Procedimentos Experimentais . . . . .	98
7.3.1	Transmissão de Sinais OFDM pelo Sistema VLC . . . . .	98
7.3.2	Transmissão de Sinais ACO-OFDM pelo Sistema VLC . . . . .	101
7.3.3	Transmissão de Sinais CE-OFDM pelo Sistema VLC . . . . .	102

7.4	Análise dos Resultados Experimentais . . . . .	103
7.4.1	Desempenho em função do Índice de Modulação de Fase . . . . .	103
7.4.2	Desempenho em função da Tensão de Polarização Direta do LED . . . . .	105
7.4.3	Desempenho em função da Distância do Enlace Óptico . . . . .	107
<b>8</b>	<b>Conclusões e Trabalhos Futuros . . . . .</b>	<b>109</b>
	<b>Referências . . . . .</b>	<b>111</b>
	<b>Anexos . . . . .</b>	<b>121</b>
	<b>ANEXO A–A Métrica Vetor de Erro de Magnitude (EVM) . . . . .</b>	<b>123</b>
	<b>ANEXO B–Relações Matemáticas entre SNR, EVM e BER . . . . .</b>	<b>125</b>
	<b>ANEXO C–Esquemático do Sistema de Fotodeteção . . . . .</b>	<b>127</b>





# 1 Introdução

Comunicação por luz visível VLC (*Visible Light Communications*) é um sistema óptico de comunicação sem fio que transporta informações através da modulação de uma fonte de luz visível [Arnon 2015]. Os sinais de comunicação podem ser codificados na faixa de espectro de luz visível entre 400 THz (780 nm) e 800 THz (380 nm), recorrendo a diodos emissores de luz LEDs (*Light-Emitting Diodes*), normalmente usados para iluminação [Rajagopal, Roberts e Lim 2012].

Devido ao crescimento de LEDs de alta potência, o interesse na VLC aumentou rapidamente para atender ao paradigma da tecnologia verde. Além da disponibilidade de largura de banda e segurança na comunicação de dados, economizar energia é uma motivação especial quando a luz de iluminação é usada para transportar informações, também devido à infra-estrutura de iluminação já instalada [Arnon 2015].

As inúmeras vantagens fazem com que a VLC encontre aplicação em uma vasta gama de ambientes, como interiores de edifícios, sinalização de trânsito, indústria automotiva, satélite, espaço livre, mineração, áreas subaquáticas e áreas classificadas como hospitais, aviões, etc. [Retamal et al. 2015]. Nos hospitais, áreas sensíveis a ondas eletromagnéticas provavelmente mudarão para a VLC, porque não interferirá com as ondas de rádio das outras máquinas [Khan 2017].

Fornecer *links* internos de alta taxa de dados, para conexões rápidas da internet ou para transmissão rápida de dados, é a área de aplicação principal atualmente prevista para a tecnologia VLC. Comunicação entre veículos e/ou entre infra-estruturas de tráfego e veículos é outro domínio de aplicação desafiador [Căilean e Dimian 2017]. No futuro próximo espera-se que quase todos os dispositivos de iluminação sejam baseados em LEDs, isto torna a VLC uma opção viável para os sistemas ópticos sem fio.

## 1.1 Motivação

O mundo está cada vez mais conectado e o espectro electromagnético deverá ter a capacidade para atender a este crescimento exponencial de dados sem fio. A demanda por comunicações móveis está aumentando em mais de 50% ao ano, de acordo com o Cisco Visual Networking Index [IEEE 2018]. Conforme ilustrado na Figura 1, as previsões indicam que até 2021 mais da metade dos 17 bilhões de dispositivos conectados serão móveis, 65% do tráfego IP será de dispositivos móveis, 80% do tráfego da internet será devido à transmissão de vídeo, que requer alta velocidade de transmissão sem fio (velocidade média de 20 Mb/s). À medida que a Internet das coisas IoT (*Internet-Of-Things*) se torna

uma realidade, espera-se que o número de dispositivos conectados cresça de 5 bilhões para mais de 20 bilhões até 2020 [IEEE 2018].

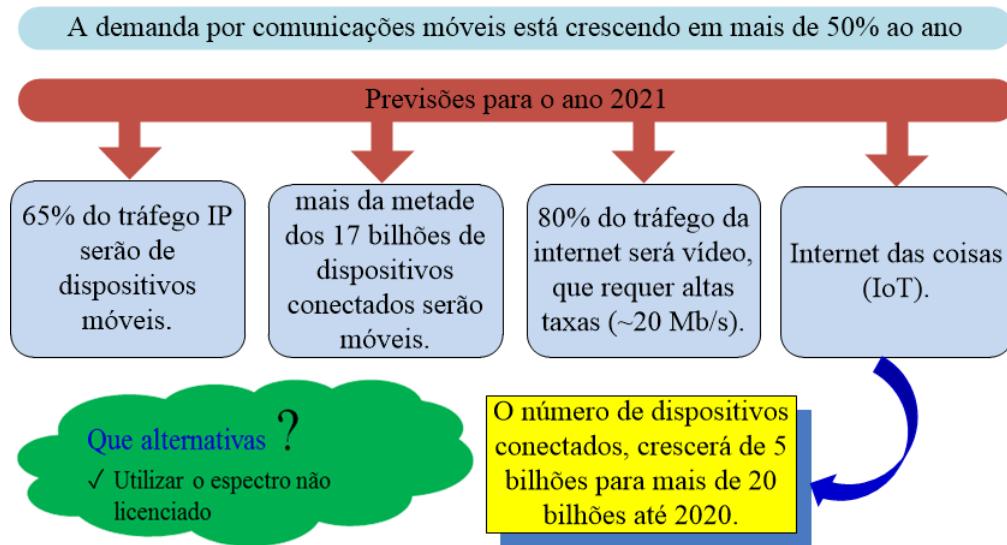


Figura 1 – Demanda de comunicações móveis para o ano de 2021 [IEEE 2018].

O aumento contínuo da capacidade das redes sem fio para atender a esta demanda passa pela utilização do espectro não licenciado, pela implantação de infraestruturas de conectividades mais econômicas e pelo aumento do número de pontos de acesso sem fio. Portanto, o espectro de luz visível sendo não licenciado e com uma banda 10 mil vezes maior que toda a banda do espectro de radiofrequência RF (*Radio Frequency*) pode ser utilizado por dispositivos que se comunicam através da luz, e as aplicações são ilimitadas. Como já existem muitos dispositivos de iluminação, que utilizam lâmpadas LEDs torna-se vantajoso utilizar estas lâmpadas como emissores de dados.

As lâmpadas LEDs consomem menos energia do que as lâmpadas convencionais. Atualmente a iluminação representa 15% do consumo global de eletricidade e é responsável por 5% das emissões mundiais de gases de efeito de estufa. Adotando luminárias LEDs em aplicações de iluminação geral e em sinalizações, o consumo de energia e as emissões mundiais de gases de efeito de estufa podem reduzir drasticamente.

Apesar dos custos por lâmpada LED permanecerem mais alto do que o das lâmpadas incandescentes e fluorescentes, torna-se promissor utilizar as lâmpadas LED devido ao tempo de vida muito mais longo (até 25000 horas) e também por causa da economia de energia. Dependendo da geografia, a quota de mercado de iluminação LED está entre 40 – 50% e a estimativa é que esta quota, em 2020, atinja 70% dos 100 bilhões de dólares provenientes de produtos de iluminação. Somente nos EUA, o número de LEDs instalados deverá crescer de 6% em 2016, para perto de 60% em 2025 e 90% em 2035 [IEEE 2018]. As principais vantagens da comunicação por luz visível e o impacto positivo da iluminação LED na economia mundial estão ilustrados na Figura 2.

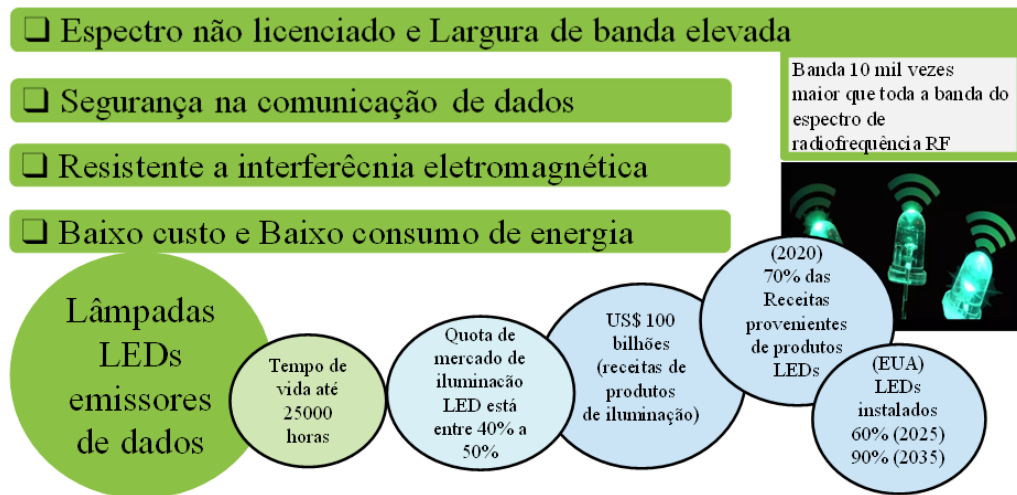


Figura 2 – Principais vantagens da comunicação por luz visível.

As lâmpadas LED estão se tornando cada vez mais populares e acessíveis, integrando diversos ambientes, abrem novas perspectivas para cenários de comunicação ótica sem fio OWC (*Optical Wireless Communications*). Neste contexto, a Li-Fi (*Light Fidelity*) que é um tipo de VLC tornou-se popular em 2011 no TED Talk apresentado pelo professor Harald Haas, onde fez uma demonstração prática das potencialidades desta tecnologia. O Li-Fi é definido como uma tecnologia ótica sem fio de banda larga que usa o espectro de luz visível e/ou infravermelho para fornecer capacidade bidirecional (de transmissão e recepção). A infra-estrutura Li-Fi é composta por várias lâmpadas LEDs, que formam uma rede de comunicação sem fio semelhante a uma rede Wi-Fi (*Wireless Fidelity*).

Comparativamente à Wi-Fi, a Li-Fi apresenta vantagens e desvantagens, dependendo do contexto e do tipo de aplicação desejada. Redes Wi-Fi apresentam problemas de confinamento do sinal, isto é, os sinais de Wi-Fi são difíceis de confinar em áreas específicas, o que tem implicações de segurança em alguns ambientes. Também não podem ser utilizadas em ambientes de segurança crítica (onde há gases ou faíscas) e hospitalares, além disso, a capacidade é limitada por causa do espectro disponível ser não licenciado. Li-Fi é vantajoso por possuir recursos que são benéficos em alguns ambientes e é compatível com os sistemas RF. Portanto, comunicações Li-Fi e RF podem ser complementares, formando redes híbridas ou heterogêneas, aprimorando ainda mais o desempenho da comunicação. Os requisitos de energia em comunicações Li-Fi são baixos, pois a tecnologia reutiliza a energia utilizada na iluminação para comunicação.

Em termos de infraestruturas de comunicação e comparando os custos com as redes Wi-Fi, a rede Li-Fi, por aproveitar a infraestrutura de iluminação LED existente para estabelecer as comunicações, tem seus custos barateados. Aliado a isso, a adoção de tecnologias que permitam fornecer energia e dados ao LED, tipo PLC (*Power Line Communications*) ou PoE (*Power over Ethernet*), poderá contribuir para baixar os custos

de instalação, particularmente em ambientes onde existam estas tecnologias instaladas [Serafimovski et al. 2017, Căilean e Dimian 2017]. Contudo, para a Li-Fi consolidar-se como tecnologia revolucionária capaz de ativar ou estimular as economias, a complexidade e os custos dos dispositivos Li-Fi deverão ser semelhantes aos existentes em produtos Wi-Fi [Serafimovski et al. 2017].

## 1.2 Definição do Problema

Na maioria das aplicações de iluminação, a percepção humana e a resposta fisiológica à luz modulada é uma grande preocupação [Bodington, Bierman e Narendran 2016]. Atualmente, a cintilação da luz tornou-se um problema emergente, devido à adoção de luminárias baseadas em lâmpadas de LED na iluminação. A cintilação da luz é definida como variações de luminância no tempo [DiLaura et al. 2011]. Estudos demonstraram que alguns produtos de iluminação LED podem apresentar altas taxas de cintilação [Zissis 2015]. Os impactos da cintilação na saúde e bem-estar das pessoas são bem conhecidos, podendo causar convulsões epiléticas, dor de cabeça, fadiga ocular, mal-estar, entre outros problemas [Cai et al. 2009, Wilkins, Veitch e Lehman 2010, Shailesh e Shailesh 2017].

Na iluminação, a cintilação está associada muitas vezes à frequência e poderá ocorrer em uma frequência igual ou superior a duas vezes a frequência da rede elétrica (100 Hz na Europa e 120 na América do Norte) [Lehman e Wilkins 2014]. A cintilação não é observada quando a frequência for duas vezes superior à frequência de fusão crítica de cintilação CFF (*Critical Flicker-Fusion Frequency*) que está entre os 60 a 90 Hz. Porém, a cintilação varia com as características da luz e do observador. Não existe um valor de frequência de cintilação amplamente aceito, mas uma frequência maior que 200 Hz é considerada segura [Rajagopal, Roberts e Lim 2012, Lehman e Wilkins 2014].

Para quantificar a cintilação, órgãos da indústria ligados à iluminação desenvolveram algumas métricas, que nem sempre são amplamente compreendidas ou usadas. Assim, atualmente não existe um procedimento padrão para a medição da cintilação [Zissis 2015]. Especialistas em iluminação da Sociedade de Engenharia de Iluminação da América do Norte IES (*Illuminating Engineering Society*) propuseram e passaram a usar as métricas porcentagem de cintilação e índice de cintilação, para quantificar a cintilação fotométrica [DiLaura et al. 2011, Lehman et al. 2011, Poplawski e Miller 2013].

A métrica porcentagem de cintilação definida como  $100 \times (\text{Max} - \text{Min}) / (\text{Max} + \text{Min})$ , onde Max e Min representam, respectivamente, os valores máximo e mínimo instantâneos da forma de onda de luz, é comumente usada na literatura envolvendo pesquisa científica sobre iluminação, e expressa em porcentagem (0 - 100%). Quanto menor for o valor da porcentagem de cintilação, menos nocivo a cintilação é para o ser Humano. A porcentagem de cintilação muitas vezes é designada de porcentagem de modulação ou profundidade de

modulação [DiLaura et al. 2011].

A métrica índice de cintilação geralmente é preferida por ser mais confiável, pois leva em conta o formato da onda. Esta métrica, em um período do sinal compara a área acima do valor médio da curva de luz com a área total (soma da área acima e abaixo do valor médio da curva de luz). Por exemplo, se as áreas acima e abaixo do valor médio da curva de luz for  $A_1$  e  $A_2$ , respectivamente, então o índice de cintilação é expressa como  $A_1/(A_1+A_2)$  e varia no intervalo de 0 a 1 [Zissis 2015, Poplawski e Miller 2013, Lehman et al. 2011].

Vários estudos em iluminação utilizam a métrica porcentagem de cintilação na caracterização das lâmpadas LEDs. Um estudo de caracterização de lâmpadas LED mostrou que lâmpadas LED dos fabricantes Cree, Philips, Utilitech, Ecosmart, GE, MaxLite, Sylvania exibem uma porcentagem de cintilação de 21.27%,  $\sim 1\%$ , 48.39%, 16.96%, 19.63%,  $\sim 1\%$  e 29.41%, , respectivamente. Em relação ao impacto da cintilação na saúde das pessoas, o mesmo estudo reforça que existem várias pesquisas da ciência médica que recomendam a necessidade de se manter a porcentagem de cintilação inferior a 5% para reduzir o risco de convulsões epiléticas em indivíduos suscetíveis a fotossensibilidade [Lehman e Wilkins 2014].

Como a comunicação por luz visível é baseada em iluminação LED, os requisitos de iluminação geral devem ser preservados evitando-se a degradação dos parâmetros que caracterizam o ambiente luminoso. Recentemente, para alcançar taxas de dados mais altas e combater a interferência intersimbólica ISI (*Intersymbol Interference*), a Multiplexação por Divisão de Frequência Ortogonal OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) tem sido considerada em sistemas de comunicação por luz visível [Hu e Lee 2017].

Porém, o alto valor da relação entre a potência de pico e a potência média PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) dos sinais OFDM é desvantajoso para os sistemas VLC, pois agrava a cintilação da luz, que é indesejável para o ser Humano. Muitos autores defendem que a cintilação provocada pela modulação OFDM não é percebida pelos Humanos porque a frequência é muito alta. Contudo, a métrica porcentagem de cintilação mostra que o agravamento de cintilação nada tem a ver com a frequência mas sim com as flutuações de amplitudes.

Reduzir as flutuações de amplitudes dos sinais OFDM para se adequarem aos requisitos de cintilação é importante para a saúde visual do ser Humano. Contudo, para comunicação de dados isso poderá resultar em perda de desempenho para determinados formatos de modulação OFDM.

### 1.3 Objetivos Geral e Específicos

Esta dissertação tem como objetivo geral propor e avaliar o desempenho da técnica de transmissão OFDM, que transmite sinais com envoltória constante CE-OFDM (*Constant-Envelope OFDM*) em um sistema de comunicação via luz visível por meio da adequação dos requisitos da cintilação. Ao reduzir o parâmetro PAPR para apenas 3 dB, a técnica CE-OFDM baseada na modulação de fase PM (*phase modulation*) de uma portadora elétrica, mostra ser promissora para sistemas VLC, onde a adequação da cintilação é um requisito fundamental. Para atingir o objetivo geral, os seguintes objetivos específicos foram alcançados:

- desenvolvimento de um modelo numérico para simular o sistema CE-OFDM para transmissão de sinais com envoltória constante;
- estudo e simulação de modelos de canais VLC com e sem linha de visada encontrados na literatura;
- análises de desempenho do sistema CE-OFDM usando os canais VLC simulados e comparar o desempenho com sistemas OFDM convencionais de referência, em termos de métricas tais como vetor de erro de magnitude EVM (*Error Vector Magnitude*) e/ou taxa de erro de bits BER (*Bit-Error-Rate*);
- projeto, desenvolvimento e montagem de um aparato experimental para a validação do sistema CE-OFDM em canal VLC com linha visada.

### 1.4 Metodologia

As etapas desta pesquisa compreenderam a revisão bibliográfica sobre o tema. Com a revisão bibliográfica aprofundou-se o entendimento sobre os sistemas de comunicação via luz visível com destaque para o seu impacto na sociedade moderna. Também os formatos de modulação utilizados em VLC, bem como os modelos de canais ópticos existentes foram estudados.

Após a revisão bibliográfica tornou-se necessário realizar um conjunto de simulações em MATLAB. Primeiramente as simulações serviram para ajustar os modelos numéricos criados. Posteriormente foram feitas simulações para avaliar o desempenho desses modelos em canais VLC com e sem linha de visada.

A etapa seguinte consistiu no levantamento das necessidades para a montagem do aparato experimental. Compreendeu o levantamento de todo o aparelhamento elétrico, assim como o levantamento dos dispositivos elétricos e ópticos. Nesta etapa também foram projetados e construídos protótipos de transmissores e receptores VLC.

Com o objetivo de encontrar fatores que poderiam limitar o sistema VLC, todos os aparelhos e componentes (elétrico e óptico) foram caracterizados individualmente. A última etapa compreendeu a montagem do aparato experimental e testes de validação dos sistemas numéricos. Foram feitos testes com variação de distância do enlace óptico entre o transmissor e o receptor. Testes em termos da variação da tensão de polarização direta do LED do transmissor. Testes com transmissões de sinais com diferentes níveis de cintilação, variando a tensão de polarização direta do LED. O desempenho dos testes efetuados foram avaliados usando a métrica EVM.

## 1.5 Principais Contribuições

Modelos numéricos de sistemas de comunicação via luz visível em canais SISO (*Single-Input Single-Output*) e MISO (*Multiple-Input Single-Output*) foram gerados e preparados para simulações numéricas de análise de desempenho de sistemas com sinais OFDM, ACO-OFDM e principalmente CE-OFDM. Conseguiu-se com sucesso demonstrar a eficiência da transmissão de sinais CE-OFDM para a adequação de requisitos de cintilação (*flicker*) de LEDs preparados para servirem de transmissores VLC, bem como em cenários de iluminação controlada (*dimming*). Entre as contribuições destaca-se a construção de um transmissor VLC e de um sistema de fotodeteção de luz visível que permitiu, através da montagem experimental, a validação dos modelos numéricos implementados.

Os resultados de simulação de desempenho dos sistemas avaliados e os resultados oriundos da comprovação experimental das propostas desta Dissertação permitiram a publicação e submissão dos seguintes artigos:

- José L. C. Neves, Klaas M. vd Zwaag, Helder R. O. Rocha, Marcelo E. V. Segatto, e Jair A. L. Silva. *"Performance and flicker mitigation trade-off in visible light communication systems with Constant-Envelope OFDM signals"*, 18<sup>o</sup>- SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 13<sup>o</sup> CBMAG - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, MOMAG 2018, Santa Rita do Sapucaí, Minas Gerais, Brasil.
- Klaas M. vd Zwaag, José L. C. Neves, Helder R. O. Rocha, Marcelo E. V. Segatto, e Jair A. L. Silva. *"Increasing VLC Nonlinearity Tolerance by CE-OFDM"*, OSA Latim America & Photonics Conference (LAOP) 2018 Lima, Peru.
- José L. C. Neves, Klaas M. vd Zwaag, Helder R. O. Rocha, Marcelo E. V. Segatto, e Jair A. L. Silva. *"Adaptation to the LEDs Flicker Requirements in Visible Light Communication Systems Through CE-OFDM Signals"* submetido a Optical Fiber Technology.

## 1.6 Organização da Dissertação

Esta dissertação está organizada em oito Capítulos, sendo que no Capítulo 1 são apresentadas algumas considerações sobre a temática escolhida, as motivações e os objetivos norteadores da presente pesquisa. No Capítulo 2 são apresentados os conceitos básicos sobre os quais se sustentam as comunicações via luz visível, o estado da arte desta tecnologia, aplicações e alguns produtos desenvolvidos para a comunicação via luz visível. Conceitos e características do LED de luz branca, bem como a utilização do LED em comunicação de dados são apresentados no Capítulo 3. No Capítulo 4 são apresentados e descritos os principais elementos que sustentam um sistema de comunicação via luz visível. Os formatos de modulação multiportadoras para sistemas de comunicações via luz visível são discutidos no Capítulo 5. O Capítulo 6 é destinado à apresentação dos resultados e análise de desempenho dos formatos de modulação multiportadoras em canais VLC com e sem linha visada. A validação experimental dos formatos de modulação multiportadoras em sistemas de comunicações via luz visível e os resultados experimentais são apresentados e discutidos no Capítulo 7. As conclusões e os trabalhos futuros são expostos no Capítulo 8.



## 2 Comunicação via Luz Visível

Comunicações ópticas sem fio OWC (*Optical Wireless Communication*) é o termo utilizado para designar qualquer transmissão óptica num meio de propagação não guiado. Para fins de comunicação, o sistema OWC oferece inúmeras vantagens, como uma largura de banda ultra alta (400 THz) que inclui as sub-bandas de infravermelho (IR), visível (VL) e ultravioleta (UV), robustez a interferência eletromagnética e alto grau de confinamento espacial. Além disso, a tecnologia OWC pode operar na banda do espectro não licenciado, reduzindo assim os custos das aplicações.

### 2.1 Visão Geral

Os sistemas OWC que operam na faixa de espectro de luz visível (380 - 780 nm) são comumente chamados de VLC [Figura 3](#). Através da modulação da intensidade da luz, os sistemas VLC aproveitam as vantagens dos lasers e dos LEDs que podem ser ligados e desligados a uma velocidade muito alta, para transmitirem dados sem efeitos perceptíveis para o olho humano [\[Uysal et al. 2016\]](#), [\[Arnon 2015\]](#), [\[Ghassemlooy, Popoola e Rajbhandari 2012\]](#).

Nos sistemas VLC, a escolha de LEDs ou laser como transmissor depende fortemente do tipo de aplicação e do nível de segurança requerido. Se a aplicação tem como propósito aproveitar a sinergia iluminação e transmissão de dados, os LEDs são preferidos em relação aos lasers. Basicamente, existem dois tipos de LEDs para a luz visível: os LEDs de cor única, como vermelho (*Red*), verde (*Green*) ou azul (*Blue*) e os LEDs brancos. Quando um sistema de iluminação incorpora a tecnologia VLC, é crucial utilizar LEDs de luz branca [\[Ghassemlooy, Popoola e Rajbhandari 2012\]](#), [\[Lee 2014\]](#).

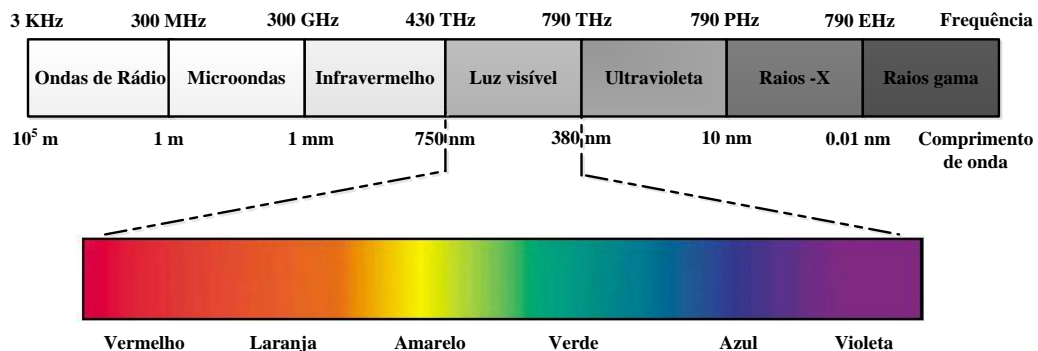


Figura 3 – Espectro de luz visível entre a faixa de frequências de 430 THz e 790 THz. Fonte: Adaptado de [\[Pathak et al. 2015\]](#).

O princípio de funcionamento de um sistema VLC é simples. Na transmissão, os dados são codificados (de várias maneiras) na luz emitida pelo LED. Depois, o feixe óptico propaga através do canal de transmissão sem fio e é recebido por um receptor VLC que tem a capacidade de receber os sinais modulados e decodificar os dados.

Dois tipos de receptores VLC podem ser usados para receber o sinal transmitido por uma luminária LED: fotodetector, conhecido por fotodiodo, e sensor de imagem também conhecido por sensor de câmera. Um fotodetector é um dispositivo semiconductor que converte a luz recebida em corrente. Atualmente, os fotodetectores comerciais conseguem amostrar a luz visível recebida a taxas de dezenas de MHz.

Um sensor de imagem pode ser usado para receber sinais de luz visível e estão disponíveis na maioria dos dispositivos móveis, como *smartphones*, para capturar vídeos e imagens. Assim, estes dispositivos têm o potencial de ser receptores prontamente disponíveis para VLC. Os transmissores VLC normalmente são luminárias com LEDs (pode ter um ou mais LEDs), um reator, invólucro e outros acessórios. Para controlar o brilho, a lâmpada LED possui um circuito de acionamento (*Driver Circuit*) que controla a corrente que passa nos LEDs.

Quando uma luminária LED é usada numa aplicação VLC, o circuito de acionamento dos LEDs é modificado, a fim de modular os dados através da luz emitida. A principal função de uma luminária LED é garantir em primeiro lugar a iluminação. Assim, no desenho de sistemas VLC a iluminação não deve ser afetado por causa da transmissão de dados. Dependendo da forma como são projetadas as luminárias LEDs, o desempenho do sistema VLC é afetado.

Conforme já foi referido, quando um sistema VLC aproveita a sinergia iluminação e comunicação é adequado usar LEDs de luz branca. A luz branca é a forma de iluminação mais comumente encontrada em aplicações de iluminação interna e externa, pois as cores dos objetos iluminados com a luz branca assemelham-se com as cores dos mesmos objetos observados com a luz natural [Pathak et al. 2015]. Com o VLC é possível alcançar taxas de dados perto dos 100 Mb/s (no padrão IEEE 802.15.7) e Gb/s relatada em pesquisa [Ghassemlooy, Popoola e Rajbhandari 2012], [Pathak et al. 2015].

A seguir é apresentada na Seção 2.2, alguns acontecimentos históricos marcantes sobre o uso da luz visível na comunicação, iniciando-se pelos sistemas rudimentares de comunicação por luz visível até aos sistemas dos nossos dias, ou seja, os sistemas propriamente denominados de VLC. Também, far-se-á referência às pesquisas para o desenvolvimento da VLC. Na Seção 2.3, são apresentadas algumas aplicações VLC relevantes para o desenvolvimento da sociedade moderna, bem como alguns produtos VLC comercialmente disponíveis no mercado.

## 2.2 Breve Histórico

O uso de luz visível para comunicação foi observado há milhares de anos. Sinais de fumaça, faróis de fogo, tochas e luz solar são consideradas as formas primitivas de OWC. Na antiguidade, gregos e romanos, durante as batalhas, usavam a luz solar para transmitir mensagens através dos seus escudos polidos. No final do século XIX, os militares para transmitir curtas mensagens entre estações distantes, usavam o heliógrafo [Uysal et al. 2016]. O heliógrafo ou telégrafo solar era um sistema de comunicação óptica portátil que transmitia sinais até cerca de 40 km. Através de espelhos direcionais, refletia os raios solares na direção de uma estação receptora remota. O heliógrafo de espelho simples tinha uma desvantagem, pois não funcionava quando o sol estivesse alto no horizonte. Esta limitação foi contornada com o heliógrafo de espelho duplo.

A Figura 4, mostra os dois sistemas heliógrafos. Outro marco histórico de aproveitamento da luz visível em canal não guiado foi o experimento de fotofone (*Photophone*) de Alexander Graham Bell, em 1880. No seu experimento, Bell modulou a radiação solar com o sinal de voz usando um diafragma montada num espelho e transmitiu-a a uma distância de cerca de 200 m. O receptor foi feito com um refletor (espelho) parabólico com uma célula de selênio no seu ponto focal e ligado a fones de ouvido. Bell mostrou pela primeira vez, o princípio básico das comunicações ópticas modernas [Bouchet et al. 2006], [Ghassemlooy, Popoola e Rajbhandari 2012], [Dimitrov e Haas 2015], [Uysal et al. 2016].

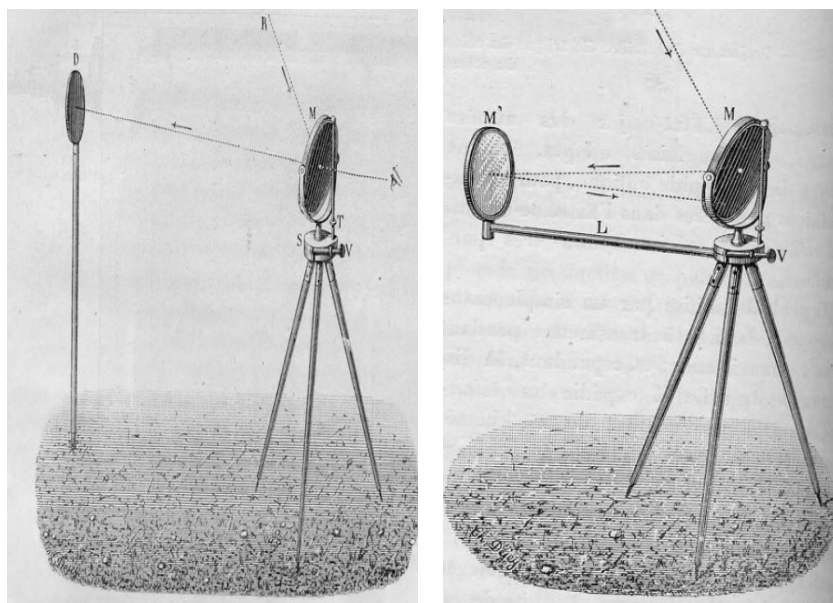


Figura 4 – Sistema heliógrafo.

Fonte: [Bouchet et al. 2006, p. 25-26]

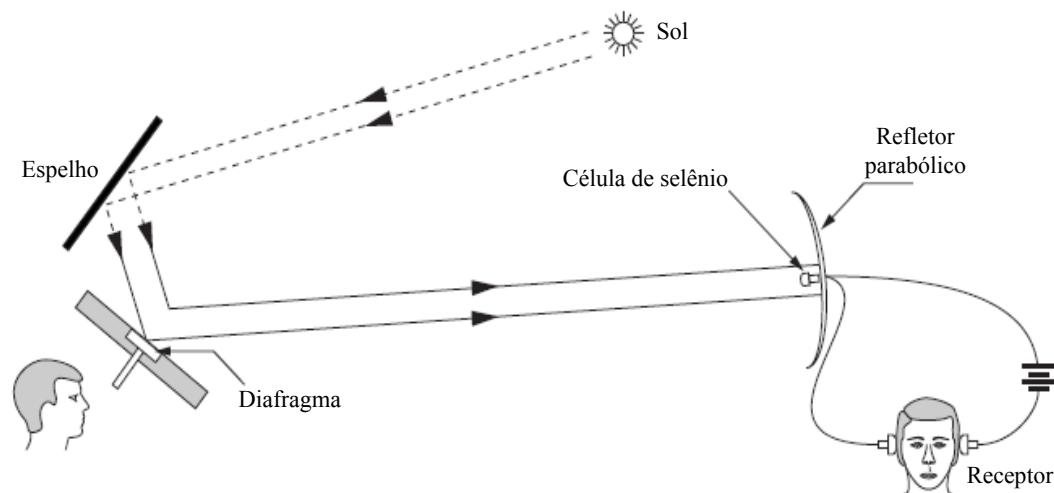


Figura 5 – Representação esquemática do fotofone inventado por Bell.

Fonte: Adaptado de [Bouchet et al. 2006, p. 27]

A Figura 5, ilustra a representação esquemática do fotofone inventado pelo Bell. O fotofone não teve sucesso comercial por causa da forma rudimentar dos dispositivos utilizados e da natureza intermitente da radiação solar. Só em 1960, com a descoberta de fontes ópticas, em particular o laser, que OWC sofreu um novo impulso. Entre 1960 e 1970 foram registradas várias demonstrações de propagação da luz visível no espaço livre, destacando a transmissão de sinal de televisão a uma distância de cerca de 48 km usando LED de GaAs pelos pesquisadores do Laboratório MIT Lincolns em 1962, e a primeira demonstração de televisão sobre laser em março de 1963 pelo grupo de trabalho da aviação norte americana [Ghassemlooy, Popoola e Rajbhandari 2012]. Na altura, resultados de algumas demonstrações foram considerados decepcionantes por causa da grande divergência dos raios laser e da falta de capacidade para lidar com os efeitos atmosféricos.

Em 1970, os sistemas OWC perderam o foco para a fibra óptica por causa dos desenvolvimentos alcançados com a tecnologia das fibras ópticas na transmissão óptica de longa distância. Apesar desse abrandamento, as pesquisas para o desenvolvimento da OWC continuaram em aplicações militares. Também laboratórios como a ESA (*European Space Agency*) e a NASA (*National Aeronautics and Space Administration*) não abandonaram as pesquisas.

Além disso, o aperfeiçoamento obtido na tecnologia de fabricação de componentes ópticos de transmissão e de detecção contribuíram para que a OWC ganhasse mais atenção em aplicações militares, por causa da sua segurança intrínseca. Mesmo assim, a OWC não se estabeleceu em massa no mercado, com a exceção da IrDA (*Infrared Data Association*) que transformou-se num sucesso para soluções de transmissão sem fio de curto alcance, em 1990.

Também nessa altura a FSO (*Free-Space Optics*) teve algum sucesso, servindo de ligações de redundância em locais onde a instalação da fibra era inviável. Na década de 90, a crescente procura de altas taxas de dados por parte de clientes comerciais despertou o interesse em usar a FSO em aplicações civil. Isso contribuiu para o surgimento de muitas empresas como, Lightpointe, CableFree e MOSTCOM, e de um grande quantidade de sistemas comerciais FSO. [Uysal et al. 2016].

Atualmente, a tecnologia VLC representa um papel muito importante na entrada da OWC em novos mercados. VLC é o resultado do desenvolvimento recentemente alcançado na tecnologia de iluminação LED. O uso generalizado de LEDs em várias aplicações, representa uma série de oportunidades para a VLC. Por exemplo, para ambiente interno de curto alcance, VLC é uma alternativa à tecnologia de acesso por infravermelho (780-950 nm) oferecendo várias funcionalidades. Largura de banda, segurança na comunicação de dados, iluminação e/ou eficiência energética, são as principais características que tornaram o VLC uma tecnologia emergente para comunicação interna de curto alcance e um campo atraente de pesquisa mundial [Ghassemlooy et al. 2015].

Um dos primeiros trabalhos utilizando LEDs para a transmissão de dados foi apresentado por Pang em 1999 [Pang et al. 1999], onde relata que a luz visível de um LED de semáforo pode ser modulada e codificada para transmitir mensagens de áudio ou qualquer outra informação de trânsito ao longo da estrada. Ele usou LEDs de luz visível, de alto brilho para transmitir mensagens de áudio. Contudo, a utilização de LEDs para iluminação e transmissão de dados aconteceu por volta do ano de 2000 com pesquisadores da Universidade de Keio, no Japão, [Tanaka, Haruyama e Nakagawa 2000]. Eles propuseram o uso de LED branco em residências para uma rede de acesso de dados.

Com o objetivo de padronizar e divulgar a tecnologia VLC, em novembro de 2003 foi criada no Japão, o VLCC (*Visible Light Communications Consortium*). Em 2011, o grupo tarefa IEEE 802.15 propuseram o primeiro padrão para a comunicação via luz visível na forma de IEEE 802.15.7 [Pathak et al. 2015].

### 2.2.1 Pesquisas para o Desenvolvimento da Tecnologia VLC

O interesse em comunicações por luz visível tem fomentado vários trabalhos de pesquisas. Os primeiros experimentos usando a luz visível para a transmissão de dados, foram demonstradas para aplicações que exigiam baixas taxas de dados, como transmissão de áudio [Pang et al. 1999], transmissão de música, comunicação entre computadores, placas de sinalização, entre outros [O'Brien et al. 2006]. Contudo, com o surgimento de LEDs cada vez menores e mais rápidos, o foco mudou para aplicações de altas taxas de dados, principalmente para as ligações ponto a ponto.

Para aumentar a taxa de dados nos sistemas VLC, inúmeros trabalhos de pesquisas

têm sido publicados. Grande parte desses trabalhos utilizam nas demonstrações LEDs brancos fosforescentes envolvendo esquemas de modulação avançados (multinível e multi-portadoras), filtragem azul no receptor, pré-equalização no circuito de acionamento do LED e pós-equalização no receptor. Os LEDs brancos oferecem várias vantagens, mas ainda existem desafios que precisam de ser resolvidos. Por exemplo, desenhar um dispositivo de baixo custo com alta eficiência luminosa e excelente qualidade de cor, é um desses desafios [Ghassemlooy, Popoola e Rajbhandari 2012]. A Figura 6, apresenta o cronograma histórico mais recente sobre o desenvolvimento da VLC de 2008 a 2017.

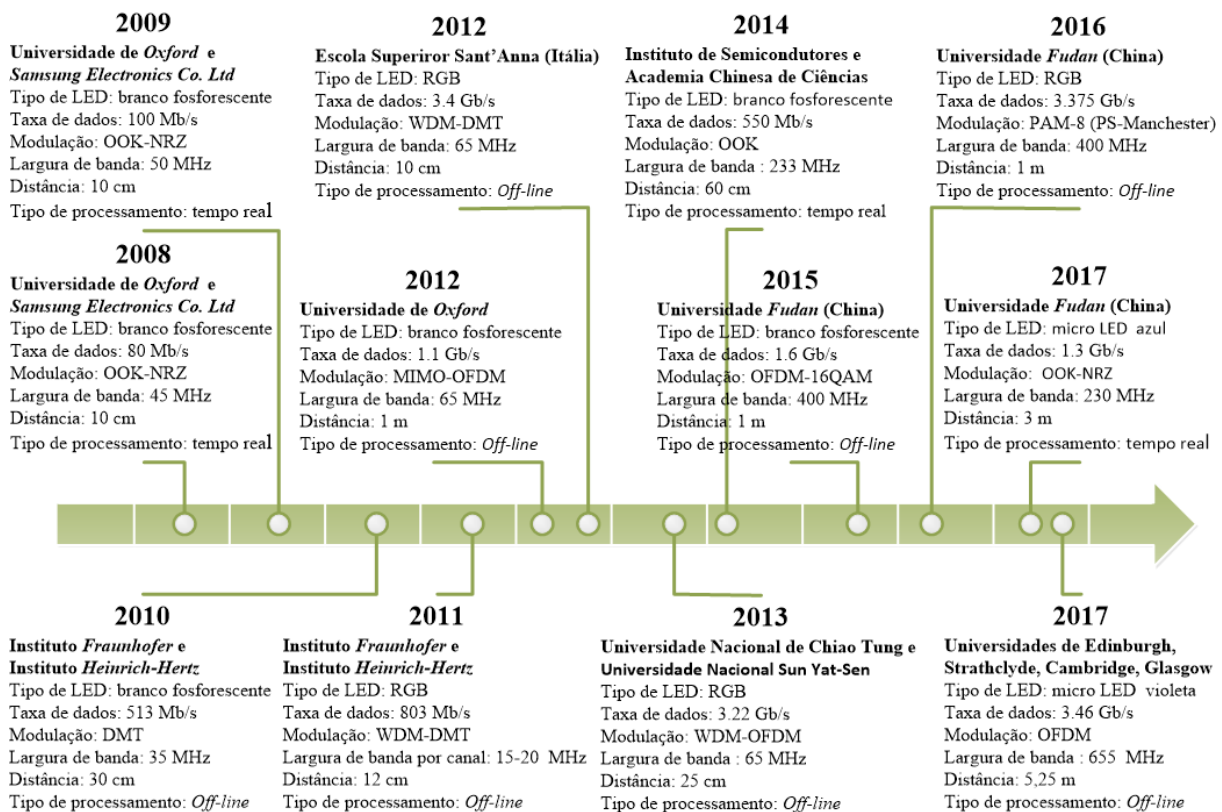


Figura 6 – Cronograma histórica de desenvolvimento da VLC: (2008) [Minh et al. 2008], (2009) [Minh et al. 2009], (2010) [Vucic et al. 2010], (2011) [Vučić et al. 2011], (2012) [Azhar, Tran e O'Brien 2013, Cossu et al. 2012], (2013) [Wu et al. 2013], (2014) [Li et al. 2014], (2015) [Huang et al. 2015], (2016) [Chi et al. 2016], (2017) [Liu et al. 2017, Islim et al. 2017].

Contudo, para implementar um sistema VLC de alta taxa é necessário resolver alguns desafios como a largura de banda limitada dos LEDs, baixa sensibilidade dos detectores comerciais e não-linearidades de LEDs.

Para aumentar a largura de banda e a taxa de dados dos sistemas VLC, que utilizam LEDs com conversão à fósforo, as seguintes técnicas têm sido propostas: filtragem azul no receptor para remover as componentes lentas do fósforo [Grubor et al. 2007]; pré-equalização no módulo de acionamento do LED [Minh et al. 2008, Minh et al. 2008, Fujimoto e Mochizuki 2013, Yeh, Liu e Chow 2013]; pós-equalização no receptor [Minh et al. 2009, Li

et al. 2014, Yeh et al. 2013]; combinação das três técnicas anteriores [Li et al. 2014] e uso de técnicas de modulação espectralmente eficientes, como DMT e OFDM [Vucic et al. 2010, Chow et al. 2013, Yeh et al. 2014].

Também a modulação de amplitude e fase sem portadora CAP (*Carrier-less Amplitude and Phase*) tem sido utilizada em sistemas VLC para aumentar a taxas de dados [Tao et al. 2013, Wu et al. 2013, Werffi et al. 2018] e [Werffi et al. 2018]. O sistema CAP baseado em modulação de intensidade e detecção direta é menos complexo e tem melhor desempenho em comparação com a OFDM, o que permite taxas de dados relativamente maiores usando dispositivos ópticos e elétricos com largura de banda limitada. Contudo, apesar da taxa de dados e desempenho BER ser superior em comparação com a OFDM, o principal impedimento na implementação do CAP VLC é que ele é muito sensível a atenuação de alta frequência [Wu et al. 2013].

Além de transmissores LEDs, os sistemas VLC baseados em outros tipos de transmissores, como laser (LD),  $\mu$ -LED e conversor de polímero, também podem atingir altas taxas de transmissão de dados na classe dos Gb/s. Em 2017, pesquisadores da Universidade Nacional de Taiwan alcançaram uma taxa de 17.6 Gb/s em uma comunicação por luz visível na distância de 16 m, empregando LD azul, modulação 16-QAM-UFMC e um fotodetector ultra rápido [Huang et al. 2017]. Em [Islim et al. 2017], usando um micro-LED violeta de GaN, modulação OFDM e um fotodetector PIN os pesquisadores alcançaram uma taxa de 7.91 Gb/s em uma comunicação por luz visível.

No estado atual das pesquisas em VLC, os principais projetos estão em torno das redes Li-Fi que é uma rede sem fio completa, que usa a tecnologia VLC para disponibilizar comunicação bidirecional, mobilidade e altas taxas de transmissão.

## 2.3 Aplicações da Tecnologia VLC

As características intrínsecas do VLC, o torna uma tecnologia interessante em muitas aplicações. A seguir, serão ilustrados algumas dessas aplicações envolvendo ambientes interno, externo, subaquático e áreas classificadas como, hospital e avião. Para concluir esta seção, faremos referência aos produtos VLC comercialmente disponíveis.

### 2.3.1 Li-Fi

Ambientes onde as luzes estão sempre ligadas são atrativos para aplicações VLC baseados em iluminação LED. Geralmente, a implantação é bastante fácil, pois os dados são transmitidos usando as luminárias LEDs da infraestrutura existente. A Figura 7, ilustra uma aplicação do sistema VLC num ambiente de escritório, envolvendo dispositivos informáticos e equipamentos eletrônico que se comunicam através da luz visível emitida pelas luminárias LEDs.

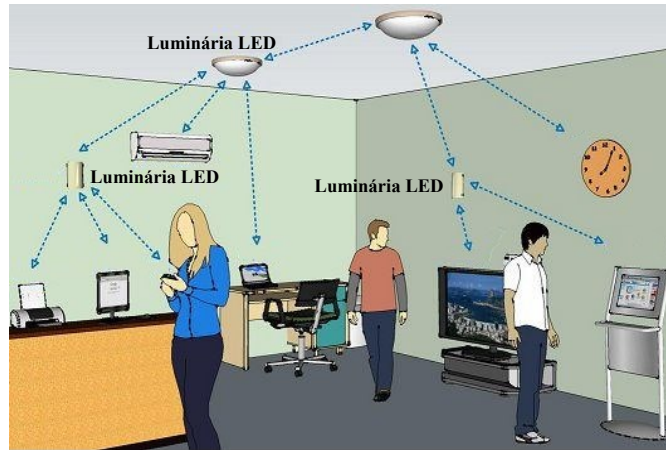


Figura 7 – Aplicação do sistema VLC em um ambiente de escritório.

Fonte: Adaptado de [Ghoshal 2017]

Atualmente, no campo dos sistemas VLC, a tecnologia mais emergente é o Li-Fi, um termo introduzido por Harald Haas na TEDGlobal<sup>1</sup>, em 2011 [Dimitrov e Haas 2015]. Li-Fi é um sistema VLC expandido para redes sem fios, garantindo mobilidade e comunicação bidirecional multiusuário. A rede pode incluir vários pontos de acessos,<sup>2</sup> formando uma rede sem fio de células ópticas (Li-Fi *attocells*). Além disso, Li-Fi pode ser desenhado para coexistir com a rede Wi-Fi, Figura 8. O sistema Li-Fi/Wi-Fi é chamado de modelo híbrido e consiste em transceptores de comunicação bidirecionais para ligação Li-Fi e Wi-Fi, controlada por uma unidade central que integra essas duas redes diferentes. Todos os usuários da rede híbrida estão equipados com uma antena de RF e um fotodetector para sinais Wi-Fi e Li-Fi [Haas et al. 2016].

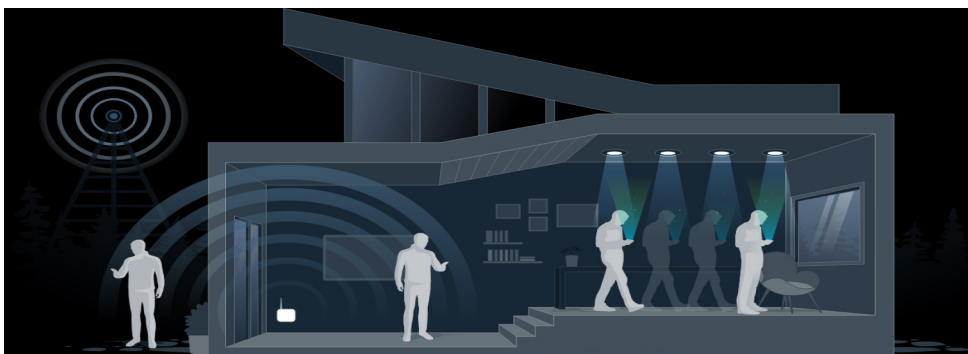


Figura 8 – Aplicação envolvendo comunicação Li-Fi e Wi-Fi em um ambiente interno.

Fonte: [pureLiFi 2018]

<sup>1</sup> TEDGLOBAL é uma conferência global onde a criatividade humana é mostrada através de ideias e inovação.

<sup>2</sup> Ponto de Acesso Óptico sem fio é chamado de *attocell*.



### 2.3.2 Sistema de Transporte Inteligente

O VLC é considerado benéfico em sistemas de transporte inteligente, ITS (*Intelligent Transport Systems*). Para aprimorar o funcionamento dos sistemas de transporte rodoviário, ITS abrangem aplicações de processamento avançado de informações, tecnologias de controle, sensores e comunicações [Uysal et al. 2015]. Comunicação entre veículos, V2V (*Vehicle to Vehicle*) e comunicação entre o veículo e a infraestrutura da estrada, V2I (*Vehicle to Infrastructure*) podem ser estabelecidas usando as luzes dos veículos e a infraestrutura de semáforos existente nas rodovias, como exemplificado na Figura 9.

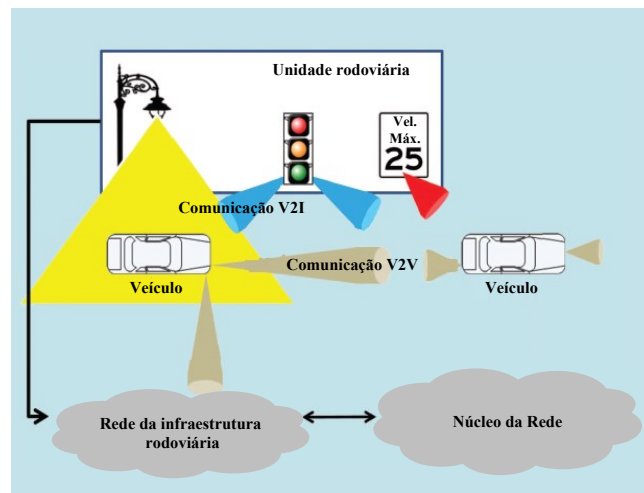


Figura 9 – Rede veicular VLC.

Fonte: Adaptado de [Uysal et al. 2015]

A maioria dos projetos de comunicação veicular concentram em aplicações de segurança do veículo, como colisão frontal, sensoriamento anti-colisão, aviso de mudança de faixa, sinal de trânsito, avisos de violação e aviso da velocidade de curva. As comunicações de segurança veicular exigem tempos de latências extremamente baixos, e esse objetivo pode ser alcançado usando um sistema de comunicação por luz visível de alta velocidade, como a Li-Fi [Khan 2017].

A falta de incentivos para adquirir veículos novos com a tecnologia V2V é apontada como principal constrangimento da fraca penetração desta tecnologia no mercado. Também, um dos fatores limitantes da VLC no ITS é que o receptor deve ser capaz de rastrear o transmissor enquanto estiver em movimento. O aumento de distância da ligação e o intenso ruído de fundo são outros fatores limitativos [Karunatilaka et al. 2015].

### 2.3.3 Comunicação Subaquática

Comunicação subaquática pode ser estabelecida com ondas de rádio, acústicas ou ópticas. Ondas de rádio têm a desvantagem de sofrer muita atenuação na água,

limitando assim a faixa de transmissão para curtas distâncias. Ondas acústicas podem atingir distâncias de transmissão da ordem de quilômetros, mas enfrentam dificuldades em penetrar na interface água-ar. Outra limitação dos sistemas acústicos são as baixas taxas de transmissão (da ordem de quilobits por segundo), tornando impraticável o uso de aplicações que requerem grande demanda de largura de banda, como transmissão de imagens e vídeo em tempo real. Recentemente, com o surgimento de novas aplicações subaquáticas tem havido uma crescente atenção em usar a transmissão óptica para dar resposta ao grande volume de dados. A água, por ser transparente, pode ser iluminada com fontes ópticas de luz visível para transmissão de dados sem fio. Assim, comunicação usando luz visível tem um enorme potencial em comunicação subaquática, pois o custo/benefício é grande [Miramirkhani e Uysal 2018].

As aplicações da VLC em comunicação subaquática incluem comunicações entre mergulhadores, monitoramento da biologia oceânica, coleta de dados ambientais, segurança portuária e vigilância tática, entre outros. A Figura 10, mostra um exemplo de um ambiente subaquático onde mergulhadores estabelecem comunicações através de um sistema de áudio embutido nos seus trajes, usando a tecnologia VLC como suporte das comunicações.

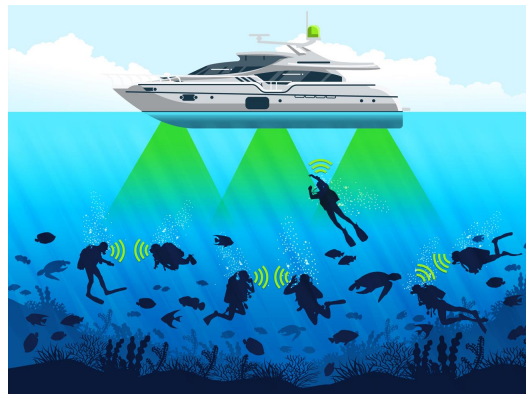


Figura 10 – Aplicação subaquática utilizando a VLC.

Fonte: [nextlifi 2018]

#### 2.3.4 Sistemas de Posicionamento Interno

Nos últimos anos, o interesse em sistemas de posicionamento interno (*Indoor Positioning System*) tem aumentado cada vez mais, pois este tipo de sistema colmata as limitações do GPS (*Global Positioning Satellite*) em ambientes internos. O GPS foi desenvolvida para aplicações externas, e a sua utilização em ambientes internos são limitados devido às dificuldades dos sinais de micro-ondas em penetrar as paredes dos edifícios [Shawky et al. 2017].

Os sistemas de posicionamento interno têm muitas aplicações, como detecção e localização de produtos dentro de armazéns e serviços de navegação interna, dentro de

grandes edifícios, como shoppings e museus, etc [Zhang e Kavehrad 2013]. Como a exatidão dos sistemas convencionais de posicionamento interno baseados em técnicas de ondas de rádio é da ordem de dezenas de centímetros a alguns metros [Ganti, Zhang e Kavehrad 2014], o sistema de posicionamento interno baseado em VLC, através do uso da infraestrutura de iluminação existente no edifício, tem a capacidade de melhorar esta exatidão, pois este tipo de comunicação sofre menos efeitos multipercursos e menos interferências provenientes de outros dispositivos sem fios.

Transformar a infraestrutura de iluminação existente numa grade de posicionamento interna de alta precisão é um dos objetivos dos sistemas de posicionamento da próxima geração. Com este tipo de aperfeiçoamento espera-se melhorar a vida das pessoas em ambientes internos.

A Figura 11, ilustra um sistema de posicionamento baseado em VLC para localização de pessoas dentro de edifícios. Conforme exemplificado na Figura 11, as luminárias LEDs, além de iluminarem o espaço, também transmitem dados de localização (exemplo códigos de localização de pessoas) que podem ser detectados pela câmera de um dispositivo móvel, tipo *smartphones*, *tablets*, etc., permitindo que um sistema interno analise a posição e a trajetória da pessoa. Posteriormente, os dados de posicionamento são enviados para um centro de distribuição de dados de posicionamento, para serem utilizados para outros fins (hospitais, *shopping* e *marketing*).

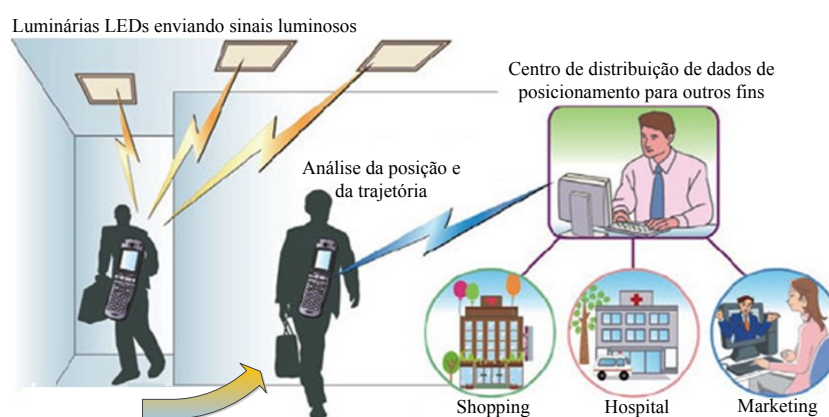


Figura 11 – Sistema de posicionamento baseado em VLC.

Fonte: Adaptado de [postech 2018]

### 2.3.5 VLC em Hospitais

Para proporcionar um melhor diagnóstico e uma melhor experiência com o paciente, a *eHealth* tem sido proposta como um complemento aos serviços tradicionais de saúde. Segundo a Organização Mundial de Saúde, a *eHealth* é o uso das tecnologias de informação e comunicação (TIC) na saúde [WHO 2018].

Para apoiar este tipo de serviços é necessário que os hospitais disponham de um sistema de comunicação de alta capacidade. Além disso, considerando a segurança dos pacientes e também os instrumentos médicos de precisão, a radiação eletromagnética provenientes dos sistemas de comunicação deve ser o mínimo possível. Apesar dos progressos alcançados na área de RF, as soluções de comunicação baseado em RF ainda não conseguem satisfazer os requisitos hospitalares [Song et al. 2014].

Portanto, os sistemas VLC (devido as suas características intrínsecas) têm potencial para fornecer os requisitos de comunicação e segurança exigidos nos hospitais, garantindo a implementação da *eHealth*. A Figura 12, mostra uma ilustração do sistema VLC em um ambiente hospitalar.

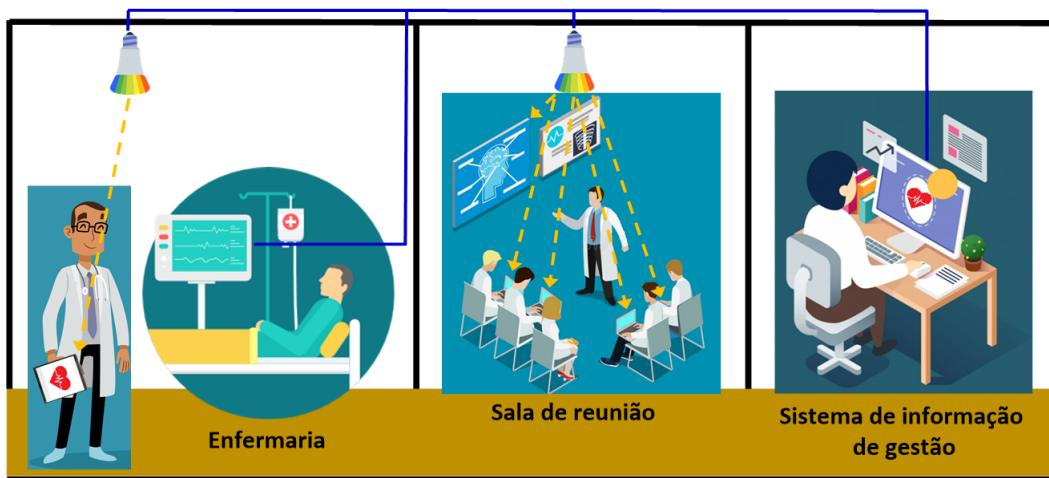


Figura 12 – Sistema VLC aplicado em ambiente hospitalar.

### 2.3.6 Acesso à Internet em Aviões

Disponibilizar serviços de comunicação de dados em pleno voo já é uma realidade em várias companhias aéreas. No entanto, as soluções oferecidas para o estabelecimento das conexões de dados dentro do avião são baseadas em Wi-Fi. Como a faixa de frequências do Wi-Fi podem interferir no sistema de voo do avião, a sua utilização é feita com restrições, de forma a mitigar qualquer tipo de interferência entre sistemas baseados em RF.

Por causa das restrições impostas na faixa do Wi-Fi, a qualidade dos serviços de multimídia e entretenimento vão se degradando a bordo [Krichene et al. 2015]. Para contornar esta situação, sistemas de conectividade baseados em VLC, como ilustrado na Figura 13, são capazes de oferecer muitas vantagens a bordo de aviões.

### 2.3.7 Produtos Desenvolvidos

Apesar da existência de produtos VLC, nem todos estão disponíveis comercialmente. As principais empresas intervenientes no mercado da VLC são: Koninklijke Philips NV,



Figura 13 – Sistema VLC aplicado em avião.

Fonte: Adaptado de [VLNcomm 2017]

Panasonic, LVX Systems, Purelifi Ltd, Bytelight Inc. e General Electric Co. Também existem outras empresas como a Oledcomm, Lucibel, Outstanding Technology Co. Ltd, Axrtek e Firefly Wireless Networks que têm desenvolvidos alguns produtos VLC. A seguir, são apresentados alguns produtos VLC que podem ser encontrados nos sites de algumas dessas empresas.

A Figura 14, ilustra um sistema VLC denominado MOMO, desenvolvido pela empresa Axrtek. Este sistema VLC é composto por LED, fotoreceptor, entrada Ethernet e tomadas de alimentação. Usa LED RGB para enviar e receber sinais de dados através de três canais de cores, com uma taxa de transferência três vezes superior quando comparado com um sistema VLC que usa apenas uma cor. O sistema mencionado é bidirecional e atinge taxas de transferência de dados de 300 Mb/s em um raio de cobertura de 7.62 m.



Figura 14 – Transmissor e receptor VLC fabricado pela Axrtek.

Fonte: [Axrtek]

O Instituto de Telecomunicações Fraunhofer (HHI) desenvolveu o sistema VLC ilustrado na Figura 15. Este sistema combina iluminação e pontos de acessos *wireless*, utilizando a luz visível na comunicação *downlink* e a luz infravermelha na comunicação *uplink*. As taxas de transferência de dados são adaptadas dinamicamente e suporta mo-

bilidade de usuários. Este sistema VLC é similar ao sistema MOMO da Axrtek e a taxa máxima de transferência de dados é de 1 Gb/s. A [Figura 16](#), ilustra um outro sistema VLC desenvolvido pelo HHI, com potencial para ser utilizado em redes 5G. Baseado apenas em LED de luz infravermelha, o sistema alcança taxas de transferência de 500 Mb/s em distância até 100 m e 250 Mb/s até 200 m. Recentemente a Philips divulgou as lâmpada MyLiFi ilustrado na [Figura 17](#), alcançando a velocidade de transmissão de 30 Mb/s, sem comprometer a iluminação.



Figura 15 – Transmissor e receptor VLC desenvolvido pelo Instituto de Telecomunicações Fraunhofer.

Fonte: [[Fraunhofer Heinrich Hertz Institute](#)]



Figura 16 – LED-Backhaul desenvolvido pelo Instituto de Telecomunicações Fraunhofer.

Fonte: [[Fraunhofer Heinrich Hertz Institute](#)]



Figura 17 – Lâmpadas Li-Fi desenvolvido pela Philips.

Fonte: [[techtudo](#)]

A empresa Purelifi desenvolveu o sistema VLC denominado LiFi-XC mostrado na [Figura 18](#). O dispositivo LiFi-XC *station* conecta à porta USB de um computador e possui um detector óptico que captura sinais provenientes de uma lâmpada LED. Para a comunicação ascendente, o sistema utiliza um LED de luz infravermelha. Em geral, o sistema VLC LiFi-XC fornece um acesso sem fio bidirecional com a velocidades de *download* e *upload* de 43 Mb/s. A [Figura 19](#), mostra o primeiro *Downlight* comercial Li-Fi desenvolvido pelos fabricantes Lucibel e PureLiFi. Nas ligações *downlink* e *uplink*, o sistema alcança uma taxa de transferência de dados de 42 Mb/s em uma geometria de iluminação padrão, a uma altura de 2.5 m. O canal *uplink* utiliza a banda de infravermelhos próximos para a transferência de dados.



Figura 18 – Transmissor e receptor VLC desenvolvido pelo Purelifi.

Fonte: [[Purelifi](#)]

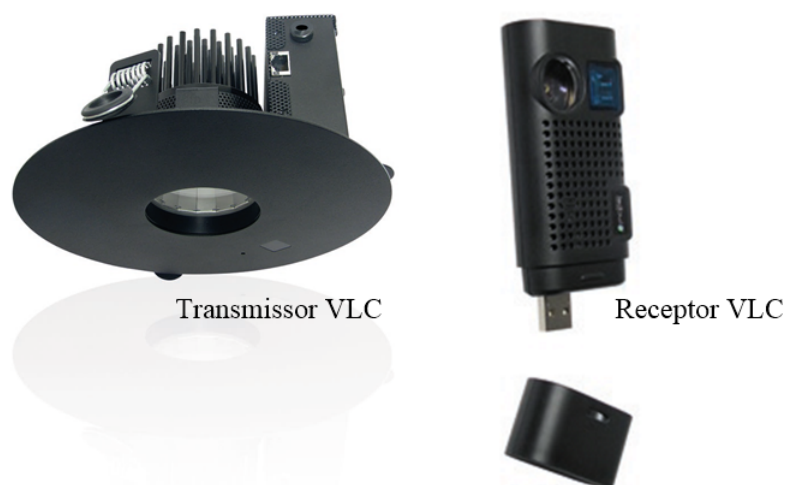


Figura 19 – Transmissor e receptor VLC desenvolvido pelo Lucibel e PureLiFi.

Fonte: [[Lucibel](#)]





## 3 Diodo Emissor de Luz Branca

O diodo emissor de luz ou LED (*Light Emitting Diode*) é uma fonte de luz feita de material semicondutor que transforma a energia elétrica em luz. O desenvolvimento de LED baseado em semicondutores III-N (GaN - Nitreto de Gálio, InN - Nitreto de Índio e AlN - Nitreto de Alumínio) impulsionou a penetração da tecnologia LED no mercado da iluminação, comunicação por luz visível, sensoriamento e outros meios de iluminação. LEDs de luz branca, baseados em semicondutores III-N, são mais eficientes que as lâmpadas convencionais (incandescentes e fluorescentes). Esse tipo de LED, devido ao baixo consumo de energia (emissão de CO<sub>2</sub> reduzida), é uma tecnologia amiga do ambiente, com impactos positivos na redução do efeito de estufa, causador do aquecimento global. Assim, o LED branco é considerado a tecnologia de iluminação da próxima geração [Bi et al. 2017], [Lorentz, Marues e Monteiro 2015].

Atualmente, a grande maioria dos LEDs brancos de alto brilho ou HB-LED (*High-Brightness white LEDs*) utilizam o princípio da conversão de fósforo para gerar a luz branca. Esse tipo de LED, chamado de pc-LED (*Phosphor Converted LED*), domina o mercado da iluminação. Também, é possível obter a luz branca misturando cores. Este tipo de LED RGB (*Red, Green and Blue LED*), devido ao problema do Índice de Reprodução de Cores ou CRI (*Color Rendering Index*<sup>1</sup>), é mais utilizado em sistemas de iluminação dinâmica do que em iluminação geral.

No campo da iluminação (incluindo iluminação LED), a Europa é líder mundial com uma quota de 30% do mercado global [Zissis e Bertoldi 2014]. Globalmente, a expectativa é que 75% de toda a iluminação seja fornecida por LEDs até 2030 e que o consumo de energia no setor de iluminação reduza 15% em 2020 e 40% em 2030 [Pathak et al. 2015, DoE 2014].

### 3.1 Funcionamento do LED

Por definição, o LED é um dispositivo optoeletrônico que converte a energia elétrica em luz. No LED, o processo é contrário ao mecanismo físico de uma célula solar que transforma a luz solar em energia elétrica. A estrutura básica de um LED é uma junção pn semicondutor, sujeita a uma polarização (tensão) direta. Semicondutores são materiais que exibem propriedades que estão entre um metal e um não-metal.

Um semicondutor cristalino possui um conjunto de propriedades baseadas nos elétrons de valência dos átomos que o constituem. Semelhante a outros materiais sólidos, os semicondutores possuem níveis de energia atômicos designados de banda de valência

<sup>1</sup> Uma medida de precisão, que indica como uma fonte de luz produz a cor, em comparação com a luz natural vista pelo olho humano. Geralmente, um CRI > 90 é aceitável [Karunatilaka et al. 2015].

(*valence band*) e banda de condução (*conduction band*). Estas duas bandas estão separadas entre si por uma região de energia proibida para os elétrons,  $E_g$ , denominado de banda de energia proibida (*bandgap energy*). A banda proibida varia de material para material, podendo ser entendido como uma impressão digital de um dado semiconductor [Lorentz, Marues e Monteiro 2015]. A representação das bandas de energia em um semiconductor está ilustrada na Figura 20. A banda de valência corresponde aos níveis de energia mais baixa. Do ponto de vista térmico e elétrico, os elétrons estão inertes na banda de valência. A banda de condução representa os níveis de energia que os elétrons devem ter para conduzir a eletricidade no material. Qualquer elétron na banda de condução apresenta um estado de energia mais elevado do que na banda de valência [Dutton 1998].

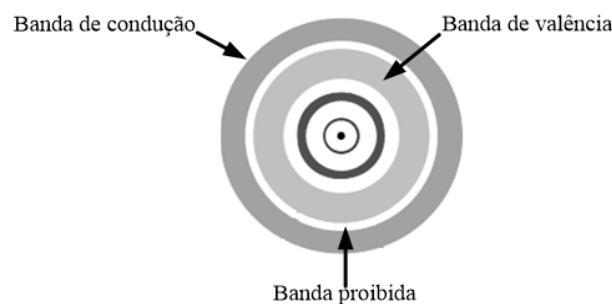


Figura 20 – Bandas de energias de um material semiconductor.

Fonte: Adaptado de [Dutton 1998]

Através da dopagem com elementos externos aos átomos constituintes da rede, a estrutura cristalina de um semiconductor pode ser alterada intencionalmente. Basicamente, o processo de dopagem permite diminuir a resistência do semiconductor, isto é, aumentar a sua condutividade. Quando os semicondutores são dopados, passam a ser designados de tipo n ou tipo p. Semicondutores de tipo n doam facilmente elétrons para a banda de condução enquanto que semicondutores de tipo p geram deficit de elétrons na banda de valência (lacunas).

Durante a formação de uma junção pn, uma variação abrupta na concentração de portadores acontece na interface da junção. Esta assimetria na densidade de portadores, dá origem a uma corrente de difusão, provocando o movimento de portadores através da junção. O transporte dos portadores por difusão faz com que haja uma remoção de lacunas na borda do material tipo p e uma remoção de elétrons na borda do material tipo n. A remoção de lacunas na borda do material tipo p, faz com que apareça uma densidade de carga de valor negativa.

De igual modo, a borda do material tipo n transforma-se numa região de carga positiva, pelo deslocamento dos elétrons para o material tipo p. Estas duas regiões (de cargas espaciais, negativas e positivas) formam em torno da interface da junção, uma região chamada de região de depleção. A região de depleção é uma região neutra, onde apenas

se encontram íons positivos e negativos fixos na estrutura cristalina [Lorentz, Marues e Monteiro 2015]. A Figura 21, mostra a região de depleção formada numa junção pn. A região de depleção faz com que apareça um campo elétrico nas proximidades da junção, dando origem a uma corrente de deriva, anulando assim a corrente de difusão. Ou seja, a corrente de deriva faz com que igual número de portadores, que continuamente se deslocam por difusão, seja retornado ao seu local de origem pelo mecanismo de deriva. Portanto, o equilíbrio (condição estacionária) é atingido quando a corrente de deriva é igual e de sentido contrário à corrente de difusão.

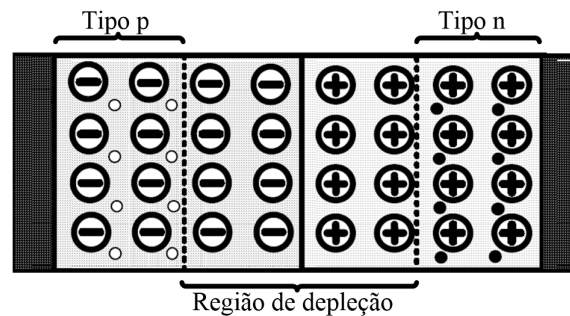


Figura 21 – Região de depleção em uma junção pn.

Fonte: Adaptado de [Dutton 1998]

Quando uma tensão direta é aplicada através da junção pn, são injetados elétrons e lacunas através da região de depleção, fazendo com que portadores minoritários em excesso se recombinem com os portadores majoritários, dando lugar a uma libertação de energia sob a forma de luz (observação de eletroluminescência). Esta energia libertada é a base de operação dos LEDs. O comprimento de onda da luz emitida pelo LED é inversamente proporcional à energia da banda proibida. Quanto maior a energia do fóton emitido, menor é o comprimento de onda. A Equação (1), relaciona o comprimento de onda com a energia do fóton,

$$\lambda = \frac{h \cdot c}{\varepsilon_{ph}} \quad (1)$$

onde  $\lambda$  é o comprimento de onda expressa em micrômetro ( $1 \mu\text{m} = 10^{-6} \text{ m}$ ),  $\varepsilon_{ph}$  é a energia do fóton expressa em elétron-volt ( $1 \text{ eV} = 1.602 \times 10^{-19} \text{ J}$ ),  $h$  é a constante de Planck ( $h = 6.63 \times 10^{-34} \text{ J.s} = 4.14 \times 10^{-15} \text{ eV}$ ), e  $c$  é a velocidade da luz ( $c = 3 \times 10^8 \text{ m.s}^{-1}$ ).

Constata-se a partir da Equação (1), que o material do LED influencia muito no comprimento de onda. A Tabela 1, apresenta a lista de alguns materiais semicondutores e as correspondentes cores.

Na Tabela 2, encontram-se os valores de energia da banda proibida ( $E_g$ ) de alguns semicondutores. A energia da banda proibida depende fortemente do nível de dopante utilizado, e pode também influenciar no comprimento de onda [Dutton 1998].

Tabela 1 – Lista de materiais semicondutores e as cores correspondentes.

Material semicondutor	Formúla	Cor da luz	Intervalo de $\lambda$ (nm)
Arseneto de gálio e alumínio	AlGaAs	vermelho e infravermelho	610 – 760
Fosfato de gálio e alumínio	AlGaP	verde	500 – 570
Fosfato de índio, gálio e alumínio	AlGaInP	laranja-vermelho (alto brilho), laranja, amarelo, e verde	570 – 590
Fosfato de arseneto de gálio	GaAsP	vermelho, laranja-vermelho, laranja, amarelo	570 – 590
Fosfato de gálio	GaP	vermelho, amarelo e verde	500 – 570
Nitrito de gálio	GaN	verde, verde esmeralda (verde puro) e azul	500 – 570
Nitrito de gálio e índio	InGaN	ultravioleta próximo, verde azulado e azul	450 – 500

Fonte: [Dutton 1998, Peddinti 2008]

Tabela 2 – Energia da banda proibida de alguns semicondutores.

Material semicondutor	$E_g$ (eV)
AlGaAs	1.4 – 1.55
AlGaP	2.26
AlGaInP	0.73 – 1.35
GaAsP	1.43 – 2.26
GaP	2.26
GaN	3.44
InGaN	2 – 3.4

Fonte: [Dutton 1998, wikipedia 2018]

## 3.2 Breve Histórico do LED

A história do LED iniciou em 1907, quando Henry Joseph Round publicou o primeiro trabalho sobre a eletroluminescência (*electroluminescence*). Round observou que alguns materiais semicondutores emitiam luz ao serem atravessados por uma corrente elétrica. Contudo, a invenção do LED é atribuída aos engenheiros Nick Holonyak e Bevacqua da General Electric (GE), que em 1962 construíram o primeiro LED de espectro visível viável, baseado em GaAsP. A partir dessa data, a GE começou a comercializar os primeiros LEDs de luz visível na faixa do vermelho.

No período compreendido entre o final dos anos 60 e meados dos anos 70, o LED vermelho impulsionou o mercado emergente de displays numéricos, como calculadoras e relógios de pulso. Em 1972, M. George Craford fez a primeira demonstração de um LED amarelo. Através de novos materiais e de novas técnicas, o desempenho dos LEDs foi melhorado, contribuindo para o desenvolvimento de LEDs de alto brilho (HB-LED) na faixa do amarelo ao vermelho [Bi et al. 2017].

O surgimento de HB-LED impulsionou as comunicações por fibra óptica. Em 1990, Craford e sua equipe na Hewlett Packard (HP), utilizando o composto quaternário de AlGaInP, produziram LEDs vermelho, laranja e âmbar (laranja-amarelo) de mais alto desempenho do mundo. Esses LEDs, em particular os de 100 lm/W (lumens por watt), continuam a ser utilizados em semáforos, automóveis e muitas outras aplicações [Schubert 2006].

Com a descoberta do material GaN, a lacuna da luz visível na faixa do azul foi resolvida. Em 1992, Isamu Akasaki e Hiroshi Amano, da Universidade de Nagoya, divulgaram o primeiro LED de GaN junção p-n que emitiu a luz na faixa espectral ultravioleta (UV) e azul. Nesse mesmo ano, Shuji Nakamura, da Nichia Chemical Industries inventou os primeiros LEDs azuis de InGaN (dupla heterogeneidade) e foram demonstrados com eficiências de até 10%. A série de invenções de Nakamura fez com que os LEDs azuis se tornassem práticos.

Em 2014, Isamu Akasaki, Hiroshi Amano e Shuji Nakamura foram distinguidos com o prêmio Nobel de Física pela invenção de LEDs azuis eficientes, que permitiram fontes de luz branca de baixo consumo de energia. Após a invenção do LED azul baseado em GaN, a Nichia Chemical Industries, propôs LEDs brancos de alto brilho baseados na conversão de fósforo. Assim, surgiram os LEDs brancos de conversão de fósforo de alta potência. O uso desse tipo de LEDs na iluminação geral contribuiu para o seu rápido desenvolvimento [Bi et al. 2017].

A invenção do LED branco despertou o interesse da indústria. Atualmente, vários fabricantes, como Lumileds , GELcore , Nichia Corporation, Osram Opto Semiconductors e Cree Lighting Corporation, investigam e desenvolvem LEDs brancos para diversos tipos

de aplicativos, em particular iluminação. Os avanços recentemente alcançados a nível de eficiência, baixo consumo de energia, tolerância à umidade, alta eficiência, longa vida útil e menor geração de calor, têm motivado a substituição de lâmpadas convencionais por LEDs brancos em diversas aplicações.

### 3.3 Geração de Luz Branca

A luz branca é composta por todas as cores (comprimentos de onda) do espectro visível. Atualmente, existem duas formas de gerar a luz branca a partir de LEDs monocromáticos. A primeira forma é usar LEDs com materiais de conversão de comprimentos de onda. Nesse tipo de processo, a luz branca pode ser produzida usando um LED azul que excita uma camada de fósforo amarelo, ou um LED ultravioleta (UV) que excita os fósforos vermelho, verde e azul. Este tipo de LED branco é chamado de LED convertido em fósforo ou pc-LED.

A segunda forma de gerar a luz branca é combinar vários LEDs com diferentes espectro de luz. Misturando especificamente LEDs que emitem as três cores primárias (vermelho, verde e azul), a luz branca é produzida. Este tipo de LED é chamado de LED RGB [Bi et al. 2017]. A Figura 22, mostra as formas típicas de produzir LEDs brancos.

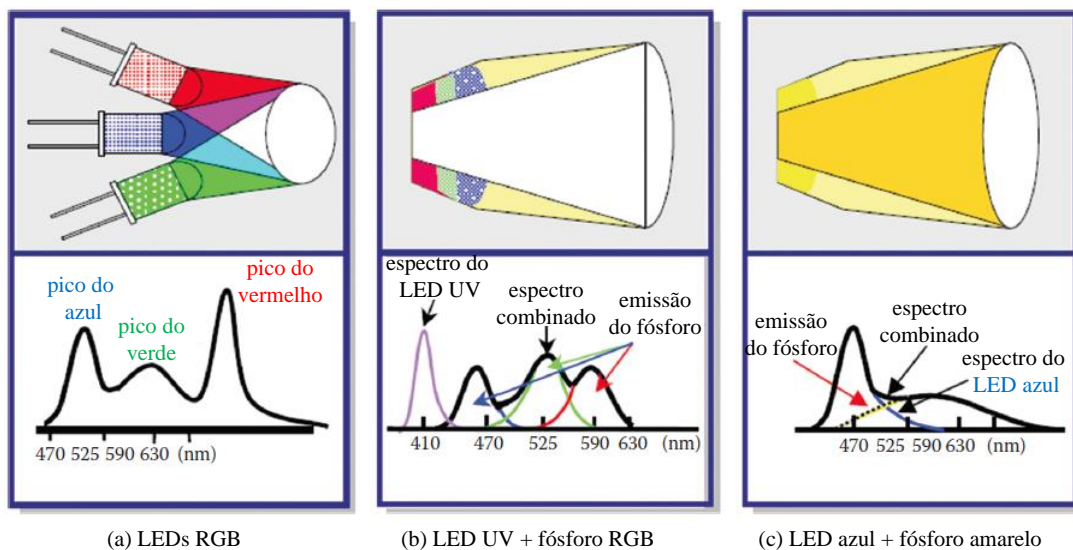


Figura 22 – Três métodos de geração da luz branca a partir de LEDs: (a) LEDs vermelho + verde + azul, (b) LED ultravioleta (UV) + fósforo RGB, (c) LED azul + fósforo amarelo.

Fonte: Adaptado de [Bi et al. 2017]

Os LEDs brancos fabricados a partir de LEDs azuis (material semicondutores III-N) com conversão de fósforo amarelo são mais simples. A Figura 23, mostra o espectro óptico

tipico de um LED branco com fósforo amarelo. O espectro consiste numa faixa de luz azul (o pico do comprimento de onda está no intervalo entre 450 a 470 nm) e numa banda de luz amarela gerada pelo fósforo amarelo. Variações da luz branca (temperatura de cor) podem ser obtidas ajustando a relação entre a banda do azul e a banda do amarelo. A qualidade da luz dos LEDs brancos com materiais de conversão de comprimentos de onda é baixa, quando comparados com LEDs brancos tricolores, mas têm as vantagens de terem alta eficiência luminosa e de serem de baixo custo.

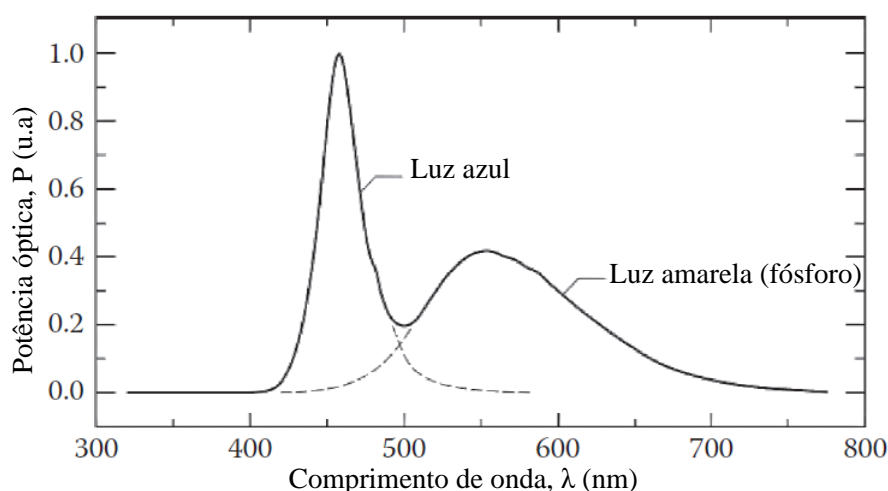


Figura 23 – Espectro óptico de um LED branco à base de fósforo fabricado pela Nichia Corporation.

Fonte: Adaptado de [Bi et al. 2017]

### 3.4 LED como Dispositivo de Comunicação de Dados

O LED é um produto sustentável para a sociedade e meio ambiente e o uso de LED brancos em diversos tipos de aplicativos está crescendo. O surgimento de LEDs de alto brilho revolucionou os métodos de iluminação convencional, mas também abriu caminhos que a luz visível torne-se um meio realista para comunicações de dados [Kumar e Lourenco 2010].

O uso de LED como dispositivo de comunicação de dados na faixa do visível foi proposto por Pang, em 1999 [Pang et al. 1999]. No entanto, o interesse por este tipo de comunicação ganhou mais atenção no ano de 2003, com o trabalho dos pesquisadores Komine e Nakagawa. Os referidos pesquisadores apresentaram um sistema onde o LED era usado simultaneamente como dispositivo de iluminação e comunicação [Komine e Nakagawa 2003]. Esta dupla funcionalidade do LED, iluminação e comunicação, contribuiu para o desenvolvimento dos sistemas VLC, e surgimento de novos aplicativos. Foi referido que os sistemas VLC aproveite a vantagem dos LEDs que podem ser ligados e desligados

a uma velocidade muito alta, para transmitirem dados sem efeitos perceptíveis para o olho humano. No entanto, a baixa largura de banda dos LEDs é um dos fatores que limita a taxa de transmissão dos sistemas VLC. Grande parte dos sistemas VLC que combine iluminação e comunicação, têm sido demonstrados empregando LEDs brancos com conversão de fósforo e LEDs brancos RGB.

Os LEDs RGB são mais caros, mas são a solução preferível quando pretendem melhorar as taxas de dados [Cossu et al. 2012]. No entanto, devido à baixa complexidade, baixo preço e mercado dominante, os LEDs brancos com conversão à fósforo (pc-LEDs) são a solução mais atrativa para sistemas VLC, quando comparados com os LEDs RGB [Li et al. 2014]. Um dos inconvenientes dos pc-LEDs é a resposta lenta do fósforo, fazendo com que a largura de banda de modulação fique limitada a poucos MHz. A largura de banda dos LEDs RGB tipicamente é de várias dezenas de MHz [Lee 2014]. A comparação entre o LEDs RGB e pc-LEDs está presente na Tabela 3.

Tabela 3 – Comparação entre LED branco RGB e LED branco à base de fósforo.

<b>Parâmetro</b>	<b>pc-LEDs</b>	<b>LEDs RGB</b>
Largura de Banda	3-5 MHz	10-20 MHz
Eficiência	130 lm/W	65 lm/W
Custo	baixo	alto
Complexidade	baixo	moderado
Aplicação	iluminação	iluminação

Fonte: Adaptado de [Karunatilaka et al. 2015]



## 4 Sistemas de Comunicação VLC

Este Capítulo tem por objetivos descrever conceitos, como também descrever as principais características dos elementos que compõem um sistema de comunicação via luz visível.

### 4.1 Descrição e Conceitos Básicos

Os principais elementos de um sistema de comunicação VLC são mostrados na [Figura 24](#). Semelhante a outros sistemas de comunicação convencionais, um sistema de comunicação VLC é composto por Transmissor, Canal de Transmissão, e Receptor.

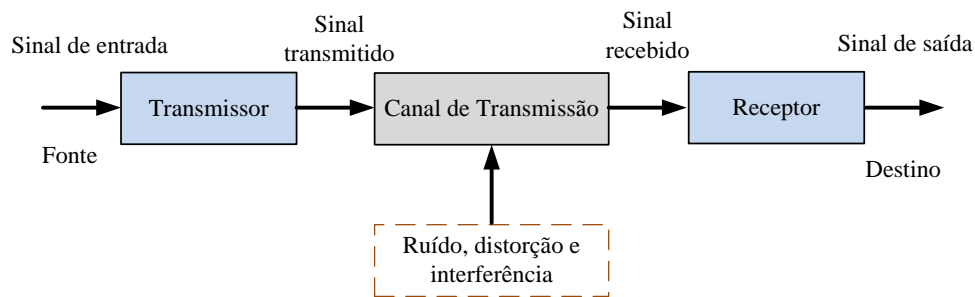


Figura 24 – Elementos de um sistema de comunicação VLC.

Fonte: Adaptado de [[Anttalainen 2003](#)]

O transmissor processa o sinal de entrada e produz um sinal transmitido adequado às características do canal de transmissão VLC. Em um transmissor VLC, o processamento do sinal para transmissão envolve codificação, modulação e conversão de sinal, do domínio elétrico para o domínio óptico.

O canal de transmissão faz a ligação entre a fonte e o destino e tem por função transportar os dados do transmissor para o receptor. Em sistemas VLC, o canal de transmissão é um meio elétrico sem fio e introduz perda de transmissão (atenuação), isto é, a potência do sinal transmitido vai diminuindo progressivamente com o aumento da distância. Aliado a isso, o sinal é distorcido devido a diversos tipos de interferências (luz solar, luzes provenientes de lâmpadas incandescentes e fluorescentes, e de outras fontes luminosas), e devido às distorções de amplitude (o ganho do canal varia com a frequência no intervalo onde se situa o espectro do sinal) e de fase (o atraso no tempo sofrido por componentes espectrais de frequências distintas não é o mesmo).

O receptor é responsável por receber o sinal de saída do canal e prepará-lo para ser entregue no destino. As operações do receptor incluem filtragem para remover ruído fora de banda, amplificação para compensar a perda de transmissão, equalização para compensar a distorção de amplitude e de fase, e demodulação e decodificação para reverter o processamento de sinal realizado no transmissor [Anttalainen 2003].

## 4.2 Características do Transmissor VLC

Tipicamente, o transmissor VLC é um sistema que consiste em uma fonte óptica de luz visível (conversor eletro-óptico) e elementos auxiliares para acionarem a fonte de luz. Os LEDs de luz branca de alto brilho (discutido em detalhes no Capítulo 3) são as fontes de luz visível predominantes em sistemas VLC, pois um dos grandes objetivos da tecnologia VLC é proporcionar simultaneamente iluminação e comunicação de dados.

Do ponto de vista de comunicação, os LEDs são mais vantajosos que as lâmpadas convencionais, pois podem ser ligados e desligados em intervalo de tempo muito curto [Ayub et al. 2013], em uma velocidade muito mais rápida do que a persistência do olho humano [Rajagopal, Roberts e Lim 2012, Haas et al. 2016], possibilitando assim a transmissão de dados.

O LED é um dispositivo que emite luz não coerente (os fótons tem diferentes comprimentos de onda e diferentes fases), por isso, a modulação de intensidade IM (*Intensity Modulation*) pode ser utilizada. A IM é uma forma de modulação na qual a saída de potência óptica de uma fonte varia de acordo com as características do sinal modulado. Isto é, a modulação é feita a partir da intensidade do sinal e a desmodulação é feita a partir da técnica de detecção direta DD (*Direct Detection*) [Carmo 2017]. Sistemas que utilizam a técnica de modulação de intensidade e detecção direta são chamados de sistemas IM-DD.

Portanto, em um transmissor VLC que usa LED como elemento eletro-óptico, o sinal transmitido é modulado na potência óptica instantânea do LED. A intensidade de radiação é controlada pela corrente direta que atravessa o LED, e deve concentrar na região linear da curva característica tensão-corrente (curva V-I) do LED. Normalmente, a corrente de entrada do LED,  $I_{LED}$ , é constituída por duas componentes de corrente: a componente de corrente constante ou  $I_{DC}$  (*DC bias current*) e a componente de corrente oscilante ou  $I_{Osc}$  (*Current Swing*). Portanto,  $I_{LED}$  é dado por

$$I_{LED} = I_{DC} + I_{Osc}. \quad (2)$$

A corrente  $I_{LED}$  produz uma potência óptica de saída dado por

$$P_O = P_{DC} + P_{Osc}. \quad (3)$$

A Figura 25, mostra o comportamento teórico da saída de potência óptica em função da corrente que atravessa o LED. A Figura 26, ilustra a estrutura básica de uma transmissor VLC, onde a forma de onda do sinal de dados,  $I_{t,sig}$  é somado com a corrente de polarização do LED usando um Bias-Tee<sup>1</sup>, como mostra a Equação (2). A corrente de condução do LED (*Drive Current*),  $I_{LED}$  é usado para acionar o LED, convertendo o sinal elétrico em um sinal óptico modulado em intensidade. Após a modulação, a luz com potência óptica,  $P_O$ , é transmitida através do canal de transmissão VLC (discutido em detalhes na Seção 4.3) [Karunatilaka et al. 2015].

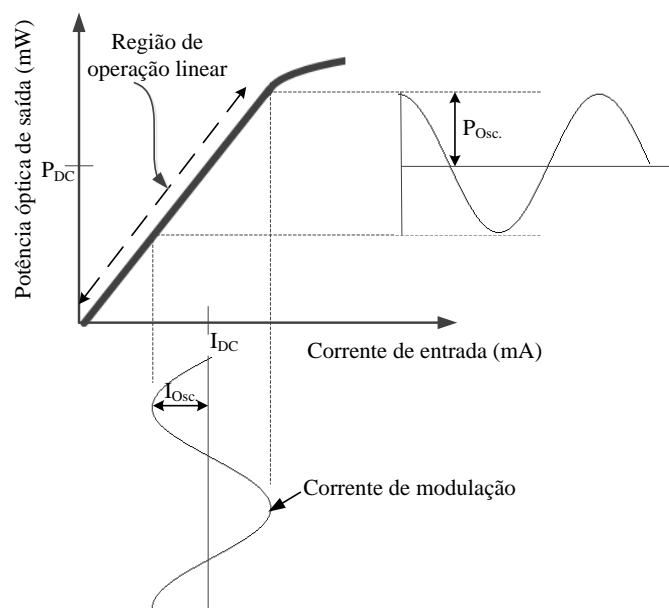


Figura 25 – Comportamento teórico da potência óptica de saída em função da corrente no LED.

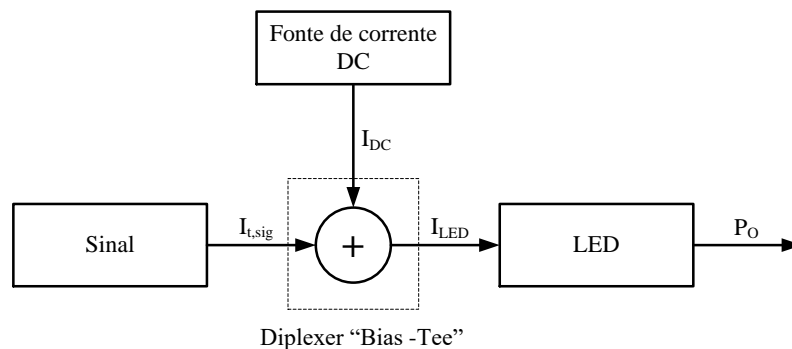


Figura 26 – Estrutura básica de um transmissor VLC.

<sup>1</sup> Bias-Tee é um circuito elétrico de três portas utilizado para combinar ou separar sinais DC e AC.

A IM impõe duas restrições no sinal analógico enviado para o LED: A primeira é que o sinal analógico deve ser real e a segunda restrição o sinal deve ser positivo, pois a intensidade da luz não pode ser negativa. A restrição sinal real normalmente é resolvida criando espectros com simetria Hermitiana, mas tem um custo na eficiência espectral.

A restrição sinal positiva pode ser resolvida usando várias técnicas e esquemas de modulação. Um transmissor IM ideal é aquele que exibe uma característica linear para entradas positivas e zero para entradas negativas, ou seja, funciona como um retificador de meia onda perfeito. A maneira mais comum de tornar um sinal positivo, é adicionar ao sinal original uma polarização contínua (*DC offset*) de valor alto, e depois faz-se um ceifamento em zero (*zero clipping*) [Effenberger e Liu 2015].

### 4.3 Canal de Comunicação VLC

Em um sistema de comunicação VLC, geralmente o canal pelo qual se propaga a radiação luminosa é o espaço livre em um ambiente interno ou externo. Portanto, para projetar e implementar um sistema VLC eficiente torna-se imperativo que as características do canal sejam bem compreendidas.

A caracterização de um canal de comunicação normalmente é realizada pela resposta impulsiva do canal CIR (*Channel Impulse Response*), que é usada para analisar e combater os efeitos das distorções do canal [Ghassemlooy, Popoola e Rajbhandari 2012]. Geralmente, taxas elevadas e qualidade de serviço podem ser fornecidas quando o transmissor conhece o estado do canal, isto é, a transmissão é adaptada às condições do canal [Qiu et al. 2018].

Em ambientes internos, o sinal óptico recebido não é afetado apenas pelas dimensões do espaço, também pela fonte de luz, posição dos refletores, posição do receptor e suas características, formato do espaço e refletores [Qiu, Chen e Meng 2016]. Nesse tipo de ambiente, além de acontecer reflexões nas paredes e em outros objetos, também podem ocorrer reflexões especulares por causa de espelhos e outros objetos brilhantes presentes no referido ambiente [Lee, Park e Barry 2011].

Um enlace óptico pode ser configurado fisicamente em várias maneiras. Geralmente são agrupados em quatro configurações de sistema: configuração com linha de visada, LOS (*Line-of-Sight*), configuração sem linha de visada, NLOS (*Non-Line-of-Sight*), configuração difusa (*Diffuse*) e configuração por rastreamento (*Tracked*) [Ghassemlooy, Popoola e Rajbhandari 2012]. A configuração por rastreamento não será analisada, pois não é relevante para este trabalho.

A configuração LOS geralmente é utilizada em enlace de comunicação ponto-a-ponto, principalmente em ambiente exterior e em alguns casos em ambiente interno. A potência óptica é concentrada em um feixe estreito de forma a criar uma alta densidade de

potência no fotodetector. Enlaces LOS costumam oferecer maiores taxas de dados. Além disso, o sinal não sofre de distorções provocadas por multipercurso e o ruído ambiente pode ser amplamente rejeitado, se for utilizado um receptor com um campo de visão estreito FOV (*Field-Of-View*). Portanto, em uma configuração LOS a taxa de dados é apenas limitada pela perda de potência no caminho óptico em espaço livre (*Free-Space Path Loss*). No entanto, existem algumas desvantagens em utilizar a configuração LOS. Por exemplo, para aplicações internas a área de cobertura é muito pequena e não pode suportar usuários móveis devido ao requisito de alinhamento dos módulos emissor e receptor. A [Figura 27](#), ilustra um modelo de canal VLC LOS para ambiente interno.

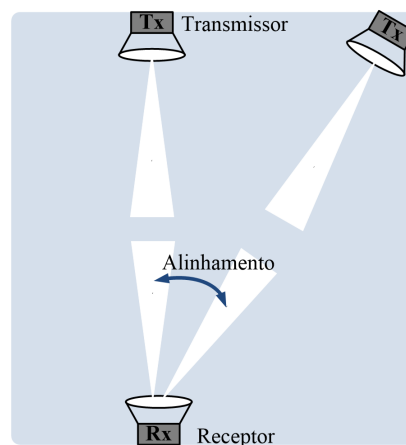


Figura 27 – Modelo de canal VLC LOS para ambiente interno.

A configuração NLOS por ser mais flexível que a configuração LOS é muito utilizado em ambientes interno. A [Figura 28](#), ilustra um modelo de canal VLC NLOS para ambiente interno. Normalmente esta configuração usa transmissores de feixe largo, receptores com FOV largos e superfícies de dispersão (paredes da sala) para alcançar uma área de cobertura mais ampla.

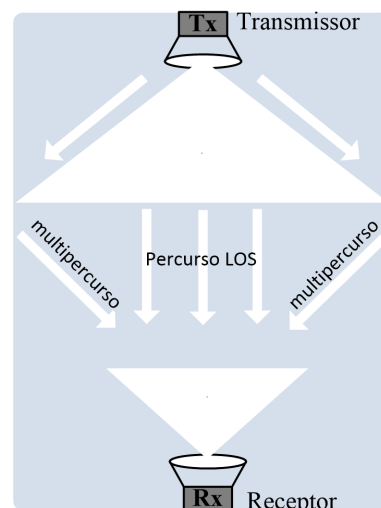


Figura 28 – Modelo de canal VLC NLOS para ambiente interno.

Enlaces NLOS são adequados para aplicações de difusão ponto multiponto, pois oferecem robustez ao sobreamento e bloqueio, além disso não necessitem de alinhamento. As reflexões nas superfícies dos objetos dentro da sala resolvem o problema do bloqueio, fazendo com que o fotodetector receba a luz transmitida a partir de diferentes direções. Um dos problemas em usar enlaces NLOS é a alta perda de potência no caminho óptico, exigindo maior potência de transmissão. Para além disso, a propagação multipercurso pode causar interferência intersímbolica, limitando assim a taxa de transmissão.

A configuração difusa também conhecida por NLOS não direcionado, consiste tipicamente em um transmissor direcionando um feixe de luz amplo para o teto de uma sala. Trata-se de uma topologia muito flexível, pois não requer um alinhamento cuidadoso nem do transmissor e nem do receptor, não é necessário manter um caminho LOS e é quase imune ao bloqueio do caminho de transmissão. Porém, enlaces difusos podem sofrer altas perdas de potência no caminho óptico, tipicamente entre 50 e 70 dB para uma separação horizontal de 5 m. Obstrução temporária, como uma pessoa (situação referida como sobreamento) pode aumentar ainda mais a perda de potência no caminho óptico, obscurecendo o receptor [Ghassemlooy, Popoola e Rajbhandari 2012]. A Figura 29, ilustra um modelo de canal VLC difuso para ambiente interno.

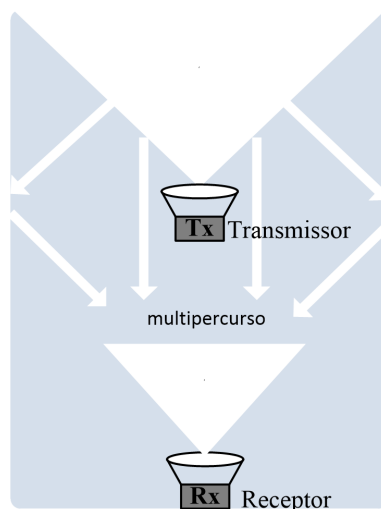


Figura 29 – Modelo de canal VLC difuso para ambiente interno.

Para além do problema da perda de potência no caminho óptico, um receptor NLOS não direcionado possui um FOV amplo que lhe permite coletar sinais que sofreram um ou mais reflexões nas paredes do teto e nos objetos da sala. Esse tipo de reflexões atenuam o sinal com coeficientes típicos de reflexão entre 0.4 e 0.9. Também, o sinal recebido pode sofrer dispersão por multipercurso, onde os pulsos se espalham no tempo em rotas de diferentes comprimentos de onda limitando assim a taxa de transmissão.

Neste trabalho, na parte de simulação computacional de sistemas VLC, foram utilizados três modelos de canais VLC, uma em configuração LOS e duas em configuração

NLOS. As Subseções 4.3.1 e 4.3.2 descrevem em pormenor os modelos matemáticos utilizados na obtenção das respostas impulsivas para as configurações LOS e NLOS, respectivamente.

### 4.3.1 Modelo de Canal VLC LOS para Ambientes Internos

Em um sistema óptico interno que utiliza um LED como transmissor e fotodetectores com grandes áreas de fotodetecção, a distribuição angular da intensidade radiante pode ser modelada usando a teoria que envolve a intensidade radiante Lambertiana generalizada, cuja distribuição é dado por [Ghassemlooy, Popoola e Rajbhandari 2012],

$$R_0(\phi) = \begin{cases} \frac{(m_1+1)}{2\pi} \cos^{m_1}(\phi) & \text{para } \phi \in [-\pi/2 \ \pi/2] \\ 0 & \text{para } \phi \geq \pi/2 \end{cases} \quad (4)$$

onde  $m_1$  é o número do modo de Lambert, que representa a diretividade do feixe de luz do transmissor,  $\phi$  é o ângulo em relação ao transmissor (máxima potência radiada corresponde a  $\phi = 0$ ). O parâmetro  $m_1$  (também chamado de ordem de emissão Lambertiana) está relacionado com o semi-ângulo de visão do LED à meia potência,  $\cos \phi_{1/2}$ , através da seguinte expressão [Ghassemlooy, Popoola e Rajbhandari 2012, Lin et al. 2017]

$$m_1 = \frac{-\ln 2}{\ln(\cos \phi_{1/2})}. \quad (5)$$

A intensidade da radiação é dado por

$$S(\phi) = P_t \frac{(m_1 + 1)}{2\pi} \cos^{m_1}(\phi) \quad (6)$$

onde  $P_t$  é a potência óptica transmitida.

O fotodetector é modelado por possuir uma área ativa  $A_r$  e coleta a radiação incidente com ângulos  $\psi$  menores que o FOV. Assim, a área de coleta efetiva do fotodetector é dado por

$$A_{ef}(\psi) = \begin{cases} A_r \cos(\psi) & 0 \leq \psi \leq \pi/2 \\ 0 & \psi > \pi/2 \end{cases} \quad (7)$$

A fim de aumentar a eficiência da área de coleta efetiva, costuma-se usar concentradores ópticos. O ganho de um concentrador óptico ideal de índice de refração  $n$ , é dado por

$$g(\psi) = \begin{cases} \frac{n^2}{\sin^2 \psi_c} & 0 \leq \psi \leq \psi_c \\ 0 & \psi > \psi_c \end{cases} \quad (8)$$

onde  $\psi_c \leq \pi/2$  é o FOV.

Um enlace óptico LOS, cujo o transmissor utiliza uma fonte Lambertiana para transmitir uma potência óptica  $P_t$  em um receptor com filtro óptico passa faixas de ganho

$T_s(\psi)$  e concentrador óptico de ganho  $g(\psi)$ , localizado a uma distância  $d$  e fazendo um ângulo  $\phi$  com o respectivo transmissor, a perda do caminho LOS é estimado por [Ghassemlooy, Popoola e Rajbhandari 2012, Lin et al. 2017, Demir, Sait e Uysal 2018]

$$H_{los}(0) = \begin{cases} \frac{A_r(m_1+1)}{2\pi d^2} \cos^{m_1}(\phi) T_s(\psi) g(\psi) \cos \psi & 0 \leq \psi \leq \psi_c \\ 0 & \psi > \psi_c \end{cases} \quad (9)$$

A potência recebida no receptor é dado por

$$P_{r-los} = H_{los}(0) P_t. \quad (10)$$

Quando o transmissor e o receptor estão alinhados, o aumento do sinal LOS é dado por

$$H_{los}(m_1) = \frac{(m_1 + 2)}{2} H_{los}, \quad (11)$$

onde  $H_{los}$  refere-se a um transmissor Lambertiano com  $m_1 = 1$ . A Figura 30, ilustra a geometria do modelo de propagação LOS descrito.

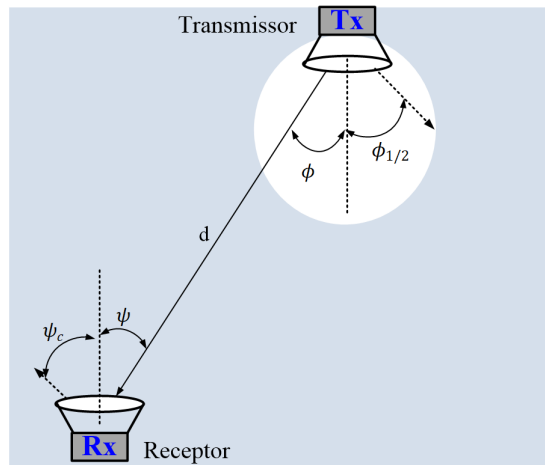


Figura 30 – Geometria do modelo de propagação LOS

Adaptado de [Ghassemlooy, Popoola e Rajbhandari 2012]

Em enlaces ópticos LOS de curta distância, a dispersão por múltiplos caminhos não é um problema importante. Assim, frequentemente enlaces LOS são modelados considerando apenas a atenuação do caminho óptico e atrasos lineares. Portanto, enlaces LOS não são seletivos e a perda do caminho depende do quadrado da distância entre o transmissor e o receptor. A resposta ao impulso pode ser descrita por

$$h_{los}(t) = \frac{A_r(m_1 + 1)}{2\pi d^2} \cos^{m_1}(\phi) T_s(\psi) g(\psi) \cos \psi \delta \left( t - \frac{d}{c} \right), \quad (12)$$

onde  $c$  é a velocidade da luz no espaço livre,  $\delta(\cdot)$  é a função delta de Dirac e  $\delta(t - d/c)$  representa o atraso de propagação do sinal. A Equação (12) assume que  $\phi < 90^\circ$ ,  $\psi < \text{FOV}$  e  $d \gg \sqrt{A_r}$ .



Informações adicionais sobre este modelo de propagação LOS podem ser consultadas em [Ghassemlooy, Popoola e Rajbhandari 2012, Lin et al. 2017, Demir, Sait e Uysal 2018].

### 4.3.2 Modelo de Canal VLC NLOS para Ambientes Internos

Por ser amplamente aceito pela comunidade científica, neste trabalho foi utilizado o modelo de propagação NLOS descrito em [Lee, Park e Barry 2011, Dalarmelina et al. 2017]. O referido modelo é desenhado para ambiente interno vazio (sala vazia) e leva em conta a distribuição espectral de potência PSD (*Power Spectral Density*) da fonte e a refletância espectral das paredes (refletores) de uma sala de dimensão  $C \times L \times A$ , onde  $C$  é o seu comprimento,  $L$  sua largura e  $A$  sua altura. O perfil de atraso de potência PDP (*Power Delay Profile*) foi levantada considerando uma transmissão SISO (*Single-Input Single-Output*), onde existem apenas uma fonte transmissora e um receptor para estabelecer a comunicação dos dados, e uma transmissão MISO (*Multiple-Input Single-Output*) que consiste em quatro fontes e um receptor. A Figura 31, ilustra a configuração ponto a ponto (SISO) do sistema de comunicação VLC estudado em [Lee, Park e Barry 2011, Dalarmelina et al. 2017].

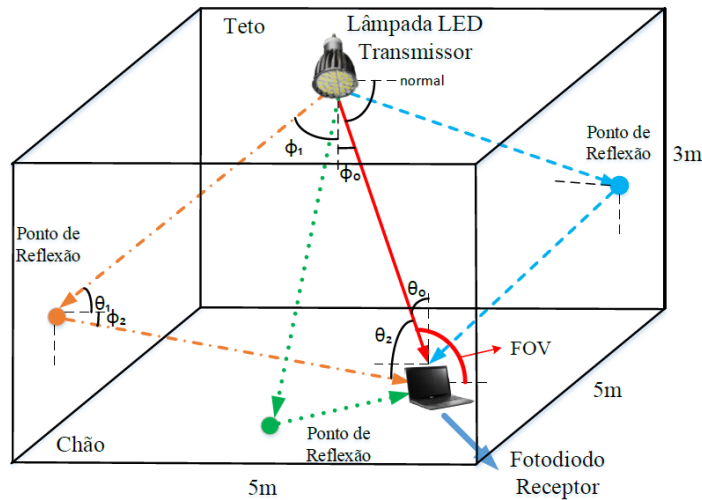


Figura 31 – Configuração SISO do sistema VLC descrito em [Lee, Park e Barry 2011, Dalarmelina et al. 2017], demonstrando o ambiente com visada direta e as devidas reflexões de sinal.

Em [Lee, Park e Barry 2011, Dalarmelina et al. 2017], os PDPs foram obtidos considerando o somatório de todos os atrasos de potência dos caminhos percorridos, isto é, em visada direta e multipercursos. A Equação (13), mostra a expressão matemática usada no levantamento dos perfis de atraso de potência,  $h(t)$ ,

$$h(t) = \sum_{n=1}^{N_{LED}} \sum_{k=1}^{\infty} h^{(k)}(t, \Phi_n), \quad (13)$$

onde  $N_{LED}$  é o número de LEDs transmissores,  $\Phi_n$  é a densidade espectral de potência ou PSD de cada LED ( $\Phi_n$  depende do comprimento de onda) e  $h^{(k)}$  descreve a resposta ao impulso da  $n$ -ésima fonte, depois de  $k$  ( $k \geq 1$ ) saltos e é dado por

$$h^{(k)}(t, \Phi_n) = \int_{\mathcal{S}} \left[ L_1 L_2 \dots L_{k+1} \Gamma_n^{(k)} \text{rect} \left( \frac{\theta_{k+1}}{FOV} \right) \times \delta \left( t - \frac{d_1 + d_2 + \dots + d_{k+1}}{c} \right) \right] d\mathcal{A}_{ref}, \quad (14)$$

onde  $\mathcal{S}$  é a superfície de todos os refletores,  $L_k$  é a perda de potência em cada percurso  $k$ ,  $\Gamma_n^{(k)}$  é a potência do raio refletido depois de  $k$  saltos,  $\text{rect}(\cdot)$  é a função retangular,  $\theta_k$  é o ângulo de incidência,  $FOV$  é o ângulo de campo de visão,  $\delta(\cdot)$  é a função delta de Dirac,  $c$  é a velocidade da luz,  $d_k$  é a distância entre a fonte (LED ou um refletor) e o destino (um refletor ou o fotodetector) e  $\mathcal{A}_{ref}$  é a área do elemento refletor. Os  $L_k$  são calculados a partir das Equações (15),

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{\mathcal{A}_{ref}(m+1) \cos^m \phi_1 \cos \theta_1}{2\pi d_1^2}, \\ L_2 &= \frac{\mathcal{A}_{ref} \cos \phi_2 \cos \theta_2}{2\pi d_2^2}, \dots, \\ L_{k+1} &= \frac{\mathcal{A}_{PD} \cos \phi_{k+1} \cos \theta_{k+1}}{2\pi d_{k+1}^2} \end{aligned} \quad (15)$$

onde,  $\mathcal{A}_{PD}$  é área do fotodetector e  $m = -1/\log_2(\cos \phi_{1/2})$  é o número do modo do lóbulo de radiação, que representa a medida de diretividade do feixe de luz, em que  $2\phi_{1/2}$  é o ângulo de visão da  $n$ -ésima LED. De acordo com [Lee, Park e Barry 2011], o perfil de atraso de potência na visada direta ( $k = 0$ ) é dado por

$$h^{(0)}(t, \Phi_n) = L_0 P_n \text{rect} \left( \frac{\theta_0}{FOV} \right) \delta \left( t - \frac{d_0}{c} \right), \quad (16)$$

onde,

$$L_0 = \frac{\mathcal{A}_{PD}(m+1) \cos^m \phi_0 \cos \theta_0}{2\pi d_0^2}, \quad (17)$$

representa a perda de potência na transmissão,  $P_n$  é a densidade de potência emitida pelo  $n$ -ésima LED e  $\phi_0$  é o ângulo de irradiação.

A Figura 32, mostra os PDPs levantadas para as configurações SISO e MISO em uma sala vazia de dimensões  $5.0 \times 5.0 \times 3.0$  metros e com paredes de gesso. Pode ser visto na Figura 32, que o atraso de propagação está em torno de 15 ns e 25 ns para os canais VLC SISO e MISO, respectivamente.

Mais detalhes sobre a modelagem dos dois cenários SISO e MISO são mostrados nas Tabelas 4 e 5.

A crescente atenção em sistemas VLC, tem fomentado a pesquisa e desenvolvimento de vários modelos de canais VLC para ambiente interno. Na maioria dos modelos as reflexões são modeladas como fontes ideais Lambertianas (natureza puramente difusa),

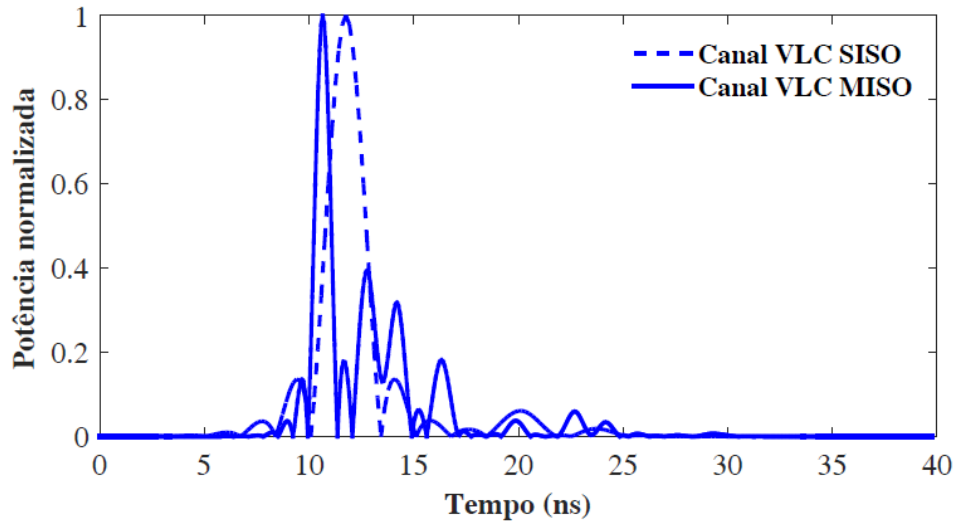


Figura 32 – Perfil de atraso de potência dos modelos de canal VLC.

Tabela 4 – Cenário SISO com 1 LED.

Parâmetros	Valores
Posição LED [m]	(2.5; 2.5; 3.0)
Quantidade de Chips por LED	100
Posição PD [m]	(0.5; 0.5; 0.0)
Posição Refletor 1 [m]	(0.0; 1.4; 2.5)
Posição Refletor 2 [m]	(5.0; 2.0; 2.5)
Posição Refletor 3 [m]	(4.0; 0.0; 1.5)
$d_0$ [m], $\phi_0$ [°], $\theta_0$ [°]	3.91; 39.80; 39.80
$d_1$ [m], $\phi_1$ [°], $\theta_1$ [°]	3.53; 50.20; 45.09
$d_2$ [m], $\phi_2$ [°], $\theta_2$ [°]	2.54; 78.65; 51.15
$d_3$ [m], $\phi_3$ [°], $\theta_3$ [°]	2.54; 78.39; 11.61
$d_4$ [m], $\phi_4$ [°], $\theta_4$ [°]	4.92; 43.12; 59.16
$d_5$ [m], $\phi_5$ [°], $\theta_5$ [°]	3.27; 63.00; 40.00
$d_6$ [m], $\phi_6$ [°], $\theta_6$ [°]	3.93; 75.00; 68.00
$FOV$ [°]	85
$\mathcal{A}_{PD}$ [cm <sup>2</sup> ]	1
$\mathcal{A}_{ref}$ [m <sup>2</sup> ]	15
$2\phi_{1/2}$ [°]	120

Tabela 5 – Cenário MISO com 4 LED.

Parâmetros	Valores
Posição LED 1 [m]	(1.5; 1.5; 3.0)
Posição LED 2 [m]	(1.5; 3.5; 3.0)
Posição LED 3 [m]	(3.5; 1.5; 3.0)
Posição LED 4 [m]	(3.5; 3.5; 3.0)
$d_{k1}$ [m], $\phi_{k1}$ [°], $\theta_{k1}$ [°]	Geométrica
$d_{k2}$ [m], $\phi_{k2}$ [°], $\theta_{k2}$ [°]	Geométrica
$d_{k3}$ [m], $\phi_{k3}$ [°], $\theta_{k3}$ [°]	Geométrica
$d_{k4}$ [m], $\phi_{k4}$ [°], $\theta_{k4}$ [°]	Geométrica
Quantidade de Chips por LED	100
Posição PD [m]	(0.5; 0.5; 0.0)
$FOV$ [°]	85
$\mathcal{A}_{PD}$ [cm <sup>2</sup> ]	1
$\mathcal{A}_{ref}$ [m <sup>2</sup> ]	15
$2\phi_{1/2}$ [°]	120

e as respostas impulsivas são obtidas por simulação computacional usando diferentes métodos e abordagens. A Tabela 6, apresenta a análise comparativa entre seis trabalhos de modelagem de canal VLC para ambiente interno, encontrados na literatura.

## 4.4 Características dos Receptores VLC

O receptor é um sistema de recepção de sinais que é projetado tendo em conta o formato de modulação usado no transmissor. Como os transmissores VLC, normalmente empregam a modulação IM, então o receptor VLC fará uso da técnica DD. Na DD, o número de fótons são captados a partir do sinal óptico incidente, e depois são convertidos em um sinal elétrico. Como não é necessário qualquer sensibilidade de fase, frequência ou polarização para se detectar a intensidade do campo óptico, então são usados fotodiodos PIN (*Positive-Intrinsic-Negative*) ou fotodiodos APD (*Avalanche Photo-Diodes*) na detecção do campo óptico [Carmo 2017]. Os fotodiodos PIN são mais predominantes em sistemas VLC. A estrutura básica de um receptor VLC é mostrado na Figura 33.

A primeira parte do receptor VLC consiste de uma lente óptica ou concentrador óptico usado para concentrar a luz na superfície de detecção do fotodiodo e melhorar a relação sinal ruído do receptor, de um filtro óptico para reduzir o efeito do ruído óptico produzido pelo ambiente [Qiu, Chen e Meng 2016], de um fotodiodo e um pré-amplificador

Tabela 6 – Diferentes abordagens na modelagem de canais VLC.

Método	Modelagem	Número de reflectores	Premissas / Referência
Traçado de raios não sequenciais com software (Zemax)	Refletância dependente de $\lambda$	Ordem alta $\geq 10$	Reflexões difusa Reflexões especular Reflexões mistas Sala com mobília Fontes realistas [Miramirkhani e Uysal 2015]
Monte Carlo Traçado de raios	Refletância Fixa	3 <sup>a</sup> ordem	Reflexões Lambertianas Sala vazia Fontes Lambertianas [Chun, Chiang e O'Brien 2012]
Recursivo	Refletância Fixa	1 <sup>a</sup> ordem	Reflexões Lambertianas Sala vazia Fontes Lambertianas [Nguyen et al. 2010]
Recursivo	Refletância média	1 <sup>a</sup> ordem	Reflexões Lambertianas Sala vazia Fontes Lambertianas [Komine e Nakagawa 2004]
Recursivo	Refletância Fixa	4 <sup>a</sup> ordem	Reflexões Lambertianas Sala com mobília Fontes Lambertianas [Long et al. 2014]
Recursivo	Refletância dependente de $\lambda$	3 <sup>a</sup> ordem	Reflexões Lambertianas Sala vazia Fontes Lambertianas [Lee, Park e Barry 2011]

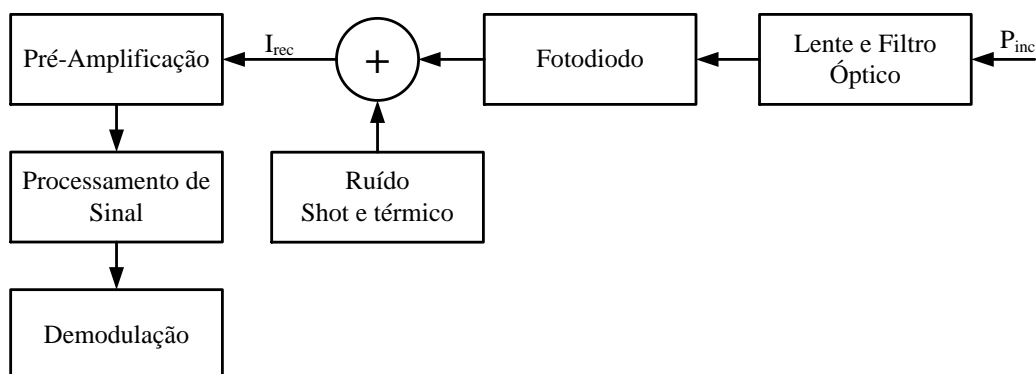


Figura 33 – Estrutura básica de um receptor VLC.

para amplificar o sinal antes de ele ser processado. Os amplificadores usados em VLC podem ser classificados em três categorias: baixa impedância, alta impedância e amplificador de trans-impedância TIA (*Transimpedance amplifier*). A escolha do tipo de amplificador a usar, depende de um compromisso entre velocidade e sensibilidade. O amplificador de alta impedância melhora a sensibilidade através da redução do ruído térmico, mas tem baixa largura de banda. Com o amplificador de baixa impedância, o ruído térmico prevalece, tornando este tipo de amplificador impraticável em sistemas VLC. O amplificador TIA é mais popular em sistema VLC, pois garante alta sensibilidade e grande largura de banda [Karunatilaka et al. 2015]. A segunda parte do receptor VLC, consiste de um estágio de processamento de sinal e de um estágio de demodulação, semelhante aos receptores convencionais.

Em sistemas VLC, geralmente são usados dois tipos de fotodetetores: o fotodiodo PIN ou o fotodiodo APD. Um fotodiodo é um dispositivo semicondutor que em presença da luz converte a luz em energia elétrica. O fotodiodo APD apresenta um ganho muito maior que o fotodiodo PIN. Quando usamos fotodiodos APD, o excesso de ruído gerado pela fotocorrente é considerado uma desvantagem em relação aos fotodiodos PIN. O fotodetector PIN é usado com muita frequência em sistemas VLC por causa da tolerância a altas temperaturas, menor custo e são adequados em cenários de muita luminosidade. Fotodetores APD são úteis quando a luz incidente for fraca [Karunatilaka et al. 2015].

Elevada sensibilidade para os comprimentos de onda de interesse, largura de banda e tempos de resposta adequados as taxas utilizadas, ruído mínimo, fraca sensibilidade às variações das condições ambientais, tempos de vida médios longos, são algumas características desejáveis em fotodetectors [Dutton 1998]. Para este trabalho, o estudo do fotodetector PIN é mais relevante e é analisado a seguir.

#### 4.4.1 Funcionamento do Fotodiodo PIN

O fotodiodo PIN é composto por uma junção pn com uma camada de material semicondutor intrínseco, colocado entre o material tipo p e o material tipo n. A camada intrínseca é opticamente ativa e atua como uma região de depleção do dispositivo. Além disso, é colocado de forma a aumentar a exposição óptica, mas também para reduzir a capacitância intrínseca do fotodetector. O fotodiodo PIN opera com polarização reversa, de modo que os fótons incidentes são absorvidos na região de depleção, onde existe um campo elétrico intenso. A presença do campo elétrico assegura que os portadores foto gerados (pares elétron-lacuna) sejam rapidamente separados e coletados nas regiões p (lacunas) e n (elétrons) do fotodetector antes de ocorrer a sua recombinação [Ghassemlooy et al. 2017]. A Figura 34, ilustra a constituição e o princípio de funcionamento de um fotodiodo PIN.

Uma série de parâmetros são levados em consideração na avaliação do desempenho de um fotodetector, em particular de fotodiodos. A seguir, serão apresentados os parâmetros

de desempenho mais importantes dos fotodiodos, com ênfase no fotodiodo PIN.

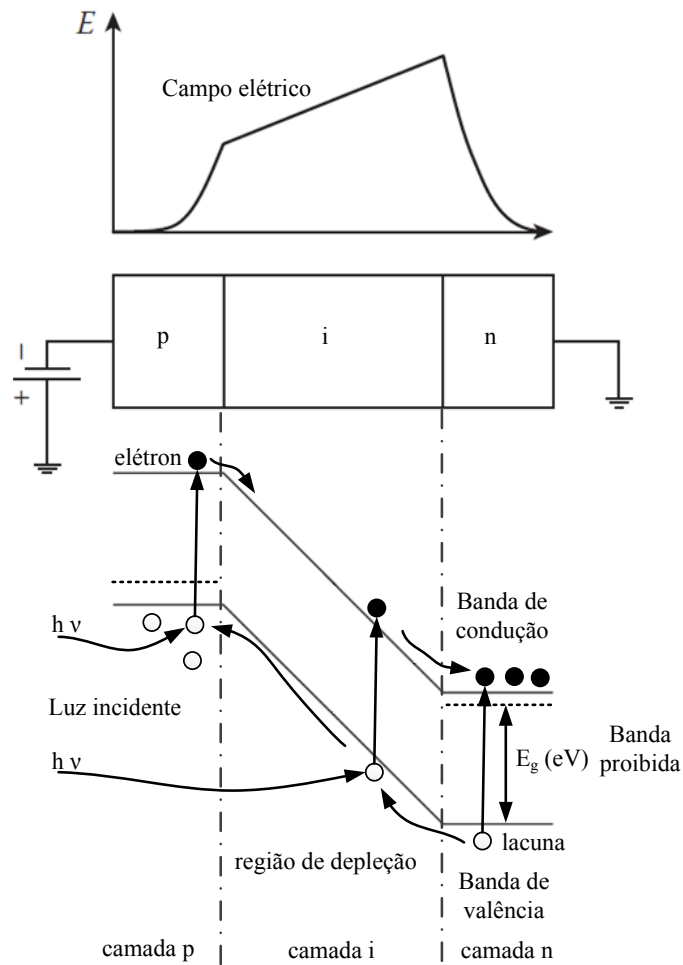


Figura 34 – Constituição do fotodiodo PIN e princípio de funcionamento ( $h$ : constante de Planck,  $\nu$ : frequência da luz,  $E_g$ : energia da banda proibida).

Fonte: Adaptado de [Ghassemlooy et al. 2017]

#### 4.4.2 Eficiência Quântica de Fotodiodos PIN

Um fotodiodo PIN ideal é aquele que origina um par elétron-lacuna na região de depleção por cada fóton incidente. A eficiência da conversão óptico-elétrica é caracterizada pelo parâmetro  $\eta$ , designada de eficiência quântica e definida por

$$\eta = \frac{\text{número de pares elétron-lacuna foto gerados}}{\text{número de fótons incidentes}}. \quad (18)$$

A eficiência quântica dos fotodiodos é inferior à unidade, pois durante a incidência de fótons nem todos são absorvidos. Geralmente, a eficiência quântica depende do coeficiente de absorção  $\alpha$ , do material usado para fabricar o fotodiodo. O coeficiente de absorção é

um parâmetro que depende do comprimento de onda e define a capacidade de um material em absorver a energia.

A Figura 35, mostra valores de  $\alpha$  de vários materiais semicondutores. Existe um comprimento de onda crítico,  $\lambda_c$ , acima do qual a eficiência quântica se anula, pois os fótons com esses comprimentos de onda não possuem energia suficiente para gerar um par elétron-lacuna.

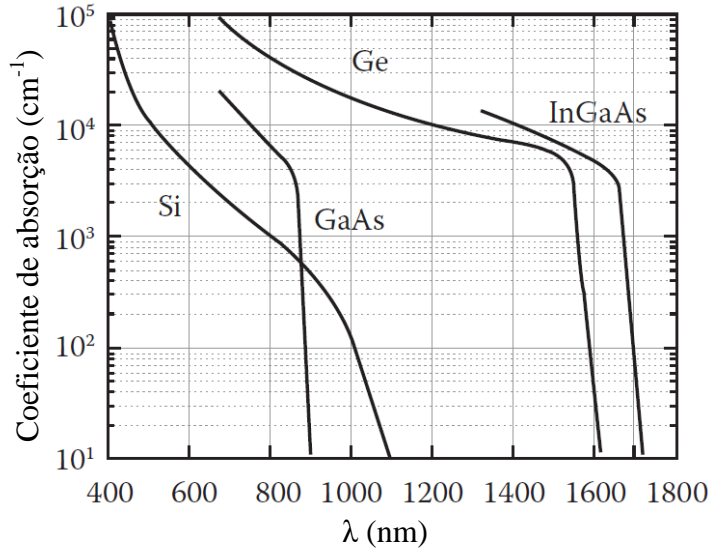


Figura 35 – Coeficiente de absorção de vários materiais semicondutores.

Fonte: Adaptado de [Ghassemlooy et al. 2017]

A corrente elétrica na saída de um fotodiodo,  $I$ , é dada pela Equação (19),

$$I = P_o \frac{q\lambda}{hc} (1 - r) (1 - e^{-\alpha(\lambda)d}), \quad (19)$$

onde  $P_o$  é a potência óptica incidente,  $r$  é o coeficiente de reflexão na interface ar-semicondutor,  $d$  é o comprimento da amostra semicondutora,  $q$  é a carga do elétron,  $c$  é a velocidade da luz, e  $h$  é a constante de Planck.

#### 4.4.3 Responsividade de Fotodiodos PIN

A responsividade,  $R_\lambda$ , é outro parâmetro que caracteriza os fotodiodos, relaciona a corrente elétrica na saída do fotodiodo com a potência óptica incidente nele, é dada por

$$R_\lambda = \frac{I}{P_o} [A/W]. \quad (20)$$

Sabendo que,

$$\eta = \frac{I/q}{P_o/(h\nu)}, \quad (21)$$



a Equação (22), fornece a expressão matemática que relaciona a eficiência quântica e a responsividade [Pal 1992], [Ghassemlooy et al. 2017].

$$R_{\lambda} = \frac{\eta q}{h\nu} = \eta \frac{q\lambda}{hc} = \eta \frac{\lambda[\mu m]}{1.24} \quad (22)$$

A Figura 36, mostra a responsividade típica de vários materiais semicondutores. Na referida figura as curvas pontilhadas representam a eficiência quântica. Nota-se que o silício (Si) e o arseneto de gálio e índio (InGaAs) exibem responsividade próximas do limite teórico imposto por uma eficiência quântica de 90%, o que significa que na detecção da radiação de luz visível, Si e GaAs são os semicondutores mais favoráveis.

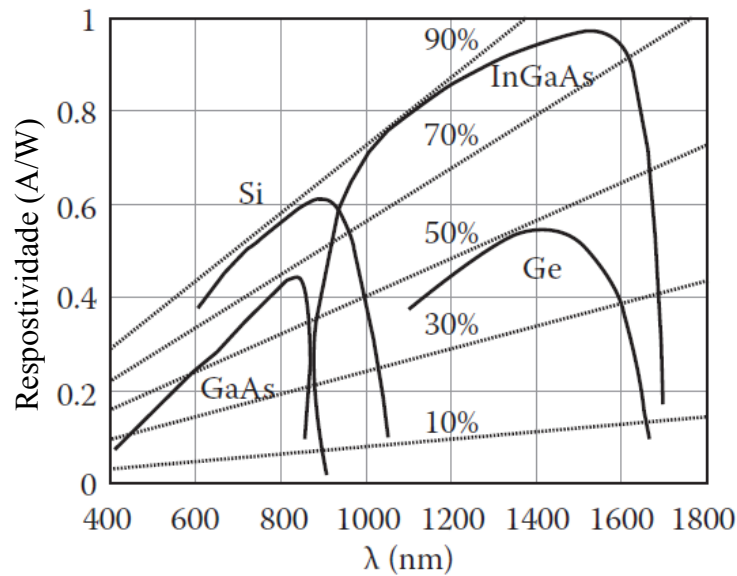


Figura 36 – Responsividade típica de vários materiais semicondutores.

Fonte: Adaptado de [Ghassemlooy et al. 2017]

#### 4.4.4 Velocidade de Resposta e Largura de Banda de PINs

O tempo de trânsito dos portadores foto gerados através da região de depleção, a resposta em frequência limitado pela constante de tempo RC (depende da capacitância do diodo) e a lenta difusão de portadores gerados fora da região de depleção, são factores que têm grande impacto na largura de banda e na velocidade de resposta de um fotodetector. [FOSSCO 2016].

Normalmente, a velocidade de resposta de um dispositivo é avaliada em termos do tempo de subida (*rise time*) e do tempo de descida ou queda (*fall time*). O tempo de subida é o tempo que o sinal de saída leva a subir de 10% a 90% do seu valor de pico, imediatamente após ter ligado o circuito. Já o tempo de queda é o tempo que o sinal de

saída leva para cair de 90% a 10% do seu valor de pico, imediatamente após ter desligado o circuito. A Figura 37, mostra como obter os tempos de subida e descida em uma forma de onda.

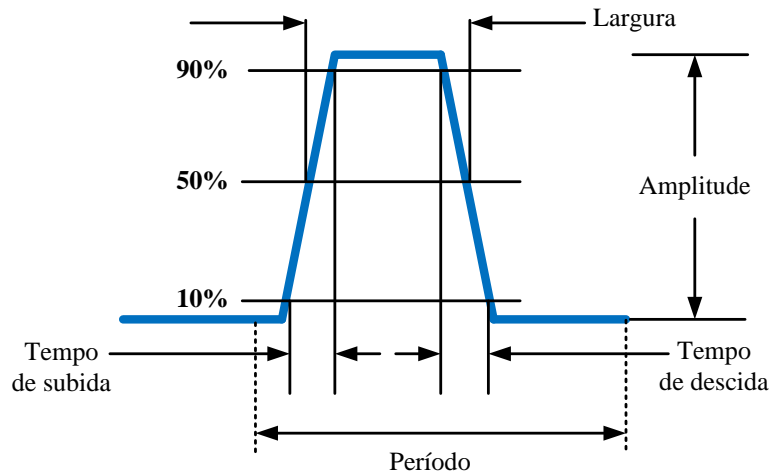


Figura 37 – Tempos de subida e de descida.

Fonte: Adaptado de [FOSCO 2016]

A largura de banda de um fotodetector, geralmente é definida como a frequência no qual o sinal de saída fica 3 dB abaixo da potência medida em uma frequência mais baixa. No fotodetector, quando a capacitância da junção interage com o resistor de carga, a largura de banda do dispositivo poderá ficar limitada. Assim, é sempre desejável fazer o casamento de impedâncias para melhorar a largura de banda e a velocidade de resposta.

#### 4.4.5 Parâmetros que Interferem no Desempenho de Fotodiodos PIN

Na Tabela 7, estão listados os valores típicos de parâmetros de desempenho de fotodiodo PIN de silício (Si), germânio (Ge), e de arseneto de gálio e índio (InGaAs).

A corrente escura (*Dark Current*) é a corrente que aparece na saída do fotodiodo na ausência de luz. A corrente escura inclui a fotocorrente gerada pela radiação de fundo (*background radiation*) e a corrente de saturação da junção semicondutora. A corrente escura estabelece um patamar mínimo na corrente detectável pelo fotodiodo, ou seja, um sinal para ser detectado deve produzir uma corrente maior que a corrente escura. A corrente escura depende da temperatura de operação, da tensão de polarização e do tipo de detector. Muitas vezes, dependente da aplicação, a corrente escura é interpretada como uma fonte de ruído [FOSCO 2016].

A potência equivalente de ruído NEP (*Noise Equivalent Power*), é a mínima potência óptica de entrada capaz de gerar fotocorrente. É igual ao valor eficaz da corrente

Tabela 7 – Parâmetros de desempenho de fotodiodo PIN.

Parâmetros	Fotodiodo PIN		
	Si	Ge	InGaAs
Intervalo de $\lambda$ (nm)	400 – 1100	800 – 1800	900 - 1700
$\lambda$ de pico (nm)	900	1550	1300 (1500)
$R_\lambda$ (W/A)	0.6	0.65 – 0.7	0.63 – 0.8 (0.75 – 0.97)
$\eta$ (%)	65 – 90	50 – 55	60 – 70
Ganho (M)	1	1	1
Tensão de polarização (V)	45 – 100	6 – 10	5
Corrente escura (nA)	1 – 10	50 – 500	1 – 20
Capacitância (pF)	1.2 – 3	2 – 5	0.5 – 2
Tempo de subida (ns)	0.5 – 1	0.1 – 0.5	0.06 – 0.5

Fonte: Adaptado de [FOSCO 2016]

de ruído em uma largura de banda de 1 Hz. A NEP depende da frequência do sinal modulado, da largura de banda no qual o ruído é medido, da área do fotodetector e da temperatura de operação.

#### 4.4.6 Circuito Elétrico Equivalente de um Fotodiodo PIN

A Figura 38, representa o circuito elétrico equivalente de um fotodiodo PIN na condição de polarização reversa, isto é, funcionando no modo de operação fotocondutor<sup>2</sup> (*Photoconductive Mode*). O circuito é constituído por uma fonte de corrente  $I$ , cujo valor é dada pela Equação (19). A capacitância intrínseca do fotodiodo  $C_p$  (devido a região de depleção entre os materiais p e n), aparece conetado em paralelo com a fonte de corrente. Para altas frequências, o resistor  $R_s$  e a indutor  $L_s$  conectados em série são importantes devido os fios e os terminais de ligação do dispositivo [Pal 1992], [Ghassemlooy et al. 2017].

Para aplicações de detecção de sinal, ainda é necessário incluir fontes de ruídos no modelo equivalente do fotodiodo. Em geral, semicondutores produzem ruído balístico (*shot noise*) e ruído térmico. O ruído balístico é gerado pela existência da barreira de potencial na junção pn, enquanto que o ruído térmico é devido à agitação térmica de elétrons nos condutores. O ruído balístico tem natureza quântica e apresenta uma distribuição uniforme, com variância  $\sigma^2$ , proporcional à corrente média que percorre o dispositivo e a largura de

<sup>2</sup> Um fotodiodo pode operar em dois modos: fotocondutor quando polarizado reversamente e fotovoltaico (*Photovoltaic Mode*) quando a tensão de polarização for zero.

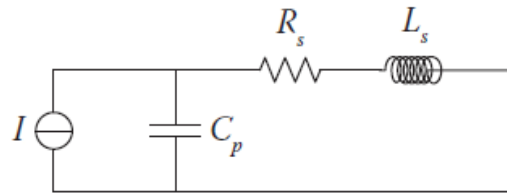


Figura 38 – Circuito elétrico equivalente de um fotodiodo PIN.

Fonte: Adaptado de [Ghassemlooy et al. 2017]

banda do sinal. A variância do ruído balístico é dada pela seguinte expressão matemática,

$$\sigma_{sh}^2 = 2qI_p B M^2 F(M), \quad (23)$$

onde  $I_p$  é a componente DC da corrente foto gerada,  $B$  é a largura de banda,  $M$  é um fator multiplicativo que depende do tipo de fotodiodo, e  $F(M)$  é a figura de ruído. Para o fotodiodo de silício, o termo  $M^2 F(M)$  na Equação (23), é igual a 1. Já foi referido que na ausência da luz, o fotodiodo é percorrido por uma corrente chamada de corrente escura. A corrente escura também é uma fonte de ruído balístico, com variância dada por

$$\sigma_{sh}^2 = 2qI_o B M^2 F(M). \quad (24)$$

Como os dois processos de ruídos não são correlacionados, a variância total do ruído balístico resulta da soma dessa duas componentes, isto é, soma da Equação (23) com a Equação (24) [Ghassemlooy et al. 2017].

## 5 Formatos de Modulações Multi-portadoras para Sistemas VLC

Em sistemas de comunicação, a modulação é um dos principais processos para realizar a comunicação ou transmitir informação, pois a escolha de técnicas de modulação adequadas e robustas permite melhorar o desempenho do sistema [Kumar et al. 2011]. O processo de modulação consiste em transformar a informação a ser transmitida em uma forma mais conveniente para a sua transmissão. Segundo [IEEE 1964], a modulação é um processo no qual algumas características de uma onda (chamada portadora) são variadas ou selecionadas de acordo com uma função moduladora. As técnicas de modulação são projetadas e implementadas de acordo com as necessidades de cada sistema de comunicação e podem ser analógicas ou digitais.

As técnicas de modulação IM-DD desenvolvidas para sistemas ópticos sem fio podem ser utilizadas em sistemas VLC. Porém, podem não ser úteis em todos os regimes de iluminação já que, por tratar-se de uma tecnologia baseada em iluminação LED, os requisitos de iluminação geral devem ser preservados, evitando a degradação da qualidade da luz (mudanças de cor, variações de brilho, cintilação entre outros).

Portanto, em sistemas VLC a adaptação da técnica IM-DD deve satisfazer com rigor os requisitos de iluminação e depois os requisitos de comunicação de dados [Islim e Haas 2016]. Esquemas de modulação que possuem funções de controle de cintilação<sup>1</sup> e de escurecimento são importantes em tais sistemas [Lee e Park 2011, Rajagopal, Roberts e Lim 2012].

Para enlaces de curto alcance que operam com taxas de transmissão de até 96 Mb/s, o padrão VLC definido pelo IEEE 802.15.7, recomenda o uso das modulações OOK (*ON-OFF Keying*), VPPM (*Variable Pulse-Position Modulation*) e CSK (*Color-Shift Keying*) [Association et al. 2011].

Em OOK os dados binários são representados pela presença ou ausência da onda portadora, de tal forma que no domínio óptico, os símbolos binários "0" e "1" representam ausência e presença de luz, respectivamente. A modulação VPPM é semelhante à modulação PPM (*Pulse-Position Modulation*) que consiste na variação da posição do pulso da onda portadora, mantendo constante a amplitude e a largura dos pulsos (a posição dos pulsos é proporcional a amplitude do sinal de modulação).

Na VPPM a largura do pulso da onda portadora é variável para proporcionar funções de controle de escurecimento da luz. Nesta técnica de modulação, o símbolo binário

<sup>1</sup> A percepção visual direta do cintilação é insignificante para frequências superior a 100 Hz.

”0” é mapeado utilizando um pulso positivo no início do período, seguido de um pulso negativo e o símbolo binário ”1” é mapeado fazendo o processo inverso. O fato da VPPM manter a amplitude do pulso constante e controlar a intensidade da luz variando a largura do pulso, o torna uma técnica vantajosa em sistemas VLC, pois garante uma comunicação via luz visível sem cintilação intra-quadro.

Exclusiva dos sistemas VLC, na modulação CSK a informação é modulada nas mudanças instantâneas de cor, ou seja, a informação é representada pela cor ou comprimento de onda da luz. O padrão IEEE 802.15.7 recomenda constelações até 16-CSK [Association et al. 2011, Rajagopal, Roberts e Lim 2012, Islim e Haas 2016]. As modulações OOK, PPM e PAM (*Pulse-Amplitude Modulation*) são fáceis de serem implementadas em sistemas VLC e geralmente são utilizadas em transmissões uniportadoras. Por exemplo, a PAM tem sido investigado e proposto na literatura como uma solução viável para VLC, por causa de vantagens como baixo valor de PAPR, menor consumo de energia no transmissor e por ser espectralmente eficiente para baixas taxas de dados [Kim e Jung 2015, Khalighi et al. 2017].

Contudo, para aplicações VLC de altas taxas de transferência, devido à natureza difusa do canal VLC (múltiplos caminhos de propagação do LED ao fotodetector), a transmissão uniportadora impõe desafios de detecção de sinais mais complexos. Um dos desafios é o uso de equalizadores de maior complexidade (maior número de *taps*) para combater a interferência entre símbolos, causada pelo espalhamento de retardo do canal [Islim e Haas 2016]. Os problemas dos sistemas VLC baseados na transmissão uniportadora podem ser solucionados ou reduzidos adotando sistemas de transmissão multiportadoras. As técnicas de transmissão multiportadoras são vantajosas por fornecer comunicações de altas taxas e combater eficazmente a interferência intersimbólica. Além disso, a possibilidade de usar equalizadores de um atraso (*tap*) no receptor torna o processo de equalização mais simples.

Este trabalho baseia-se na técnica de transmissão multiportadora OFDM e será analisada em detalhes na Seção 5.1, com o propósito de entender a sua concepção básica e o seu princípio de funcionamento.

A integração da OFDM em sistemas ópticos como a VLC impõe a necessidade de gerar sinais elétricos reais e positivos no domínio do tempo [Singh e Dalal 2017]. O sinal OFDM convencional por natureza é bipolar e de coeficientes complexos. Portanto, não pode ser utilizado diretamente em moduladores de intensidade elétrico-óptico como LEDs e Lasers. Para converter o sinal OFDM de coeficientes complexos para coeficientes reais costuma-se usar a simetria Hermitiana (HS). Normalmente, a HS é imposta nos dados de entrada do bloco multiplexador que é um elemento fundamental do transmissor VLC. No receptor, o processo deve ser revertido para recuperar os dados. Uma vez transformado, o sinal precisa ter amplitudes positivas, pois a intensidade da luz não pode ser negativa.

DCO-OFDM (*Direct Current Biased Optical OFDM*), ACO-OFDM (*Asymmetrically Clipped Optical OFDM*) são técnicas amplamente divulgadas na literatura para transformar o sinal OFDM real bipolar em unipolar. Em DCO-OFDM é adicionado uma componente contínua (*DC bias*) no sinal OFDM para torná-lo unipolar enquanto que no ACO-OFDM os dados são ceifados a zero e modulados utilizando apenas as portadoras ímpares [Dissanayake e Armstrong 2013, Hu e Lee 2017]. Os sistemas DCO-OFDM e ACO-OFDM são analisados nas Seções 5.2 e 5.3.

A principal desvantagem da modulação OFDM é o alto PAPR produzido por grandes flutuações de amplitudes na forma de onda modulada [Silva, Cartaxo e Segatto 2012]. Em sistemas VLC, os LEDs são os principais dispositivos de saturação de sinal que por ventura podem estimular não linearidades nos sinais, tais como o espelhamento espectral. Salienta-se que a característica tensão-corrente (curva V-I) limita a corrente de polarização do próprio LED, que por sua vez impõem limites aos níveis de PAPR dos sinais modulantes, de forma a evitar ceifamentos que degradam o desempenho do sistema, além de poder sobreaquecer o LED [Singh e Dalal 2017, Stepniak, Siuzdak e Zwierko 2013, Popoola, Ghassemlooy e Stewart 2014].

Existem vários métodos de redução de PAPR, mas a restrição sinal real unipolar exigida pelo sistema VLC, restringe a aplicabilidade da maioria dos métodos convencionais de redução de PAPR [Hu e Lee 2017]. Contudo, algumas técnicas de redução de PAPR para sistemas VLC têm sido propostas na literatura, tais como a inserção de símbolos pilotos durante a rotação de fase do sinal OFDM [Popoola, Ghassemlooy e Stewart 2014, Ogunkoya et al. 2015], recorde iterativo e métodos de *companding* exponencial não linear [Bandara, Niroopan e Chung 2013, Yu, Baxley e Zhou 2014], injeção de tom [Zhang, Yuan e Xu 2014], modificação da extensão da constelação ativa [Doblado et al. 2015] e mapeamento selecionado simétrico sem informação lateral [Hu e Lee 2017]. Recentemente, para sistemas VLC em ambientes internos, foi proposto o esquema de transmissão de sinais com envelope constante (CE-OFDM), para combater não linearidades gerados nos sinais modulados, causadas por alto PAPR [Singh e Dalal 2017].

## 5.1 Técnica de Transmissão OFDM

A técnica de transmissão OFDM surgiu como uma evolução da técnica convencional de Multiplexação por Divisão de Frequência FDM (*Frequency Division Multiplexing*). Em vez de utilizar bandas de guarda para a separação das subportadoras, a OFDM utiliza o princípio da sobreposição espectral de subportadoras. O primeiro sistema OFDM foi proposto em 1968 [Chang e Gibby 1968]. Em 1985 esta técnica foi testada em sistemas de comunicações celulares para combater os efeitos da propagação multipercurso e interferência co-canal [Cimini 1985]. Atualmente, a OFDM é utilizada em alguns sistemas de

telecomunicações sem fio como radiodifusão de áudio digital, DAB (*Digital Audio Broadcasting*), radiodifusão de vídeo digital, DVB (*Digital Video Broadcasting*), redes locais sem fio, WLAN (*Wireless Local Area Network*) conhecido como padrão IEEE 802.11a/g, redes metropolitanas sem fio, WiMax (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) conhecido como padrão IEEE 802.16. A técnica OFDM é o padrão dos modems de comunicação nas linhas de assinante digital, ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*) e HDSL (*High Rate Digital Subscriber Line*) e recentemente, tornou-se padrão de comunicação das redes celulares da quarta geração, LTE (*Long Term Evolution*).

### 5.1.1 Princípio de Funcionamento

Em OFDM a sequência de dados a serem transmitidos é dividida em várias subseqüências, que paralelamente moduladas em igual número de subportadoras são transmitidas simultaneamente em subcanais idealmente ortogonais [Zhang et al. 2013]. A quantidade  $N$  de subcanais ou de subseqüências é escolhida de tal forma que o tempo do símbolo em cada subseqüência,  $N \times T_s$ , seja maior que o espalhamento multipercurso,  $\tau_{max}$ , do canal  $h(t)$ , isto é, de forma que a largura de banda de cada subcanal seja menor que a largura de banda de coerência do canal de comunicação [Armstrong 2009], conforme ilustra a Figura 39. Isso garante maior robustez à ISI quando comparada com a comunicação uniportadora, - cuja duração do símbolo é  $T_s$  - já que com resposta em frequência quase plana, os subcanais apenas sofrem influências de desvanecimento (*fading*) multipercurso relativamente plano.

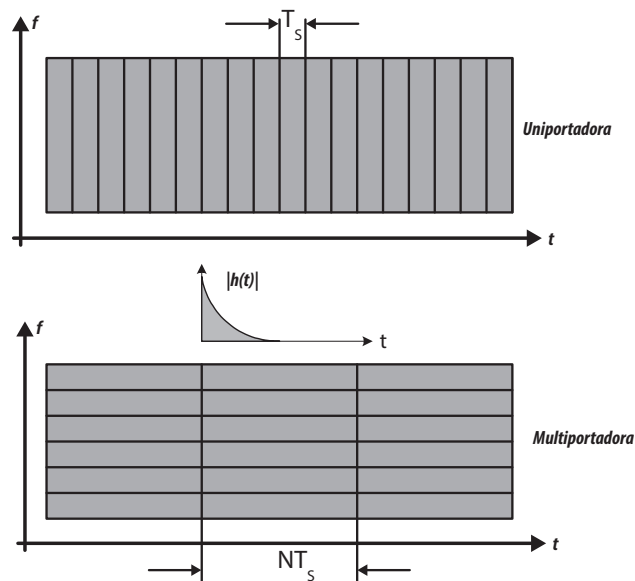


Figura 39 – Resolução tempo frequência dos sistemas uniportadora e multiportadora.

Portanto, a taxa de transmissão em cada subseqüência  $R_N = \frac{R_b}{N}$  é inversamente proporcional ao número de subportadoras empregadas, a duração de cada subsímbolo é



$T_N = N \times T_s$  e a largura de banda de cada subcanal é  $B_N = \frac{B}{N}$ , para  $B$  a largura de banda total do sistema. Entretanto, um sério compromisso deve ser considerado quando o assunto é o número de subportadoras, já que aumentá-las significa aumentar a interferência entre subcanais adjacentes, a ICI (*Interchannel Interference*), e a complexidade do sistema [Jansen et al. 2008].

### 5.1.2 Formalismo Matemático

Matematicamente, um único sinal OFDM pode, no domínio do tempo, ser descrito como

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot gT_X(t)e^{j2\pi f_i t}, \quad (25)$$

onde  $s_i$  é o símbolo associado à subportadora  $i$  do subcanal centrado na frequência  $f_i = f_0 + i(B - N)$ ,  $i = 1, 2, 3, \dots, N - 1$ ,  $f_i = \frac{W_i}{2\pi}$  e  $j = \sqrt{-1}$ . A ortogonalidade entre as subportadoras de dados é garantida espaçando-as em  $\frac{1}{T_N}$  na frequência de maneira a centralizar a subportadora  $i$  a frequência  $f_i = f_0 + \frac{i}{T_N}$ , conforme ilustra a [Figura 40](#).

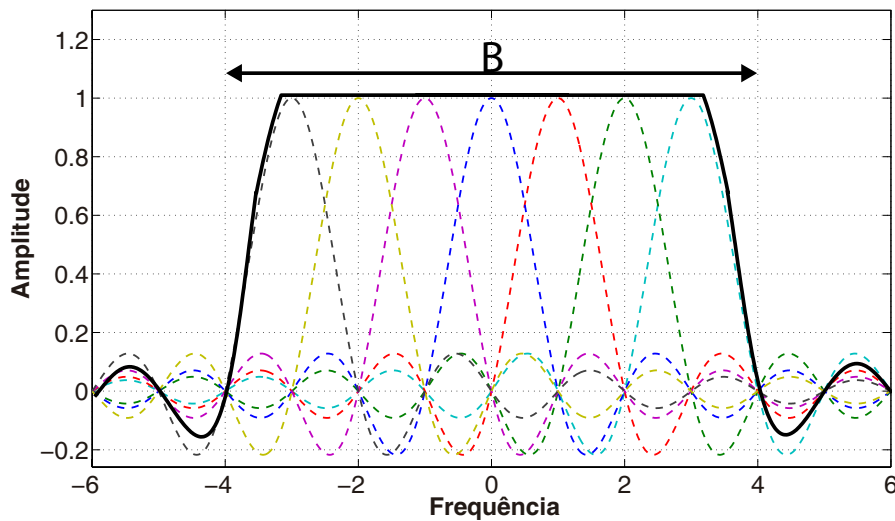


Figura 40 – Espectro de um sinal OFDM contendo apenas sete subportadoras.

Observe pela [Figura 40](#) que os zeros da função  $\text{sinc}(f)$  são posicionados nas frequências  $f_i = \frac{i}{T_N}$  com  $i = 1, 2, \dots, N - 1$ , e que para a transmissão sem ICI, ou seja, para a preservação da ortogonalidade entre as subportadoras, o máximo de cada subcanal é localizado nos zeros dos vizinhos, escolhendo-se como distâncias entre subcanais,  $\Delta_f = \frac{1}{T_N}$  de maneira a que ao canal  $i$  é associado a frequência  $f_i = i \cdot \Delta_f$ .

Desprezando os efeitos do canal  $h(t)$  e também de ruídos  $n(t)$ , e considerando como filtro de recepção  $gR_X(t) = gT_X(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right)$ , um pulso ideal no intervalo  $[0, T_N]$ , cada

subportadora pode ser recuperada fazendo

$$\begin{aligned}
\hat{s}_i &= \frac{1}{T_N} \cdot \int_0^{T_N} e^{-j2\pi f_i t} \times s_j(t) \cdot dt \\
&= \frac{1}{T_N} \cdot \int_0^{T_N} e^{-j2\pi f_i t} \times \left( \sum_{j=0}^{N-1} s_j \cdot e^{j2\pi f_j t} \right) \cdot dt \\
&= \frac{1}{T_N} \cdot \sum_{j=0}^{N-1} s_j \int_0^{T_N} e^{-j2\pi f_i t} \times e^{j2\pi f_j t} \cdot dt \\
&= \frac{1}{T_N} \cdot \sum_{j=0}^{N-1} s_j \int_0^{T_N} e^{-j2\pi(f_i - f_j)t} \cdot dt \\
&= \frac{1}{T_N} \cdot s_i \int_0^{T_N} 1 \cdot dt \\
&= \frac{1}{T_N} \cdot s_i \cdot T_N \\
&= s_i
\end{aligned} \tag{26}$$

Embora sejam robustos e eficientes, os modelos de transmissão e recepção utilizam  $N$  moduladores e demoduladores, respectivamente. Isso torna a implementação de um sistema multiportadora completamente inviável em termos de custos, tamanho e consumo de potência [Lang 2012, Pinto e Albuquerque 2002]

### 5.1.3 Multiplexação/Demultiplexação via IFFT/FFT

Para demonstrar a substituição do bloco de moduladores de um transmissor OFDM por uma IDFT, considere a Equação (25). Substituindo  $gT_X(t)$  pelo pulso retangular acima referido, tem-se que [Pinto e Albuquerque 2002]

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right) \cdot e^{-j2\pi f_i t} \tag{27}$$

Com um símbolo de duração  $T_N$ , amostrado  $N$  vezes,  $t = \frac{nT_N}{N}$  ( $0 < t < T_N$ ) e sabendo que  $f_i = i \cdot \Delta f = \frac{i}{T_N}$  e  $\text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right) = 1$  (caso ideal), o símbolo de tempo discreto na saída do transmissor é dado por

$$\begin{aligned}
s[n] &= \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot \text{rect}\left(\frac{1}{T_N}\right) \cdot e^{-j2\pi \frac{i}{T_N} \frac{nT_N}{N}} \\
&= \sum_{i=0}^{N-1} s_i \cdot e^{-j2\pi \frac{ni}{N}}
\end{aligned} \tag{28}$$

para  $0 \leq n < N$ ). Observa-se que a Equação (28) nada mais é que a equação da transformada discreta inversa de Fourier (IDFT). Empregando o algoritmo rápido IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*), pode-se, portanto, obter o sinal OFDM de tempo discreto fazendo

$$s[n] = \text{IFFT} \{s_i\} \tag{29}$$

Observando a Equação (26) pode-se concluir que o sinal  $\hat{s}_i$  à saída de um receptor OFDM pode ser descrito por [Adriano 2011]

$$\hat{s}_i(t) = [r(t) \cdot e^{-j2\omega_i t}] * gR_X(t), \quad (30)$$

onde  $\omega_i = 2\pi f_i$ . Sabendo que  $f_i = i \cdot \Delta f = \frac{i}{T_N}$  e que  $gR_X(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right)$ , tem-se que

$$\hat{s}_i(t) = \left[ r(t) \cdot e^{-j2\pi i \frac{t}{T_N}} \right] * \text{rect}\left(\frac{t}{T_N}\right)$$

Com o auxílio da propriedade da integral da convolução <sup>2</sup> obtém-se,

$$\hat{s}_i(t) = \frac{1}{T_N} \int_{-\infty}^{+\infty} [r(\tau) \cdot e^{-j2\pi i \frac{\tau}{T_N}}] \cdot \text{rect}\left(\frac{t-\tau}{T_N}\right) d\tau$$

o que amostrado em  $t = 0$ , resulta na seguinte equação:

$$\hat{s}_i(t) = \frac{1}{T_N} \int_0^{T_N} [r(\tau) \cdot e^{-j2\pi i \frac{\tau}{T_N}}] d\tau \quad (31)$$

A Equação (31) representa uma série de Fourier, uma vez que o espectro de  $r(t)$  é amostrado em frequências  $f_n = \frac{n}{T_a}$ . Aproximando a mesma equação por um somatório, e fazendo a substituição de variáveis,  $\tau = nT_a$ ,  $d\tau = dn.T_a$  a Equação (31) transforma-se em

$$\hat{s}_i(t)|_{t=0} \approx \frac{1}{T_N} \sum_{n=0}^{N-1} r[nT_a] \cdot e^{-j2\pi i \frac{nT_a}{T_N}} \quad (32)$$

Com o período de amostragem dado por  $T_a = \frac{T_N}{N}$ , o sinal recebido  $r(t)$  é amostrado como  $r[i] = r(iT_a)$ . Ou seja, o sinal recebido é periódico em  $T_N$  sendo cada período amostrado em  $T_a$ . Reescrevendo a equação (32) como

$$\hat{s}[i] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] \cdot e^{-j2\pi i \frac{n}{N}} \quad (33)$$

obtendo-se assim, a equação da transformada discreta de Fourier, a DFT, onde  $0 \leq i \leq (N-1)$ . Conclui-se, de forma similar à transmissão que

$$s[n] = FFT\{r[n]\} \quad (34)$$

Sob a denominação multiplexação por divisão de frequências ortogonais, sugere-se então um sistema básico de comunicação OFDM conforme mostrado na Figura 41.

Observa-se pela Figura 41 que, nesta implementação de um transceptor OFDM básico, elimina-se com isso, a necessidade dos  $N$  osciladores, moduladores e demoduladores inerentes ao sistema OFDM nos moldes de sua concepção. A importância da inserção da extensão cíclica ilustrada na Figura 41 é descrita a seguir.

<sup>2</sup>  $g(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(\tau)h(t-\tau)d\tau$

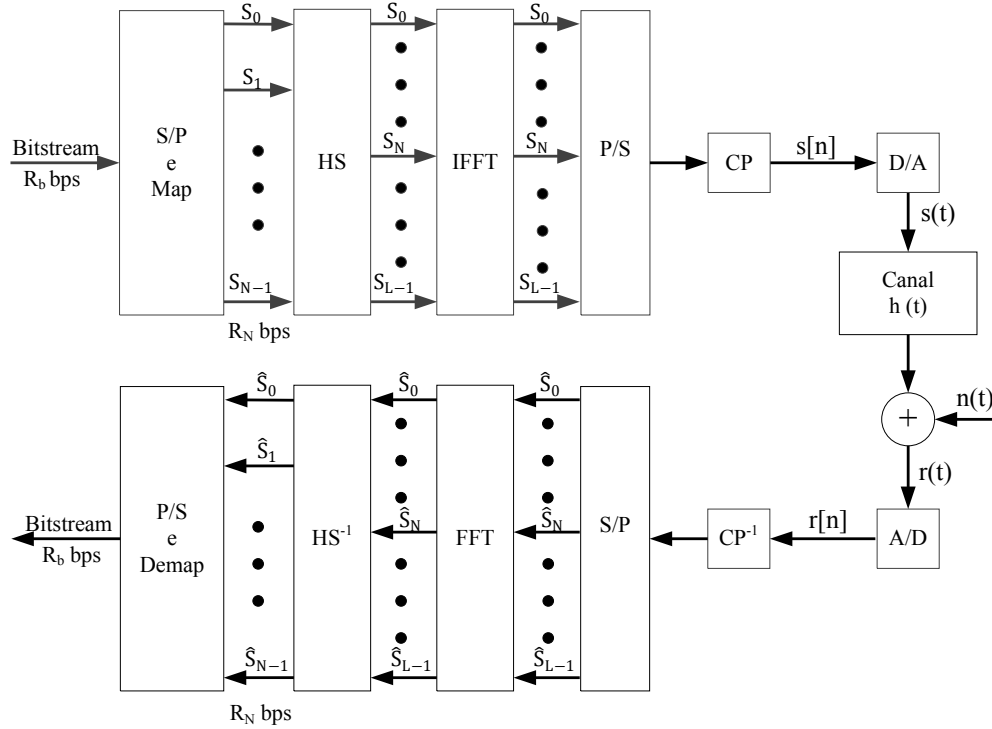


Figura 41 – Sistema OFDM Básico.

### 5.1.4 Extensão Cíclica

A interferência intersimbólica oriunda do espalhamento multipercursos, por sua vez provocado por transmissões em canais seletivos em frequência, é totalmente eliminada em um sistema de comunicação multiportadora se um intervalo de guarda entre símbolos subsequentes for usado. Comprova-se que se tal intervalo de guarda for ciclicamente estendido, ao invés de ausência de sinal (silêncio na transmissão) no intervalo, o desempenho do sistema melhora consideravelmente, pois elimina-se também a ICI mantendo a ortogonalidade das subportadoras [Proakis e Salehi 2007, Pinto e Albuquerque 2002].

A Figura 42 ilustra a utilidade da extensão, também denominada prefixo cíclico, CP (*Cyclic Prefix*). Note-se na Figura 42 que a duração do intervalo de guarda  $T_g$  tem que ser no mínimo igual ao máximo atraso do canal  $\tau_{max}$ . Isso impede que parte da energia de um símbolo OFDM precedente seja “captada” pelo símbolo OFDM corrente. Observe-se também que a inserção do CP aumenta o tempo do símbolo para  $T = T_N + T_g$  e altera a resposta impulsiva do filtro de transmissão usado em cada subportadora do transmissor multiportadora para  $gT_x = \text{rect}\left(\frac{t}{T_N + T_g}\right)$ .

O último efeito tem como consequência perda na SNR pelo descasamento dos filtros de transmissão e recepção, enquanto que o primeiro reduz a eficiência espectral para

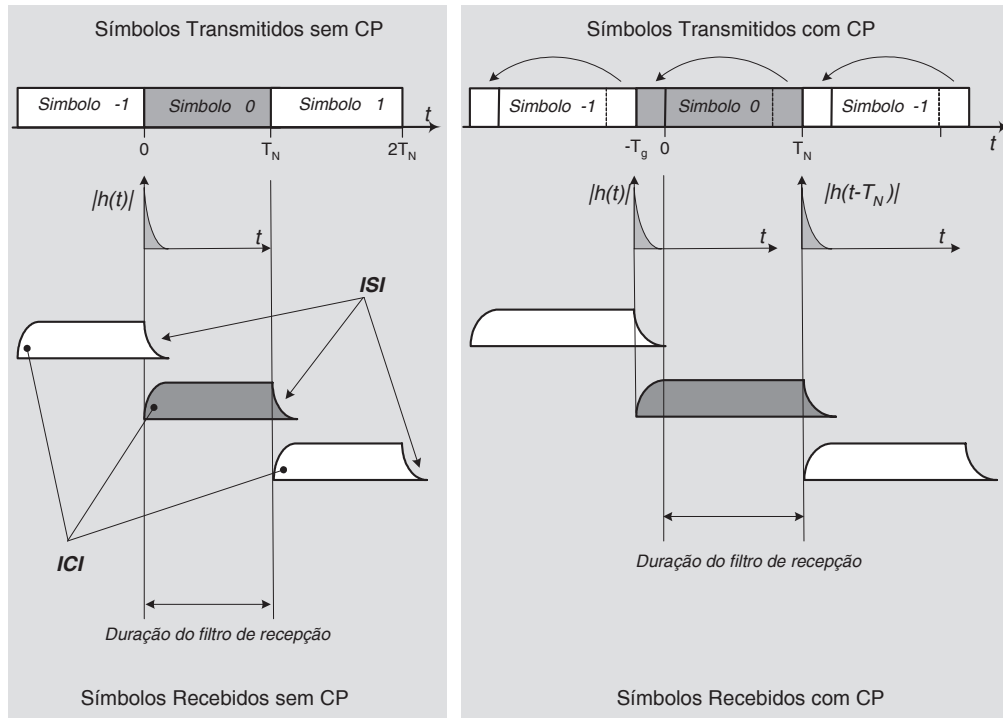


Figura 42 – Comparação entre as transmissões sem e com extensão cíclica. A inserção do CP faz com que a ISI caia dentro do próprio intervalo de guarda..

$$\mu = \frac{T_N}{T_N + T_g} = \frac{T_N}{T_N + T_g} \log_2(M) \text{ bit/s/Hz},$$

uma vez que o conteúdo do CP é uma repetição do final do símbolo OFDM para o início do mesmo, e por isso não contém informação útil.

Convém ressaltar que a inserção do intervalo de guarda transforma a convolução linear do sinal de saída do transmissor  $s[n]$  a resposta impulsiva do canal  $h[n]$  em uma convolução circular [Proakis e Salehi 2007, Hanzo et al. 2000], ou seja,

$$r[n] = s[n] \otimes h[n] = h[n] \otimes s[n] = \sum_k h[k] s[n - k]_N \quad (35)$$

onde  $[n - k]_N$  significa  $[n - k]$  modulo  $N$ ,  $s[n - k]_N$  é uma versão periódica de  $s[n - k]$  com período  $N$  e o operador  $\otimes$  designa a operação convolução circular. Conhecendo-se  $h[n]$  no receptor, o sinal  $s[n]$  pode ser recuperado fazendo

$$\hat{s}[n] = IDFT \{S[i]\} = IDFT \left\{ \frac{R[i]}{H[i]} \right\}, \quad (36)$$

já que pela definição de DFT, a convolução circular no tempo corresponde à multiplicação em frequência dada por

$$DFT\{r[n]\} = DFT\{s[n] \otimes h[n]\} \Rightarrow R[i] = S[i] \cdot H[i], \quad (37)$$

para  $0 \leq i \leq N - 1$ .

## 5.2 Sistema DCO-OFDM

No sistema DCO-OFDM todas as subportadoras transportam dados e para tornar o sinal unipolar adiciona-se uma componente contínua (*DC bias*). Em termos de potência óptica média, o sistema DCO-OFDM é pouco eficiente para constelações pequenas como 4, 16, 64 e 256-QAM e eficiente para grandes constelações como 1024 e 4096-QAM [Dissanayake e Armstrong 2013].

A Figura 43, ilustra o transmissor do sistema DCO-OFDM. O sinal de dados complexo,  $\mathbf{X} = [X_0, X_1, X_2, \dots, X_{N-1}]$ , após a HS é enviada para a entrada do bloco da IFFT. A HS é aplicada nos dados do vector  $\mathbf{X}$  de seguinte maneira:  $X_m = X_{N-m}^*$ , para  $0 < m < N/2$ ,  $X_0 = 0$  e  $X_{N/2} = 0$ .

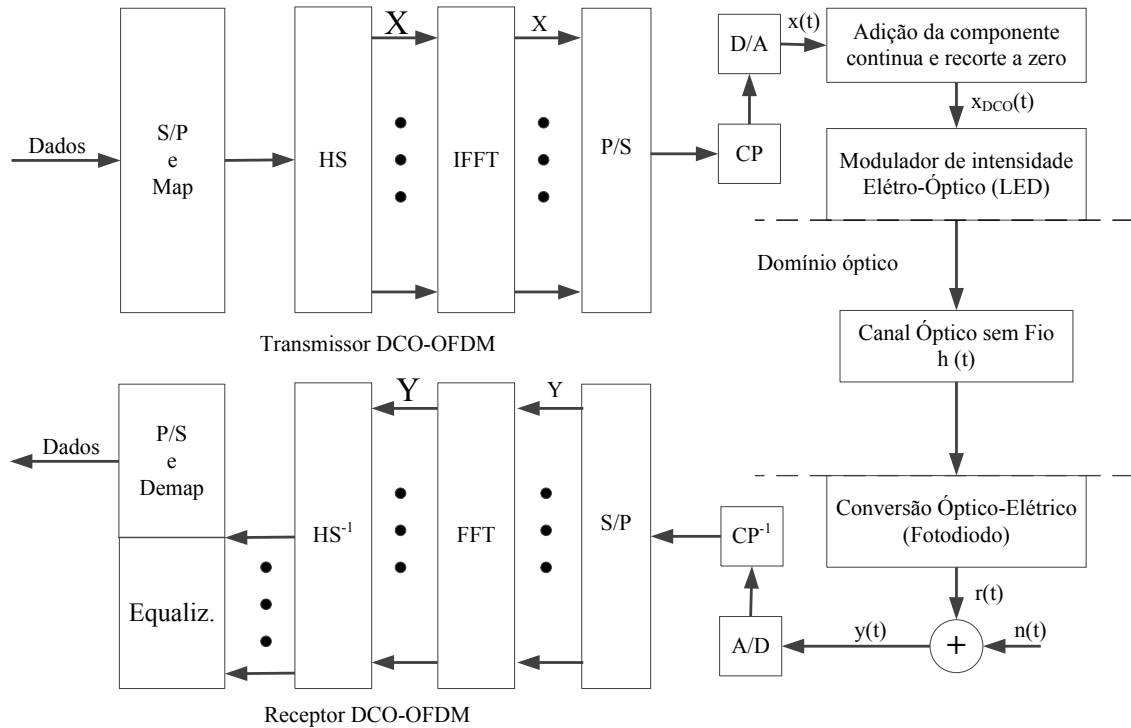


Figura 43 – Sistema DCO-OFDM.

A HS imposta ao vector de dados  $\mathbf{X}$  faz com que o sinal na saída da IFFT,  $\mathbf{x}$ , seja real. No domínio do tempo, a  $k$ -ésima amostra do vector de dados  $\mathbf{x}$ , é dado por

$$x_k = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} X_m \exp\left(j \frac{2\pi km}{N}\right), \quad (38)$$

onde  $N$  é o número de pontos da IFFT e  $X_m$  é a  $m$ -ésima subportadora do sinal  $\mathbf{X}$ . No sistema DCO-OFDM, devido à operação matemática de simetria Hermitiana, o número de subportadoras que transportam dados é  $(N/2 - 1)$ . O sinal proveniente da IFFT, designado

pelo vector  $\mathbf{x}$ , depois dos processos de conversão de paralelo para serie (P/S), adição do prefixo cíclico (CP) e filtragem digital para analógico (D/A), resulta no sinal  $x(t)$ . Em seguida, uma polarização contínua (DC *bias*) é adicionada ao sinal  $x(t)$ , resultando em um sinal  $x_{DCO}(t)$ .

Por causa do alto PAPR dos sinais OFDM é necessário adicionar uma componente contínua muito alto para eliminar todos os picos negativos, tornando o esquema DCO-OFDM ineficiente em termos de potência óptica. Normalmente para resolver o problema, é utilizado uma componente contínua de valor moderado e os picos negativos restantes são ceifados, resultando em ruído de recorte (*clipping noise*).

O sinal  $x_{DCO}(t)$  é enviado para o LED e é convertido em um sinal óptico de intensidade proporcional à corrente elétrica de entrada. Após a propagação do sinal óptico no canal sem fio, este é recebido no receptor e é feita a conversão do sinal do domínio óptico para o domínio elétrico usando um fotodiodo. As etapas seguintes são as mesmas de um receptor OFDM convencional.

### 5.3 Sistema ACO-OFDM

O sistema ACO-OFDM utiliza apenas as subportadoras ímpares para transportar os dados. Os dados nas subportadoras pares são zeradas e formam um sinal de polarização que garante um sinal OFDM positivo, atendendo assim os requisitos da modulação IM-DD. Portanto, o sinal OFDM bipolar é ceifado em zero (*zero clipping*) e as partes positivas são transmitidas. Por usar apenas metade das subportadoras para transportar os dados, o sistema ACO-OFDM é ineficiente em termos de largura de banda [Dissanayake e Armstrong 2013].

A Figura 44, ilustra o transmissor do sistema ACO-OFDM. O sinal na entrada da IFFT, designado pelo vector  $\mathbf{X}$ , além de possuir apenas as componentes ímpares, isto é,  $\mathbf{X} = [0, X_1, 0, X_3 \dots, X_{N-1}]$ , todos os elementos do vector  $\mathbf{X}$  foram restritos a simetria Hermitiana, conforme explicado na Seção anterior. O sinal proveniente da IFFT, designado de vector  $\mathbf{x}$ , é serializado e o CP é adicionado antes de passar pela filtragem D/A, resultando em um sinal  $x(t)$ .

Em sistemas IM-DD amostras negativas não podem ser transmitidas. Assim, o sinal  $x(t)$  é ceifado em zero, resultando em um sinal  $x_{ACO}(t)$ . É importante ressaltar que ao modular apenas as subportadoras ímpares, as amostras resultantes são anti-simétricas no domínio do tempo. Portanto, eliminar as amplitudes negativas não causa nenhuma perda de informação e todo o ruído de corte ficam nas subportadoras pares [Asadzadeh, Dabbo e Hranilovic 2011], [Dissanayake e Armstrong 2013]. Apesar do ceifamento em zero não distorcer os dados nas subportadores ímpares, as amplitudes são reduzidas para metade [Wilson e Armstrong 2009].

O sinal  $x_{ACO}(t)$  é enviado para o LED e é convertido em um sinal óptico de intensidade proporcional à corrente elétrica de entrada. Após a propagação do sinal óptico no canal sem fio, este é recebido no receptor. O processamento no receptor é semelhante ao receptor DCO-OFDM, porém em ACO-OFDM apenas o subportadoras ímpares são demoduladas.

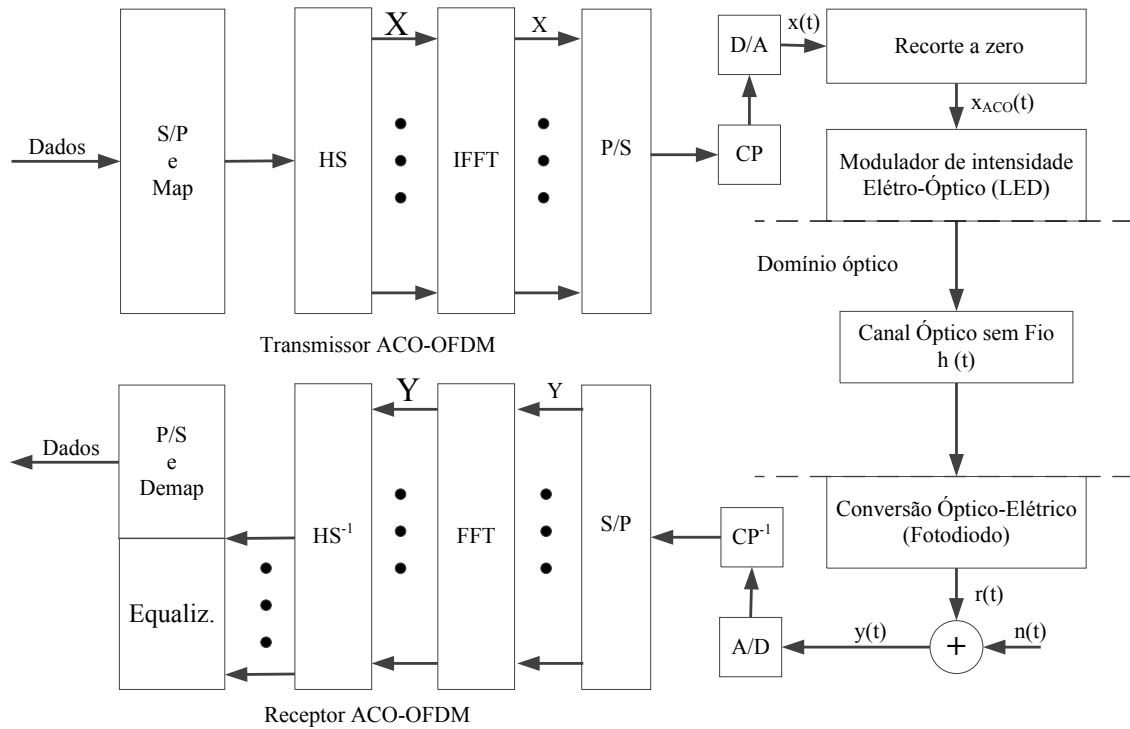


Figura 44 – Sistema ACO-OFDM.

## 5.4 Sistema CE-OFDM

A modulação CE-OFDM foi proposta por Steve Thompson em [Thompson et al. 2008] para combater as não-linearidades encontradas nas transmissões feitas em canais sem fio. No trabalho proposto por Thompson, a fase de uma portadora elétrica é modulada utilizando sinais OFDM convencionais, reduzindo o parâmetro PAPR para 0 dB.

Por ser relevante e de grande interesse para as comunicações ópticas, a ideia de Thompson foi adaptado para sistemas ópticos IM-DD [Adriano 2011, Silva, Cartaxo e Segatto 2012]. A descrição do formato do sinal e o princípio de funcionamento do sistema CE-OFDM aplicados em sistemas ópticos IM-DD são descritos nas Seções seguintes.



### 5.4.1 Formato de Sinal CE-OFDM usando Modulação de Fase Elétrica

A fim de analisar o formato do sinal CE-OFDM, consideramos a forma de onda do sinal OFDM real (banda base) no domínio do tempo,  $x(t)$ , dado por:

$$x(t) = C \sum_{k=1}^{N_s-1} \left\{ \Re[X(k)] \cos\left(\frac{2\pi kt}{T}\right) - \Im[X(k)] \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right) \right\}, \quad (39)$$

onde  $\{X(k)\}_{k=1}^{N_s-1}$  representa os símbolos mapeados em  $M$ -QAM e restringidos a propriedade de simetria Hermitiana,  $T = \frac{N}{F_s}$  é a duração do símbolo OFDM,  $N = 2N_s + 2$  é o número de entradas do bloco IFFT,  $F_s$  é a taxa de amostragem e  $C$  é uma constante [Thompson et al. 2008] e [Silva, Cartaxo e Segatto 2012].

Modular a fase de uma portadora elétrica com o sinal  $x(t)$  resulta em um sinal multiportadora em banda passante com envoltória constante,  $c(t)$  dado por

$$c(t) = \Re\{Ae^{j\phi(t)}e^{j2\pi f_c t}\} = A \cos[2\pi f_c t + \phi(t)] = A \cos[2\pi f_c t + \theta_n + 2\pi h C_N x(t)], \quad (40)$$

onde  $A$  é amplitude do sinal,  $\phi(t)$  é a fase do sinal durante o  $n$ -ésimo intervalo  $nT \leq t < (n+1)T$ ,  $f_c$  é a frequência central da portadora elétrica,  $h$  é o índice de modulação elétrica e  $C_N$  uma constante que normaliza a variância do sinal. A potência de pico do sinal  $c(t)$  é dado por  $|A|^2$  e a potência média por  $\frac{|A|^2}{2}$ .

Matematicamente, o PAPR de um sinal multiportadora,  $x(t)$ , é definido da seguinte forma:

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq t < NT_a} |x(t)|}{\frac{1}{NT_a} \int_0^{NT_a} |x(t)|^2 dt}. \quad (41)$$

Portanto, substituindo os valores das potências de pico e média do sinal  $c(t)$  na Equação (41), obtém-se um valor de PAPR igual a 2, correspondendo a 3 dB em escala logarítmica. Geralmente a largura de banda do sinal  $c(t)$ , é definida pelo valor quadrático médio, RMS (*Root-Mean-Square*)

$$B_{RMS} = \max(2\pi h, 1) B_W, \quad (42)$$

onde  $B_W = \frac{N}{T}$  Hz, representa a largura de banda do sinal OFDM convencional. Conclui-se, então que, a largura de banda de um sinal CE-OFDM deve ser no mínimo igual à largura de banda do sinal OFDM que o gerou.

A Figura 45, ilustra a dependência da largura de banda com o índice de modulação de fase ( $2\pi h$ ). Também está representada na referida figura, o espectro de potência do sinal OFDM convencional. Através da Figura 45, observa-se um espalhamento do espectro com o aumento do  $2\pi h$ . Espalhamento do espectro pode causar problemas de interferência entre canais adjacentes [Adriano 2011].

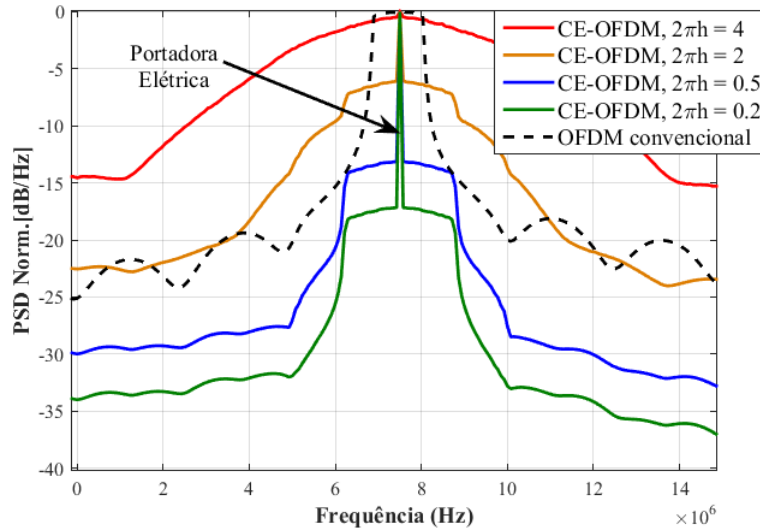


Figura 45 – Densidade espectral de potência de sinais OFDM convencional e CE-OFDM para  $2\pi h = 4, 2, 0.5, 0.2$ .

Em canais AWGN a taxa de erro de bit (BER), para modulações  $M$ -QAM, pode ser calculada utilizando a seguinte aproximação [Thompson et al. 2008].

$$BER \approx 2 \left( \frac{M-1}{M \log_2 M} \right) Q \left( 2\pi h \sqrt{\frac{6 \log_2 M}{M^2 - 1} SNR} \right) \quad (43)$$

onde  $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-y^2/2} dy$  é a função Q Gaussiana e  $SNR = E_b/N_0$  é a energia de bit sobre a densidade espectral do ruído.

#### 5.4.2 Concepção Básica do Sistema CE-OFDM

A Figura 46, ilustra o princípio de funcionamento do sistema CE-OFDM. .

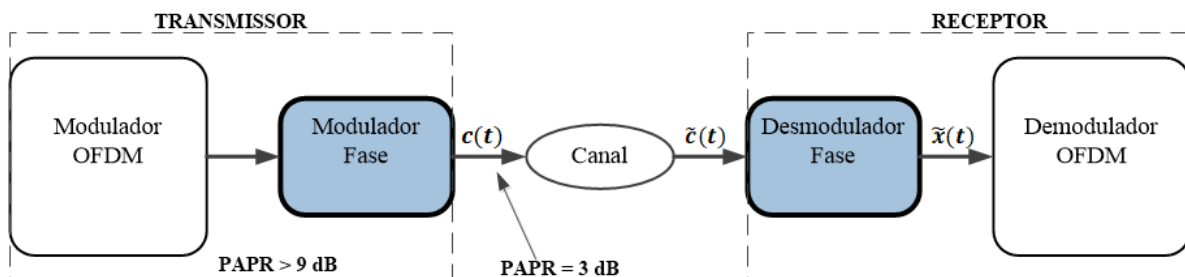


Figura 46 – Implementação da técnica CE-OFDM, usando um modulador de fase elétrico.

O sinal na saída do multiplexador OFDM de PAPR elevado é transformado em um sinal de PAPR baixo por um deslocamento em frequência realizado por um modulador de fase analógico, antes de sua inserção no canal de comunicação. Na recepção realiza-se a transformação inversa através de um demodulador de fase, o qual desloca o sinal da banda passante para a banda base, antes do demodulador OFDM convencional.

## 6 Análise de Desempenho dos Formatos de Modulação Multiportadoras em Sistemas VLC

Este capítulo apresenta alguns resultados obtidos de simulações computacionais efetuadas em MATLAB. É feita uma comparação entre os formatos de modulação OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM em sistemas VLC.

Foram realizados simulações para comparar desempenhos dos formatos de modulação em canais que introduzem apenas ruído gaussiano branco AWGN (*Additive white Gaussian noise*), como também em canais VLC LOS e NLOS. As figuras de mérito EVM e BER foram utilizadas para mensurar os desempenhos.

### 6.1 Parâmetros OFDM Utilizados

Para projetar um sistema OFDM é necessário primeiro fazer uma escolha criteriosa dos parâmetros OFDM. Esta escolha, muitas vezes requer um compromisso entre requisitos que podem ser conflitantes. Geralmente, a largura de banda do sinal,  $B_W$ , a taxa de transmissão requerida,  $R_b$ , e/ou o espalhamento do retardo do canal,  $\tau$ , são os três requisitos principais para se começar um projeto OFDM. A partir do valor de  $\tau$  determina-se o tempo de guarda,  $T_g$ . Como regra,  $T_g$  deve ser cerca de duas a quatro vezes o valor de  $\tau$ . Determinado  $T_g$ , tem-se o valor da duração do símbolo OFDM,  $T_s$  [Nee e Prasad 2000].

Normalmente, a inserção de  $T_g$  introduz uma perda da relação sinal-ruído SNR (*Signal-to-Noise Ratio*), cujo valor é determinado usando a Equação (44) [Hanzo e Keller 2003].

$$(SNR)_{perda} = -10 \log \left( 1 - \frac{T_g}{T_s} \right). \quad (44)$$

Para minimizar a perda de SNR,  $T_s$  deve ser muito maior que  $T_g$ . É importante escolher um valor moderado para  $T_s$ , pois um valor muito elevado implica em um aumento de subportadoras de dados,  $N_{sc}$  e conseqüentemente uma diminuição do espaçamento entre subportadoras,  $\Delta f$ , resultando em uma maior complexidade de implementação, maior sensibilidade ao ruído de fase e ao deslocamento de frequência e aumento da PAPR.

Geralmente, uma boa prática de projeto é escolher  $T_s$  no mínimo cinco vezes maior que  $T_g$ , o que implica uma perda de SNR de aproximadamente 1 dB devido à inserção de  $T_g$  [Nee e Prasad 2000]. O valor de  $\Delta f$  é calculado fazendo o inverso de  $T_s$  menos  $T_g$ . A

parcela  $(T_s - T_g)$  representa a duração útil do símbolo OFDM,  $T_u$ . Fixados os valores de  $T_s$  e de  $T_g$ ,  $N_{sc}$  é calculado dividindo  $B_W$  por  $\Delta f$ . É importante ressaltar que, não existe um ordenamento único de etapas a serem seguidas na determinação dos parâmetros OFDM, pois tudo depende dos pré-requisitos do projeto.

Neste trabalho como pré-requisito de projeto dos sistemas VLC, foram utilizadas as larguras de banda de 5 MHz e de 100 MHz. Aliado a isso, foram utilizados os valores de espalhamento de retardo dos canais VLC SISO e MISO mostrados na [Figura 32](#) do [Capítulo 4](#). Os parâmetros OFDM projetados estão resumidos nas [Tabelas 8 e 9](#).

Uma das razões por ter escolhido a largura de banda de 5 MHz é que a maioria dos LEDs brancos com conversão a fósforo disponíveis no mercado estão limitados a esta faixa de frequência. Por outro lado, esta largura de banda viabilizava a realização de experimentos para a comprovação experimental dos modelos numéricos em canais VLC LOS. Portanto, futuramente existirá a possibilidade de se realizar outros trabalhos experimentais explorando a comunicação de dados via luz visível.

Tabela 8 – Parâmetros OFDM obtidos com  $B_W = 5$  MHz.

Descrição	Parâmetros	Valor
Espalhamento do retardo (canal SISO)	$\tau$	15 ns
Tempo de guarda	$T_g = 10\tau$	0.150 $\mu s$
Tempo útil do símbolo	$T_u = 50T_g$	7.5 $\mu s$
Tempo total do símbolo OFDM	$T_s = T_u + T_g$	7.65 $\mu s$
Intervalo de guarda	$g = T_g/T_s$	1/51
Comprimento do prefixo cíclico	$CP$	2 amostras
Espaçamento das subportadoras	$\Delta f = (T_u)^{-1}$	133.3 kHz
Largura de banda do sinal	$B_W$	5 MHz
Subportadoras de dados	$N_{sc}$	16
Subportadoras zeradas	$N_z$	30
Nível de modulação	$M$	4, 16, 64
Números de pontos da (I)FFT	$N_{FFT} = 2N_{sc} + 2 + N_z$	64
Número de subportadoras	$N = (N_{FFT}/2) - 1$	31
Taxa de bit por segundo [Mb/s]	$R_b = \frac{B_w}{N+2} \frac{N_{sc} \log_2 M}{1+g}$	$\sim 4.76; 9.5; 14.27$
Frequência central	$f_c$	7.5 MHz

A largura de banda de 100 MHz foi escolhida com o objetivo de implementar sistemas VLC de altas taxas de dados em canais VLC com multipercurso, dando um contributo para as futuras redes Li-Fi. No entanto, devida a inexistência de condições no laboratório que permitissem a criação física de canais VLC com multipercurso, esta largura de banda foi utilizada apenas em simulações numéricas de sistemas VLC, utilizando os modelos de canais VLC NLOS em topologia SISO e MISO descritos no [Capítulo 4](#).

Tabela 9 – Parâmetros OFDM obtidos para  $B_W = 100$  MHz.

Descrição	Parâmetros	Valor	
		SISO	MISO
Largura de banda do sinal	$B_W$	100 MHz	100 MHz
Espalhamento do retardo	$\tau$	15 ns	25 ns
Tempo de guarda	$T_g = 10\tau$	150 ns	250 ns
Tempo útil do símbolo	$T_u = 10T_g$	1500 ns	2500 ns
Tempo total do símbolo OFDM	$T_s = T_u + T_g$	1650 ns	2750 ns
Intervalo de guarda	$g = T_g/T_s$	1/11	1/11
Comprimento do prefixo cíclico	$CP$	24 amostras	24 amostras
Espaçamento das subportadoras	$\Delta f = (T_u)^{-1}$	0.67 MHz	0.67 MHz
Subportadoras de dados	$N_{sc}$	64	64
Subportadoras zeradas	$N_z$	126	126
Nível de modulação	$M$	4, 16, 64	4, 16, 64
Números de pontos da (I)FFT	$N_{FFT} = 2N_{sc} + 2 + N_z$	256	256
Número de subportadoras	$N = (N_{FFT}/2) - 1$	127	127
Frequência central	$f_c$	1.5 GHz	1.5 GHz

## 6.2 Validação dos Modelos Numéricos em Canais AWGN

Utilizando os parâmetros OFDM listados na Tabela 8, os modelos numéricos foram validados em canais AWGN, considerando transmissões em banda base e banda passante.

A Figura 47, mostra por meio de diagrama de blocos, os passos utilizados nas simulações para a validação dos modelos numéricos dos sistemas VLC OFDM e ACO-OFDM, considerando transmissões em banda de base. Conforme ilustrado na Figura 47, na composição dos quadros dos sinais dos sistemas VLC OFDM e/ou ACO-OFDM, as sequências de bits de entrada são mapeadas em  $M = 4, 16$  ou  $64$ -QAM para modularem  $N_{sc} = 16$  subportadoras de dados. Estas por sua vez, utilizando ou não o artifício matemático da simetria Hermitiana são multiplexadas utilizando o multiplexador IFFT. Posteriormente, insere-se o prefixo cíclico (CP), gerando assim um sinal OFDM e/ou ACO-OFDM, o qual é adicionado no canal AWGN.

A introdução do CP podia ter sido negligenciada em canal AWGN. Contudo, foi considerado um baixo valor de CP (2 amostras), pois a intenção é utilizar estes sistemas em canais VLC com multipercurso. Após a propagação dos sinais multiportadoras pelo canal AWGN, o CP é removido e é feita a demultiplexação dos sinais via FFT. Se a simetria Hermitiana for usada na transmissão esta deve ser removida, antes do demapeamento.

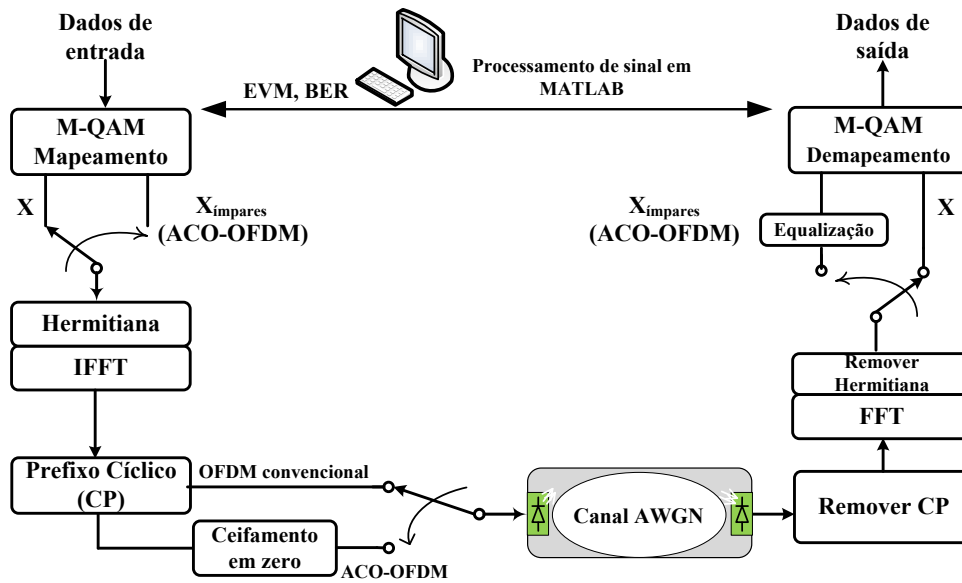


Figura 47 – Diagrama de blocos utilizado na validação numérica dos sistemas VLC OFDM convencional e ACO-OFDM, com transmissão em banda base.

Na recepção, enfatiza-se a operação de equalização utilizada no sistema VLC ACO-OFDM. Para corrigir os desvios de fase introduzidos pelo sistema é feita a equalização no domínio da frequência. O cálculo dos coeficientes do equalizador é feito comparando-se os símbolos recebidos com símbolos conhecidos pelo receptor mediante o uso de símbolos de treinamento.

A Figura 48, mostra os gráficos de desempenho BER por  $E_b/N_0$  obtida via simulação numérica para o sistema VLC OFDM, considerando os mapeamentos 4, 16 e 64-QAM, e transmissão em banda base sem simetria Hermitiana.

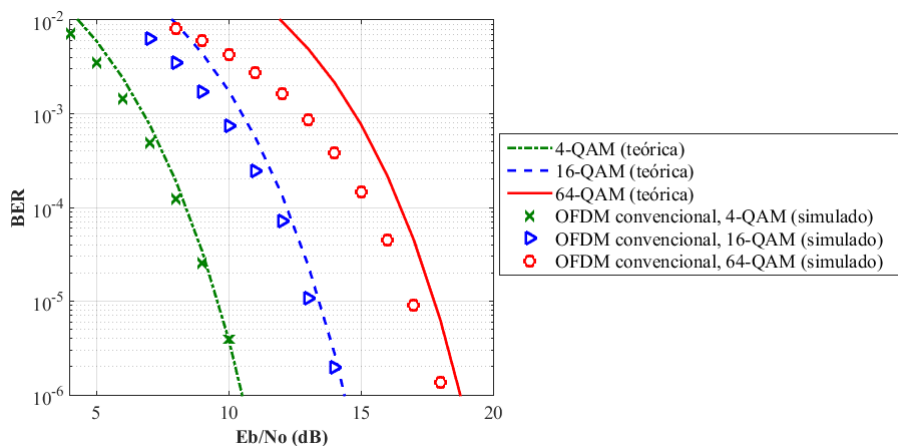


Figura 48 – Comparação entre os desempenhos teórico e simulado em canal AWGN, para mapeamentos 4, 16 e 64-QAM com transmissão em banda base, sem simetria Hermitiana.

Para comparação, também é mostrada na [Figura 48](#) as curvas teóricas para 4, 16 e 64-QAM. Observa-se pela [Figura 48](#), que as curvas teóricas e simuladas são muito próximas, principalmente para os mapeamentos 4 e 16-QAM. Para o mapeamento 64-QAM, inicialmente nota-se uma certa discordância entre as curvas teóricas e simuladas justificada pelos baixos valores de  $E_b/N_0$ . Contudo, a medida que o valor de  $E_b/N_0$  é aumentado, as referidas curvas se aproximam.

A [Figura 49](#), mostra os gráficos comparativos de desempenho BER por  $E_b/N_0$  obtida via simulação numérica dos sistemas VLC OFDM e ACO-OFDM, considerando os mapeamentos 4, 16 e 64-QAM, e transmissão em banda base com simetria Hermitiana. Os desempenhos dos sistemas simulados são comparados com as curvas teóricas, para 4, 16 e 64-QAM.

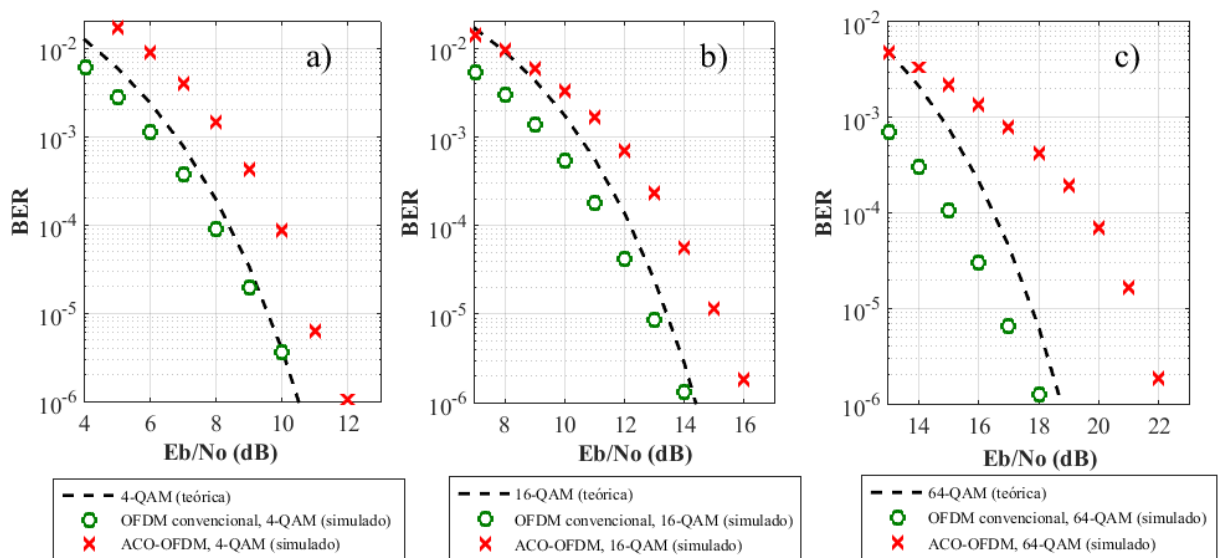


Figura 49 – Comparação entre os desempenhos teórico e simulado em canal AWGN, para mapeamentos 4, 16 e 64-QAM com transmissão em banda base, com simetria Hermitiana. (a) 4-QAM, (b) 16-QAM e (c) 64-QAM.

Para o sistema VLC OFDM e considerando as subportadoras mapeadas em 4-QAM e 16-QAM, observou-se uma boa concordância entre as curvas simuladas e teóricas, conforme ilustra as [Figuras 49\(a\)](#) e [49\(b\)](#). Para o mapeamento 64-QAM nas subportadoras, a [Figura 49\(c\)](#) mostra que as curvas teóricas e simuladas se aproximam para valores altos de  $E_b/N_0$  e divergem para valores baixos de  $E_b/N_0$ . Em relação ao sistema VLC ACO-OFDM, para todos os mapeamentos considerados, a [Figura 49](#) mostra que não existem qualquer concordância entre as curvas teóricas e simuladas.

Em banda passante os modelos numéricos foram validados utilizando o diagrama de blocos mostrado na [Figura 50](#). Observando a [Figura 50](#), constata-se que os sistemas VLC OFDM e ACO-OFDM utilizam procedimentos similares para deslocar os sinais da frequência em banda base para a frequência em banda passante.

Portanto, as subportadoras de dados ( $N_{sc} = 16$ ) previamente mapeadas em  $M = 4, 16$  ou  $64$ -QAM é aplicada a simetria Hermitiana para que o multiplexador (IFFT) gere na sua saída um sinal multiportadora com coeficientes reais. À entrada do modulador de amplitude analógico (AM) é concebido um sinal real e contínuo no tempo proveniente de um processo de superamostragem e filtragem passa baixa para remover as frequências indesejáveis no espectro, isto é, frequências que estão acima da frequência de Nyquist (*aliasing*). O sinal modula a amplitude de uma portadora (centrada em  $f_c = 7.5$  MHz), gerando assim um sinal OFDM na banda passante, ao qual é adicionado ao canal AWGN depois da inserção do CP.

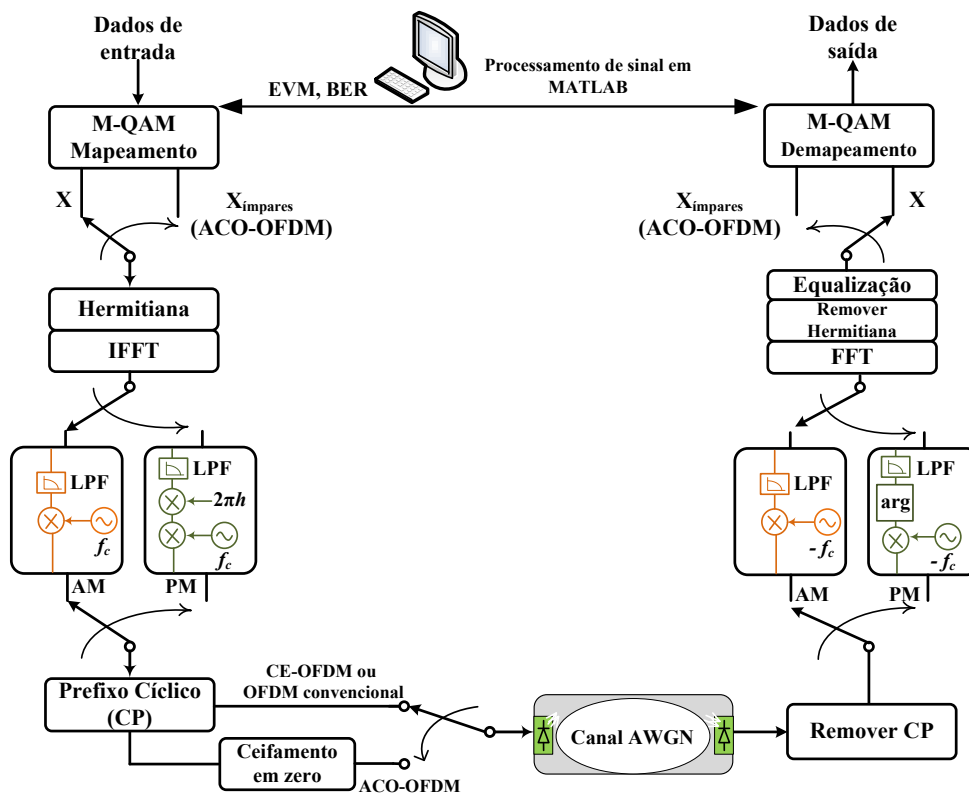


Figura 50 – Diagrama de blocos utilizado na validação numérica dos sistemas VLC OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM, com transmissão em banda passante.

A geração do sinal ACO-OFDM utiliza o mesmo conjunto de passos descritos anteriormente, porém as subportadoras pares são zeradas e as subportadoras ímpares são utilizadas para a transmissão da informação. Após a inserção do CP, o sinal é ceifado em zero (*zero clipping*) e é adicionado no canal AWGN.

O sinal CE-OFDM é gerado a partir do sinal OFDM em banda base. Portanto, de acordo com a Figura 50, à entrada do modulador de fase analógico (PM) é concebido um sinal real e contínuo no tempo proveniente de um processo de superamostragem e filtragem passa baixa. O sinal modula a fase de uma portadora centrada em  $f_c$ , gerando assim um



signal OFDM com envoltória constante, ao qual é adicionado ao canal AWGN depois da inserção do CP.

Após a propagação dos sinais pelo canal AWGN, o CP é removido no receptor. O resgate dos sinais dos sistemas VLC OFDM e ACO-OFDM é realizado por um demodulador de amplitude cuja função é recuperar a informação contida na portadora elétrica, isto é, o sinal multiportadora em banda base. Posteriormente, é feita a demultiplexação dos sinais via FFT e é removido a simetria Hermitiana. É importante ressaltar que, no sistema ACO-OFDM apenas as subportadoras ímpares serão desmultiplexadas.

O resgate do sinal do sistema CE-OFDM é realizado por um demodulador de fase mediante a aplicação do operador arcotangente  $\arctan(\cdot)$  no argumento da versão do sinal em banda base. Para corrigir os desvios de fase introduzidos pelo sistema é feita a equalização no domínio da frequência. O cálculo dos coeficientes do equalizador é feito comparando-se os símbolos recebidos com símbolos conhecidos pelo receptor mediante o uso de símbolos de treinamento.

A Figura 51, mostra gráficos comparativos de desempenho BER por  $E_b/N_0$ , obtidos via simulação numérica dos sistemas VLC OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM.

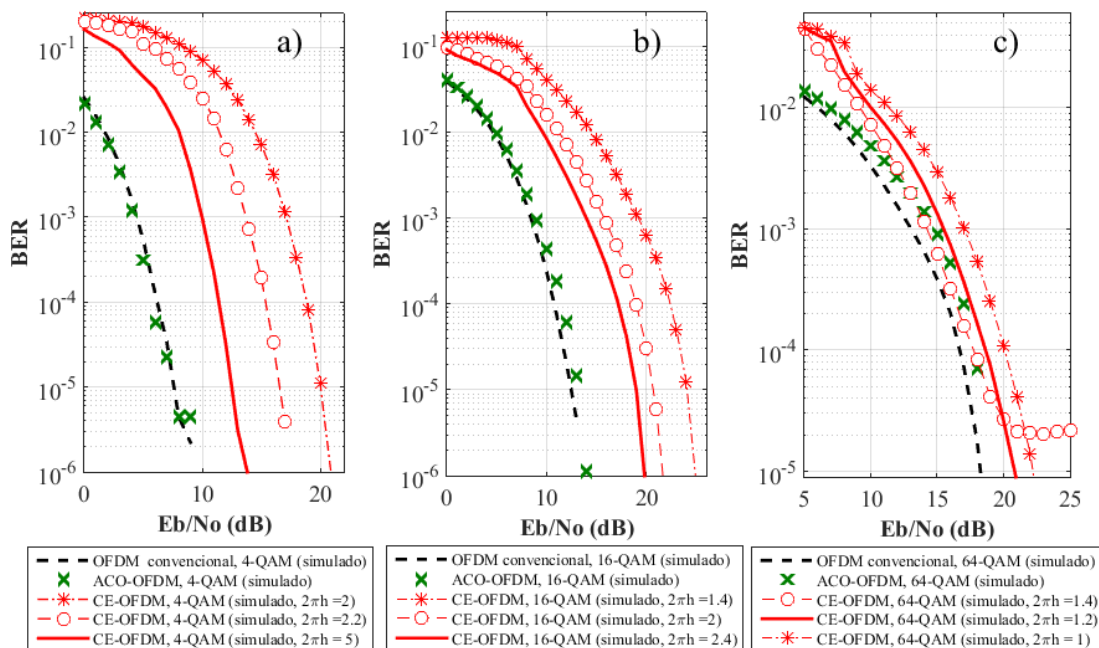


Figura 51 – Comparação de desempenhos dos sistemas VLC OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM em canal AWGN. (a) 4-QAM, (b) 16-QAM e (c) 64-QAM.

As Figuras 51(a) e 51(b) mostraram que o desempenho dos sistemas VLC OFDM e ACO-OFDM são parecidos nos níveis de modulação 4-QAM e 16-QAM. Porém, em níveis de modulação igual a 64-QAM, o desempenho do sistema ACO-OFDM apresenta penalidades em relação ao sistema VLC OFDM. Neste caso, uma penalidade de  $\approx 2$  dB foi registada, para  $BER = 10^{-3}$ .

Em relação ao desempenho do sistema VLC CE-OFDM, resultados para três distintos valores de índice de modulação de fase ( $2\pi h$ ) são mostrados na [Figura 51](#). Os resultados mostram penalidades de desempenho para todos os mapeamentos considerados, em comparação com os sistemas VLC OFDM e ACO-OFDM. Os resultados também mostram que a penalidade de desempenho pode ser mínima escolhendo um valor adequado para o índice de modulação de fase. Esta situação é observada na [Figura 51\(c\)](#), onde a penalidade de desempenho alcançada pelo sistema CE-OFM, para  $\text{BER} = 10^{-3}$  e  $2\pi h = 1.2$ , foi inferior a 3 dB em comparação com o sistema VLC OFDM e inferior a 1 dB em comparação com o sistema ACO-OFDM.

Na [Figura 51](#), os resultados também mostraram que aumentando o valor de  $2\pi h$ , o desempenho do sistema CE-OFDM melhora. Porém, um aumento demasiado do índice de modulação degrada o desempenho do sistema, conforme ilustra a curva de desempenho simulado para  $2\pi h = 1.4$ , na [Figura 51\(c\)](#).

Para concluir esta análise, é importante ressaltar que o valor ótimo de  $2\pi h$  não é fixo, pois varia com o índice de modulação nas subportadoras. Nas simulações realizadas, os desempenhos mínimos ocorreram em  $2\pi h = 5$ ,  $2\pi h = 2.6$  e  $2\pi h = 1.2$  para os mapeamentos 4-QAM, 16-QAM e 64-QAM, respectivamente.

## 6.3 Validação dos Modelos Numéricos em Canais VLC

Na validação dos modelos numéricos em canais VLC, foram realizadas simulações utilizando os modelos de canais VLC LOS e NLOS para ambientes internos, descritos no [Capítulo 4](#). Portanto, nesta Seção são apresentados os resultados mais relevantes obtidas através das simulações efetuadas. Na [Subseção 6.3.1](#), é apresentada a análise de desempenho dos sistemas VLC em canal VLC LOS. Na [Subseção 6.3.2](#), as análises de desempenho dos sistemas VLC em canais VLC NLOS, usando as topologias SISO e MISO serão apresentadas e discutidas.

### 6.3.1 Análise de desempenho dos Sistemas VLC em Canal VLC LOS

Para avaliar o desempenho dos sistemas VLC em canal VLC LOS, o canal óptico foi modelado com base no estudo apresentado na [Seção 4.3.1](#) do [Capítulo 4](#). Neste tipo de canal a perda de caminho óptico depende da geometria entre o transmissor e o receptor e é calculada a partir da característica de radiação da fonte, posição do transmissor e do receptor dentro do canal e da orientação relativamente a linha de visada.

Portanto, a partir do modelo de canal, foi levantada a curva de distribuição de iluminância mostrada na [Figura 52\(a\)](#). A [Figura 52\(b\)](#) mostra a resposta em frequência do canal LOS e a [Figura 52\(c\)](#) mostra a resposta impulsiva. Como era de esperar, a resposta do canal VLC LOS é aproximadamente plana. Os principais parâmetros utilizados nas

simulações estão resumidos na Tabela 10. É importante ressaltar que os parâmetros listados na Tabela 10 foram escolhidos de forma a viabilizar a montagem do aparato experimental.

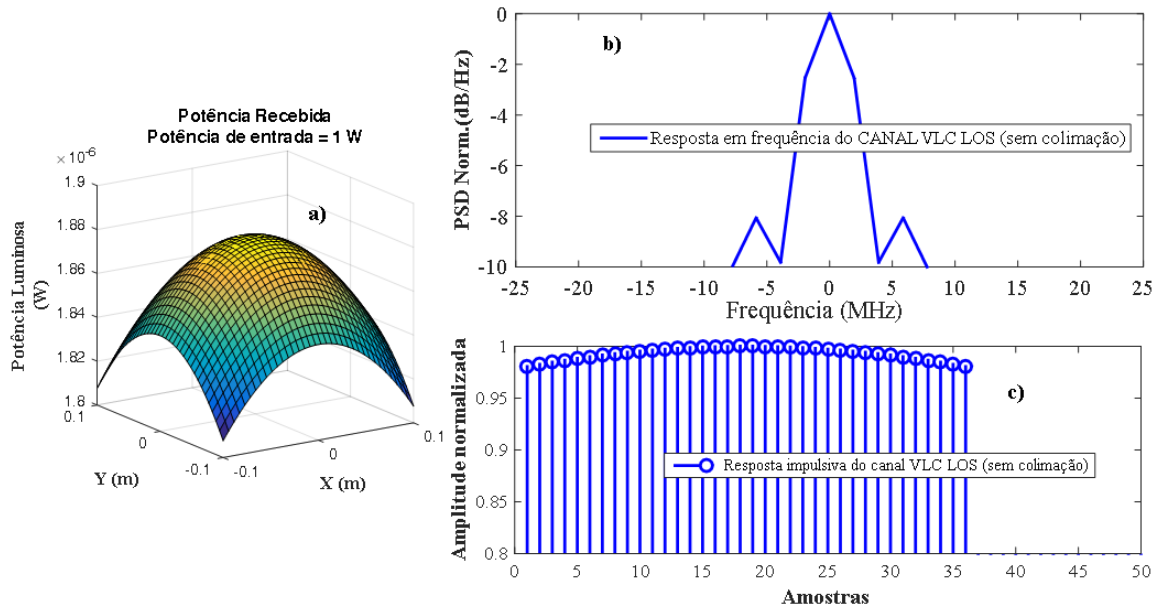


Figura 52 – Canal VLC LOS antes da colimação. (a) Distribuição da iluminância, (b) Resposta em frequência e (c) Resposta impulsiva.

Tabela 10 – Principais parâmetros usados na simulação do canal VLC LOS.

Parâmetros	Valores
Dimensão do ambiente considerado (C×L×A)	(0.2×0.2×1) m
Posição do LED (lx,ly,lz)	(0, 0, 0) m
Ordem lambertiana, m	1
Distância do emissor ao ponto receptor	1 m
Potência transmitida pelo LED	1 W
Área de detecção do fotodiodo	7 mm <sup>2</sup>
Responsividade do fotodiodo	0.35 A/W
Ângulo da irradiância a meia potência	60°
Índice de refração do concentrador óptico	1.5

Também é importante referir que testes preliminares efetuados com o sistema de fotodeteção mostraram que o fotodiodo respondia apenas com a colimação da luz emitida pelo LED. Para solucionar o problema foram utilizadas duas lentes biconvexas, uma posicionada no LED e outra posicionada no sistema de fotodeteção. Com a luz colimada, houve a necessidade de obter de novo a curva de distribuição de iluminância, conforme mostrado na Figura 53(a).

Observando a Figura 53(a), constata-se que a luz emitida pelo LED sofre menos dispersão pelo ambiente, ou seja está colimado em uma área relativamente pequena. A resposta em frequência (plana) mostrada na Figura 53(b), assim como a resposta impulsiva ilustrada na Figura 53(c) mostram o efeito da colimação da luz.

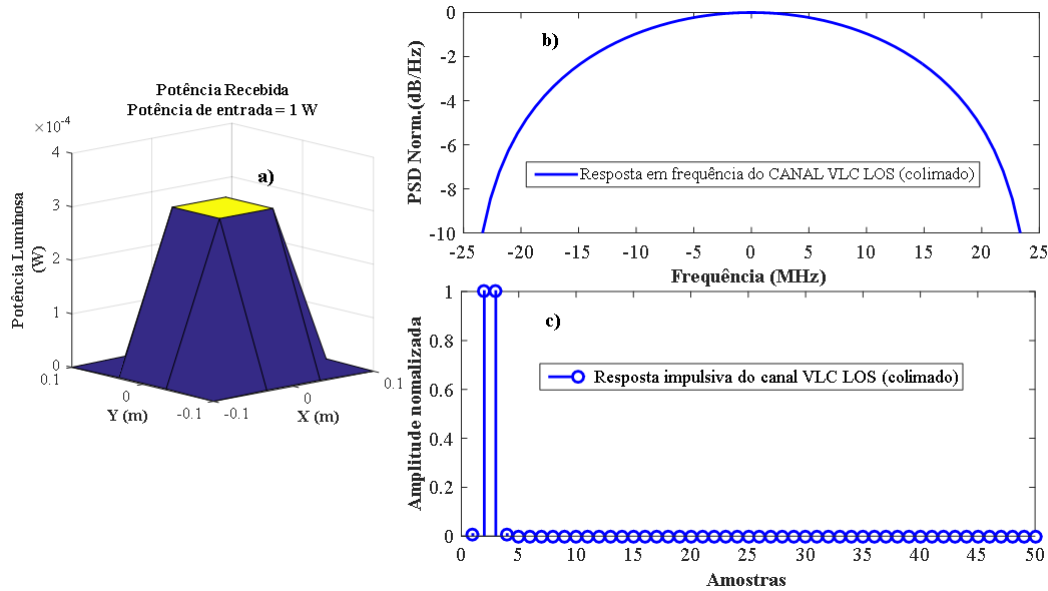


Figura 53 – Canal VLC LOS depois da colimação. (a) Distribuição da iluminância, (b) Resposta em frequência e (c) Resposta impulsiva.

Para o levantamento das curvas de desempenho dos sistemas VLC foi então utilizado a resposta impulsiva do canal com colimação. Utilizando os parâmetros OFDM listados na Tabela 8, os sinais multiportadoras foram gerados e transmitidos no canal VLC LOS seguindo a metodologia descrita no diagrama de blocos da Figura 54.

Após a propagação dos sinais pelo canal VLC LOS, o CP é removido no receptor e os sinais dos sistemas VLC OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM são recuperados seguindo o ordenamento de etapas descritas na Seção 6.2, na parte de validação dos modelos numéricos em canais AWGN, com transmissão em banda passante. A Figura 55, mostra gráficos comparativos de desempenho BER por  $E_b/N_0$  dos sistemas VLC OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM.

Os resultados mostram que em canal VLC LOS o sistema VLC CE-OFDM supera os sistemas VLC OFDM e ACO-OFDM, para todos os níveis de modulação considerados. Ganhos superiores a 5 dB foram obtidos no limite FEC para 64-QAM, conforme ilustrado na Figura 55(c). Os valores de  $2\pi h$  utilizados no sistema VLC CE-OFDM são considerados os mais adequados. Também, é de referir, que as curvas de desempenho mostradas na Figura 55 foram obtidas considerando transmissões de sinais multiportadoras com uma porcentagem de cintilação de 5%. O ótimo desempenho alcançado pelo sistema VLC CE-OFDM mostra que este sistema tem potencial para ser utilizado em comunicações via luz visível, onde o controle da cintilação é importante.

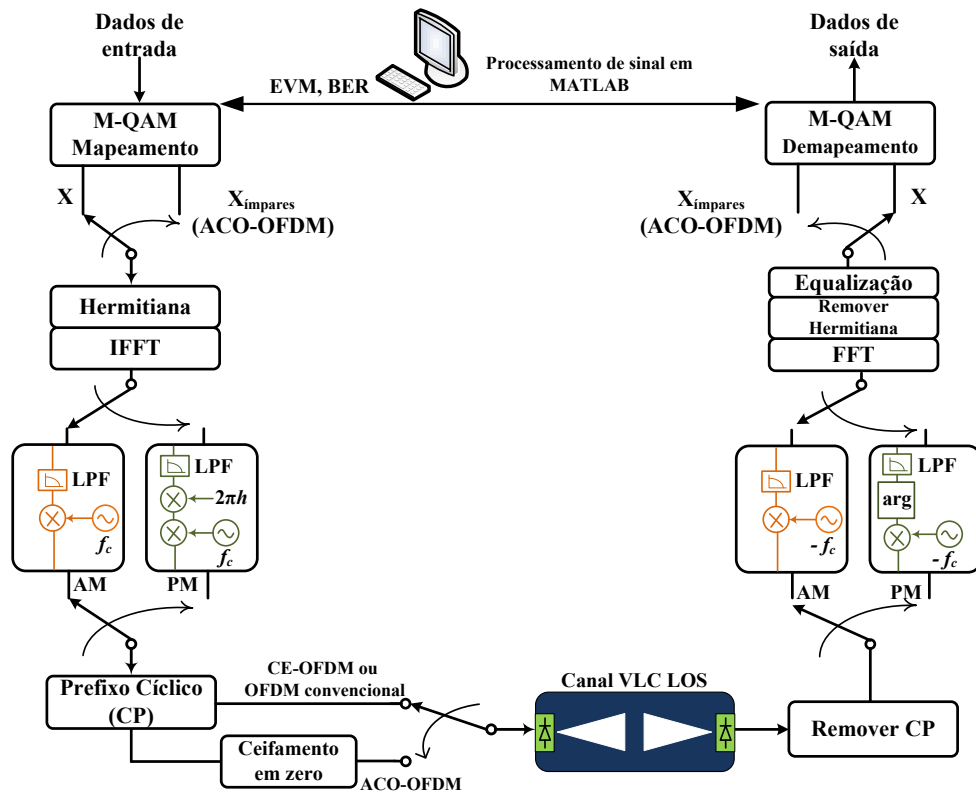


Figura 54 – Diagrama de blocos utilizado na validação numérica dos sistemas VLC OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM em canais VLC LOS.

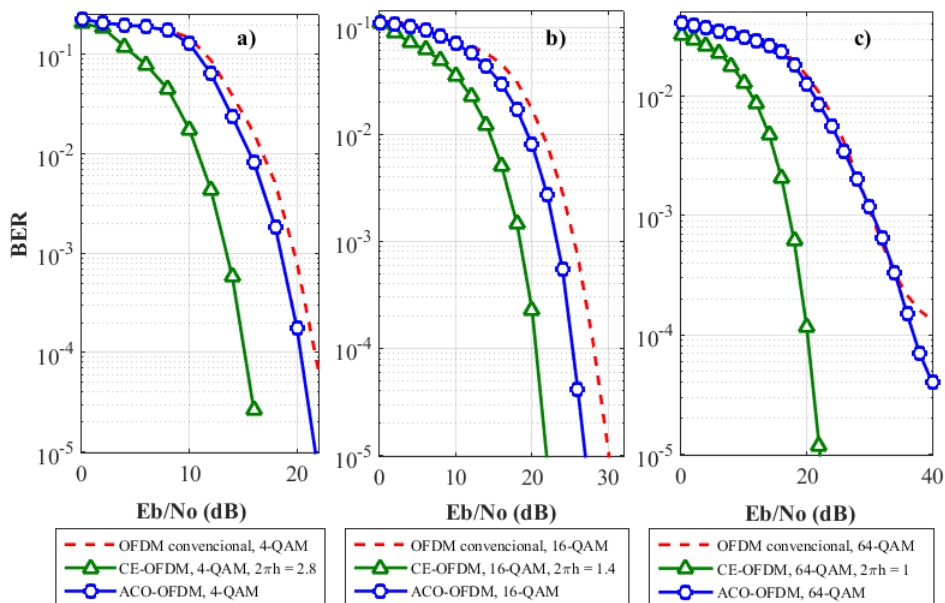


Figura 55 – Comparação de desempenhos dos sistemas VLC OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM em canal VLC LOS com colimação. (a) 4-QAM, (b) 16-QAM e (c) 64-QAM.

### 6.3.2 Análise de desempenho dos Sistemas VLC em Canais VLC NLOS

A Figura 56, mostra o diagrama de blocos utilizado na validação dos modelos numéricos em canais VLC NLOS. Os sinais dos sistemas VLC OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM foram gerados seguindo o mesmo ordenamento de etapas descritas na Seção anterior.

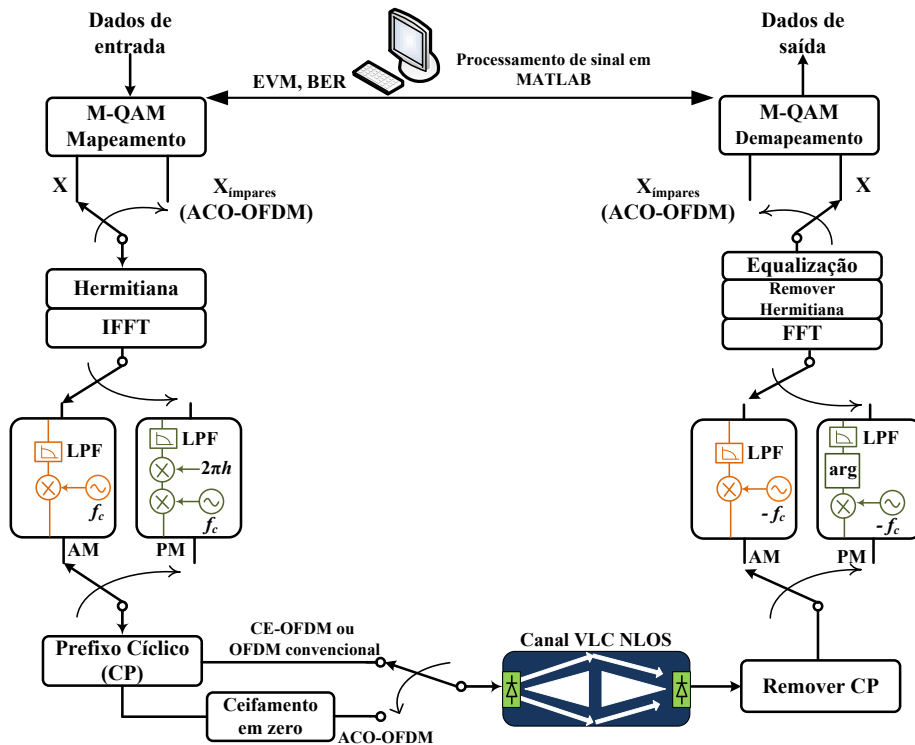
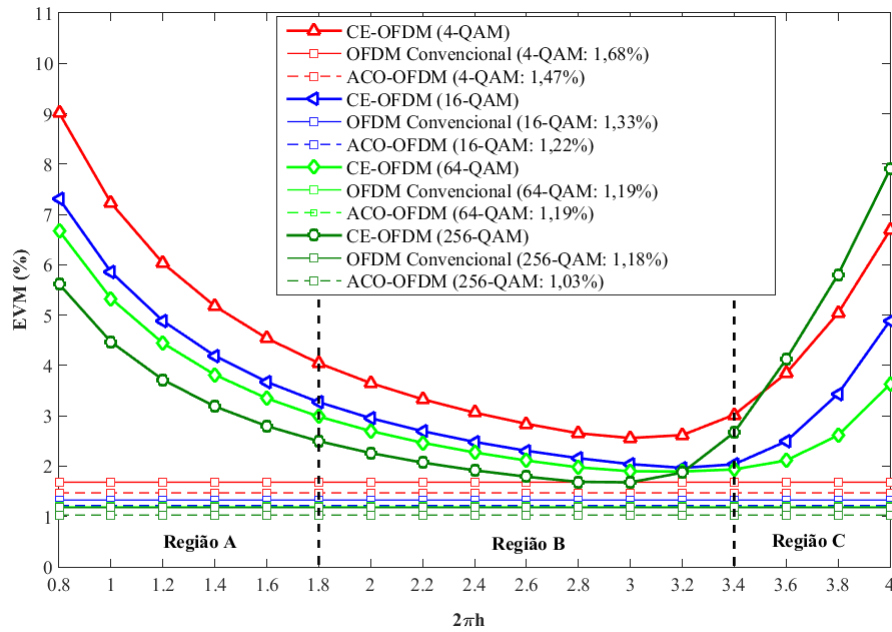
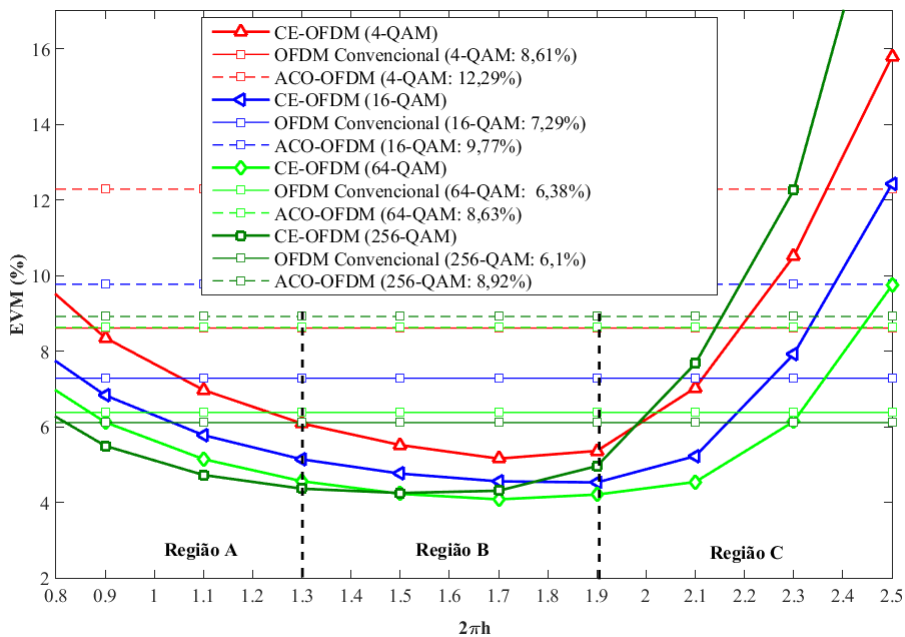


Figura 56 – Diagrama de blocos utilizado na validação numérica dos sistemas VLC OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM em canais VLC NLOS.

Após a propagação dos sinais pelos canais VLC NLOS (SISO ou MISO), o CP é removido no receptor. O resgate dos sinais dos sistemas VLC OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM é realizado seguindo o mesmo ordenamento de etapas descritas na Seção anterior. Os parâmetros elétricos utilizados nos sistemas VLC para gerar os sinais OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM estão resumidos na Tabela 9 da Seção 6.1.

#### 6.3.2.1 O Impacto do Índice de Modulação de Fase

As Figuras 57 e 58 mostram o impacto do índice de modulação ( $2\pi h$ ) no desempenho do sistema VLC CE-OFDM para os canais VLC NLOS SISO e MISO, respectivamente. Os resultados foram obtidos considerando-se os mapeamentos 4, 16, 64 e 256-QAM nas subportadoras, para  $E_b/N_0 = 35$  dB. Conforme esperado, em ambos os canais VLC, o desempenho depende fortemente do índice de modulação de fase. Os resultados também mostram que três regiões de diferentes desempenho podem ser estabelecidas.

Figura 57 – EVM *versus*  $2\pi h$  para canal VLC NLOS em topologia SISO.Figura 58 – EVM *versus*  $2\pi h$  para canal VLC NLOS em topologia MISO.

Na Região A, o desempenho é limitado pelo ruído enquanto na Região C é limitado pelas não-linearidades provenientes da modulação de fase utilizada. Os valores adequados de  $2\pi h$  (melhor desempenho) estão localizados na Região B, onde os menores valores de EVM foram alcançados. As Figuras 59(a), 59(b) e 59(c), mostram os diagramas de constelação obtidas nas regiões A, B e C, respectivamente, para o canal VLC NLOS MISO, com  $E_b/N_0 = 35$  dB e considerando 4-QAM de modulação nas subportadoras.

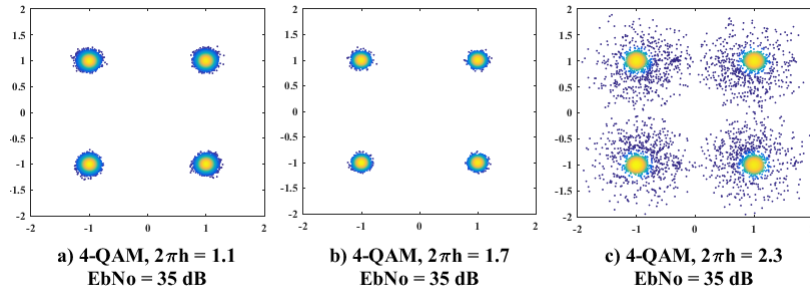


Figura 59 – Diagramas de constelação obtidas em canal VLC NLOS MISO, para  $2\pi h = 1.1$  (Região A),  $2\pi h = 1.7$  (Região B) e  $2\pi h = 2.3$  (Região C), para  $E_b/N_0 = 35$  dB.

Pode-se notar, de acordo com a Figura 57, que em comparação com os sistemas VLC OFDM e ACO-OFDM, o sistema VLC CE-OFDM tem penalidades de desempenho para todos os mapeamentos de subportadores considerados. Os resultados apresentados na Figura 57 também mostram que, no canal VLC NLOS SISO, o EVM assume os valores mais baixos no intervalo  $1.8 < 2\pi h \leq 3.4$ . Assim, para a avaliação de desempenho do canal VLC NLOS SISO, em termos de BER por  $E_b/N_0$ , foi escolhido  $2\pi h = 2.8$  como o índice de modulação de fase mais adequado.

No entanto, em canal VLC NLOS MISO, o sistema VLC CE-OFDM supera os sistemas VLC OFDM e ACO-OFDM para todos os mapeamentos de subportadores considerados, como mostrado na Região B da Figura 58. Além disso, o melhor desempenho do sistema VLC CE-OFDM ocorre para  $1.3 < 2\pi h \leq 1.9$ . No caso de 4-QAM e 16-QAM, o menor EVM (5.15% e 4.56%, respectivamente) foi registrado para  $2\pi h = 1.7$ , enquanto para 64 e 256-QAM (4.56% e 4.3%, respectivamente) foi obtido para  $2\pi h = 1.3$ .

### 6.3.2.2 Desempenho BER por $E_b/N_0$ , dos Sistemas VLC

As Figuras 60, 61, 62 e 63 mostram, respectivamente, a comparação de desempenho em termos de BER por  $E_b/N_0$ , dos sistemas VLC em canal VLC NLOS SISO para 4, 16, 64 e 256-QAM. Os valores de  $2\pi h = 1.5$  e  $2\pi h = 2.8$  são utilizados para mostrar a diferença de desempenho entre a Região A e a Região B do sistema VLC CE-OFDM.

Os resultados da simulação mostram claramente que os sistemas VLC OFDM e ACO-OFDM superam o sistema VLC CE-OFDM em todos os mapeamentos de subportadoras



considerados. Na [Figura 60](#), no limite FEC (*Forward Error Correction*) ( $BER = 10^{-3}$ ), os requisitos de  $E_b/N_0$  são  $\approx 8.2$  dB e  $\approx 12.2$  dB para o sistema VLC OFDM e o sistema VLC CE-OFDM com  $2\pi h = 2.8$ , respectivamente. As penalidades de desempenho para 16, 64 e 256-QAM são  $\approx 4.4$ ,  $\approx 5.0$  e  $\approx 3.9$  dB, respectivamente como mostrado nas [Figuras 61](#), [62](#) e [63](#).

Os resultados da simulação também mostram que o sistema VLC ACO-OFDM supera o sistema VLC CE-OFDM em todos os mapeamentos de subportadoras considerados. Contudo, quando é comparado com o sistema VLC OFDM convencional, o desempenho é superado apenas nos mapeamentos 4-QAM e 16-QAM, conforme mostrado nas [Figuras 60](#) e [61](#). Para o mapeamento 256-QAM, os sistemas VLC OFDM e ACO-OFDM apresentam desempenhos similares, conforme ilustrado na [Figura 63](#).

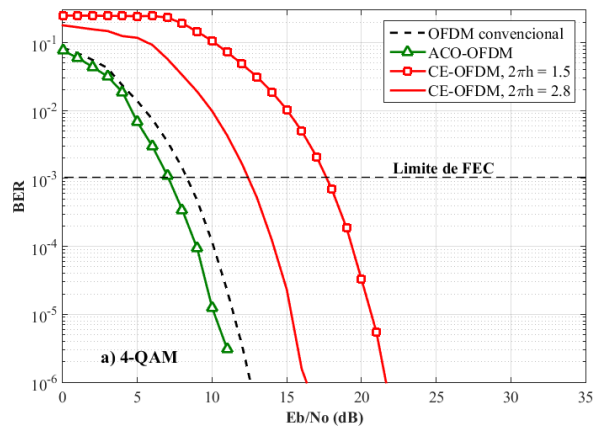


Figura 60 – BER *versus*  $E_b/N_0$  para canal VLC NLOS SISO, para 4-QAM.

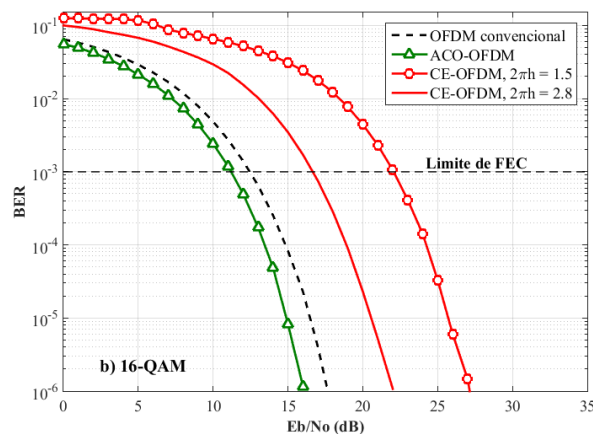


Figura 61 – BER *versus*  $E_b/N_0$  para canal VLC NLOS SISO, para 16-QAM.

Os diagramas de constelação recebidas utilizando o sistema VLC CE-OFDM em canal VLC SISO, considerando-se os mapeamentos 4, 16, 64 e 256-QAM são mostrados na [Figura 64](#). Estas constelações foram obtidas no limite FEC e com  $2\pi h = 2.8$  (índice de modulação melhor entre os escolhidos).

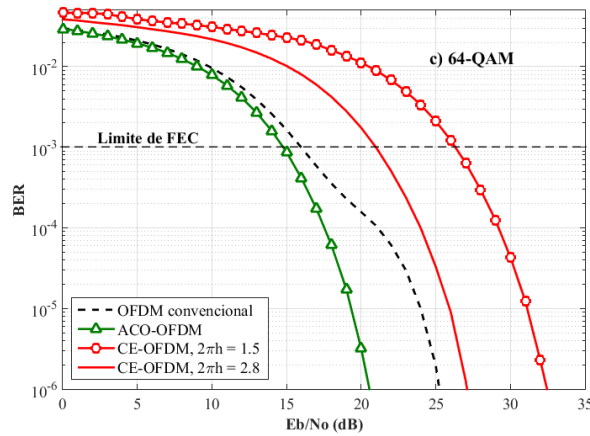


Figura 62 – BER versus  $E_b/N_0$  para canal VLC NLOS SISO, para 64-QAM.

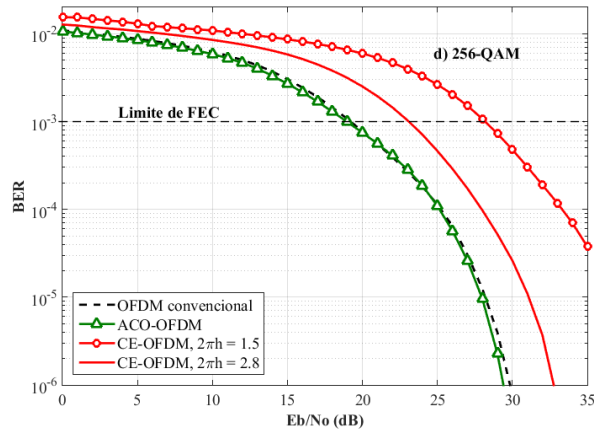


Figura 63 – BER versus  $E_b/N_0$  para canal VLC NLOS SISO, para 256-QAM.

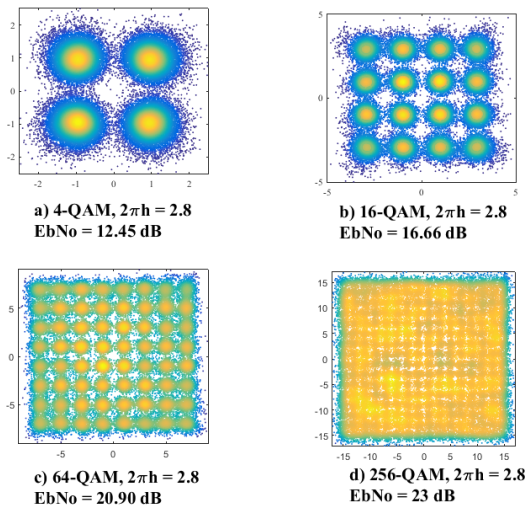


Figura 64 – Diagramas de constelação obtidas no limite FEC com  $2\pi h = 2.8$ , utilizando o sistema VLC CE-OFDM em canal VLC SISO, para 4, 16, 64 e 256-QAM.

As Figuras 65, 66, 67 e 68, mostram respectivamente, a comparação de desempenho em termos de BER por  $E_b/N_0$ , dos sistemas VLC em canal VLC NLOS MISO para 4, 16, 64 e 256-QAM.

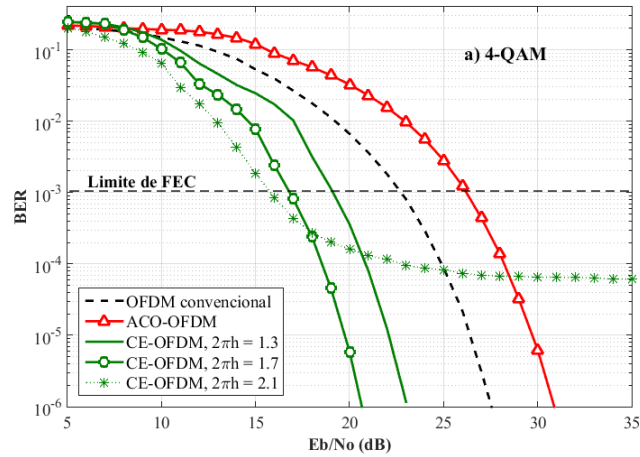


Figura 65 – BER *versus*  $E_b/N_0$  para canal VLC NLOS MISO, para 4-QAM.

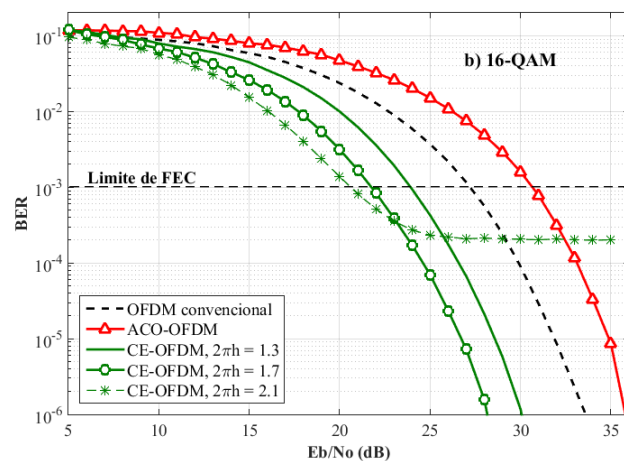


Figura 66 – BER *versus*  $E_b/N_0$  para canal VLC NLOS MISO, para 16-QAM.

Os resultados da simulação mostram que neste tipo de canal VLC mais realista, o sistema VLC CE-OFDM supera os sistemas VLC OFDM e ACO-OFDM. Realçado pelas curvas BER e pelos diagramas de constelação mostrado na Figura 69, ganhos de desempenho em torno de 6.0 e 5.4 dB foram obtidos no limite FEC para 4-QAM e 16-QAM, respectivamente, quando foi utilizado o melhor índice de modulação de fase,  $2\pi h = 1.7$ .

Devido os platôs observados nas curvas de BER da Figura 67,  $2\pi h = 1.3$  deve ser considerado como a melhor escolha no caso do mapeamento 64-QAM. O aumento da ordem de modulação no mapeamento das subportadoras e, conseqüentemente, o aumento da taxa de bits, é atraente em sistemas VLC com largura de banda limitada.

Portanto, para aumentar a eficiência espectral do sistema VLC CE-OFDM, foi avaliada também uma comparação de desempenho para o mapeamento de 256-QAM, que

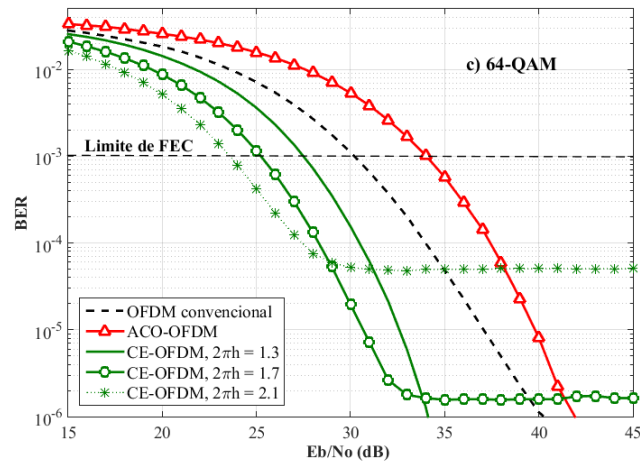


Figura 67 – BER versus  $E_b/N_0$  para canal VLC NLOS MISO, para 64-QAM.

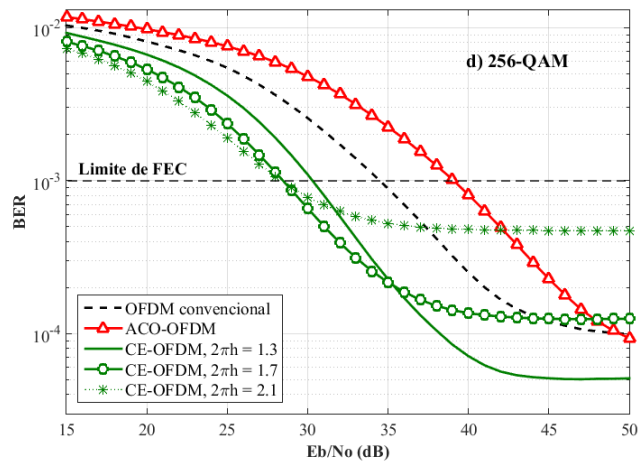


Figura 68 – BER versus  $E_b/N_0$  para canal VLC NLOS MISO, para 256-QAM.

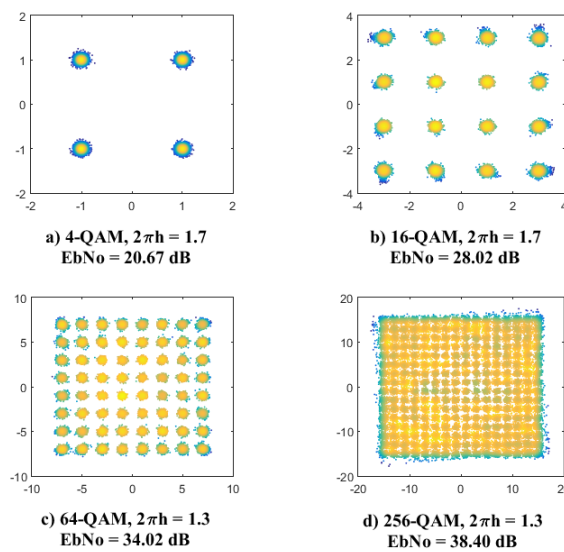


Figura 69 – Diagramas de constelação obtidas no limite FEC para  $2\pi h = 1.3$  e  $2\pi h = 1.7$ , utilizando o sistema VLC CE-OFDM em canal VLC NLOS MISO, para 4, 16, 64 e 256-QAM.

é mostrado na [Figura 68](#). Neste caso, os platôs de BER registrados em ambos os casos comprometem seus desempenhos. Os platôs observados nas curvas de BER podem ser eliminados pela adoção de codificação de canal adequada.

Comparando os sistemas VLC OFDM e ACO-OFDM, os resultados da simulação mostraram claramente que em canal VLC NLOS MISO, o sistema VLC OFDM supera o sistema VLC ACO-OFDM, para todos os mapeamentos considerados.

Apesar das penalidades de desempenho observadas no canal VLC NLOS SISO, com um índice de modulação de fase ( $2\pi h$ ) de 1.3, o sistema VLC CE-OFDM superou os sistemas VLC OFDM e CE-OFDM em canal VLC NLOS MISO. Portanto, estes resultados devem ser levado em consideração nos futuros projetos de sistemas VLC, em particular nas redes Li-Fi. Uma prova experimental de sistemas VLC funcionando em largura de banda igual ou superior a 100 MHz é parte de futuros trabalhos.



# 7 Validação Experimental do Sistema VLC com Modulações Multiportadoras

Para a validação experimental do sistema VLC com modulação multiportadoras em canal VLC LOS, foi implementado um sistema de transmissão de dados na faixa da luz visível no Laboratório de Telecomunicações<sup>1</sup> (LabTel) da Universidade Federal do Espírito Santo (UFES). Este capítulo descreve a operação do sistema VLC implementado e apresenta os resultados obtidos da avaliação experimental desse sistema em canal VLC LOS. A Seção 7.1 mostra o diagrama de blocos do sistema e faz uma caracterização dos seus dispositivos. A Seção 7.3 descreve o procedimento experimental realizado para avaliar o sistema VLC com sinais OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM. A Seção 7.4 apresenta e discute os resultados obtidos.

## 7.1 Descrição do Sistema VLC

A Figura 70, ilustra o sistema VLC implementado. Os sinais são gerados através de um algoritmo implementado no MATLAB e são transmitidos para o conversor digital para analógico D/A (*Digital-to-Analog*) do gerador de onda arbitraria AFG (*Arbitrary Function Generator*) de 250 MS/s, via cabo USB (*Universal Serial Bus*). Na saída do AFG, o sinal de RF é guiado através de um cabo coaxial até a entrada AC (*Alternating Current*) do *Bias-Tee*, passando por um amplificador de potência (AE). No *Bias-Tee*, o sinal de RF combina com o sinal de polarização direta do LED, proveniente da fonte DC (*Direct Current*), resultando em um sinal DC/RF que vai acionar o LED do transmissor VLC, convertendo assim o sinal elétrico em um sinal óptico.

O sinal óptico emitida pelo LED, após a propagação em espaço livre suportado por duas lentes ópticas, é convertida para o domínio elétrico no fotodiodo PIN do sistema de fotodeteção (PD). No PD, o sinal elétrico, após a filtragem e amplificação é capturado e digitalizado no conversor analógico para digital A/D (*Analog-to-Digital*) do osciloscópio MDO3012, e enviado para o MATLAB via cabo USB, para processamento *offline*. Para garantir a confiabilidade do sistema descrito anteriormente, torna-se necessário avaliar o desempenho individual de cada componente do sistema. Este tipo de avaliação é importante, pois permite identificar as restrições e pontos de operação do sistema VLC implementado.

---

<sup>1</sup> <http://www.engenhariaeletrica.ufes.br/pt-br/labtel>

Com base nas informações levantadas (fatores limitativos e pontos de operação), o sistema é adaptado e parametrizado.

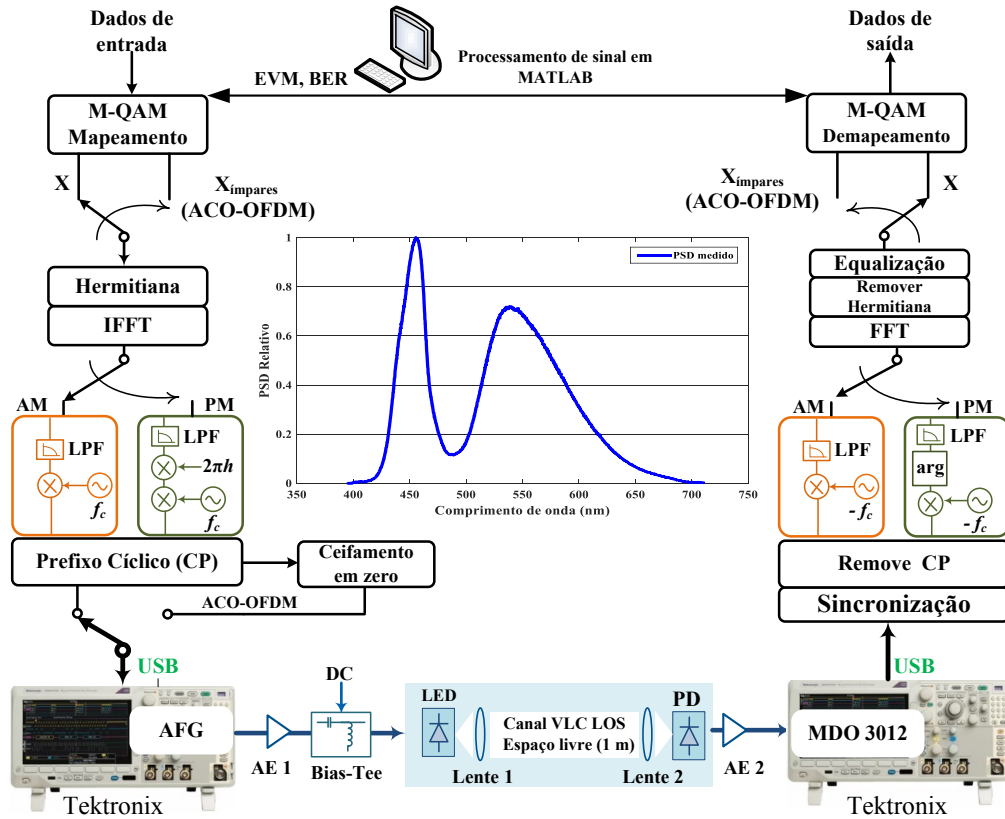


Figura 70 – Diagrama de blocos do sistema VLC implementado. PD: fotodetector, AE: amplificador elétrico, DC: corrente de polarização.

### 7.1.1 Caracterização do LED Transmissor

O transmissor VLC é um componente essencial em um sistema de transmissão via luz visível. A Figura 71, mostra as partes principais do protótipo de transmissor VLC construído neste trabalho. Neste transmissor é usado o LED branco LXML-PWC2 do fabricante LumiLED. Como no LED a maior parte da energia é transformada em calor, o que em grande quantidade prejudica o seu funcionamento a curto ou longo prazo, houve a necessidade de transferir o calor da placa do LED para o ar da forma mais rápida e eficiente possível. Para isso foi utilizado um dissipador de alumínio por ser mais leve.

Para alimentar o LED foi colocado um conector BNC fêmea de  $50 \Omega$  de impedância. O conjunto LED/Dissipador foi adaptado para ser encaixado em um suporte de lentes do fabricante PHYWE, garantindo assim a sustentação do transmissor VLC. O LED é um componente essencial do transmissor, pois é um dos elementos fundamentais que determina o desempenho global do sistema VLC. Portanto, torna-se necessário fazer o levantamento



de algumas informações, tais como a curva característica que mostra a dependência da tensão em relação à corrente que percorre o dispositivo (curva I-V), o espectro óptico, a iluminância e a resposta em frequência.

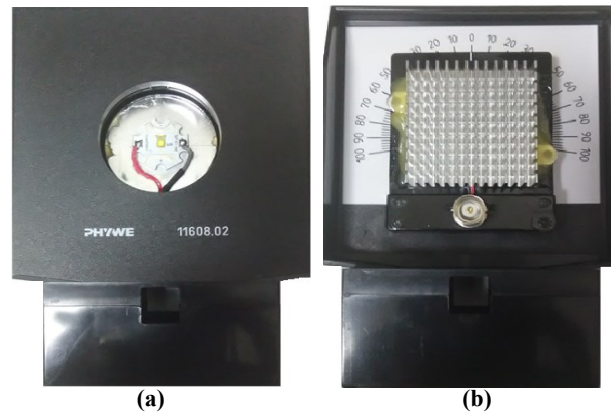


Figura 71 – Transmissor VLC construído. (a) Vista de frente. (b) Vista de trás.

A curva I-V é importante para o acionamento do LED. O espectro óptico disponibiliza informações sobre a intensidade radiante do LED em função do comprimento de onda. Medida de iluminância permite indicar a quantidade de luz dentro de um ambiente.

A resposta em frequência de um LED é semelhante a uma resposta do tipo passa-baixa e muitas vezes é modelado como um filtro RC de primeira ordem [Zeng et al. 2008]. Os tempos típicos de subida / descida dos LEDs brancos são de aproximadamente 20 ns. A largura de banda de um LED branco convertido a fósforo (amarelo) está limitada a poucos MHz (consultar Tabela 3 da Seção 3.4).

Para o levantamento da curva I-V do LED foi utilizado a fonte de tensão DC da Tektronix (Model 2231A-30-3 Triple Channel DC Power Supply) disponível no LabTel. O conjunto LED/Dissipador foi conectado no canal 1 da referida fonte de tensão DC (CH1 30V, 3A) por intermédio de um cabo de sinal (cabo BNC macho com pino banana, RG-58/U, 50  $\Omega$ , 50 cm). Os passos para a caracterização do LED são seguidos de seguinte forma: primeiramente o CH1 da fonte de tensão DC é ajustada, manualmente, de forma a não ultrapassar os 3 V (valor do *datasheet* do LED) e a corrente é ajustada em 0 mA. Em seguida, a corrente é variada e é observada a tensão no display da fonte DC da Tektronix. Assim, é obtida a curva I-V do LED de forma experimental. De forma similar, foi levantada a curva I-V do conjunto (LED + *Bias-Tee*) para verificar a influência do *Bias-Tee* no conjunto (LED + *Bias-Tee*).

A Figura 72, ilustra a sobreposição das curvas I-V teórica (*datasheet*) e experimentais do LED obtidas. A Figura 73, ilustra a curva do espectro óptico obtida experimentalmente. O espectro óptico do LED foi levantado usando o espectrômetro do fabricante Ocean Optics (Ocean Optics USB2000+ Spectrometer) disponível no LabTel.

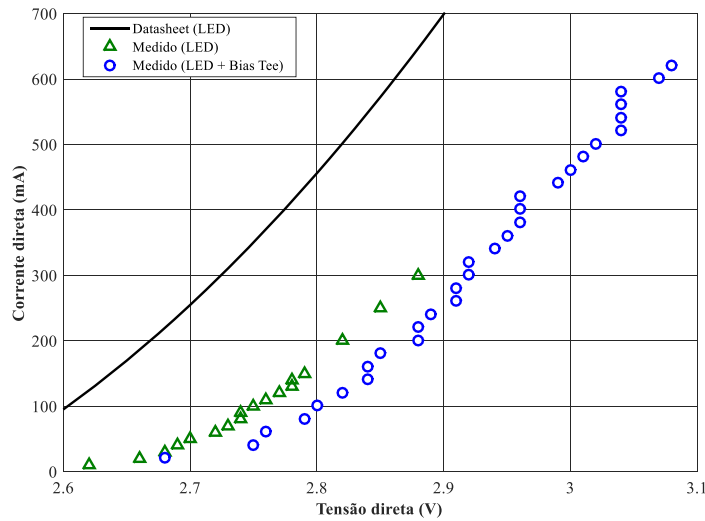


Figura 72 – Curvas I-V teórica (*datasheet*) e experimentais do LED.

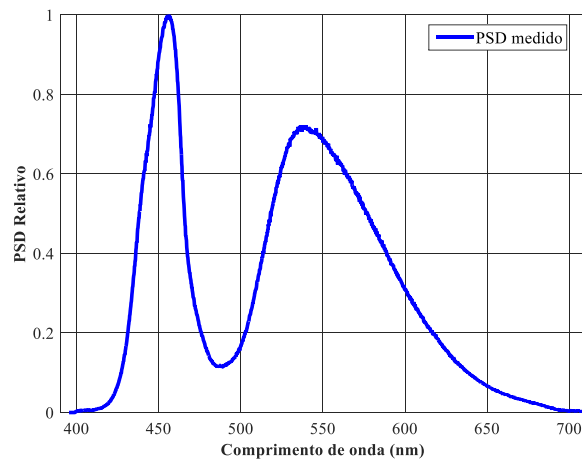


Figura 73 – Espectro óptico do LED medido.

De acordo com a [Figura 73](#), o espectro óptico apresenta dois picos de intensidade radiante. O primeiro pico ocorre na faixa da luz azul no intervalo entre 450 a 470 nm e o segundo pico (com intensidade menor em relação ao primeiro pico) ocorre na faixa da luz amarela no intervalo entre 565 a 580 nm. A partir desses resultados, conclui-se que o LED branco utilizado no transmissor VLC é fabricado a partir de um LED azul com conversão a fósforo amarelo.

Para medir a iluminância, o LED foi colocado no interior de uma caixa de dimensões  $62 \text{ cm} \times 28 \text{ cm} \times 28 \text{ cm}$ , na posição (0,10,10). Em seguida, um luxímetro portátil (THDL-400) foi inserido no interior da caixa nas posições (20,14,14), (30,14,14), (40,14,14) e (50,14,14), respectivamente. Para cada posição do luxímetro, a tensão direta do LED é variada e é observada o valor da luminância no display do luxímetro. As medições foram

efetuadas bloqueando a entrada de luz ambiente para dentro da caixa. A Figura 74, ilustra as curvas de iluminâncias medidas em função da posição do luxímetro dentro da caixa.

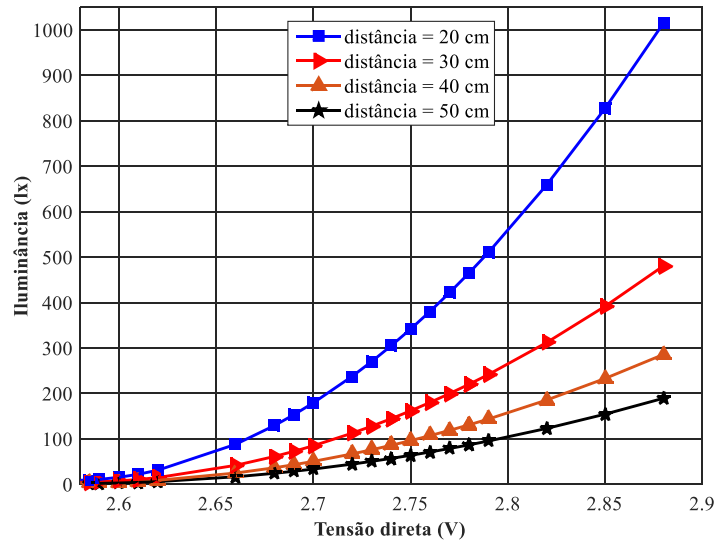


Figura 74 – Iluminância do LED em função da distância.

### 7.1.2 Conversores Digital-Analógico e Analógico-Digital

Os conversores D/A e A/D estão no mesmo equipamento, pois o osciloscópio digital MDO3012 da Tektronix tem integrado um gerador de onda arbitrária, AFG (MDO3AFG). O osciloscópio possui uma taxa de amostragem máxima de 2.5 GS/s e largura de banda de recepção de 100 MHz. O AFG possui uma taxa de amostragem de 250 MS/s e está limitado em gerar sinais de largura de banda de até 50 MHz.

Para o levantamento da resposta em frequência do AFG utilizou-se a montagem experimental ilustrada na Figura 75(a), onde a saída do AFG é conectada diretamente no osciloscópio MDO3012. O varrimento em frequência foi feito com senoides de frequência variável, com frequência inicial de 1 Hz, espaçamento de 500 kHz, utilizando um algoritmo de geração de senoides implementado no MATLAB e transmitidos via cabo USB para o conversor D/A do AFG integrado no referido osciloscópio.

Na saída do AFG, cada senoide é capturada usando o CH1 do osciloscópio e em seguida digitalizada (conversão A/D) e enviado para o MATLAB, via cabo USB. No MATLAB, a senoide é processada para a medição da amplitude da mesma no domínio da frequência. A Figura 75(b), ilustra a resposta em frequência medida. Observando a Figura 75(b), é possível estimar uma largura de banda (a  $-3$  dB) do AFG de aproximadamente 39 MHz.

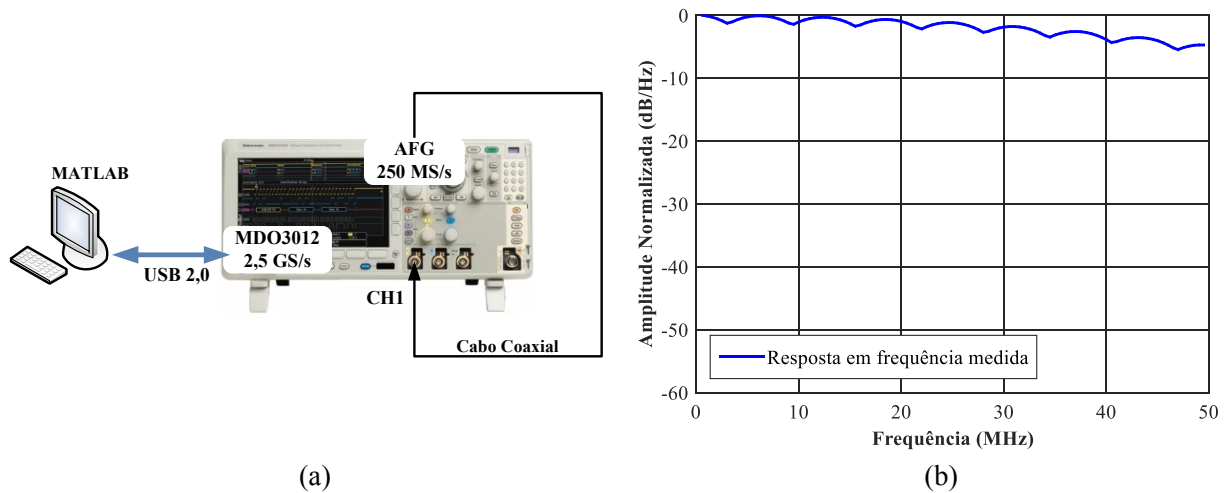


Figura 75 – Caracterização do AFG. (a) Montagem experimental. (b) Resposta em frequência medida.

### 7.1.3 Dispositivos Amplificador e *Bias-Tee*

Com o objetivo de amplificar o sinal proveniente do conversor D/A do AFG, utilizou-se o dispositivo SHF 100 AP. Trata-se de um amplificador de RF de banda larga de baixo ruído, com uma largura de banda de operação que varia entre 30 kHz e 25 GHz, 19 dB de ganho, potência de entrada máxima igual a 4 dBm e tensão de entrada pico a pico máxima igual a 1 V. O amplificador é alimentado com uma tensão positiva de aproximadamente +9 V e o ganho pode ser ajustado aplicando uma tensão entre 0 a -5 V. As Figuras 76(a) e 76(b), ilustram respectivamente, o dispositivo e a curva de ganho controlado por tensão. A Figura 77, ilustra a resposta em frequência do referido amplificador, para baixas e altas frequências.

Para modular diretamente a potência emitida pelo LED, o sinal RF proveniente do AFG necessita de se combinar com a corrente direta que aciona o LED. Para esse efeito, foi utilizado um *Bias-Tee* do fabricante Picosecond Pulse Labs (Model 5575A). Dentre suas características, as que se destacam são a largura de banda a -3 dB (que se estende de 10 kHz a 12 GHz), um baixo tempo de subida (30 ps), corrente direta máxima igual a 500 mA, uma resistência igual a 0.6  $\Omega$  e saturação do núcleo que limita a resposta em baixa frequência para corrente acima de 20 mA. A Figura 78, ilustra o dispositivo *Bias-Tee*.

### 7.1.4 Canal de Comunicação VLC e Lentes Colimadoras

O canal de comunicação utilizado é o espaço livre. O enlace óptico tem configuração LOS, com o emissor e o receptor distanciados de 1 m. Por ser um canal LOS a potência recebida no fotodetector do sistema de fotodeteção é aproximadamente constante, pois o quadrado da distância que separa o emissor do receptor é muito maior que a área

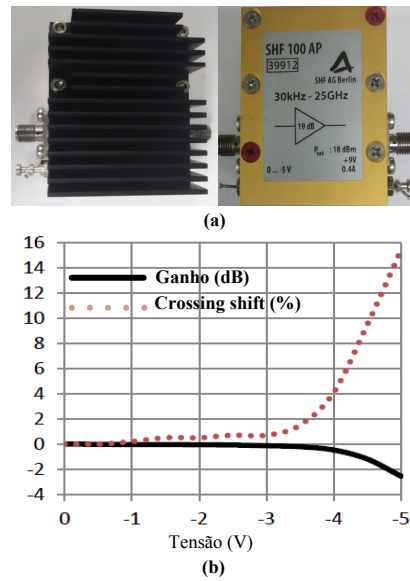


Figura 76 – Amplificador SHF 100 AP. (a) Imagem ilustrativa. (b) Curva de ganho controlado por tensão. Fonte: *Datasheet SHF 100 AP Broadband Amplifier*.

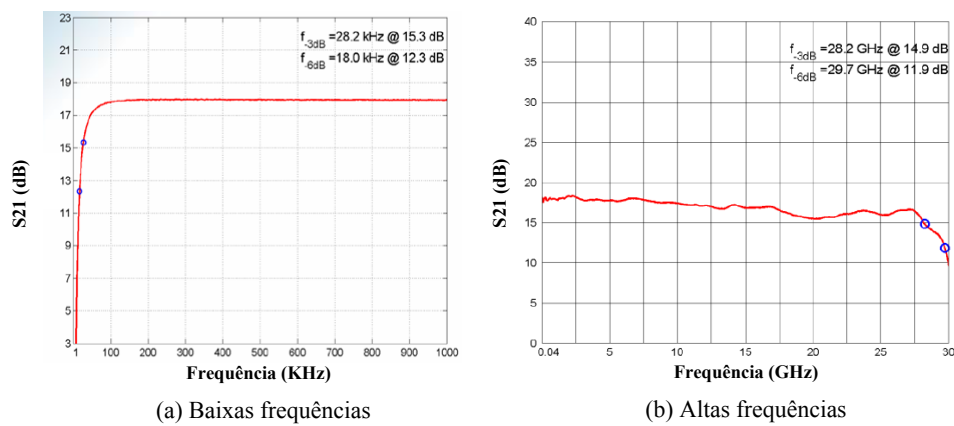


Figura 77 – Amplificador SHF 100 AP - Resposta em frequência. Fonte: *Datasheet SHF 100 AP Broadband Amplifier*.



Figura 78 – Imagem ilustrativa do *Bias-Tee*.

do fotodetector. Os sinais chegam no receptor quase que ao mesmo tempo, isto é, as componentes de multipercursos são praticamente desprezíveis. Ou seja, a resposta impulsiva do canal pode ser modelada por um impulso de Dirac atrasada e escalada, conforme descrito em [Barry et al. 1993].

Para a colimação do feixe luminoso no canal de transmissão são utilizados duas lentes biconvexas de vidro do fabricante PHYWE. Estas lentes exibem comportamento convergente, isto é, um raio que incida paralelamente ao eixo da lente, refrata-se sobre o foco e um raio que passa pelo foco, refrata-se paralelamente ao eixo.

A lente do transmissor VLC possui uma distância focal de +100 mm enquanto a lente do receptor a distância focal é de +50 mm. A Figura 79, ilustra as duas lentes biconvexas utilizadas na colimação do feixe luminoso. Na colocação das lentes são utilizados dois suportes de lentes do referido fabricante.

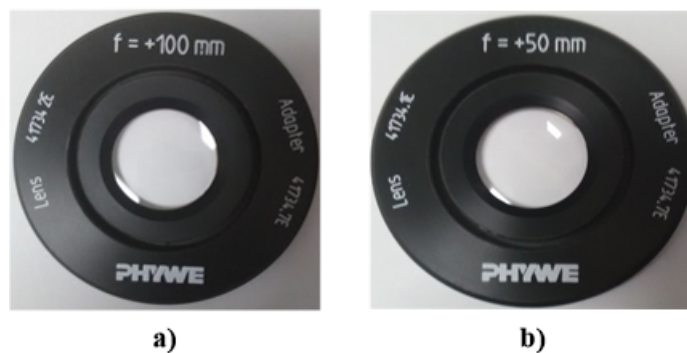


Figura 79 – Lentes utilizados na colimação do feixe luminoso. a) Emissor. b) Receptor.

### 7.1.5 Sistema de Fotodeteção

O sistema de fotodeteção utilizado na recepção dos sinais ópticos provenientes do canal VLC LOS é mostrado na Figura 80. O sistema foi projetado e desenvolvido no Labtel em colaboração com a empresa 2Solve. A placa foi fabricada na China, mas todos os componentes eletrônicos foram soldados na empresa 2Solve. Os ensaios de avaliação da placa foram feitos no LabTel.

O fotodiodo PIN (PD) é um dos principais componentes do sistema de fotodeteção, pois é responsável pela conversão do sinal do domínio óptico para o domínio elétrico. Neste sistema de fotodeteção é utilizado o fotodiodo PIN S10784 do fabricante HAMAMATSU ilustrado na Figura 81. As principais características elétricas, ópticas e físicas estão resumidas na Tabela 11.

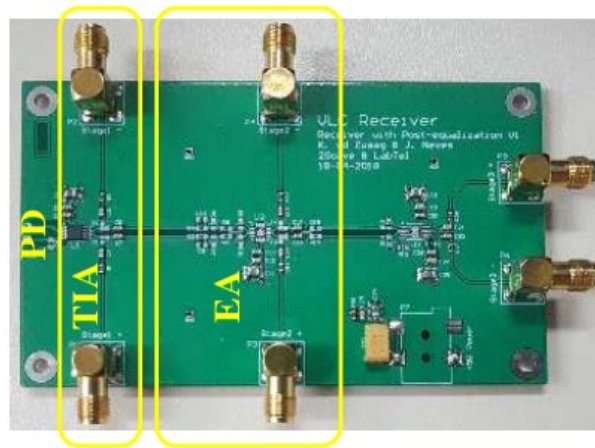


Figura 80 – Sistema de fotodeteção implementado.(PD): Fotodíodo PIN, (TIA) : Amplificador de transimpedância (EA): Amplificador elétrico.



Figura 81 – Fotodíodo PIN S10784 do fabricante HAMAMATSU.

Tabela 11 – Fotodíodo PIN S10784 - Principais características.

Parâmetros	Valor
Intervalo de $\lambda$ (nm)	340 a 1040
$\lambda$ de pico (nm)	760
$R_{\lambda}$ (W/A)	0.45 ( $\lambda = 660$ nm) e 0.51 ( $\lambda = 780$ nm)
Corrente escura (nA)	0.01
Capacitância (pF)	4.5
Largura de banda (MHz)	300 ( $\lambda = 660$ nm) e 200 ( $\lambda = 780$ nm)
Área efetiva de fotosensibilidade	$7 \text{ mm}^2$

O fotodíodo PIN corresponde ao primeiro estágio do sistema de fotodeteção. O segundo estágio é constituído por um amplificador de transimpedância TIA (*transimpedance amplifier*) que tem por função converter a fotocorrente gerada pelo fotodíodo PIN em tensão e depois amplificá-la. Foi utilizado o TIA MAX3665 que tem uma largura de banda de 470 MHz e um ganho de 8 k $\Omega$ . No terceiro estágio identificado na [Figura 80](#)

por (AE) foi utilizado um amplificador elétrico diferencial ADA4937-1YCPZ com pós-igualização cuja função é amplificar o sinal para um nível de amplitude adequado ao processamento posterior. O quarto estágio é um limitador de ganho, porém não foi utilizado nos experimentos. O sistema de fotodeteção é alimentado com uma tensão contínua de 5 V proveniente de uma fonte de tensão exterior. Informações adicionais sobre este sistema de fotodeteção podem ser consultadas no Anexo C.

## 7.2 Levantamento da Resposta em Frequência do Sistema VLC

Para o levantamento da resposta em frequência do sistema VLC utilizou-se a montagem experimental mostrada na Figura 82. Foi utilizado o método de varrimento em frequência. O varrimento em frequência é feito com senoides de frequência variável, com frequência inicial de 1 Hz, espaçamento de 500 kHz e frequência final de 50 MHz.

As senoides foram preparadas usando um algoritmo de geração implementado no MATLAB e transmitidos para o AFG, via cabo USB. Na saída do AFG, cada senoide é guiado através de um cabo coaxial até o transmissor VLC, após ter passado pelo amplificador e o *Bias-Tee*. No transmissor VLC, cada senoide é convertida em sinal óptico, e adicionado no canal VLC LOS.

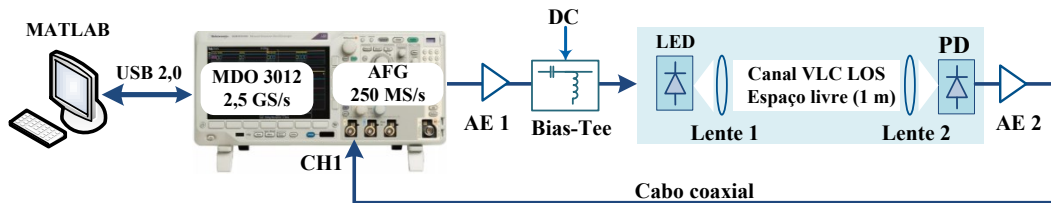


Figura 82 – Configuração experimental usada para a caracterização do sistema VLC, sem analisador de rede.

Após a propagação no canal suportado por duas lentes ópticas, o sinal óptico é recebida no fotodiodo PIN do sistema de fotodeteção (PD) e é convertida em sinal elétrico (na forma de uma senoide). Na saída do PD, a senoide é capturada no osciloscópio e em seguida é digitalizada (conversão A/D) e enviado para o MATLAB, via cabo USB. No MATLAB, a senoide é processada para a medição da amplitude da mesma no domínio da frequência.

Também utilizou-se o analisador de redes MS2038C da Anritsu para fazer o levantamento da resposta em frequência do sistema VLC. A montagem experimental com analisador de rede é mostrada na Figura 83. Após a parametrização e calibração do analisador de rede, foi capturada o parâmetro  $S_{21}$  que representa o perfil da característica de amplitude da função de transferência do sistema VLC.



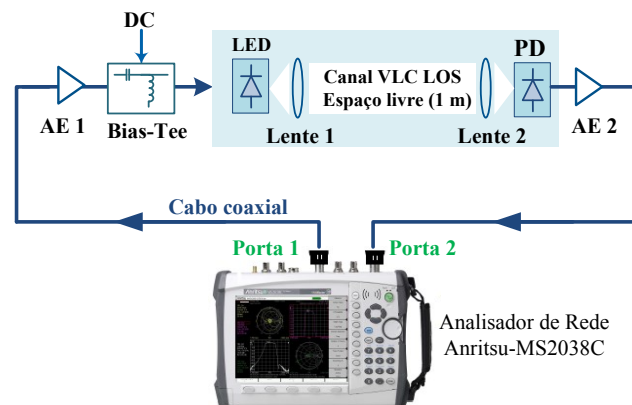


Figura 83 – Configuração experimental usada para a caracterização do sistema VLC, com analisador de rede.

A Figura 84, mostra as curvas de resposta em frequência do sistema VLC. A curva com traçado pontilhado representa a resposta em frequência do sistema VLC obtida sem utilizar o analisador de rede, isto é, utilizando a configuração mostrada na Figura 82. A curva com traçado contínuo representa a resposta em frequência obtida com o analisador de rede.

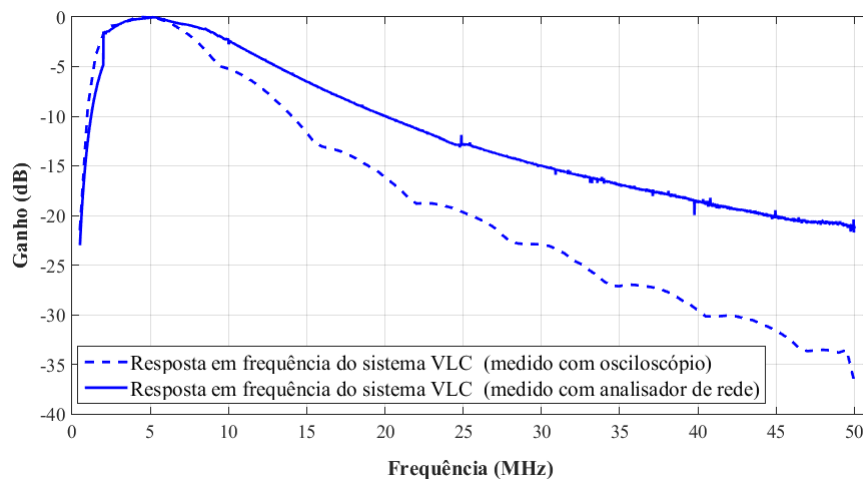


Figura 84 – Resposta em frequência do sistema VLC implementado.

Observando a Figura 84, e utilizando a curva de resposta em frequência obtida com o analisador de rede, é possível estimar uma largura de banda a  $(-3)$  dB do sistema VLC de aproximadamente 10 MHz. Porém, utilizando a curva de resposta em frequência obtida sem o analisador de rede, a largura de banda do sistema VLC é estimada em cerca de 8 MHz. Portanto, o método de medição de largura de banda com o analisador de rede foi mais eficaz. No entanto, 8 MHz é a largura de banda que melhor representa o sistema VLC implementado.

## 7.3 Procedimentos Experimentais

Nesta Seção são descritos os procedimentos experimentais adotados durante a realização dos experimentos. Os procedimentos experimentais são de extrema importância por garantir a repetibilidade dos resultados dentro de níveis de incerteza experimental considerados aceitáveis. Durante a realização dos experimentos, os desempenhos dos sistemas VLC foram avaliados e comparados, variando a porcentagem de cintilação da luz do LED do transmissor VLC. Foram utilizados porcentagens de cintilação de 5%, 10%, e 19%. Portanto, o ajuste da porcentagem de cintilação da luz do LED para valores especificados, é um procedimento preliminar que deve ser realizado antes de iniciar os experimentos.

Os passos para ajustar a cintilação da luz do LED são seguidos de seguinte forma: primeiramente é especificado o valor da porcentagem de cintilação pretendido e o valor da tensão direta a ser aplicado no LED do transmissor VLC. Em seguida, usando um algoritmo implementado em MATLAB, o sinal multiplicadora previamente gerado, sofre uma transformação de amplitude ficando as amplitudes máxima e mínima do sinal dentro da faixa de cintilação especificada.

Após a conformação de amplitude, o sinal multiplicadora é enviado para o LED, utilizando as etapas de transmissão descrito na Seção 7.1. Porém, o sinal que chega no LED pode apresentar alteração na amplitude, isto é, com uma porcentagem de cintilação diferente da especificada. Tal situação acontece por causa das perdas de amplitudes sofridas ao longo do caminho de transmissão, isto é, do AFG ao LED.

Portanto, é pertinente medir as amplitudes máxima e mínima do sinal de entrada do LED e em seguida calcular a porcentagem de cintilação para verificar se existe alguma discrepância entre a porcentagem de cintilação especificada e a porcentagem de cintilação medida. Caso sejam diferentes, deve ser feita o ajuste de amplitude do sinal no MATLAB, através do parâmetro da AFG que controla a amplitude pico a pico do sinal de saída. É importante ressaltar, também, que a variação do nível de modulação, bem como o índice de modulação de fase altera o valor da porcentagem de cintilação.

Outro procedimento preliminar que deve ser efetuado antes de iniciar as transmissões é o alinhamento do feixe luminoso. Qualquer desalinhamento entre o emissor e o receptor representa perda de desempenho. O alinhamento do feixe luminoso é conseguido ajustando as lentes de colimação. Porém, no sistema de fotodeteção deve-se ajustar a lente com cautela para não saturar o fotodiodo.

### 7.3.1 Transmissão de Sinais OFDM pelo Sistema VLC

A partir dos parâmetros OFDM listados na Tabela 8, os sinais OFDM são gerados e transmitidos usando as etapas de transmissão descrita na Seção 7.1. A Figura 85, ilustra

o sinal OFDM no domínio do tempo (banda passante) gerado pelo no MATLAB. Os respectivos espectros em banda base e banda passante são mostrados na [Figura 86](#). A [Figura 87](#) mostra o sinal OFDM medido no LED do transmissor VLC, para uma tensão de polarização direta de 2.85 V.

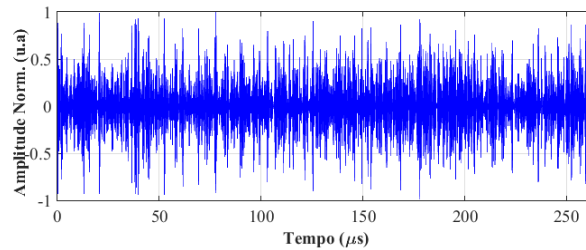


Figura 85 – Sinal OFDM no domínio do tempo gerado no MATLAB.

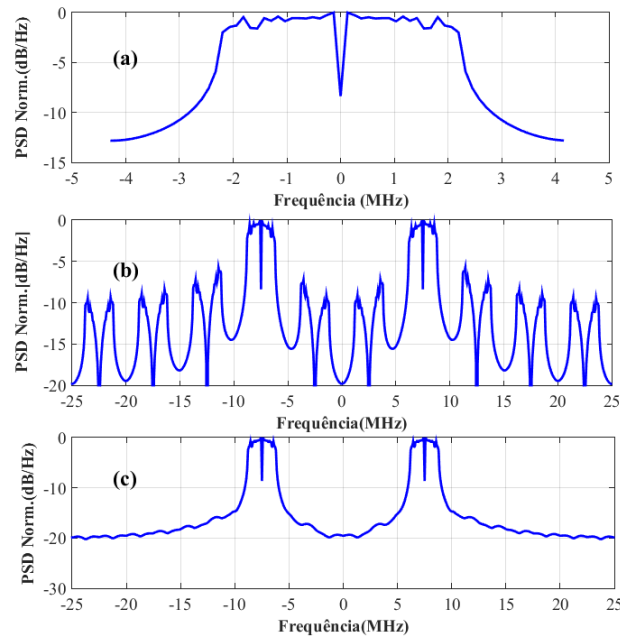


Figura 86 – Espectros dos sinais OFDM obtido no MATLAB. (a) Banda base. (b) Banda passante sem filtro. (c) Banda passante com filtro.

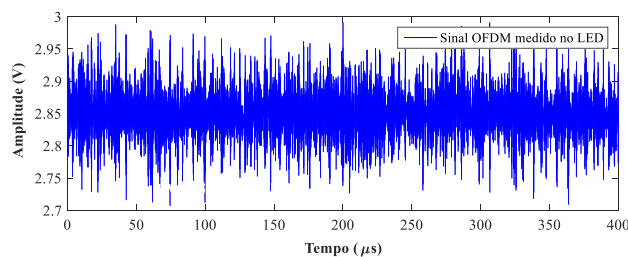


Figura 87 – Sinal OFDM medido no LED do transmissor VLC, para uma tensão de polarização direta de 2.85 V.

O sinal óptico emitida pelo LED, após a propagação pelo canal VLC LOS, suportado por duas lentes ópticas, é convertido para um sinal elétrico no fotodiodo PIN do sistema de fotodeteção. Em seguida, é convertido para um sinal discreto através do osciloscópio MDO3012 da Tektronix a uma taxa de amostragem de pelo menos duas vezes superior à máxima frequência de transmissão, buscando um número de pontos maior ou igual ao número de pontos do sinal OFDM enviado para o AFG.

Do osciloscópio, o sinal OFDM recebido é enviado para o MATLAB via cabo USB, para processamento *offline*. A captura das amostras do sinal OFDM armazenada na memória do osciloscópio envolve um processo de sincronização que serve para alinhar os sinais recebido e transmitido. Neste trabalho foi utilizado um processo de sincronização baseado em correlação, que consiste na correlação cruzada entre os sinais recebido e transmitido, a fim de localizar a posição da amostra de maior coincidência, que corresponde ao início do sinal OFDM.

Os passos para a sincronização dos sinais são seguidos de seguinte forma: primeiramente a taxa de amostragem do osciloscópio MDO3012 é configurada para metade da taxa de amostragem do sinal OFDM transmitido, justificada pela número de pontos que o osciloscópio pode ler. Depois, o sinal OFDM recebido é normalizado, superamostrado e em seguida é calculada a correlação cruzada entre os sinais OFDM recebido e transmitido empregando a função *alignsignals* do MATLAB.

A função *alignsignals* retorna os sinais alinhados e a posição ( $D$ ) da amostra de maior coincidência que corresponde ao início do sinal OFDM. Por fim, o sinal OFDM recebido é remontado iniciando na posição ( $D + 1$ ) até a posição ( $D +$  comprimento do sinal OFDM transmitido), na condição de ( $D > 0$  e  $D +$  comprimento do sinal transmitido) ser menor que comprimento do sinal OFDM recebido. Caso a condição anterior não seja satisfeita, o processo de sincronismo fica em *loop* até que seja satisfeita a condição de parada.

Em seguida, o sinal OFDM recebido e sincronizado passa por um filtro passa faixa para remover as frequências fora da faixa de interesse. Após a remoção das frequências indesejadas é feita a conversão serial paralelo e é removido o CP de cada simbolo OFDM e o receptor realiza o processo inverso relativo ao transmissor OFDM, isto é, os símbolos são processados pelo FFT, depois é removido a simetria Hermitiana e finalmente são recuperados as  $N_{sc}$  subportadoras de dados.

O demapeamento dos símbolos é realizado após a equalização no domínio da frequência por um equalizador de um atraso (*one-tap-equalizer*) composta por um sequência de treinamento de dois símbolos OFDM transmitidos. Isto é, a estimação do canal é realizada com símbolos de treinamento. Através dos símbolos de treinamento, o receptor verifica a variação do módulo e da fase e equaliza todas as subportadoras.

### 7.3.2 Transmissão de Sinais ACO-OFDM pelo Sistema VLC

Conforme foi descrito na Seção 5.3 do Capítulo 5, o sistema VLC ACO-OFDM utiliza as subportadoras ímpares para a transmissão de informação e as subportadoras pares são zeradas. Além disso, o sinal é ceifado em zero, antes de ser enviado para o transmissor VLC. Portanto, a partir dos parâmetros OFDM listados na Tabela 8, os sinais ACO-OFDM são gerados conforme mencionado anteriormente e transmitidos usando as etapas de transmissão descrita na Seção 7.1.

A Figura 88, ilustra o sinal ACO-OFDM em banda passante no domínio do tempo, gerado pelo sistema ACO-OFDM em MATLAB. Os espectros em banda base e banda passante, são mostrados na Figura 89. Após a geração do sinal ACO-OFDM, o sinal segue as mesmas etapas de transmissão, sincronização e recepção descritas na Seção anterior, com a restrição de que apenas as subportadoras ímpares serão demapeadas.

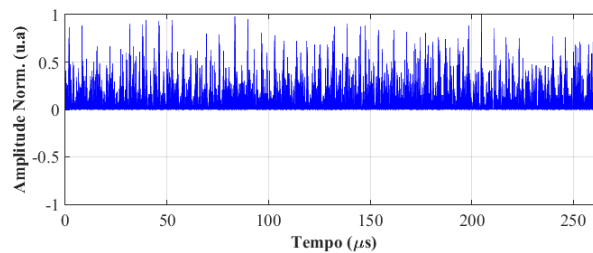


Figura 88 – Sinal ACO-OFDM gerado no MATLAB.

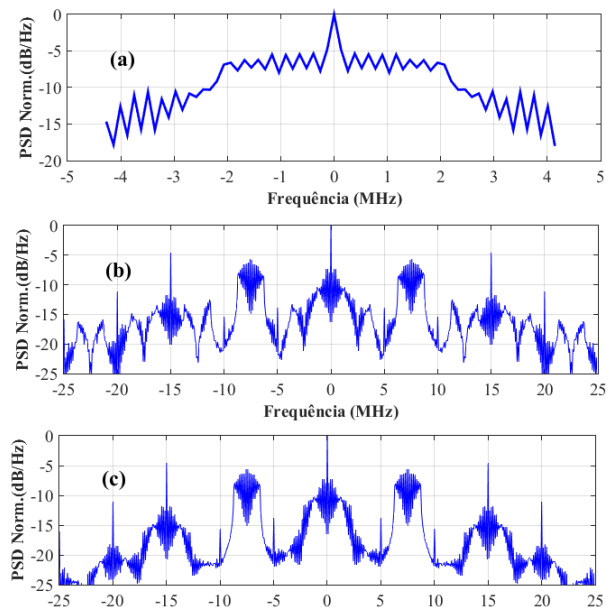


Figura 89 – Espectros dos sinais ACO-OFDM obtido no MATLAB. (a) Banda base. (b) Banda passante sem filtro. (c) Banda passante com filtro.

### 7.3.3 Transmissão de Sinais CE-OFDM pelo Sistema VLC

No sistema VLC CE-OFDM, a fase de uma portadora elétrica é modulada utilizando o sinal OFDM em banda base, resultando em um sinal multiportadora em banda passante com envoltória constante. Portanto, a partir dos parâmetros OFDM listados na Tabela 8, os sinais CE-OFDM são gerados conforme mencionado anteriormente e transmitidos usando as etapas de transmissão descrita na Seção 7.1.

A Figura 90, ilustra o sinal CE-OFDM gerado no MATLAB. Os espectros em banda base e banda passante, são mostrados na Figura 91. Após a geração do sinal CE-OFDM, o sinal segue as mesmas etapas de transmissão, sincronização e recepção descritas na Seção anterior. Porém, na recepção, o resgate do sinal CE-OFDM é realizado por um demodulador de fase, mediante a aplicação do operador arcotangente  $\arctan(\cdot)$  no argumento da versão do sinal em banda base.

A Figura 92 mostra o sinal CE-OFDM medido no LED do transmissor VLC, para uma tensão de polarização direta de 2.85 V.

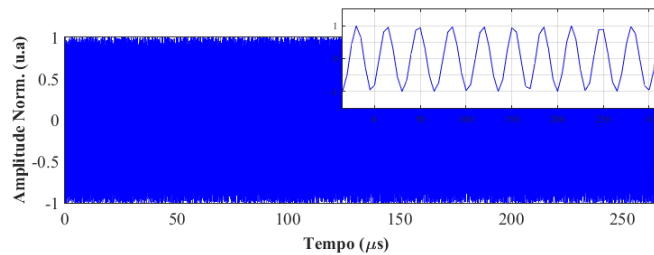


Figura 90 – Sinal CE-OFDM gerado no MATLAB.

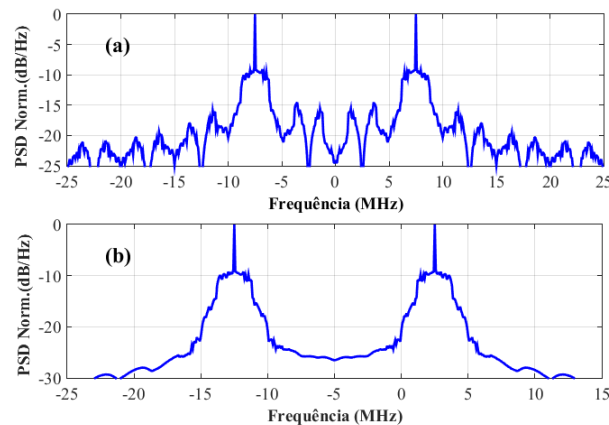


Figura 91 – Espectros dos sinais ACO-OFDM obtido no MATLAB. (a) Banda passante sem filtro. (b) Banda passante com filtro.

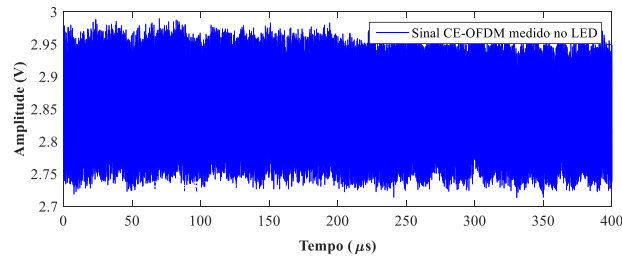


Figura 92 – Sinal CE-OFDM medido no LED do transmissor VLC, para uma tensão de polarização direta de 2.85 V.

## 7.4 Análise dos Resultados Experimentais

Nesta Seção são apresentados os resultados experimental de análise de desempenho do sistema VLC com sinais OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM. Os procedimentos para a realização dos experimentos foram descritos na Seção 7.3.

Os resultados são apresentados em forma de curvas em termos de EVM *versus* índice de modulação de fase ( $2\pi h$ ), via variação do nível de modulação, EVM *versus* tensão de polarização direta do LED, via variação do nível de modulação e variação da porcentagem de cintilação e EVM *versus* distância do enlace óptico, via variação do nível de modulação com porcentagem de cintilação de 19%.

### 7.4.1 Desempenho em função do Índice de Modulação de Fase

A Figura 93, ilustra o desempenho do sistema VLC com sinais CE-OFDM através da métrica EVM, perante a variação do índice de modulação de fase ( $2\pi h$ ), considerando-se os níveis de modulação 4, 16 e 64-QAM. As limitações do osciloscópio MDO3012, fez com que a avaliação do desempenho fosse realizada, transmitindo apenas 20 *frames* de sinais CE-OFDM. As curvas de desempenho EVM *versus*  $2\pi h$  mostradas na Figura 93, foram obtidas enviando 20 *frames* de sinais CE-OFDM em canal VLC LOS, durante 50 vezes.

Observa-se pela Figura 93 que para o nível de modulação 4-QAM, valores de  $2\pi h$  entre 2.0 e 3.2 apresentam-se os melhores desempenhos. Para o nível de modulação 16-QAM, os melhores desempenhos foram obtidos para valores de  $2\pi h$  entre 2.0 e 2.8. Os melhores desempenhos para o nível de modulação 64-QAM foram obtidos em valores de  $2\pi h$  mais baixos, no intervalo entre 1.4 e 2.4. Os diagramas de constelação dos símbolos recebidos para 4, 16 e 64-QAM mostrados na Figura 94 corroboram com esta análise.

Para os mapeamentos considerados, valores de  $2\pi h$  fora dos intervalos acima mencionados comprometem o desempenho do sistema VLC, pois são valores onde o sistema VLC é limitado pelo ruído (baixos valores de  $2\pi h$ ) ou por não-linearidades provenientes da modulação de fase simulada (altos valores de  $2\pi h$ ).

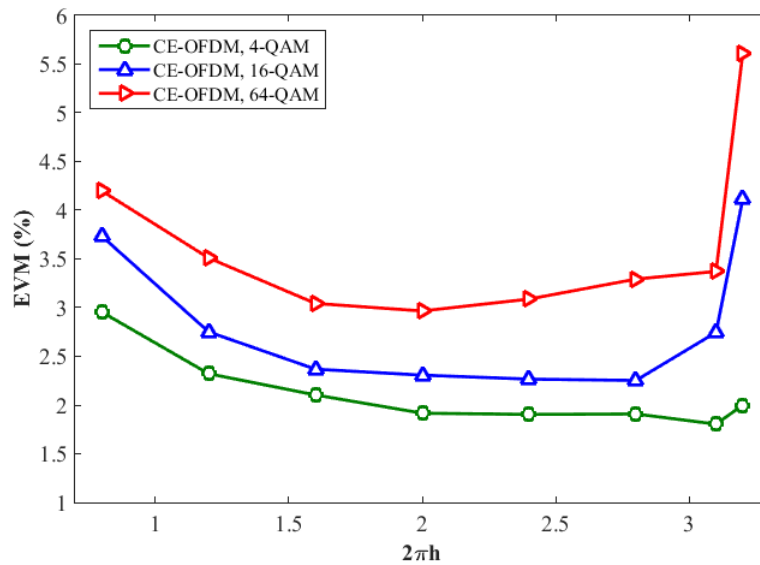


Figura 93 – Sistema VLC com transmissão de sinais CE-OFDM: Curvas EVM *versus*  $2\pi h$ , via variação do nível de modulação M-QAM ( $M = 4, 16, 64$ ) do , para uma tensão de polarização do LED de 2.85 Volts.

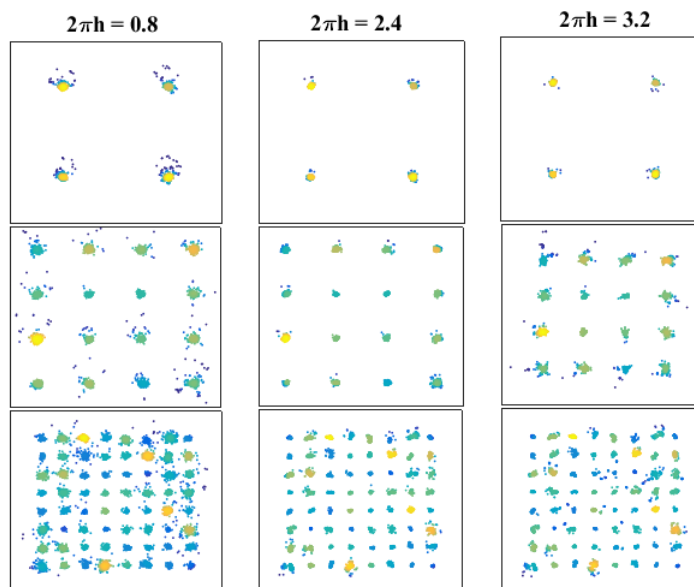


Figura 94 – Sistema VLC com transmissão de sinais CE-OFDM: Diagramas de constelação dos símbolos recebidos, para  $2\pi h = 0.8$ ,  $2\pi h = 2.4$  e  $2\pi h = 3.2$ , para os mapeamentos 4, 16 e 64-QAM.



É importante ressaltar, também, que os resultados mostrados na [Figura 93](#), foram obtidos em um enlace óptico VLC LOS com o emissor e o receptor separados a uma distância de 1 m e aplicando uma tensão de polarização direta de 2.85 V (melhor entre os escolhidos) no LED do transmissor VLC. Além disso, as transmissões dos sinais CE-OFDM foram realizadas sem ajustar a porcentagem de cintilação. O objetivo consistia em explorar o máximo possível a tolerância do sistema VLC em relação às não-linearidades introduzidas pelo dispositivo LED do transmissor VLC, por clipagem dos sinais CE-OFDM.

#### 7.4.2 Desempenho em função da Tensão de Polarização Direta do LED

Para estudar o efeito da tensão de polarização direta do LED no desempenho do sistema VLC, foram realizadas experimentos onde se analisou, variando os níveis de modulação em 4, 16 e 64-QAM e a porcentagem de cintilação em 5, 10 e 19%, o comportamento da EVM *versus* a tensão de polarização direta do LED.

A [Figura 95](#) mostra as curvas de comparação de desempenho do sistema VLC com sinais OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM em um enlace óptico LOS, com o emissor e o receptor separados a uma distância de 1 m e considerando uma porcentagem de cintilação de 5%. Observa-se pela [Figura 95](#) que valores de tensão de polarização direta do LED entre 2.85 e 3.0 V apresentam-se como as melhores escolhas, por favorecer o desempenho do sistema VLC.

Porém, a tensão de polarização direta de 3.0 V deve ser evitada por causa do sobreaquecimento do LED. Portanto, o intervalo entre 2.85 e 2.90 V correspondem aos melhores valores de tensão de polarização direta do LED, entre os escolhidos. Além disso, levando em consideração que a porcentagem de cintilação é especificada para 5%, a excursão dos sinais multiportadoras ficarão dentro dos limites que não causam o ceifamento dos sinais, devido a saturação do LED.

De forma a analisar o desempenho do sistema VLC em situação de ceifamento dos sinais multiportadoras pelo dispositivo LED (presença de não linearidades), foram realizadas transmissões de sinais multiportadoras com porcentagem de cintilação de 10% e 19%. As [Figuras 96](#) e [97](#) mostram os resultados obtidos dessas transmissões.

Constata-se pelas curvas das [Figuras 96](#) e [97](#) que o sistema VLC com sinais CE-OFDM é mais tolerante à não-linearidades (ceifamento dos sinais pelo LED) em comparação com o sistema VLC com sinais OFDM e ACO-OFDM. Conforme ilustrado na [Figura 97](#), para uma porcentagem de cintilação de 19%, o sistema VLC com sinais CE-OFDM apresentou um bom desempenho, tendo alcançado ganhos de EVM de 2% em relação ao sistema VLC com sinais OFDM, para os mapeamentos 4-QAM e 16-QAM. Os resultados mostraram também que o desempenho do sistema VLC com sinais ACO-OFDM é fortemente afetado em presença de não-linearidades elétricas.

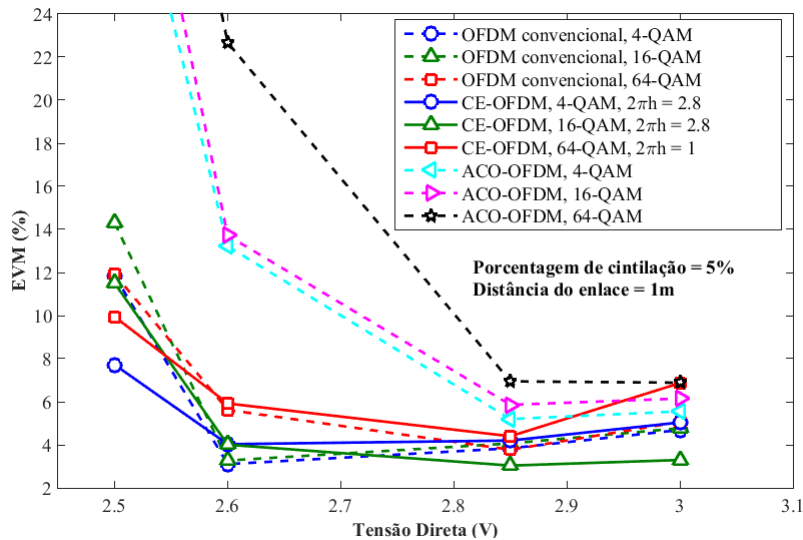


Figura 95 – Sistema VLC com transmissão de sinais OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM: Curvas EVM *versus* tensão de polarização direta do LED, via variação do nível de modulação M-QAM ( $M = 4, 16, 64$ ) para uma porcentagem de cintilação de 5%.

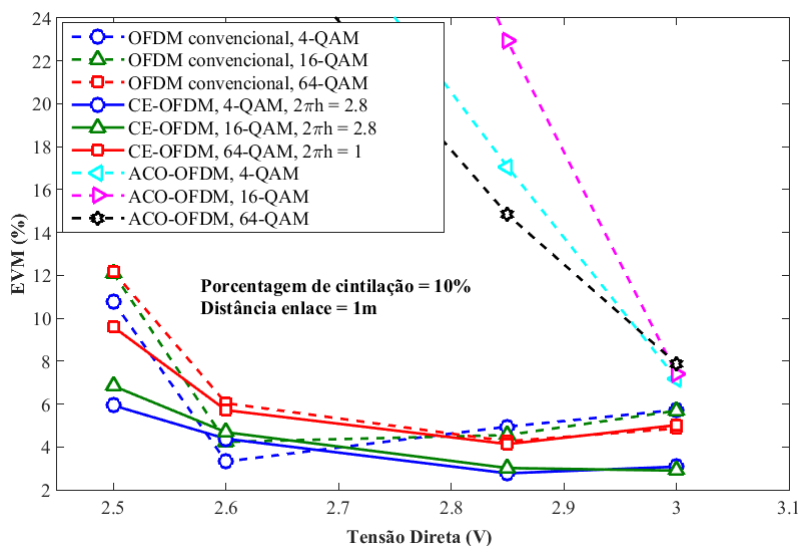


Figura 96 – Sistema VLC com transmissão de sinais OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM: Curvas EVM *versus* tensão de polarização direta do LED, via variação do nível de modulação M-QAM ( $M = 4, 16, 64$ ) para uma porcentagem de cintilação de 10%.

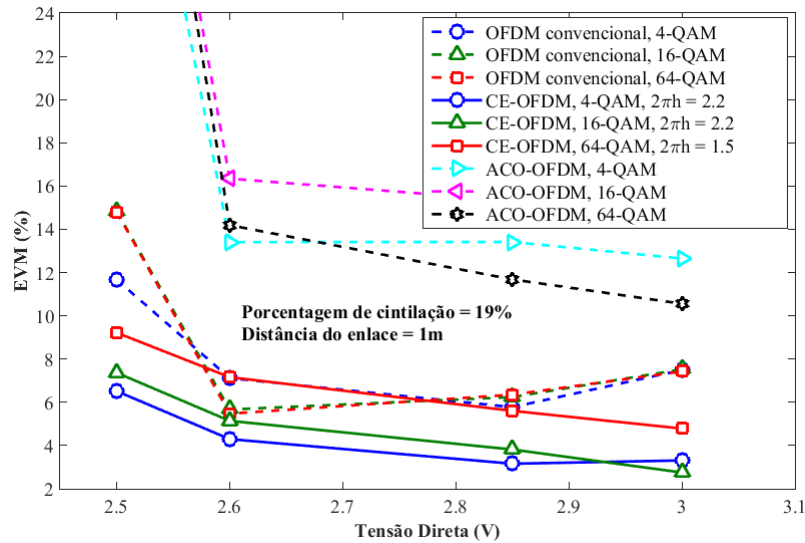


Figura 97 – Sistema VLC com transmissão de sinais OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM: Curvas EVM *versus* tensão de polarização direta do LED, via variação do nível de modulação M-QAM ( $M = 4, 16, 64$ ) para uma porcentagem de cintilação de 19%.

Em cenários com iluminação controlada (*dimming*), os resultados anteriores mostraram que a técnica CE-OFDM é promissora para a transmissão de dados. Por exemplo, mesmo numa situação de luminosidade extremamente baixa (LED polarizado com 2.6 V), a transmissão de dados foi possível conforme ilustrado nas Figuras 95, 96 e 97.

### 7.4.3 Desempenho em função da Distância do Enlace Óptico

Os resultados obtidos anteriormente mostraram que 2.85 V é uma tensão de polarização direta adequada para o LED do transmissor do sistema VLC experimental. Com isso, decidiu-se utilizar este valor de tensão de polarização direta e analisar o desempenho do sistema VLC com sinais OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM, através da variação do comprimento do enlace óptico via variação do nível de modulação, e considerando uma porcentagem de cintilação de 19%.

A Figura 98, mostra as curvas de comparação de desempenho do sistema VLC com os referidos sinais, via variação do comprimento do enlace óptico. Observa-se pela Figura 98 que quando o receptor VLC está à 50 cm de distância do transmissor VLC, o sistema VLC com sinais OFDM e ACO-OFDM são fortemente afetados pela saturação do sinal, devido ao estágio de amplificação no receptor. Assim, penalidades de EVM de até 8 dB foram alcançados, quando comparado o sistema VLC com sinais OFDM com o sistema VLC com sinais CE-OFDM. O sistema VLC com sinais ACO-OFDM, as penalidades de EVM foram superiores a 20%, quando comparado com o sistema VLC com sinais CE-OFDM.

Com o receptor VLC colocado à distância de 1.5 m do transmissor VLC, o sistema VLC com sinais CE-OFDM apresentou um ganho de 1.41% (2.78 dB) em relação ao

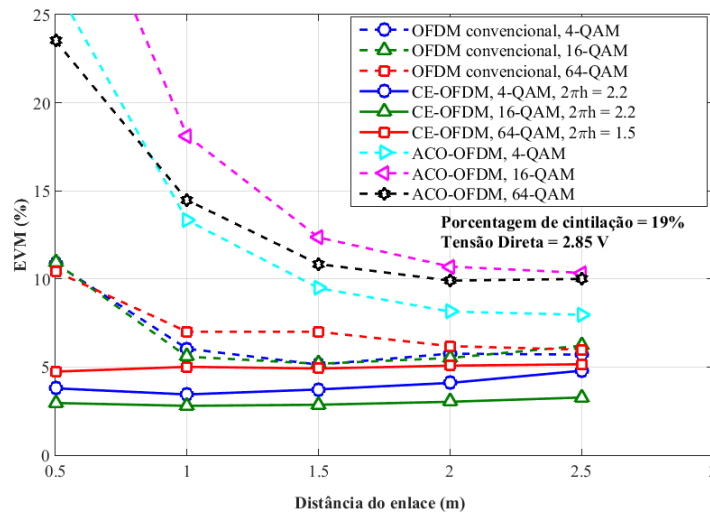


Figura 98 – Sistema VLC com transmissão de sinais OFDM, ACO-OFDM e CE-OFDM: Curvas EVM *versus* distância do enlace óptico, via variação do nível de modulação M-QAM ( $M = 4, 16, 64$ ), para uma porcentagem de cintilação de 19% e uma tensão de polarização direta do LED de 2.85 V.

sistema VLC com sinais OFDM e de 5.76% (8.1 dB) em relação ao sistema VLC com sinais ACO-OFDM, utilizando 4-QAM no mapeamento das subportadoras. Com o mapeamento 16-QAM nas subportadoras, os ganhos do sistema VLC com sinais CE-OFDM em relação ao sistema VLC com sinais OFDM e ACO-OFDM, são 2.33% (5.17 dB) e 9.5% (12.71 dB), respectivamente. Com as subportadoras mapeadas em 64-QAM, o ganho do sistema VLC com sinais CE-OFDM em relação aos restantes sinais diminui ligeiramente, alcançando 1.48% (2.29 dB) em relação ao sistema VLC com sinais OFDM e 5.93% (6.87 dB) em relação ao sistema VLC com sinais ACO-OFDM.

Aumentando a distância do receptor em relação ao transmissor VLC para 2.5 m, o ganho do sistema VLC com sinais CE-OFDM em relação aos restantes sinais continuou diminuindo. Por exemplo, observando a Figura 98 é possível constatar que, com o mapeamento 64-QAM o ganho do sistema VLC com sinais CE-OFDM em relação ao sistema VLC com sinais OFDM diminui de 1.48% na distância de 1.5 m para 0.63% na distância de 2.5 m. Em relação ao sistema VLC com sinais ACO-OFDM, a diminuição do ganho do sistema VLC com sinais CE-OFDM foi de 5.93% na distância de 1.5 m para 4.86% na distância de 2.5 m.

Em todas as distâncias consideradas e apesar das diminuições de ganhos, o sistema VLC com sinais CE-OFDM mostrou ter maior tolerância a não-linearidades elétricas provocadas pelo ceifamento dos sinais multiportadoras pelo dispositivo LED, em comparação com os restantes sinais multiportadoras. Também apresentou melhor desempenho em enlace óptico de comprimento inferior à 1 m, onde a saturação da amplitude do sinal, é a principal preocupação.

## 8 Conclusões e Trabalhos Futuros

A escassez de espectro eletromagnético tem sido um problema no desenvolvimento de novas aplicações sem fio. Para a resolução deste problema, a comunicação por luz visível tem emergido como uma tecnologia promissora e complementar à radiofrequência, devido às suas vantagens como tecnologia verde, espectro não licenciado, baixo consumo de energia, alta proteção da privacidade e resistência à interferência eletromagnética. Aliado a isso, por ser uma tecnologia que utiliza diodo emissor de luz para a transmissão de dados, garantindo também a função de iluminação, propicia a sua utilização em diversos tipos de ambientes.

O uso da modulação OFDM em sistemas de comunicação por luz visível tem sido atrativo, devido à sua capacidade em combater à interferência intersimbólica e por garantir altas taxas de dados. No entanto, sinais OFDM possuem grandes flutuações de amplitude, resultando em um alto valor de PAPR e, portanto, podem degradar a qualidade da iluminação devido a cintilação da luz. A cintilação é prejudicial à visão e causa fadiga ocular, convulsões epiléticas, dor de cabeça, mal-estar, entre outros problemas.

Esta dissertação de Mestrado apresentou uma proposta para avaliar o desempenho da técnica de transmissão OFDM que transmite sinais com envoltória constante (CE-OFDM) em um sistema de comunicação via luz visível, por meio da adequação dos requisitos da cintilação. A técnica CE-OFDM é baseada na modulação de fase de uma portadora elétrica e reduz o parâmetro PAPR para 3 dB.

Foram desenvolvidos em ambiente de programação MATLAB três sistemas VLC, nomeadamente o sistema CE-OFDM proposto e os sistemas OFDM e ACO-OFDM que serviram de comparação. Aliado a isso, foi utilizado três modelos de canais ópticos disponíveis na literatura, um baseado em uma topologia de comunicação com linha de visada (LOS) e dois utilizando comunicação sem linha de visada (NLOS). Nos canais VLC NLOS foi considerado uma transmissão SISO onde existem apenas uma fonte transmissora e um receptor para estabelecer a comunicação dos dados, e uma transmissão MISO que consiste em quatro fontes e um receptor.

Para avaliar o desempenho dos sistemas VLC em canais ópticos LOS e NLOS foram realizadas simulações numéricas. Para o canal LOS, os parâmetros OFDM utilizados nas simulações dos sistemas VLC foram projetados a partir do valor do retardo do canal SISO e utilizando uma largura de banda de 5 MHz. Para os canais NLOS, utilizou-se uma largura de banda de 100 MHz e os valores de retardos dos canais SISO e MISO.

Resultados de simulações dos sistemas VLC em canal óptico LOS mostraram que, adequando a cintilação para 5%, o sistema CE-OFDM supera os sistemas OFDM e

ACO-OFDM. Para comprovação concreta desses resultados, foram realizados experimentos que consistiram em comparar o desempenho dos sistemas VLC, adequando a cintilação para valores de 5%, 10% e 19%. Os resultados experimentais comprovaram os resultados obtidos por simulação, mostrando que o sistema CE-OFDM é adequado para comunicação por luz visível, onde os requisitos de cintilação são importantes.

Para níveis de cintilação de 10% e 19%, os resultados experimentais também mostraram a tolerância do sistema CE-OFDM em presença de não-linearidades elétricas introduzidas pelo LED. Também o efeito da tensão de polarização do LED foi analisado, mostrando que os melhores desempenhos são alcançados com o LED polarizado em 2.85 V.

Resultados de simulações dos sistemas VLC em canal óptico NLOS mostraram que, em transmissões SISO o sistema CE-OFDM tem penalidades de desempenho em comparação com os sistemas OFDM e ACO-OFDM, e que as penalidades podem ser minimizadas escolhendo um índice de modulação adequado. Contudo, na configuração MISO, que é uma configuração mais realista, o sistema CE-OFDM superou os restantes sistemas considerados.

Em suma, concluiu-se que em canais VLC LOS, quando é especificado os requisitos de cintilação, o sistema CE-OFDM baseado na modulação de fase apresenta melhor desempenho em comparação com os sistemas OFDM e ACO-OFDM. Porém, este desempenho é fortemente dependente do índice de modulação de fase, impondo assim um compromisso entre o ganho de desempenho e o alargamento espectral.

Para dar continuidade aos resultados alcançados com a presente pesquisa, sugere-se aplicar métodos de otimização de parâmetros dos esquemas de multiplexação multiportadoras para melhorar o desempenho dos sistemas VLC. Estudar outras formas de aumentar a largura de banda do sistema VLC através de aperfeiçoamentos nos transceptores VLC permitirá a sugestão da proposta para aplicação em Li-Fi.

# Referências

ADRIANO, J. S. L. *Transmissão de Sinais OFDM com Envelope Constante em Sistemas Ópticos IMDD*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Espírito Santo Centro, 2011. Citado 3 vezes nas páginas 59, 64 e 65.

ANTTALAINEN, T. *Introduction to telecommunications network engineering*. [S.l.]: Artech House, 2003. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 34.

ARMSTRONG, J. Ofdm for optical communications. *Journal of lightwave technology*, IEEE, v. 27, n. 3, p. 189–204, 2009. Citado na página 56.

ARNON, S. *Visible light communication*. [S.l.]: Cambridge University Press, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 1 e 9.

ASADZADEH, K.; DABBO, A.; HRANILOVIC, S. Receiver design for asymmetrically clipped optical ofdm. In: IEEE. *GLOBECOM Workshops (GC Wkshps), 2011 IEEE*. [S.l.], 2011. p. 777–781. Citado na página 63.

ASSOCIATION, I. S. et al. Ieee std. for local and metropolitan area networks-part 15.7: Short-rang wireless optical communication using visible light. *IEEE computer Society*, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 53 e 54.

AYUB, S. et al. A practical approach of vlc architecture for smart city. In: IEEE. *Antennas and propagation conference (LAPC), 2013 Loughborough*. [S.l.], 2013. p. 106–111. Citado na página 34.

AZHAR, A. H.; TRAN, T.; O'BRIEN, D. A gigabit/s indoor wireless transmission using mimo-ofdm visible-light communications. *IEEE photonics technology letters*, IEEE, v. 25, n. 2, p. 171–174, 2013. Citado 2 vezes nas páginas xiii e 14.

BANDARA, K.; NIROOPAN, P.; CHUNG, Y.-H. Papr reduced ofdm visible light communication using exponential nonlinear companding. In: IEEE. *Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems (COMCAS), 2013 IEEE International Conference on*. [S.l.], 2013. p. 1–5. Citado na página 55.

BARRY, J. R. et al. Simulation of multipath impulse response for indoor wireless optical channels. *IEEE journal on selected areas in communications*, IEEE, v. 11, n. 3, p. 367–379, 1993. Citado na página 94.

BI, W. W. et al. *Handbook of GaN Semiconductor Materials and Devices*. [S.l.]: CRC Press, 2017. Citado 4 vezes nas páginas 25, 29, 30 e 31.

BODINGTON, D.; BIERMAN, A.; NARENDRAN, N. A flicker perception metric. *Lighting Research & Technology*, SAGE Publications Sage UK: London, England, v. 48, n. 5, p. 624–641, 2016. Citado na página 4.

BOUCHET, O. et al. *Free-space optics: Propagation and communication*. ISTE, 2006. Citado 2 vezes nas páginas 11 e 12.

- CAI, R. et al. Flicker responses of different lamp types. *IET Generation, Transmission & Distribution*, IET, v. 3, n. 9, p. 816–824, 2009. Citado na página 4.
- CĂILEAN, A.-M.; DIMIAN, M. Current challenges for visible light communications usage in vehicle applications: A survey. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, IEEE, v. 19, n. 4, p. 2681–2703, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 1 e 4.
- CARMO, R. M. C. *Sistema de Comunicações Óticas em Espaço Livre explorando Formatos de Modulação Avançados*. 2017. <<https://fenix.tecnico.ulisboa.pt/cursos/meec/dissertacao/1972678479053999>>. [Online; acessado em 08 de Maio de 2017]. Citado 2 vezes nas páginas 34 e 44.
- CHANG, R.; GIBBY, R. A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme. *IEEE transactions on Communication Technology*, IEEE, v. 16, n. 4, p. 529–540, 1968. Citado na página 55.
- CHI, N. et al. 3.375-gb/s rgb-led based wdm visible light communication system employing pam-8 modulation with phase shifted manchester coding. *Optics express*, Optical Society of America, v. 24, n. 19, p. 21663–21673, 2016. Citado 2 vezes nas páginas xiii e 14.
- CHOW, C. et al. Adaptive scheme for maintaining the performance of the in-home white-led visible light wireless communications using ofdm. *Optics Communications*, Elsevier, v. 292, p. 49–52, 2013. Citado na página 15.
- CHUN, H.; CHIANG, C.-J.; O'BRIEN, D. C. Visible light communication using oleds: Illumination and channel modeling. In: IEEE. *Optical Wireless Communications (IWOW), 2012 International Workshop on*. [S.l.], 2012. p. 1–3. Citado na página 45.
- CIMINI, L. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing. *IEEE transactions on communications*, IEEE, v. 33, n. 7, p. 665–675, 1985. Citado na página 55.
- COSSU, G. et al. 3.4 gbit/s visible optical wireless transmission based on rgb led. *Optics express*, Optical Society of America, v. 20, n. 26, p. B501–B506, 2012. Citado 3 vezes nas páginas xiii, 14 e 32.
- DALARMELINA, C. A. et al. Evaluation of selective control information detection scheme in orthogonal frequency division multiplexing-based radio-over-fiber and visible light communication links. *Optical Engineering*, International Society for Optics and Photonics, v. 56, n. 5, p. 056108, 2017. Citado 2 vezes nas páginas xiv e 41.
- DEMIR, M. S.; SAIT, S. M.; UYSAL, M. Unified resource allocation and mobility management technique using particle swarm optimization for vlc networks. *IEEE Photonics Journal*, IEEE, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 41.
- DILAURA, D. L. et al. *The lighting handbook: Reference and application*. [S.l.]: Illuminating Engineering Society of North America New York, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 4 e 5.
- DIMITROV, S.; HAAS, H. *Principles of LED light communications: towards networked Li-Fi*. [S.l.]: Cambridge University Press, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 11 e 16.



- DISSANAYAKE, S. D.; ARMSTRONG, J. Comparison of aco-ofdm, dco-ofdm and ado-ofdm in im/dd systems. *Journal of lightwave technology*, IEEE, v. 31, n. 7, p. 1063–1072, 2013. Citado 3 vezes nas páginas 55, 62 e 63.
- DOBLADO, J. G. et al. Cubic metric reduction for dco-ofdm visible light communication systems. *Journal of Lightwave Technology*, IEEE, v. 33, n. 10, p. 1971–1978, 2015. Citado na página 55.
- DOE, U. *Energy savings forecast of solid-state lighting in general illumination applications*. 2014. Citado na página 25.
- DUTTON, H. J. *Understanding optical communications*. [S.l.]: Prentice Hall PTR New Jersey, 1998. Citado 4 vezes nas páginas 26, 27, 28 e 46.
- EFFENBERGER, F.; LIU, X. Power-efficient method for im-dd optical transmission of multiple ofdm signals. *Optics express*, Optical Society of America, v. 23, n. 10, p. 13571–13579, 2015. Citado na página 36.
- FOSCO. *Pin fotodetector characteristics for optical fiber communication*. 2016. <<https://www.fiberoptics4sale.com/blogs/archive-posts/95046662-pin-photodetector-characteristics-for-optical-fiber-communication>>. [Online; acessado em 03 de Maio de 2018]. Citado 3 vezes nas páginas 49, 50 e 51.
- FUJIMOTO, N.; MOCHIZUKI, H. 477 mbit/s visible light transmission based on oofdm modulation using a single commercially available visible led and a practical led driver with a pre-emphasis circuit. In: OPTICAL SOCIETY OF AMERICA. *National Fiber Optic Engineers Conference*. [S.l.], 2013. p. JTh2A–73. Citado na página 14.
- GANTI, D.; ZHANG, W.; KAVEHRAD, M. Vlc-based indoor positioning system with tracking capability using kalman and particle filters. In: IEEE. *Consumer Electronics (ICCE), 2014 IEEE International Conference on*. [S.l.], 2014. p. 476–477. Citado na página 19.
- GHASSEMLOOY, Z. et al. *Visible Light Communications: Theory and Applications*. [S.l.]: CRC Press, 2017. Citado 6 vezes nas páginas 46, 47, 48, 49, 51 e 52.
- GHASSEMLOOY, Z. et al. Emerging optical wireless communications—advances and challenges. *IEEE journal on selected areas in communications*, IEEE, v. 33, n. 9, p. 1738–1749, 2015. Citado na página 13.
- GHASSEMLOOY, Z.; POPOOLA, W.; RAJBHANDARI, S. *Optical wireless communications: system and channel modelling with Matlab®*. [S.l.]: CRC press, 2012. Citado 10 vezes nas páginas 9, 10, 11, 12, 14, 36, 38, 39, 40 e 41.
- GHOSHAL, S. *Why Li-Fi is Faster than Wi-Fi*. 2017. <<http://www.dealyourpassion.com/why-li-fi-is-faster-than-wi-fi/>>. [Online; acessado em 31 de Março de 2018]. Citado na página 16.
- GRUBOR, J. et al. Wireless high-speed data transmission with phosphorescent white-light leds. In: VDE. *Optical Communication-Post-Deadline Papers (published 2008), 2007 33rd European Conference and Exhibition of*. [S.l.], 2007. p. 1–2. Citado na página 14.
- HAAS, H. et al. What is lifi? *Journal of Lightwave Technology*, IEEE, v. 34, n. 6, p. 1533–1544, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 16 e 34.

- HANZO, L.; KELLER, T. Introduction to orthogonal frequency division multiplexing. *OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting*, IEEE Press and John Wiley, p. 23–72, 2003. Citado na página 67.
- HANZO, L. L. et al. *Single- and Multi-carrier Quadrature Amplitude Modulation : Principles and Applications for Personal Communications, WLANs and Broadcasting*. [S.l.]: Wiley, 2000. ISBN 0471492396. Citado na página 61.
- HU, W.-W.; LEE, D.-H. Papr reduction for visible light communication systems without side information. *IEEE Photonics Journal*, IEEE, v. 9, n. 3, p. 1–11, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 5 e 55.
- HUANG, X. et al. 1.6 gbit/s phosphorescent white led based vlc transmission using a cascaded pre-equalization circuit and a differential outputs pin receiver. *Optics express*, Optical Society of America, v. 23, n. 17, p. 22034–22042, 2015. Citado 2 vezes nas páginas xiii e 14.
- HUANG, Y.-F. et al. 17.6-gbps universal filtered multi-carrier encoding of gan blue ld for visible light communication. In: IEEE. *Lasers and Electro-Optics (CLEO), 2017 Conference on*. [S.l.], 2017. p. 1–2. Citado na página 15.
- IEEE. *170-1964 IEEE Standard Definitions of Terms for Modulation Systems*. 1964. <<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7368864>>. [Online; acessado em 15 de Maio de 2018]. Citado na página 53.
- IEEE. *Light Communications for Wireless Local Area Networking*. 2018. <<https://futurenetworks.ieee.org/tech-focus/may-2018/light-communications-for-wireless-local-area-networking>>. [Online; acessado em 01 de setembro de 2018]. Citado 3 vezes nas páginas xiii, 1 e 2.
- ISLIM, M. S. et al. Towards 10 gb/s orthogonal frequency division multiplexing-based visible light communication using a gan violet micro-led. *Photonics Research*, Optical Society of America, v. 5, n. 2, p. A35–A43, 2017. Citado 3 vezes nas páginas xiii, 14 e 15.
- ISLIM, M. S.; HAAS, H. Modulation techniques for li-fi. *ZTE communications*, v. 14, n. 2, p. 29–40, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 53 e 54.
- JANSEN, S. L. et al. Coherent optical 25.8-gb/s ofdm transmission over 4160-km ssmf. *Journal of Lightwave Technology*, IEEE, v. 26, n. 1, p. 6–15, 2008. Citado na página 57.
- KARUNATILAKA, D. et al. Led based indoor visible light communications: State of the art. *IEEE communications surveys and tutorials*, v. 17, n. 3, p. 1649–1678, 2015. Citado 5 vezes nas páginas 17, 25, 32, 35 e 46.
- KHALIGHI, M.-A. et al. Pam-and cap-based transmission schemes for visible-light communications. *IEEE Access*, IEEE, v. 5, p. 27002–27013, 2017. Citado na página 54.
- KHAN, L. U. Visible light communication: Applications, architecture, standardization and research challenges. *Digital Communications and Networks*, Elsevier, v. 3, n. 2, p. 78–88, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 1 e 17.
- KIM, B. W.; JUNG, S.-Y. Bandwidth-efficient precoding scheme with flicker mitigation for ofdm-based visible light communications. *ETRI Journal*, Wiley Online Library, v. 37, n. 4, p. 677–684, 2015. Citado na página 54.

- KOMINE, T.; NAKAGAWA, M. Integrated system of white led visible-light communication and power-line communication. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, IEEE, v. 49, n. 1, p. 71–79, 2003. Citado na página 31.
- KOMINE, T.; NAKAGAWA, M. Performance evaluation of visible-light wireless communication system using white led lightings. In: IEEE. *Computers and Communications, 2004. Proceedings. ISCC 2004. Ninth International Symposium on*. [S.l.], 2004. v. 1, p. 258–263. Citado na página 45.
- KRICHENE, D. et al. An aeronautical visible light communication system to enable in-flight connectivity. In: IEEE. *Transparent Optical Networks (ICTON), 2015 17th International Conference on*. [S.l.], 2015. p. 1–6. Citado na página 20.
- KUMAR, N. et al. Deliverable d4. 1: Vlc modulation schemes. 2011. Citado na página 53.
- KUMAR, N.; LOURENCO, N. R. Led-based visible light communication system: a brief survey and investigation. *J. Eng. Appl. Sci*, v. 5, n. 4, p. 296–307, 2010. Citado na página 31.
- LANG, Y. *Communications technology laboratory The OFDM multi carrier system*. 2012. <<http://www.ant.uni-bremen.de/sixcms/media.php/102/11263/OFDM2012.pdf>>. [Online; acessado em 27 de Maio de 2018]. Citado na página 58.
- LEE, C.-C. *The current trends of optics and photonics*. [S.l.]: Springer, 2014. v. 129. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 32.
- LEE, K.; PARK, H. Modulations for visible light communications with dimming control. *IEEE photonics technology letters*, IEEE, v. 23, n. 16, p. 1136–1138, 2011. Citado na página 53.
- LEE, K.; PARK, H.; BARRY, J. R. Indoor channel characteristics for visible light communications. *IEEE communications letters*, IEEE, v. 15, n. 2, p. 217–219, 2011. Citado 5 vezes nas páginas xiv, 36, 41, 42 e 45.
- LEHMAN, B. et al. Proposing measures of flicker in the low frequencies for lighting applications. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*. [S.l.], 2011. p. 2865–2872. Citado 2 vezes nas páginas 4 e 5.
- LEHMAN, B.; WILKINS, A. J. Designing to mitigate effects of flicker in led lighting: Reducing risks to health and safety. *IEEE Power Electronics Magazine*, IEEE, v. 1, n. 3, p. 18–26, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 4 e 5.
- LI, H. et al. A 550 mbit/s real-time visible light communication system based on phosphorescent white light led for practical high-speed low-complexity application. *Optics express*, Optical Society of America, v. 22, n. 22, p. 27203–27213, 2014. Citado 4 vezes nas páginas xiii, 14, 15 e 32.
- LI, H. et al. High bandwidth visible light communications based on a post-equalization circuit. *IEEE photonics technology letters*, IEEE, v. 26, n. 2, p. 119–122, 2014. Citado na página 14.
- LIN, B. et al. Experimental demonstration of an indoor vlc positioning system based on ofdma. *IEEE Photonics Journal*, IEEE, v. 9, n. 2, p. 1–9, 2017. Citado 3 vezes nas páginas 39, 40 e 41.

- LIU, X. et al. Gbps long-distance real-time visible light communications using a high-bandwidth gan-based micro-led. *IEEE Photonics Journal*, IEEE, v. 9, n. 6, p. 1–9, 2017. Citado 2 vezes nas páginas [xiii](#) e [14](#).
- LONG, S. et al. Channel characterization for indoor visible light communications. In: IEEE. *Optical Wireless Communications (IWOW), 2014 3rd International Workshop in*. [S.l.], 2014. p. 75–79. Citado na página [45](#).
- LORENTZ, K.; MARUES, J. G.; MONTEIRO, T. *Díodos emissores de luz e iluminação*. 2015. <<https://www.spf.pt/magazines/GFIS/119/article/991/pdf>>. [Online; acessado em 29 de Abril de 2018]. Citado 3 vezes nas páginas [25](#), [26](#) e [27](#).
- MCKINLEY, M. D. et al. Evm calculation for broadband modulated signals. In: ORLANDO. *64th ARFTG Conf. Dig.* [S.l.], 2004. p. 45–52. Citado na página [124](#).
- MINH, H. L. et al. 80 mbit/s visible light communications using pre-equalized white led. In: IEEE. *Optical Communication, 2008. ECOC 2008. 34th European Conference on*. [S.l.], 2008. p. 1–2. Citado 2 vezes nas páginas [xiii](#) e [14](#).
- MINH, H. L. et al. High-speed visible light communications using multiple-resonant equalization. *IEEE Photonics Technology Letters*, IEEE, v. 20, n. 14, p. 1243–1245, 2008. Citado na página [14](#).
- MINH, H. L. et al. 100-mb/s nrz visible light communications using a postequalized white led. *IEEE Photonics Technology Letters*, IEEE, v. 21, n. 15, p. 1063–1065, 2009. Citado 2 vezes nas páginas [xiii](#) e [14](#).
- MIRAMIRKHANI, F.; UYSAL, M. Channel modeling and characterization for visible light communications. *IEEE Photonics Journal*, IEEE, v. 7, n. 6, p. 1–16, 2015. Citado na página [45](#).
- MIRAMIRKHANI, F.; UYSAL, M. Visible light communication channel modeling for underwater environments with blocking and shadowing. *IEEE Access*, IEEE, v. 6, p. 1082–1090, 2018. Citado na página [18](#).
- NEE, R. v.; PRASAD, R. *OFDM for wireless multimedia communications*. [S.l.]: Artech House, Inc., 2000. Citado na página [67](#).
- NGUYEN, H. et al. A matlab-based simulation program for indoor visible light communication system. In: IEEE. *Communication Systems Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP), 2010 7th International Symposium on*. [S.l.], 2010. p. 537–541. Citado na página [45](#).
- O'BRIEN, D. et al. Visible light communications and other developments in optical wireless. In: *Wireless World Research Forum*. [S.l.: s.n.], 2006. Citado na página [13](#).
- OGUNKOYA, F. et al. Performance evaluation of pilot-assisted papr reduction technique in optical ofdm systems. *IEEE Photonics Technology Letters*, IEEE, v. 27, n. 10, p. 1088–1091, 2015. Citado na página [55](#).
- PAL, B. P. *Fundamentals of fibre optics in telecommunication and sensor systems*. [S.l.]: Bohem press, 1992. Citado 2 vezes nas páginas [49](#) e [51](#).

- PANG, G. et al. Led traffic light as a communications device. In: IEEE. *Intelligent Transportation Systems, 1999. Proceedings. 1999 IEEE/IEEEJ/JSIAI International Conference on*. [S.l.], 1999. p. 788–793. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 31.
- PATHAK, P. H. et al. Visible light communication, networking, and sensing: A survey, potential and challenges. *IEEE communications surveys & tutorials*, IEEE, v. 17, n. 4, p. 2047–2077, 2015. Citado 5 vezes nas páginas xiii, 9, 10, 13 e 25.
- PEDDINTI, V. K. Light emitting diodes (leds). *electrical engineering material spring*, 2008. Citado na página 28.
- PINTO, E. L.; ALBUQUERQUE, C. P. de. A técnica de transmissão ofdm. *Revista Científica*, v. 1516, p. 2338, 2002. Citado 2 vezes nas páginas 58 e 60.
- POPLAWSKI, M.; MILLER, N. Flicker in solid-state lighting: Measurement techniques, and proposed reporting and application criteria. In: *Proceedings of CIE Centenary Conference “Towards a new century of light”*. Paris, France. [S.l.: s.n.], 2013. Citado 2 vezes nas páginas 4 e 5.
- POPOOLA, W. O.; GHASSEMLOOY, Z.; STEWART, B. G. Pilot-assisted papr reduction technique for optical ofdm communication systems. *Journal of Lightwave Technology*, IEEE, v. 32, n. 7, p. 1374–1382, 2014. Citado na página 55.
- PROAKIS, J.; SALEHI, M. *Digital Communications, 5th Edition*. [S.l.]: McGraw-Hill Education, 2007. ISBN 0072957166. Citado 2 vezes nas páginas 60 e 61.
- QIU, T. et al. Miso channel estimation and tracking from received signal strength feedback. *IEEE Transactions on Signal Processing*, IEEE, 2018. Citado na página 36.
- QIU, Y.; CHEN, H.-H.; MENG, W.-X. Channel modeling for visible light communications—a survey. *Wireless Communications and Mobile Computing*, Wiley Online Library, v. 16, n. 14, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 44.
- RAJAGOPAL, S.; ROBERTS, R. D.; LIM, S.-K. Ieee 802.15. 7 visible light communication: modulation schemes and dimming support. *IEEE Communications Magazine*, IEEE, v. 50, n. 3, 2012. Citado 5 vezes nas páginas 1, 4, 34, 53 e 54.
- RETAMAL, J. R. D. et al. 4-gbit/s visible light communication link based on 16-qam ofdm transmission over remote phosphor-film converted white light by using blue laser diode. *Optics express*, Optical Society of America, v. 23, n. 26, p. 33656–33666, 2015. Citado na página 1.
- SCHUBERT, E. F. *Light-Emitting Diodes*. [S.l.]: Cambridge University Press, 2006. Citado na página 29.
- SERAFIMOVSKI, N. et al. An overview on high speed optical wireless/light communications. *IEEE. Disponível em:* < [http://iee802.org/802\\_tutorials/2017-07/11-17-0962-03-00lc-An-Overview-on-High-Speed-Optical-Wireless-Light.pdf](http://iee802.org/802_tutorials/2017-07/11-17-0962-03-00lc-An-Overview-on-High-Speed-Optical-Wireless-Light.pdf) >. Acesso em 04/09/2018, v. 18, 2017. Citado na página 4.
- SHAFIK, R. A.; RAHMAN, M. S.; ISLAM, A. R. On the extended relationships among evm, ber and snr as performance metrics. In: IEEE. *Electrical and Computer Engineering, 2006. ICECE'06. International Conference on*. [S.l.], 2006. p. 408–411. Citado 3 vezes nas páginas 124, 125 e 126.

- SHAILESH, K.; SHAILESH, T. Review of photometric flicker metrics and measurement methods for led lighting. In: IEEE. *Advanced Computing and Communication Systems (ICACCS), 2017 4th International Conference on*. [S.l.], 2017. p. 1–7. Citado na página 4.
- SHAWKY, S. et al. Improved vlc-based indoor positioning system using a regression approach with conventional rss techniques. In: IEEE. *Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC), 2017 13th International*. [S.l.], 2017. p. 904–909. Citado na página 18.
- SILVA, J. A.; CARTAXO, A. V.; SEGATTO, M. E. A papr reduction technique based on a constant envelope ofdm approach for fiber nonlinearity mitigation in optical direct-detection systems. *Journal of Optical Communications and Networking*, Optical Society of America, v. 4, n. 4, p. 296–303, 2012. Citado 3 vezes nas páginas 55, 64 e 65.
- SILVA, J. A. L.; VALENTIM, B. L.; SEGATTO, M. E. V. Avaliação de efeitos não lineares em sistemas ofdm pela figura de mérito evm. *Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBrT 2009*, 2009. Citado na página 123.
- SINGH, V. K.; DALAL, U. Abatement of papr for aco-ofdm deployed in vlc systems by frequency modulation of the baseband signal forming a constant envelope. *Optics Communications*, Elsevier, v. 393, p. 258–266, 2017. Citado na página 55.
- SINGH, V. K.; DALAL, U. A fast hartley transform based novel optical ofdm system for vlc indoor application with constant envelope papr reduction technique using frequency modulation. *Optics Communications*, Elsevier, v. 400, p. 128–135, 2017. Citado na página 54.
- SONG, J. et al. Indoor hospital communication systems: An integrated solution based on power line and visible light communication. In: IEEE. *Faible Tension Faible Consommation (FTFC), 2014 IEEE*. [S.l.], 2014. p. 1–6. Citado na página 20.
- STEPNIAK, G.; SIUZDAK, J.; ZWIERKO, P. Compensation of a vlc phosphorescent white led nonlinearity by means of volterra dfe. *IEEE Photonics Technology Letters*, IEEE, v. 25, n. 16, p. 1597–1600, 2013. Citado na página 55.
- TANAKA, Y.; HARUYAMA, S.; NAKAGAWA, M. Wireless optical transmissions with white colored led for wireless home links. In: IEEE. *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2000. PIMRC 2000. The 11th IEEE International Symposium on*. [S.l.], 2000. v. 2, p. 1325–1329. Citado na página 13.
- TAO, L. et al. Experimental demonstration of 10 gb/s multi-level carrier-less amplitude and phase modulation for short range optical communication systems. *Optics express*, Optical Society of America, v. 21, n. 5, p. 6459–6465, 2013. Citado na página 15.
- THOMPSON, S. C. et al. Constant envelope ofdm. *IEEE transactions on communications*, Citeseer, v. 56, n. 8, 2008. Citado 3 vezes nas páginas 64, 65 e 66.
- UYSAL, M. et al. *Optical wireless communications: an emerging technology*. [S.l.]: Springer, 2016. Citado 3 vezes nas páginas 9, 11 e 13.
- UYSAL, M. et al. Visible light communication for vehicular networking: performance study of a v2v system using a measured headlamp beam pattern model. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, IEEE, v. 10, n. 4, p. 45–53, 2015. Citado na página 17.

- VUČIĆ, J. et al. 803 mbit/s visible light wdm link based on dmt modulation of a single rgb led luminary. In: IEEE. *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference*. [S.l.], 2011. p. 1–3. Citado 2 vezes nas páginas [xiii](#) e [14](#).
- VUCIC, J. et al. 513 mbit/s visible light communications link based on dmt-modulation of a white led. *Journal of lightwave technology*, IEEE, v. 28, n. 24, p. 3512–3518, 2010. Citado 3 vezes nas páginas [xiii](#), [14](#) e [15](#).
- WERFLI, K. et al. Experimental demonstration of high-speed 4×4 imaging multi-cap mimo visible light communications. *Journal of Lightwave Technology*, IEEE, v. 36, n. 10, p. 1944–1951, 2018. Citado na página [15](#).
- WIKIPEDIA. *List of semiconductor materials*. 2018. <[https://en.wikipedia.org/wiki/List\\_of\\_semiconductor\\_materials](https://en.wikipedia.org/wiki/List_of_semiconductor_materials)>. [Online; acessado em 29 de Abril de 2018]. Citado na página [28](#).
- WILKINS, A.; VEITCH, J.; LEHMAN, B. Led lighting flicker and potential health concerns: Ieee standard par1789 update. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*. [S.l.], 2010. p. 171–178. Citado na página [4](#).
- WILSON, S. K.; ARMSTRONG, J. Transmitter and receiver methods for improving asymmetrically-clipped optical ofdm. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, IEEE, v. 8, n. 9, 2009. Citado na página [63](#).
- WU, F. et al. Performance comparison of ofdm signal and cap signal over high capacity rgb-led-based wdm visible light communication. *IEEE Photonics Journal*, IEEE, v. 5, n. 4, p. 7901507–7901507, 2013. Citado na página [15](#).
- WU, F.-M. et al. 3.22-gb/s wdm visible light communication of a single rgb led employing carrier-less amplitude and phase modulation. In: OPTICAL SOCIETY OF AMERICA. *Optical Fiber Communication Conference*. [S.l.], 2013. p. OTh1G–4. Citado 2 vezes nas páginas [xiii](#) e [14](#).
- YAMANOUCHI, S.; KUNIHIRO, K.; HIDA, H. Ofdm error vector magnitude distortion analysis. *IEICE transactions on electronics*, The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, v. 89, n. 12, p. 1836–1842, 2006. Citado na página [123](#).
- YEH, C. et al. Adaptive 84.44- 190 mbit/s phosphor-led wireless communication utilizing no blue filter at practical transmission distance. *Optics Express*, Optical Society of America, v. 22, n. 8, p. 9783–9788, 2014. Citado na página [15](#).
- YEH, C. et al. Simple digital fir equalizer design for improving the phosphor led modulation bandwidth in visible light communication. *Optical and Quantum Electronics*, Springer, v. 45, n. 8, p. 901–905, 2013. Citado na página [14](#).
- YEH, C.-H.; LIU, Y.-L.; CHOW, C.-W. Real-time white-light phosphor-led visible light communication (vlc) with compact size. *Optics express*, Optical Society of America, v. 21, n. 22, p. 26192–26197, 2013. Citado na página [14](#).
- YU, Z.; BAXLEY, R. J.; ZHOU, G. T. Iterative clipping for papr reduction in visible light ofdm communications. In: *Military Communications Conference*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1681–1686. Citado na página [55](#).

ZENG, L. et al. Equalisation for high-speed visible light communications using white-LEDs. In: IEEE. *Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing, 2008. CNSDSP 2008. 6th International Symposium on*. [S.l.], 2008. p. 170–173. Citado na página [89](#).

ZHANG, G. et al. A survey on ofdm-based elastic core optical networking. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, IEEE, v. 15, n. 1, p. 65–87, 2013. Citado na página [56](#).

ZHANG, H.; YUAN, Y.; XU, W. Papr reduction for dco-ofdm visible light communications via semidefinite relaxation. *IEEE Photonics Technology Letters*, IEEE, v. 26, n. 17, p. 1718–1721, 2014. Citado na página [55](#).

ZHANG, W.; KAVEHRAD, M. Comparison of vlc-based indoor positioning techniques. In: INTERNATIONAL SOCIETY FOR OPTICS AND PHOTONICS. *Broadband Access Communication Technologies VII*. [S.l.], 2013. v. 8645, p. 86450M. Citado na página [19](#).

ZISSIS, G. Light flicker from led lighting systems—an urgent problem to solve. *Technologies. Light flicker & Drivers*, p. 50–59, 2015. Citado 2 vezes nas páginas [4](#) e [5](#).

ZISSIS, G.; BERTOLDI, P. 2014 update on the status of led market. Citeseer, 2014. Citado na página [25](#).



# Anexos



# ANEXO A – A Métrica Vetor de Erro de Magnitude (EVM)

Descreve-se neste anexo os conceitos relacionados com a medição da métrica EVM. Para tanto, considere o quadrante da Figura 99, onde são apresentados o vetor de referência  $X_k$  relativo a um dos possíveis símbolos transmitidos (sinal ideal) de coordenadas  $X_I = 1$  e  $X_Q = j$ , para  $j = \sqrt{-1}$  assim como o vetor  $Y_k$  medido com coordenadas  $Y_I$  e  $Y_Q$ . O vetor da distância euclidiana  $D_k = Y_k - X_k$ , o qual representa o erro entre tais sinais. Sendo cada ponto do plano I (*In phase*) versus Q (*Quadrature*) a especificação de um dos  $2^m$  possíveis símbolos gerados pela combinação de  $m$  bits, qualquer distorção inerente da transmissão, cria uma distância escalar entre os referidos fasores cuja magnitude de erro  $E_k = |Y_k| - |X_k|$  e o erro de fase  $\phi_k = \angle(Y_k) - \angle(X_k)$  são perfeitamente mensuráveis pela métrica EVM [Silva, Valentim e Segatto 2009] [Yamanouchi, Kunihiro e Hida 2006].

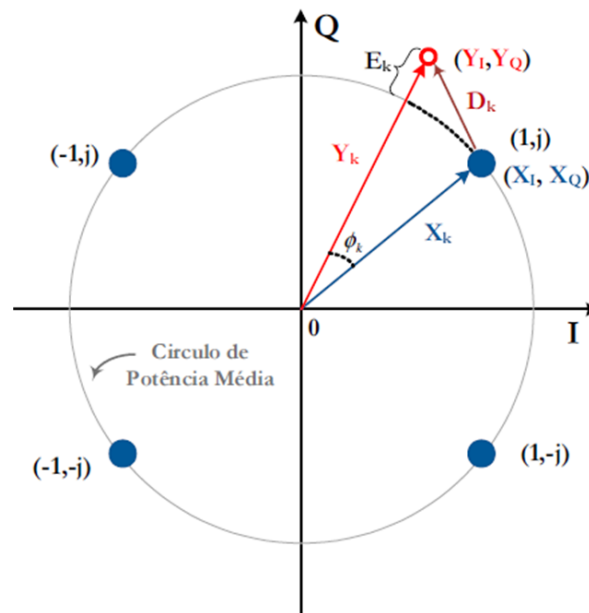


Figura 99 – Diagrama de constelação ilustrativo.

Portanto, como distância escalar - magnitude do vetor diferença - entre dois fasores, a EVM pode ser definida como o valor RMS (*root-mean-square*) da diferença entre um conjunto de símbolos medidos e um conjunto de símbolos transmitidos, matematicamente expresso pela relação,

$$EVM = \left[ \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y_k - X_k|^2}{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |X_k|^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (45)$$

onde  $N$  representa a quantidade de símbolos transmitidos/recebidos,  $X_k = X_I + jX_Q$  e  $Y_k = Y_I + jY_Q$  os símbolos complexos ideais e medidos respectivamente [Shafik, Rahman e Islam 2006], [McKinley et al. 2004]. Entretanto, é comum encontrar na literatura a definição matemática da EVM conforme

$$EVM = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |D_k|^2}{X_{max}^2}}. \quad (46)$$

Para comparar os símbolos transmitidos e recebidos é necessário normalizá-los de tal forma que o valor médio quadrático da amplitude de todos os possíveis símbolos da constelação seja unitário. Para tal, divide-se a potência de cada símbolo medido  $P_{Y_k}$  pela potência média do total destes,  $P_{Y_{med}}$ , obtendo-se  $P_{Y_{med}} = \frac{P_{Y_k}}{P_{Y_{med}}}$ , sendo

$$P_{Y_{med}} = \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} [(Y_I)^2 + (Y_Q)^2]}{N} \quad (47)$$

para  $Y_I$  e  $Y_Q$  os componentes em fase e quadratura dos níveis de tensão dos  $N$  símbolos recebidos. Da mesma maneira obtém-se  $P_{X_{med}} = \frac{P_{X_k}}{P_{X_{med}}}$ , onde

$$P_{X_{med}} = \frac{\sum_{p=1}^m \left[ \sum_{q=1}^m (2p-1-m)^2 + (2q-1-m)^2 \right]}{M} \quad (48)$$

A amplitude média quadrática normalizada dos  $M = 2^m$  possíveis símbolos da constelação de  $m$  níveis,  $1 \leq p \leq m$  e  $1 \leq q \leq m$ . Com isso, o valor RMS da EVM torna-se igual a

$$EVM = \left[ \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y_{I_n} - X_{I_n}|^2 + |Y_{Q_n} - X_{Q_n}|^2}{P_{X_{med}}} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (49)$$

onde  $Y_{I_n} = Y_I \cdot |A_2|$ ,  $X_{I_n} = X_I \cdot |A_1|$ ,  $Y_{Q_n} = Y_Q \cdot |A_2|$ ,  $X_{Q_n} = X_Q \cdot |A_1|$ , para  $A_1 = \sqrt{\frac{M}{P_{X_{med}}}}$  e  $A_2 = \sqrt{\frac{N}{P_{Y_{med}}}}$  os fatores de normalização dos símbolos únicos e dos símbolos medidos, respectivamente.

# ANEXO B – Relações Matemáticas entre SNR, EVM e BER

A medição direta da potência do sinal sobre a potência do ruído permite prever a quantidade de bits errados durante o processo de decisão do receptor [Shafik, Rahman e Islam 2006]. Existem tabuladas na literatura inúmeras relações probabilísticas que numericamente descrevem o comportamento de sinais com modulação digital em canais com ruído gaussiano aditivo. Para tanto, considere a transmissão em canais AWGN de sinais uni/multiportadoras, com modulação M-QAM de sequência de bits codificados com código de Gray e com detecção coerente. A probabilidade de erro de bits, ou taxa de erro de bits é dada por

$$BER = \frac{2 \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)}{\log_2(M)} \cdot \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{3 \cdot SNR}{2M - 2}} \right) \quad (50)$$

Onde Equação(51) é função do erro complementar,  $M$  é o índice de modulação empregada (para 16-QAM,  $M = 16$ ) e a SNR matematicamente descrita pela Equação(52),

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-y^2} dt \quad (51)$$

$$SNR = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \left[ (X_I)^2 + (X_Q)^2 \right] \quad (52)$$

para  $X_I$  e  $X_Q$  os componentes em fase e quadratura do sinal transmitido,  $n_I$  e  $n_Q$  as amplitudes em fase e quadratura do ruído gaussiano de densidade espectral de potência igual a  $\frac{N_0}{2}$  [Shafik, Rahman e Islam 2006]. Em sistemas amostrados a taxa de símbolos, a SNR pode ser definida por

$$SNR = \frac{E_s}{N_0} = \frac{\log_2(M)E_b}{N_0}, \quad (53)$$

onde  $E_s = \log_2(M)E_b$  é a energia de cada símbolo constelação e  $E_b$  é a energia de cada bit. Em um canal com ruído gaussiano branco, a relação entre a SNR e a EVM é dada por

$$EVM \approx \left[ \frac{1}{SNR} \right]^{\frac{1}{2}} \approx \left[ \frac{N_0}{E_s} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (54)$$

que em dB torna-se  $EVM \approx -20 \times \log_{10}(SNR)$  [Shafik, Rahman e Islam 2006]. Assim, sabendo que  $SNR \approx \frac{1}{(EVM^2)}$  reescreve-se Equação(50) como

$$BER = \frac{2 \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)}{\log_2(M)} \cdot \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{3}{EVM^2 \cdot (2M - 2)}} \right) \quad (55)$$

como relação matemática entre BER e a EVM medida diretamente de diagramas de constelações quadradas M-QAM.

# ANEXO C – Esquemático do Sistema de Fotodeteção

# VLC Receiver with Amplification and Post-Emphasis

