



UNIVERSIDADE
ESTADUAL DE LONDRINA

LUIS CARLOS MATHIAS

**LOCALIZAÇÃO, PRÉ-DISTORÇÃO, PRÉ-EQUALIZAÇÃO E MITIGAÇÃO
DO CROSSTALK EM SISTEMAS VLC-OFDM**

Londrina
2019

LUIS CARLOS MATHIAS

**LOCALIZAÇÃO, PRÉ-DISTORÇÃO, PRÉ-EQUALIZAÇÃO E MITIGAÇÃO
DO CROSSTALK EM SISTEMAS VLC-OFDM**

Tese de doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina para a obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Engenharia Elétrica
Orientador: Prof. Dr. Taufik Abrão

Londrina
2019

Ficha Catalográfica

Mathias, Luis Carlos

Localização, Pré-distorção, Pré-equalização e Mitigação do *Crosstalk* em Sistemas VLC-OFDM. Londrina, 2019. 135 p.

Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Londrina. Departamento de Engenharia Elétrica.

I. Comunicação por Luz Visível. II. Não linearidades em LEDs de alta potência. III. Atenuação do sinal IM/DD. IV. Pré-distorção. V. Pré-equalização. VI. Estimação da posição. VII. Sobreposição espectral. VIII. *Crosstalk* espectral.

LUIS CARLOS MATHIAS

**LOCALIZAÇÃO, PRÉ-DISTORÇÃO, PRÉ-EQUALIZAÇÃO E MITIGAÇÃO
DO CROSSTALK EM SISTEMAS VLC-OFDM**

Tese de doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina para a obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA

Orientador Prof. Dr. Taufik Abrão
Universidade Estadual de Londrina - UEL

Prof. Dr. Edson Laureto
Universidade Estadual de Londrina - UEL

Prof. Dr. Ivan Roberto Santana Casella
Universidade Federal do ABC - UFABC

Prof. Dr. José Carlos Marinello Filho
Universidade Estadual de Londrina - UEL

Prof. Dr. Paulo Rogério Scalassara
Universidade Tecnológica Federal do Paraná –
UTFPR

Londrina, 10 de maio de 2019.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente à Deus por ter fornecido os recursos materiais e imateriais. Agradeço aos meus pais que fizeram me tornar o homem que sou hoje e ao apoio incondicional de minha esposa e de meu filho. Agradeço pela paciência, grande esforço e contribuições para o trabalho por parte do meu orientador Prof. Dr. Taufik Abrão.

Agradeço o apoio de colegas e professores do Departamento de Engenharia Elétrica da UEL, em especial ao Técnico em Eletrônica Luiz Fernando Schmidt e ao Prof. Dr. Leonimer Flávio de Melo. Também a todos aqueles que puderam contribuir para o trabalho, mesmo diante de inúmeras dificuldades e renúncias. Todos estes que tem marcado profundamente a minha história.

Agradeço o Laboratório de Optoeletrônica do Departamento de Física da UEL pelo apoio nas medições das grandezas ópticas.

Também, vale lembrar que parte desse trabalho foi financiado pela Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) e pela da Universidade Estadual de Londrina (UEL).

Resumo

A multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDM) tem sido amplamente aplicada em sistemas de comunicação por luz (VLC) devido às características de eficiência espectral e de combate à interferência intersimbólica e à seletividade do canal. Neste paradigma, a primeira parte desta tese aborda de forma original a integração da funcionalidade da localização *indoor* de um receptor móvel ao sistema OFDM-VLC. Para isto, utiliza o esquema OFDM com óptica espacial, possibilitando a discriminação dos sinais ópticos capturados no receptor que foram transmitidos pelos diversos diodos emissores de luz (LEDs) a partir da infraestrutura de iluminação. Foram analisados via simulação numérica e de forma extensiva o estimador por ângulo de chegada (AoA), o estimador por intensidade do sinal recebido (RSS) e algumas de suas variações. Utilizando o resultado da estimação por AoA ponderado como ponto inicial de busca do estimador por RSS, foi possível o aumento da probabilidade de convergência, redução da raiz quadrada do erro quadrático médio (RMSE) e número de iterações. Também é avaliada a complexidade computacional dos estimadores analisados. Um melhor fator de *clipping* é obtido através da análise da precisão do localizador e da capacidade de transmissão de dados. Por fim, os resultados numéricos demonstraram eficácia, robustez e eficiência da arquitetura proposta. A segunda parte desta tese propõe uma arquitetura original com um esquema de pré-distorção digital para a correção da não linearidade do LED, acrescido de um esquema de pré-equalização para a mitigação do efeito de seletividade em frequência do conjunto transmissor LED mais fotorreceptor. Os dois esquemas apresentados utilizam de uma mesma realimentação luminosa que é realizada por um dispositivo receptor auxiliar acoplado à luminária. Deste modo, todo o processamento do sinal envolvido é realizado no transmissor não exigindo *overhead*. Mediante o desenvolvimento de um arranjo experimental automatizado, confirmou-se o efeito da não linearidade do LED em função da temperatura, corroborando a pertinência e eficácia da proposta. Por fim, ao permitir a linearização do sinal de luz transmitido e a manutenção de uma relação sinal-ruído média em nas subportadoras OFDM, a melhoria de desempenho da taxa de erro de bit (BER) é confirmada, tanto numericamente, como pelo arranjo experimental dedicado desenvolvido. A terceira parte desta tese propõe um esquema de mitigação do efeito *crosstalk* gerado pela sobreposição espectral de canais VLC obtidos por multiplexação por comprimento de onda (WDM). O *crosstalk* degrada a performance do sistema WDM devido os canais adjacentes gerarem interferência no canal de interesse. O sistema WDM constituído por uma tríade de LEDs transmissores de cores vermelho-verde-azul e seus respectivos filtros de cores no receptor VLC é modelado, sendo os seus parâmetros estimados pelo sistema proposto, permitindo a mitigação deste efeito mediante a aplicação de um equalizador por forçagem a zero. Tais parâmetros também foram estimados mediante medições do comportamento espectral de emissão dos LEDs e dos filtros ópticos utilizados. Ademais, o sistema foi simulado numericamente demonstrando efetividade mediante avaliações da BER, sob diferentes ordens de modulação M-QAM nas subportadoras OFDM.

Palavras-Chave: Estimação da localização, Não linearidade do LED, Pré-distorção, Pré-equalização, Sobreposição Espectral Luminosa, *Crosstalk* Espectral, Comunicação por luz Visível.

Abstract

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) has been widely applied in visible light communication systems (VLC) due to spectral efficiency characteristics and to combat intersymbol interference and channel selectivity. In this paradigm, the first part of this thesis deals with an original way for aggregate the functionality "indoor" location of a mobile receiver into the OFDM-VLC system. For this, it uses the OFDM scheme with spatial optics (SO-OFDM) to enable discrimination of power captured at the receiver that was transmitted by the various light emitting diodes (LEDs) of the lighting infrastructure. The estimator by angle of arrival (AoA), the estimator by intensity of the received signal (RSS) and some of its variations are numerically simulated extensively. Using the result of the estimation by WAOA as the initial point of search of the RSS estimator, it was possible to increase the probability of convergence, reduction of the square root of the quadratic error (RMSE) and the number of iterations. The computational complexity of the analyzed estimators is also evaluated. A better clipping factor is obtained by analyzing the locator accuracy and the transmission capacity for each simulated system. Finally, the numerical results demonstrated the effectiveness, robustness, and efficiency of the proposed architecture. The second part of this thesis proposes an original architecture with a digital pre-distortion scheme (DPD) for the correction of the non-linearity of the LED, plus a pre-equalization scheme (Pre-Eq) for the mitigation of the frequency selectivity effect from the VLC LED transmitter set plus photoreceiver. Both proposed schemes deploy the same luminous feedback principle, which is performed by an auxiliary receiver device that is coupled to the luminaire. Thus, all signal processing is performed at the transmitter side not requiring overhead. Through the development of an automatic experimental arrangement, the nonlinearity of the LED as a function of temperature was also confirmed, corroborating the validity of the proposed scheme. Moreover, by allowing the linearization of the transmitted light signal and the maintenance of a mean signal-to-noise ratio in the OFDM subcarriers, the overall bit error rate (BER) performance improvement has been confirmed both numerically and by the dedicated experimental arrangement. The third part of this thesis proposes a scheme to mitigate the crosstalk generated by the spectral overlap across the VLC channels obtained by wavelength division multiplexing (WDM). Crosstalk degrades the performance of the WDM system because the adjacent channels generate interference in the channel of interest. The WDM system composed by the red-green-blue color triad from the LEDs and their respective color filters at the VLC receiver was modelled, where their parameters are estimated by the proposed system, allowing the crosstalk mitigation by the application of an equalizer by zero forcing. These parameters were also estimated by measurements of the LEDs spectral emission behaviour and the deployed optical filters. Moreover, the system was numerically simulated demonstrating the effectiveness using BER evaluations considering different modulation orders in the OFDM subcarriers.

Keywords: Location estimation, LED non-linearity, Predistortion, Pre-equalization, Luminous Spectral Overlap, Spectral *Crosstalk*, Visible Light Communication.

Lista de Figuras

1.1	A faixa de luz visível no espectro das ondas eletromagnéticas. Adaptado de [2].	5
2.1	Diagrama esquemático de um sinal VLC com LOS. Adaptado de [2, 19].	17
2.2	Geometria do sinal com linha de visada e os múltiplos sinais refletidos pelas superfícies. Adaptado de [2, 20].	18
2.3	Refletância espectral de diferentes superfícies. Adaptado de [20].	19
2.4	Transmissor e receptor em um esquema de IM/DD simplificado. Adaptado de [22]. . .	21
2.5	Triângulo da constelação RGB (110;010;000) e constelações dos símbolos 4-CSK e 16-CSK. Adaptado de [2].	22
2.6	Diagrama de blocos simplificado de um OFDM óptico. Adaptado de [22].	23
3.1	Exemplos de lâmpadas comerciais de múltiplos LEDs. Autoria própria.	26
3.2	Diagrama do modelo do sistema de localização por luz. Adaptado de [5].	27
3.3	Detalhes dos ângulos envolvidos no modelo e o modelo geométrico do VAP com 4 LEDs em formato piramidal utilizado nas simulações deste trabalho. Adaptado de [5].	29
3.4	Distribuição luminosa de um VAP posicionado no centro do teto de uma sala, com diferentes ordens de distribuição lambertiana. Autoria própria.	29
3.5	Problema de Convexidade do Estimador por RSS. Adaptado de [5].	33
3.6	Geometria da localização por AoA. Adaptado de [5].	34
3.7	Contornos RSS para diversas ordens de distribuição. Todos os pontos dos contornos possuem mesmos valores de RSS. Adaptado de [5].	36
3.8	Arquitetura do transmissor VLC-OFDM implementado em cada VAP. Autoria própria.	37
3.9	Distribuição das subportadoras de localização e de dados para o transmissor VAP $k = 1$ em a) e as subportadoras capturadas no receptor VLC em b). Autoria própria.	39
3.10	Arquitetura do receptor VLC proposto com capacidade de estimação da posição do receptor. Autoria própria.	41

3.11	Convergência dos cinco métodos de localização 3-D para três posições diferentes do receptor dadas pelo marcador "+". O símbolo \times indica os pontos iniciais θ^0 dos estimadores recursivos. Autoria própria.	44
3.12	Simulação estatística dos estimadores de localização por RSS nos modos de operação LCM e LOM. Autoria própria.	45
3.13	RMSE do estimador híbrido WAoA+RSS em 100 realizações com o receptor localizado nos três planos de altura, $z \in [0, 1; 0, 8; 2]^T$ m. A primeira linha de gráficos refere-se ao modo LCM e a segunda ao modo LOM. Autoria própria.	45
3.14	$\overline{\text{RMSE}}$ em função da potência de ruído para os três planos de altura analisados na Figura 3.13. Autoria própria.	46
3.15	RMSE do localizador e capacidade de canal considerando cada um dos transmissores LED do VAP $k = 1$. Autoria própria.	47
3.16	Complexidade dos três métodos de de localização: a) AoA, WAoA; e b) RSS. Marca-dores "●"identificam as complexidades da configuração analisada anteriormente com os parâmetros da Tabela 3.2. Autoria própria.	48
4.1	Densidade espectral de potência <i>versus</i> comprimento de onda. Autoria própria.	52
4.2	Atenuação verificada a partir da medida do ganho elétrico normalizado de diferentes filtros ópticos em um canal LOS. Adaptado de [45].	52
4.3	Arranjo experimental para a correção da atenuação da resposta em altas frequências do sinal luminoso emitido pelo LED. Adaptado de [45].	53
4.4	Não linearidade entre a corrente e tensão em um LED de alta potência polarizado diretamente. Adaptado de [36].	54
4.5	Não linearidade da potência óptica emitida por um LED de alta potência. Adaptado de [36].	54
4.6	Topologias de mitigação da não linearidade do transmissor LED: a) pré-distorção está-tica, b) pré-distorção adaptativa, c) pós-distorção estática e pós-distorção adaptativa. Adaptado de [46].	55
4.7	Espectro luminoso típico emitido por um LED branco com camada de fósforo e resposta espectral luminosa de um fotodiodo p-i-n SFH213. Adaptado de [49].	56
4.8	Circuito equivalente de um fotodiodo PIN. Adaptado de [50].	57
4.9	Modos de fotodeteção de um fotodiodo PIN. Adaptado de [50].	57

4.10	Efeito da região de depleção mediante a mudança de polarização de uma junção PN. Adaptado de [51].	58
4.11	Configurações básicas dos amplificadores de transimpedância para os dois modos de fotodetecção. Adaptado de [50].	59
4.12	Fenômeno do pico de ganho de um TIA. Adaptado de [50].	59
4.13	Diagrama de Bode dos ganhos envolvidos em um TIA. Adaptado de [50].	60
4.14	Resposta em frequência do TIA projetado e utilizado neste capítulo. Autoria Própria.	61
4.15	Circuito proposto para o TIA utilizado neste capítulo. Autoria Própria.	61
4.16	Diagrama de blocos em (a) e foto em (b) do arranjo experimental para verificar a não linearidade em função da corrente e temperatura do LED. Autoria Própria.	63
4.17	Detalhes da placa de acoplamento térmico entre o dissipador de calor de alumínio, placa de efeito Peltier, LED e sensor de temperatura. Autoria Própria.	64
4.18	Verificação experimental da não linearidade entre $V_{tia} \times I_{led}$ em função da temperatura para o LED branco Multicomp de 1W. Autoria Própria.	64
4.19	Circuito básico sugerido para o CI IL300. Adaptado de [55].	65
4.20	Diagrama esquemático da geometria do sistema. Autoria Própria.	67
4.21	Arquitetura para a compensação da não linearidade e da atenuação do transmissor LED. Autoria Própria.	68
4.22	Exemplo de saída do bloco DPD e de saída do TIA em função do sinal de entrada I . Autoria Própria.	70
4.23	BER por simulação numérica para DPD fixo (F-DPD) com diferentes temperaturas no LED, para o DPD <i>feedback</i> luminoso (LFB-DPD) e sem DPD. Diferentes ordens de modulação com ganho elétrico plano. Autoria Própria.	74
4.24	Diagrama esquemático em (a) e foto em (b) do arranjo experimental para a extração de parâmetros e validação da arquitetura proposta. Autoria Própria.	76
4.25	Circuito proposto para o <i>driver</i> LED. Autoria Própria.	77
4.26	Resposta em frequência para o ganho elétrico e amplitudes de ruído após TIA ($ V_{tia} $). Autoria Própria.	77
4.27	BER para o esquema proposto com PP-Eq e Post-Eq considerando ganho elétrico não plano. Autoria Própria.	78

4.28	Gráfico de dispersão da constelação de 16-QAM em SNR = 25 dB no quadro OFDM. Pré-pós-equalização em (a) e somente pós-equalização em (b). Autoria Própria. . . .	78
4.29	Espectro do sinal transmitido (superior) e recebido (inferior) para as subportadoras ativas com a mesma potência em (a) e com a estratégia Pre-Eq em (b). Autoria Própria.	79
4.30	BER obtida pelo arranjo experimental. Autoria Própria.	80
5.1	Esquema WDM com diversidade óptica dual. Adaptado de [12].	84
5.2	Emissão espectral luminosa normalizada de LEDs de diversas cores. Adaptado de [12].	84
5.3	Sobreposição espectral em um canal WDM. Adaptado de [12].	85
5.4	Comportamento espectral luminoso dos LEDs e filtros de cor utilizados neste trabalho. As áreas sombreadas representam a sobreposição espectral devido ao LED verde em a) e devido aos LEDs azul e vermelho em b). Autoria própria.	87
5.5	Arquitetura proposta para o sistema WDM-RGB com mitigação de <i>crosstalk</i> . Autoria própria.	88
5.6	BER obtida por simulação numérica com e sem mitigação de <i>crosstalk</i> . Autoria própria.	92
5.7	Fotos do arranjo experimental com o transmissor RGB, o link RGB-WDM e o receptor RGB. Autoria própria.	93
5.8	Diagrama eletrônico de um módulo receptor. Autoria própria.	93

Lista de Tabelas

3.1	Vetores de posição e de orientação do receptor VLC e do VAP.	28
3.2	Parâmetros adotados.	42
3.3	Erros euclidianos em (a) e números de iterações em (b) para os quatro estimadores de localização, considerando três diferentes posições e uma realização.	43
4.1	Comparação entre os dois modos de fotodetecção de um fotodiodo PIN	57
4.2	Parâmetros dos ajustes polinomiais da curva $P_T \times I_{led}$	65
4.3	Parâmetros Admitidos nas Simulações.	73
5.1	Parâmetros das Simulações Numéricas.	91

Lista de Abreviaturas e Siglas

ACO-OFDM	OFDM Óptico Assimetricamente Recortado – <i>Asymmetrically Clipped Optical OFDM</i>
ADC	Conversão Analógico para Digital – <i>Analog to Digital Conversion</i>
AFE	Circuito Analógico de Condicionamento dos Sinais de Entrada e de Saída – <i>Analog-Front-End</i>
AoA	Ângulo de Chegada – <i>Angle of Arrival</i>
AOP	Amplificador Operacional – <i>Operational Amplifier</i>
AWG	Gerador de Ondas Arbitrárias (AWG – <i>Arbitrary Wave Generator</i>
AWGN	Ruído Aditivo Branco Gaussiano – <i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	Taxa de Erro de Bit – <i>Bit Error Rate</i>
BPSK	Modulação por Deslocamento de Fase Binária – <i>Binary Phase Shift Keying</i>
CM	Mitigação de <i>Crosstalk</i> – <i>Crosstalk Mitigation</i>
CLT	Teorema Central do Limite – <i>Central Limit Theorem</i>
CMYK	Ciano-Magenta-Amarelo-Preto – <i>Cyan-Magenta-Yellow-Black</i>
CP	Prefixo Cíclico – <i>Cyclic Prefix</i>
CSI	Matriz de Informação do Estado de Canal – <i>Channel State Information Matrix</i>
DAC	Conversão Digital para Analógico – <i>Digital to Analog Conversion</i>
DC	Corrente Contínua – <i>Direct Current</i>
DCO-OFDM	OFDM Óptico com Polarização DC – <i>DC-biased Optical OFDM</i>
DFT	Transformada Discreta de Fourier – <i>Discrete Fourier Transform</i>
DLP	Processamento Digital de Luz – <i>Digital Light Processing</i>
DOD	Diversidade Óptica Dupla – <i>Dual Optical Diversity</i>
DPD	Pré-distorção Digital – <i>Digital Predistortion</i>

DSO	Osciloscópio Digital de Armazenamento – <i>Digital Storage Oscilloscope</i>
DSP	Processamento Digital de Sinais – <i>Digital Signal Processing</i>
FET	Transistor de Efeito de Campo – <i>Field Effect Transistor</i>
FFT	Transformada Rápida de Fourier – <i>Fast Fourier Transform</i>
FoV	Campo de Visão – <i>Field of View</i>
FSO	Óptica de Espaço Livre – <i>Free Space Optical</i>
F-DPD	DPD Fixo – <i>Fixed DPD</i>
Gbps	Gigabits por segundo – <i>Gigabits per second</i>
GPS	Sistema de Posicionamento Global – <i>Global Positioning System</i>
HPF	Filtro Passa Altas – <i>High Pass Filter</i>
HPLED	LED de Alta Potência – <i>High Power LED</i>
IFFT	FFT Inversa – <i>Inverse FFT</i>
IM/DD	Modulação por Intensidade com Detecção Direta – <i>Intensity Modulation with Direct Detection</i>
LCD	Display de Cristal Líquido – <i>Liquid Crystal Display</i>
LCM	Modo de Localização e Comunicação – <i>Location and Communication Mode</i>
LED	Diodo Emissor de Luz – <i>Light Emitting Diode</i>
LFB-DPD	DPD por Realimentação Luminosa – <i>Luminous Feedback DPD</i>
LLF	Função de Verosimilhança Logarítmica – <i>Log-Likelihood Function</i>
LOM	Modo Somente de Localização – <i>Location Only Mode</i>
LOS	Linha de Visada – <i>Line-of-Sight</i>
LS	Mínimos Quadrados – <i>Least-Squares</i>
ML	Máxima Verosimilhança – <i>Maximum-Likelihood</i>
MIMO	Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas – <i>Multiple-input multiple-output</i>
MVUE	Estimador de Mínima Variância não Polarizado – <i>Minimum Variance Unbiased Estimator</i>

M-QAM	Modulação em Amplitude e Quadratura de Ordem M – <i>M-ary Quadrature Amplitude Modulation</i>
NLOS	Sem Linha de Visada – <i>Non Line-of-Sight</i>
NLLS	Mínimos Quadrados Não Linear – <i>Nonlinear Least Squares</i>
OFDM	Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais – <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OWC	Comunicação Óptica sem Fio – <i>Optical Wireless Communication</i>
PAPR	Razão entre a Potência de Pico e a Potência Média – <i>Peak-to-Average Power Ratio</i>
PCB	Placa de Circuito Impresso – <i>Printed Circuit Board</i>
PD	Fotodiodo/Fotodetector – <i>Photodiode/Photodetector</i>
PDF	Função Densidade de Probabilidade – <i>Probability Density Function</i>
PDP	Perfil de Atraso de Potência – <i>Power Delay Profile</i>
Pos-Eq	Pós-Equalização – <i>Post-Equalization</i>
PP-Eq	Pré-Pós-Equalização – <i>Pre-Post-equalization</i>
Pre-Eq	Pré-Equalização – <i>Pre-Equalization</i>
PSD	Densidade Espectral de Potência – <i>Power Spectral Density</i>
QPSK	Chaveamento por Mudança de Fase em Quadratura – <i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RF	Rádio Frequência – <i>Radio Frequency</i>
RGB	Vermelho-verde-azul – <i>Red-green-blue</i>
RMSE	Raiz do Erro Quadrático Médio – <i>Root-Mean-Square Error</i>
RND	Aleatório – <i>Random</i>
RPS	Sistema Físico Real – <i>Real Physical System</i>
RSS	Força do Sinal Recebido – <i>Received Signal Strength</i>
SI	Índice de cintilação – <i>Scintillation Index</i>
SNR	Razão Sinal Ruído – <i>Signal-to-Noise Ratio</i>
SO-OFDM	OFDM Óptico Espacial – <i>Spatial Optical OFDM</i>

TIA	Amplificador de Transimpedância – <i>Transimpedance Amplifier</i>
VAP	Ponto de Acesso por Luz Visível – <i>Visible Light Access Points</i>
VLC	Comunicação por Luz Visível – <i>Visible Light Communication</i>
WAoA	AoA Ponderado – <i>Weighted AoA</i>
WDM	Multiplexação por Divisão de Comprimento de Onda – <i>Wavelength-division Multiplexing</i>
Wo-CM	Sem Mitigação de <i>Crosstalk</i> – <i>Without Crosstalk Mitigation</i>
W-DPD	Sem pré-distorção – <i>Without DPD</i>

Lista de Notações

$(\cdot)^{-1}$	Operador de inversão
$(\cdot)^T$	Operador de transposição
$(\cdot)^\dagger$	Pseudo-inversa de Moore-Penrose
$\ \cdot\ _n$	Norma de ordem n
$\delta(\cdot)$	Função delta de Dirac
$\text{erf}(\cdot)$	Função erro
$\text{rect}(\cdot)$	Função retangular
$\text{diag}(\cdot)$	Operação de diagonalização
$\mathcal{L}(\cdot)$	Logaritmo da função de máxima verosimilhança
$\ker(\cdot)$	Núcleo da matriz
\mathbf{I}_K	Matriz identidade de ordem K
$\mathcal{N}\{\mu; \sigma^2\}$	Distribuição Gaussiana com média μ e variância σ^2
$\mathcal{N}\{\boldsymbol{\mu}; \mathbf{C}\}$	Distribuição Gaussiana: vetor de média $\boldsymbol{\mu}$ e matriz de covariância \mathbf{C}
$\mathcal{U}\{a; b\}$	Distribuição uniforme com limites a e b
$\mathcal{O}(\cdot)$	Ordem de complexidade de uma operação ou algoritmo
$\mathbb{E}[\cdot]$	Esperança estatística
$\mathcal{Q}(\cdot)$	Função Q de distribuição gaussiana
\mathbb{R}	Conjunto dos números reais
\mathbb{C}	Conjunto dos números complexos
\in	Pertence ao conjunto

Lista de Símbolos

Capítulo 2:

A_{pd}	Área do fotoreceptor
c	Velocidade da luz
C_{pd}	Capacitância do fotodetector por unidade de área
D	Distância linear entre o transmissor e o receptor
$\Delta\lambda$	Largura de banda do filtro óptico
$(\Delta B)_c$	Banda de coerência do canal
F_R	Fluxo luminoso radiométrico recebido
F_T	Fluxo luminoso radiométrico transmitido
φ	Ângulo axial de emissão luminosa
φ_{max}	Ângulo máximo de emissão luminosa
$\varphi_{1/2}$	Ângulo de emissão luminosa em que a intensidade do feixe cai pela metade
$g_t(\varphi)$	Distribuição espacial de intensidade luminosa da fonte
$\Gamma_n^{(k)}$	Potência luminosa refletida após a k -ésima reflexão
G_E	Ganho elétrico
G_{ol}	Ganho de tensão em malha aberta
I	Intensidade luminosa
I_0	Intensidade luminosa axial máxima
I_2 e I_3	Fatores de largura de banda de ruído
I_{dc}	Corrente de escuro do fotodiodo
K_B	Constante de Boltzmann
L_k	Perda de percurso da k -ésima reflexão
λ	Comprimento de onda
λ_{rH}	Limite de comprimento de onda de corte superior
λ_{rL}	Limite de comprimento de onda de corte inferior

$h(t)$	Perfil atraso-potência
Ω	Perda luminosa no percurso
p_{bs}	Irradiância espectral de fundo
P_R	Potência óptica recebida
P_T	Potência óptica transmitida
q	Carga elétrica elementar
R_{pd}	Responsividade do fotodiodo
$\rho_k(\lambda)$	Refletância espectral luminosa da k -ésima superfície refletora
$S_n(\lambda)$	Distribuição espectral de potência luminosa do n -ésimo LED
$S_T(\lambda)$	Distribuição espectral de potência luminosa do transmissor
σ_{bg}^2	Variância do ruído de fundo
σ_{dc}^2	Variância do ruído da corrente de escuro
σ_n^2	Variância do ruído total
σ_{rs}^2	Variância do ruído devido ao sinal luminoso
σ_{shot}^2	Variância do ruído <i>shot</i>
$\sigma_{thermal}^2$	Variância do ruído térmico
T_F	Resposta espectral luminosa do filtro
T_K	Temperatura absoluta em Kelvin
τ_{max}	Atraso máximo de espalhamento do canal
θ	Ângulo de incidência no receptor
θ_{FOV}	Ângulo de aceitação do receptor
$V(\lambda)$	Sensibilidade fotópica do olho humano
X, Y e Z	Estímulos luminosos equivalentes ao RGB
x, y e z	Coefficientes de cromaticidade do diagrama CIE 1931

Capítulo 3:

α_{VAP}	Ângulo entre o vetor normal do LED e o vetor normal do modelo geométrico do VAP proposto
β_{mk}	Fator de ponderação ¹

¹Referente ao m -ésimo LED do k -ésimo VAP.

C_f	Fator de escala de <i>clipping</i>
C_{AoA}	Complexidade computacional do estimador por AoA
C_{RSS}	Complexidade computacional do estimador por RSS
C_{WAoA}	Complexidade computacional do estimador por WAoA
C_m	Capacidade do canal do m -ésimo LED
ϕ_V	Fluxo luminoso fotométrico transmitido
φ_{mk}	Ângulo axial de emissão luminosa ¹
γ_m	Fator de <i>clipping</i> do m -ésimo grupo de subportadoras
H	Constante do banco de filtros
\mathbf{H}_m	Vetor do filtro referente ao m -ésimo LED
i	Número de iterações do estimador RSS
I_{bias}	Corrente de polarização DC do LED
I_l	Limite inferior de corrente de modulação no LED
I_{LED}	Corrente elétrica aplicada ao LED
I_{pd}	Fotocorrente gerada no fotodiodo
I_u	Limite superior de corrente de modulação no LED
\mathbf{J}	Matriz jacobiana
K	Quantidade de VAPs da infraestrutura
κ	Termo da equação da perda de potência óptica de percurso
M	Quantidade de LEDs transmissores em cada VAP
\mathbf{n}	Vetor de ruído aditivo gaussiano
n_L	Ordem da distribuição lambertiana
\mathbf{n}_{mk}	Versor de orientação do elemento transmissor ¹
\mathbf{n}_R	Versor de orientação do receptor
N	Tamanho do quadro OFDM
N_D	Tamanho do vetor de símbolos a serem transmitidos
N_{DD}	Tamanho do vetor de símbolos após mapeamento
Ω_{mk}	Perda luminosa no percurso ¹
$\mathbf{p}(\boldsymbol{\theta})$	Vetorização da matriz $\mathbf{P}(\boldsymbol{\theta})$
$\mathbf{P}(\boldsymbol{\theta})$	Matriz de informação RSS

P_{mk}	Potência óptica capturada no receptor ¹
\mathbf{r}_{mk}	Vetor de posição do elemento transmissor ¹
\mathbf{r}_R	Vetor de posição exata do receptor
$\hat{\mathbf{r}}_R$	Vetor de posição do receptor estimada por RSS
$\tilde{\mathbf{r}}_R$	Vetor de posição do receptor estimada por WAoA
\mathbf{s}	Vetor de observação do estimador por RSS
s_{mk}	Informação RSS ¹
σ_{clip}^2	Variância do ruído de <i>clipping</i>
σ_m^2	Variância do m -ésimo grupo de subportadoras OFDM
S_{LED}	Fator de conversão entre potência luminosa emitida e a corrente no LED
θ	Vetor de localização do receptor
θ_{mk}	Ângulo de incidência no receptor ¹
\mathbf{x}_m	Quadro OFDM no domínio do tempo do m -ésimo LED após <i>clipping</i>
\mathbf{v}_{mk}	Vetor de distância entre o elemento transmissor e o receptor ¹
\mathbf{x}_m	Quadro OFDM no domínio do tempo do m -ésimo LED
\mathbf{X}	Vetor de símbolos do quadro OFDM
\mathbf{X}_D	Vetor de símbolos de informação a serem transmitidos
\mathbf{X}_{DD}	Vetor de símbolos após mapeamento
\mathbf{Y}	Vetor de símbolos capturados
ξ_k	Índice do transmissor LED selecionado do k -ésimo VAP para o estimador AoA

Capítulo 4:

A, B e C	Coefficientes do ajuste pela função polinomial de segunda ordem
A_{OL}	Ganho de malha aberta do AOP
$A(s)$	Modelo de AOP com um pólo
C_{CM}	Capacitância de modo comum do AOP
C_{DIFF}	Capacitância de modo diferencial do AOP
C_F	Capacitor de realimentação do TIA

C_{IN}	Capacitância de entrada do AOP
C_J	Capacitância de junção do fotodiodo
C_{OP}	Capacitância intrínseca do AOP
\mathbf{C}_{post}	Vetor de pós-equalização por ZF
f	Frequência em Hz
f_1, f_2 e f_3	Frequências notáveis do diagrama de Bode do TIA
φ_{fb}	Ângulo axial de emissão luminosa para o fotorreceptor de <i>feedback</i>
φ_{rx}	Ângulo axial de emissão luminosa para o fotorreceptor de remoto
G_{tia}	Ganho de malha fechada do TIA
GBP	Produto ganho-banda do AOP
\mathbf{G}	Vetor de pré-equalização por ZF
γ	Fator de <i>clipping</i>
I	Fotocorrente gerada pela luz incidente no fotodiodo
I_{bias}	Corrente de polarização do LED após o processo de calibração do DPD
$I_{bias,0}$	Corrente de polarização do LED antes do processo de calibração do DPD
I_{pd}	Corrente gerada pelo fotodiodo
\mathbf{I}	Quadro OFDM no domínio do tempo após adição de prefixo cíclico e <i>clipping</i>
\mathbf{I}_{dpd}	Sinal após o bloco de pre-distorção digital a ser modulado no transmissor LED
$\dot{\mathbf{I}}_{dpd}$	Vetor da saída do bloco DPD utilizado na calibração do DPD
I_D	Corrente de escuro do fotodiodo
J	Quantidade de níveis de corrente considerados na calibração da DPD
M_{QAM}	Ordem da modulação M-QAM
\mathbf{n}_{fb}	Vetor de orientação do fotorreceptor de <i>feedback</i>
\mathbf{n}_{led}	Vetor de orientação do transmissor LED
\mathbf{n}_{rx}	Vetor de orientação do fotorreceptor remoto
N_s	Número de subportadoras OFDM suprimidas
ω_A	Frequência angular de corte do AOP
Ω_{rx}	Perda de percurso entre o transmissor LED e o receptor remoto

Ω_{fb}	Perda de percurso entre o transmissor LED e o receptor de <i>feedback</i>
$Pr_{sc}(\gamma)$	Probabilidade de ocorrência de <i>clipping</i>
\mathbf{r}_{fb}	Vetor de posição do fotorreceptor de <i>feedback</i>
\mathbf{r}_{led}	Vetor de posição do transmissor LED
\mathbf{r}_{rx}	Vetor de posição do fotorreceptor remoto
R	Coefficiente de correlação do ajuste polinomial
R_F	Resistor de realimentação do TIA
R_J	Resistência <i>shunt</i> de junção do modelo de fotodiodo
R_S	Resistência série do modelo de fotodiodo
s	Variável da transformada de Laplace
σ_x^2	Variância das amostras do quadro OFDM no domínio do tempo
T	Temperatura em graus Celsius
θ_{fb}	Ângulo de incidência no fotorreceptor de <i>feedback</i>
θ_{rx}	Ângulo de incidência no fotorreceptor de remoto
\mathbf{u}	Quadro OFDM no domínio do tempo após adição do prefixo cíclico
\mathbf{v}_{rx}	Vetor da distância entre o transmissor LED e o fotorreceptor remoto
\mathbf{v}_{fb}	Vetor da distância entre o transmissor LED e o fotorreceptor de <i>feedback</i>
V_{BIAS}	Tensão de polarização do fotodiodo
V_{tia}	Tensão de saída do TIA
\dot{V}_{tia}	Vetor de Tensão de saída do TIA utilizado no processo de calibração do DPD
\mathbf{x}	Quadro OFDM no domínio do tempo após o bloco IFFT
\mathbf{X}	Vetor \mathbf{X}_H após compensação para pré-equalização
\mathbf{X}_H	Vetor de simetria hermitiana com os símbolos M-QAM a serem modulados em OFDM
\mathbf{Y}	Quadro OFDM no domínio da frequência capturado no receptor
\mathbf{Y}_d	Vetor de símbolos capturados após mapeamento
\mathbf{Y}_D	Vetor de símbolos capturados após pós-equalização
\mathbf{Y}_{FB}	Vetor de símbolos capturados pela malha de <i>feedback</i>
Z_{IN}	Impedância de entrada do TIA

Capítulo 5:

α_m	Fator de escala da pre-equalização do m -ésimo canal WDM
$D_{m,k}$	Distância entre o transmissor LED e o PD ²
$\phi_{m,k}$	Ângulo entre o versor de orientação do LED e o vetor de incidência de luz no PD ²
G_{op}	Ganho óptico da lente concentradora
$h_{m,k}$	Elemento da matriz de informação de canal (CSI) ²
$\hat{h}_{m,k}$	Elemento estimado da matriz de informação de canal (CSI) ²
$ g_0 $	Vetor de ganhos constantes
g_m	Vetor de ganhos da pre-equalização do m -ésimo canal WDM
H	Matriz CSI
\hat{H}	Matriz CSI estimada
λ_H	Limite de comprimento de onda superior da responsividade do PD
K	Quantidade total de PDs
λ_L	Limite de comprimento de onda de inferior da responsividade do PD
M	Quantidade total de transmissores LED
n_k	Sinal de ruído adicionado no k -ésimo PD
$\Omega_{m,k}$	Perda de percurso LOS ²
r_{pd}	Máxima responsividade do PD
R_{pd}	Responsividade relativa do PD
s_m	Fator de conversão do m -ésimo LED
S_m	Distribuição luminosa normalizada emitida pelo m -ésimo LED
\mathbb{S}_m	Distribuição luminosa emitida pelo m -ésimo LED
T_k	Função de transmissão do filtro óptico
$\theta_{m,k}$	Ângulo entre o versor de orientação do PD e o vetor de incidência ²
\mathbf{x}	Vetor no domínio do tempo do sinal dos sinais transmitidos pelos LEDs
\mathbf{X}_m	Vetor no domínio da frequência dos símbolos M-QAM a serem modulados nas subportadoras OFDM
$\hat{\mathbf{X}}$	Matriz da composição dos vetores dos símbolos M-QAM estimados
$\hat{\mathbf{X}}_m$	

²Referente ao m -ésimo transmissor LED e ao k -ésimo PD.

$\hat{\mathbf{X}}_m$	Vetor \mathbf{X}_m estimado no receptor
\mathbf{y}	Vetor no domínio do tempo dos sinais capturados pelos PDs
\mathbf{Y}_k	Vetor no domínio da frequência dos símbolos M-QAM recebidos pelas subportadoras OFDM
$ \mathbf{Y}_{n_k} $	Magnitude média do ruído espectral
\mathbf{Y}	Matriz da composição dos vetores dos símbolos M-QAM capturados no receptor \mathbf{Y}_k

Sumário

1	Introdução	5
1.1	Conceitos Introdutórios e Motivação	5
1.2	Objetivos da Pesquisa	8
1.2.1	Objetivos	9
1.3	Contribuições do Trabalho	9
1.4	Metodologia	10
1.5	Organização do Texto	11
1.6	Publicações Geradas	12
2	Revisão de Literatura	13
2.1	Radiometria e Fotometria	13
2.2	Canal OWC <i>outdoor</i>	14
2.2.1	Perdas Geométricas e de Desalinhamento	14
2.2.2	Perdas Atmosféricas	15
2.2.3	Perdas por Turbulências Atmosféricas	15
2.3	Modelagem do Canal OWC <i>indoor</i>	16
2.3.1	Perda no Percurso e Potência Recebida	16
2.3.2	Múltiplos LEDs e Efeito Multipercurso	18
2.4	Ruído em Receptores Ópticos para VLC	19
2.5	Modulação para VLC	21
2.5.1	Modulação por Mudança de Cor	21
2.5.2	Modulação por OFDM	23
3	Localização 3-D com Múltiplos LEDs em Sistemas VLC-OFDM	25

3.1	Introdução ao Cenário	25
3.2	Modelo do Sistema de Localização por Luz	27
3.3	Localização pela Intensidade do Sinal Recebido	30
3.3.1	Problemas de Convexidade	33
3.4	Localização por Ângulo de Chegada	33
3.4.1	Estimação AoA Ponderada	35
3.5	SO-OFDM para a Discriminação das Intensidades Capturadas dos Múltiplos LEDs	37
3.5.1	Alocação das Suportadoras OFDM para Localização e Transmissão de Dados	38
3.5.2	SO-OFDM	39
3.5.3	Estimação da Potência das Subportadoras no Receptor VLC	40
3.6	Resultados Numéricos	42
3.6.1	Performance dos Estimadores de Localização 3-D	43
3.6.2	Efeito do Ruído de <i>Clipping</i>	45
3.6.3	Complexidade Computacional dos Localizadores	47
3.7	Principais Resultados Alcançados – Parte 1 da Tese	48
4	Pré-distorção e Pré-equalização em Sistemas VLC-OFDM	51
4.1	O LED como Transmissor para VLC	51
4.1.1	Pós-equalização para a correção da atenuação do transmissor LED	53
4.1.2	Tipos de Não linearidade do LED	53
4.1.3	Mitigação da Não Linearidade da Potência Óptica Emitida	54
4.2	Receptores para VLC	56
4.2.1	Características Elétricas do Fotodiodo p-i-n	57
4.3	Amplificador de Transimpedância	58
4.3.1	Estabilidade do TIA	58
4.3.2	Projeto do Amplificador de Transimpedância	60
4.4	Analizador de Não Linearidade de LEDs	62
4.5	Tentativa de Pré-distorção Utilizando Somente Eletrônica Analógica	65

4.6	Uma Proposta de Pré-distorção e de Pré-equalização em Sistemas VLC com OFDM	66
4.6.1	Descrição do Sistema	67
4.6.2	Procedimento de Calibração do Bloco DPD	69
4.6.3	Bloco de Estimação de Ganhos e Pre-equalização	70
4.6.4	Receptor VLC DCO-OFDM Remoto	72
4.6.5	Resultados Numéricos com Ganho Elétrico Plano	73
4.6.6	Arranjo Experimental do Sistema	75
4.6.7	Extração de Parâmetros de Simulação	75
4.6.8	Resultados Numéricos com Ganho Elétrico Não Plano	75
4.6.9	Resultados da Validação Experimental	79
4.6.10	Principais Resultados Alcançados – Parte 2 da Tese	81
5	Mitigação do <i>Crosstalk</i> Espectral em Sistemas OFDM WDM-VLC.	83
5.1	Modelo do Sistema WDM	85
5.2	Esquema para a Mitigação do <i>Crosstalk</i> Espectral	88
5.2.1	Estimação dos Ganhos de Pre-Eq e Estimação do <i>Crosstalk</i>	89
5.2.2	Bloco de Mitigação de <i>Crosstalk</i>	91
5.3	Resultados Numéricos	91
5.3.1	Construção de um Arranjo Experimental WDM-RGB	92
5.4	Principais Resultados Alcançados – Parte 3 da Tese	93
6	Conclusões	95
6.1	Possibilidades de Trabalhos Futuros	96
	Apêndice A – Artigo 1 – Publicado	99
	Apêndice B – Artigo 2 – Publicado	113
	Apêndice C – Artigo 3 – Submetido	125
	Referências	131

1 Introdução

Este capítulo apresenta os conceitos introdutórios, a motivação, os objetos e objetivos de pesquisa e a descrição da estruturação desta tese de doutorado.

1.1 Conceitos Introdutórios e Motivação

Diante da crescente demanda de transmissão de dados, o estudo do aproveitamento da luz para sistemas de comunicação não guiados tem atualmente adquirido destaque devido à disponibilidade de uma imensa, gratuita e ainda inexplorada faixa espectral. Este fato permite disponibilizar, por consequência, elevadíssimas taxas de transmissão ao usuário final [1]. A Figura 1.1 destaca a faixa de frequências e de comprimentos de onda da luz visível no espectro das ondas eletromagnéticas.

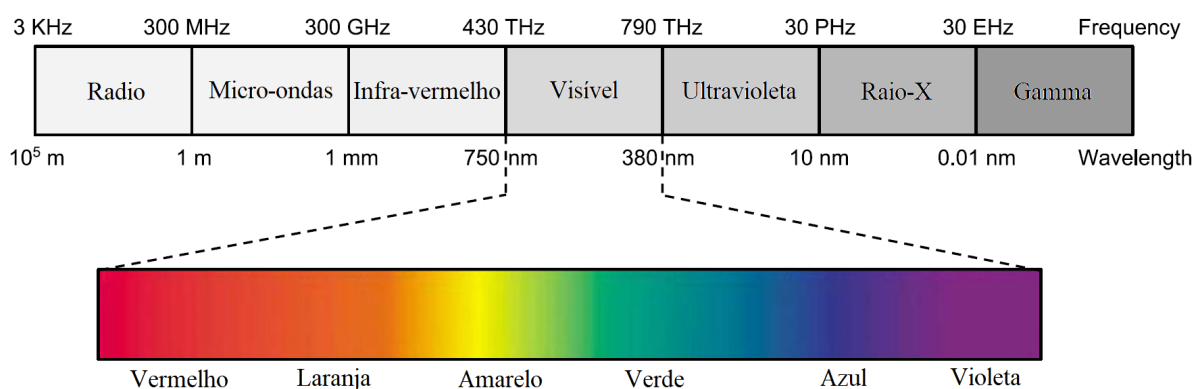


Figura 1.1: A faixa de luz visível no espectro das ondas eletromagnéticas. Adaptado de [2].

A comunicação por luz visível (VLC – *Visible Light Communication*) limita-se operar nesta faixa do espectro cujo exemplo de aplicação mais conhecido é o LiFi (*Light Fidelity*). Este sistema utiliza da própria iluminação do ambiente implementando um completo sistema de rede de comunicação sem fio [3]. Diferentemente do sistema por rádio frequência (RF – *Radio Frequency*), o VLC em ambiente *indoor* permite uma maior segurança dos dados devido ao sinal operar confinado na estrutura predial.

O VLC destaca-se também devido a sua imunidade em relação à interferência por RF e vice-versa. Ou seja, não interfere em equipamentos de missão crítica como centros cirúrgicos ou em situações de pousos e/ou decolagens de aviões. Uma vez que a área dos fotodetectores é muito grande em comparação com o comprimento de onda da luz visível, o VLC possui a vantagem de capturar em

média um sinal com desvanecimento multipercurso [2]. Tudo isto em um cenário de crescente escassez de espectro de frequências em sistemas de comunicação por RF.

O VLC tem ganhado ainda mais interesse nestes últimos anos devido à crescente substituição das lâmpadas convencionais pelas de diodo emissor de luz (LED – *Light Emitting Diode*) que são mais duráveis e de melhor eficiência energética e luminosa [4]. Neste contexto, a lâmpada LED além de iluminar, abre a possibilidade de transmitir dados se comparado com as lâmpadas incandescentes ou fluorescentes.

Dentro do assunto VLC, o tema da localização de um receptor VLC móvel tem sido bastante explorado. Neste conceito, a infraestrutura de lâmpadas LED também pode permitir a localização de um receptor móvel como um robô, um *drone* ou um usuário com um dispositivo móvel. Uma das justificativas desta abordagem se dá pelo fato do sinal do sistema de posicionamento global (GPS – *Global Positioning System*) geralmente não conseguir penetrar no ambiente *indoor* [2, 5, 6]. Outra justificativa se sustenta em considerar que a localização utilizando a luz pode ser muito mais precisa se comparado com outros métodos [2]. Também, um sistema VLC pode ser mais eficiente na transmissão de dados e energeticamente se o sistema possuir a informação da posição do usuário. Um simples exemplo seria um esquema VLC multiusuário em que o sistema ative a comunicação somente nas luminárias próximas ao usuário, tornando disponível as outras luminárias, isto é, os transmissores VLC, para os outros eventuais usuários. Esta multiplexação espacial evitaria desperdícios de energia e de largura de banda.

Neste viés, a primeira parte deste trabalho considera duas técnicas de estimação da localização de um receptor VLC. A primeira técnica, a localização por ângulo de chegada (AoA - *Angle of Arrival*) considera a informação da direção dos transmissores LED no receptor [7]. A segunda técnica, a localização pela força do sinal recebido (RSS - *Received Signal Strength*) considera a informação da intensidade do sinal capturada pelo receptor devido aos LEDs transmissores [8]. A estimação por RSS opera de forma recursiva e possui maior acurácia por ser um estimador por máxima verosimilhança. Entretanto possui problemas de convergência quando o ponto inicial de busca não é adequado [5]. Neste cenário, melhores condições de convergência são obtidas quando o estimador por RSS utiliza o resultado obtido pelo estimador por AoA como ponto inicial de busca. Isto faz com que o ponto inicial esteja mais próximo do ponto exato e, conseqüentemente, melhora a probabilidade de convergência e diminui a quantidade de iterações do estimador por RSS.

Entretanto, poucos trabalhos tratam de esquemas eficientes para discriminar estas potências luminosas no receptor. Um aspecto importante considerado nesta tese refere-se à compatibilidade de *hardware* e de *software* para integrar na mesma solução as características de transmissão de dados e de localização. Deste modo, o presente trabalho combina a estimação da localização com a técnica de multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDM – *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). A técnica de transmissão OFDM tem sido muito utilizada em sistemas de telecomunicações

devido a sua eficiência espectral e capacidade de compensar os efeitos dispersivos do canal [2]. A arquitetura apresentada neste trabalho consiste em distribuir grupos de subportadoras OFDM a serem transmitidas em cada LED de cada luminária. Além de diminuir a razão entre a potência de pico e a potência média (PAPR – *Peak-to-Average Power Ratio*) na transmissão [9], possibilita a discriminação das potências capturadas no receptor referentes a cada um dos diversos LEDs que compõem cada luminária da estrutura.

Assim, para a implementação física destes sistemas, é imperativo considerar as diferenças da onda luminosa, do canal de luz e dos circuitos transceptores para VLC quando comparado aos sistemas de comunicação por RF. A primeira diferença consiste no fato de que, com a tecnologia atual, não é possível um controle eficiente das características básicas do sinal luminoso gerado pelo LED como a fase e frequência para a modulação da informação [2]. Os sistemas de comunicação atuais por radiofrequência eficientes são limitados a operarem em algumas dezenas de GHz. Conforme a Figura 1.1, a raia inicial do espectro da luz visível é cerca de 10^4 vezes maior. O fato dos fótons, partículas luminosas¹, serem gerados de forma estocástica na junção semicondutora do LED, geram uma luz não coerente, o que agrava esta limitação técnica. Desta forma, até então, os sistemas VLC são limitados em modular o nível médio de potência luminosa transmitido e conseqüentemente, a intensidade luminosa capturada no receptor [6]. Com esta limitação, não é possível utilizar um sinal modulante de envoltória complexa, cujo conteúdo espectral encontra-se muito abaixo do espectro de frequências dos sinais portadores luminosos.

Neste escopo, o projeto do circuito eletrônico do transmissor e do receptor apresentam diversos desafios. Do lado do transmissor, a atenuação do sinal emitido pelos LEDs transmissores para frequências maiores e a não linearidade da potência óptica em relação à corrente fornecida para o LED impõem restrições e desafios ao projeto de transceptores VLC. Ademais, há a não linearidade entre a corrente e a tensão elétrica característica dos LEDs [10]. Do lado do receptor, um outro limitante, é a capacitância intrínseca da junção do fotodiodo, a qual dificulta a implementação de um amplificador de transimpedância (TIA – *Transimpedance Amplifier*) de banda larga [1, 11]. O TIA é necessário, pois a intensidade luminosa capturada é diretamente convertida em corrente elétrica pelo fotodiodo. Por conseguinte, a segunda parte deste trabalho propõe a análise e implementação de um esquema de pré-distorção digital (DPD – *Digital Predistortion*) e de pré-equalização (Pre-Eq – *Pre-Equalization*) no intuito de mitigar estes efeitos em sistemas OFDM-VLC. Mais especificamente, é proposto e avaliado um esquema de realimentação luminosa com processamento digital dos sinais (DSP – *Digital Signal Processing*) ainda no módulo transmissor, de forma que os efeitos de não linearidade sejam corrigidos pelo DPD e os efeitos de seletividade em frequência do sistema sejam minimizados pela Pre-Eq.

O uso de LEDs de diferentes cores permite a operação de sistemas VLC por meio da multiplexação por divisão de comprimento de onda (WDM – *Wavelength Division Multiplexing*). Nesta abordagem,

¹A partir de conceitos da física quântica, a luz pode ser considerada também uma onda, isto é, o fóton apresenta uma característica dual, podendo ser tratado como onda ou como partícula.

o espectro de luz é dividido em diversos canais paralelos permitindo o aumento da taxa de transmissão de dados [2]. A luminária de luz branca composta por tríades de LEDs de cores vermelha-verde-azul (RGB – *red-green-blue*) apresenta um potencial natural para a exploração desta técnica. Entretanto, um fator de degradação é a perda de ortogonalidade entre os canais WDM devido à sobreposição espectral oriunda do espalhamento da magnitude espectral emitida pelos LEDs e por imperfeições na banda de rejeição dos filtros luminosos empregados no receptor [12]. Por consequência, ocorre o efeito do *crosstalk* espectral caracterizado pela interferência gerada no canal de interesse devido aos canais adjacentes. Assim, a terceira parte deste trabalho está focada inicialmente na caracterização, por meio de medições, do comportamento da emissão espectral dos LEDs RGB e da transmitância dos filtros ópticos utilizados. Em seguida, propõe-se um novo esquema utilizando processamento digital de sinais no receptor de forma a mitigar o efeito do *crosstalk* espectral. Para isto, o sistema proposto estima os parâmetros de *crosstalk* espectral com o intuito de cancelar do sinal de interesse grande parte dos sinais WDM interferentes.

Por fim, conforme anteriormente explanado, a pesquisa nesta década relativa aos sistemas VLCs como opção de comunicação sem fio local (últimos metros) ponto-multiponto ou ponto-ponto tem demonstrado que o sistema VLC constitui uma solução promissora, principalmente devido às suas características e grande diversidade de possibilidades exploratórias.

1.2 Objetivos da Pesquisa

A partir do conteúdo apresentado na Seção 1.1, destacam-se os sete principais conceitos considerados na Tese:

- **VLC** – comunicação por luz não guiada na faixa de espectro da luz visível,
- **Transceptor VLC** – dispositivo de transmissão e de recepção de sinais para VLC,
- **Localização Indoor** – localização de um dispositivo móvel em um ambiente fechado,
- **OFDM** – esquema de transmissão de informação por meio de multiplexação por divisão de frequências ortogonais,
- **Canais MIMO** – canais com múltiplas entradas e múltiplas saídas,
- **Multiplexação** – técnicas para o aumento da taxa de transmissão,
- **WDM** – multiplexação por comprimento de onda de luz,

O enfoque desta tese é dada aos sistemas VLC em que a estrutura física do transmissor é uma luminária construída com LEDs e a estrutura do receptor é constituída por um fotodetector do tipo fotodiodo com TIA.

1.2.1 Objetivos

O objetivo geral, do presente trabalho consiste na investigação, na análise, na proposição e na avaliação de melhorias das técnicas de localização e de transmissão de dados em sistemas de comunicação sem fio que utilizam a faixa espectral da luz visível.

Como objetivos específicos, elencam-se a proposição e validação de sistemas VLC que:

- integram de forma eficiente e versátil as funcionalidades de iluminação, de localização e de transmissão de dados utilizando a mesma técnica de modulação de informação;
- incrementem o desempenho da transmissão mediante a aplicação da pré-distorção para a correção da não linearidade do transmissor de luz, da pré-equalização para a compensação dos efeitos da seletividade em frequência do ganho elétrico VLC;
- incrementem o desempenho da transmissão minimizando o efeito do *crosstalk* gerado pela sobreposição espectral do conjunto de fontes luminosas e filtros ópticos de diferentes cores em aplicações WDM.

Tais objetivos foram alcançados a partir de uma extensiva revisão de literatura relativa à temática VLC, a partir de uma sistemática de medições para a extração de parâmetros, combinado com simulações computacionais e implementações no sistema físico real mediante arranjos em bancada.

1.3 Contribuições do Trabalho

Nesta seção são sucintamente apresentadas as principais contribuições do trabalho.

A primeira parte do trabalho propõe uma arquitetura de sistema que combina a estimação da posição 3-D de um receptor VLC móvel mantendo a funcionalidade de transmissão de dados e de iluminação da luminária. Isto, utilizando a mesma técnica de modulação de dados. Nenhum trabalho havia proposto um sistema completo versátil e flexível, o qual explora as características das luminárias com múltiplos LEDs. O localizador híbrido empregando o estimador recursivo por RSS com o ponto inicial de busca determinado pelo estimador AoA foi extensivamente analisado e validado. Os parâmetros de operação foram determinados e a capacidade de comunicação do sistema foi avaliada. O ponto de operação ótimo foi determinado para o sistema tanto em taxa de comunicação como em acurácia do localizador. Por fim, as complexidades dos algoritmos de localização foram determinadas.

Na segunda parte, propõe-se e analisa-se tanto numericamente como experimentalmente um esquema de correção dos efeitos de não linearidade e da característica passa-baixas do ganho elétrico².

²O ganho elétrico integra o efeito do transmissor LED, do efeito do canal e do circuito receptor VLC.

A topologia proposta emprega uma realimentação luminosa para implementar um esquema de pré-distorção e de pré-equalização utilizando processamento digital de sinais. Para isto, um circuito receptor VLC é acoplado ao transmissor LED de modo que todo o processamento destas duas funções é realizado no transmissor. Assim, a solução possui as vantagens de diminuir o *overhead* para o treinamento e estimação, resultando no aumento da taxa efetiva de transmissão de dados e a respectiva redução da complexidade dos receptores. Esta última vantagem é interessante principalmente em aplicações de *broadcasting*, na qual, geralmente, os receptores móveis apresentam alimentação de energia limitada se comparado à luminária LED como ponto de acesso de luz visível (VAP – *Visible Access Point*). Na etapa de caracterização confirmou-se experimentalmente a variação do efeito não linear do LED transmissor em função da variação da temperatura, corroborando a efetividade da proposta de pré-distorção automatizada. Como resultado, o pré-equalizador implementado proporcionou uma SNR média equilibrada nas subportadoras OFDM capturadas no receptor VLC remoto, incrementando substancialmente o desempenho do sistema em termos de taxa de erro de bit.

Na terceira parte da tese, caracterizou-se o efeito do *crosstalk* espectral mediante medições do comportamento espectral luminoso dos LEDs e dos filtros de cores utilizados. Propôs-se um novo esquema para a mitigação da degradação do *crosstalk* em esquemas WDM. Para isto foi desenvolvida e modelada uma arquitetura MIMO VLC-RGB que permitiu a estimação dos parâmetros de *crosstalk* e a minimização dos seus efeitos na degradação da performance do sistema. Confirmou-se a efetividade da proposta mediante simulações numéricas em BER utilizando os parâmetros obtidos pelas medições no canal óptico. Um arranjo experimental foi desenvolvido como prova conceitual da solução.

1.4 Metodologia

Inicialmente, adotou-se uma abordagem descritiva com o intuito de desenvolver familiaridade com a temática VLC. Mediante a revisão básica de literatura acerca dos componentes do sistema e da caracterização do canal VLC, foi delimitado o foco de análise relativo à primeira parte deste trabalho. Deste modo, permitiu-se uma maior proximidade do objeto de estudo no processo de análise e seleção de esquemas de comunicação e de localização VLC com potencial de operação de forma integrada e eficiente. Nesta abordagem exploratória, foi selecionada a combinação da técnica VLC-OFDM com a técnica de localização recursiva híbrida. A análise, modelagem e a implementação mediante simulações numéricas, além de corroborar a proposta, permitiram levantar diversas questões que necessitariam de maior atenção.

O comportamento de emissão luminosa não linear com a corrente e da seletividade em frequência do transmissor VLC utilizando LED foram dois aspectos críticos selecionados para a temática de investigação associada à segunda parte do trabalho. Foram levantadas diversas hipóteses de melhorias do sistema com o propósito de minimizar estes efeitos na deterioração da performance do sistema VLC. Neste viés, foi proposta uma arquitetura empregando um esquema de pré-distorção digital e de

pré-equalização, cada um, para a mitigação dos efeitos de não linearidade e de seletividade, respectivamente. A estimação automatizada dos parâmetros para a operação destes esquemas através do sinal de *feedback* luminoso, obtido pelo receptor acoplado ao transmissor, caracteriza a originalidade deste trabalho. Foram realizadas diversas simulações computacionais aplicando um ou mais controles na situação experimental. Os parâmetros de simulação utilizados foram extraídos mediante medições por arranjos experimentais no sistema físico real (RPS – *Real Physical System*). Validado numericamente, a topologia engendrada foi então posta à prova a partir da implementação do sistema VLC no RPS para validação final.

Estendendo a complexidade do sistema VLC, foi analisada a implementação do esquema WDM utilizando LEDs do tipo RGB. Ao lidar com a dificuldade de se obter filtros ópticos de qualidade, deparando com a sobreposição espectral luminosa natural deste sistema e a carência de trabalhos que abordam esta temática, surgiu possibilidade exploratória da terceira parte desta tese. Neste âmbito e diante das diversas hipóteses para a correção do efeito de *crosstalk* oriundo da sobreposição espectral, foi proposta uma técnica original para a mitigação desta interferência que degrada a performance do sistema VLC-WDM. Para isto, foram realizadas medições do comportamento luminoso espectral dos componentes ópticos envolvidos que fomentaram com parâmetros para a simulação numérica do sistema e conseqüente validação da proposta.

Por fim, foram comunicados os resultados à comunidade com a elaboração deste texto de tese e de artigos científicos.

1.5 Organização do Texto

Este trabalho foi estruturado como uma composição de artigos. Além deste capítulo introdutório, esta tese está dividida em mais 6 capítulos. O Capítulo 2 faz uma revisão de literatura geral acerca do canal e dos sistemas de comunicação por luz não guiada. O Capítulo 3 apresenta o problema da localização de um receptor em ambiente *indoor*, o estimador híbrido de localização e propõe uma nova arquitetura que integra a iluminação, a localização e a comunicação utilizando a mesma tecnologia de modulação de informação. A revisão de literatura mais específica de cada tema abordado foi distribuída na parte inicial dos Capítulos 3 e 4. O Capítulo 4 apresenta as características dos principais elementos de transmissão e de recepção para VLC, os efeitos da não linearidade e de atenuação destes elementos, uma nova solução para a mitigação destes efeitos aplicando a pré-distorção e pré-equalização utilizando a realimentação luminosa ainda no dispositivo transmissor. Também neste capítulo é apresentado o projeto do amplificador de transimpedância como circuito receptor VLC, os resultados de simulações computacionais e de implementações em bancada. O Capítulo 5 apresenta uma nova proposta para a mitigação do efeito de *crosstalk* espectral que degrada os esquemas VLC-WDM. O Capítulo ?? apresenta um resumo dos principais resultados do trabalho, enquanto o Capítulo 6 encerra com as conclusões finais. Por fim, nos apêndices estão os trabalhos de disseminação científica gerados.

1.6 Publicações Geradas

A seguir, elenca-se a produção científica gerada diretamente relacionada ao desenvolvimento deste trabalho de Doutorado.

1. L. C. Mathias, L. F. de Melo, T. Abrão. 3-D Localization with Multiple LEDs Lamps in OFDM-VLC system. *IEEE Access*, v. 7, pages. 6249-6261, 2018. DOI:10.1109/ACCESS.2018.2889647.
2. L. C. Mathias, J. C. Marinello, T. Abrão. Predistortion and Pre-equalization for Non-Linearities and Low-pass Effect Mitigation in OFDM-VLC Systems. *APPLIED OPTICS*, v. 58, p. 5328, 2019³.
3. L. C. Mathias, T. Abrão. Spectral Crosstalk Mitigation in OFDM VLC-WDM Systems. Submetido para a revista *Photonics Technology Letters*.

³Versão preliminar publicada no arxiv. <https://arxiv.org/abs/1904.10987>

2 Revisão de Literatura

Os sistemas de comunicação por luz sem fio (OWC – *Optical Wireless Communication*) são largamente referidos como óptica de espaço livre (FSO – *Free Space Optical*) e comunicação por luz visível (VLC – *Visible Light Communication*). Os sistemas FSO são utilizados para a transmissão de taxas elevadas de dados entre dois pontos fixos em distâncias de até vários quilômetros com uso de fonte luminosas coerentes [1] enquanto o VLC explora a faixa espectral da luz visível a partir de fontes luminosas baseadas em *array* de LEDs.

Assim como todo sistema de comunicação, para a implementação de um sistema OWC eficiente, torna-se imperativa uma adequada modelagem do canal. Na literatura, esta análise é dividida entre o canal OWC *outdoor* e o *indoor*, sendo geralmente empregados os sistemas FSO e VLC, respectivamente. Desta forma, este capítulo se divide em uma revisão de literatura acerca da fotometria e radiometria, da modelagem do canal OWC *outdoor*, do canal *indoor* e do ruído no receptor OWC. Ao final deste capítulo, as principais técnicas de modulação mais comumente empregadas nas soluções VLC são examinadas. Ademais, a revisão de literatura, bem como aspectos mais específicos do estado da arte acerca de cada tema investigado são abordados nos Capítulos 3, 4 e 5.

2.1 Radiometria e Fotometria

A radiometria está relacionada com a medição da energia radiante em toda a faixa do espectro eletromagnético. Já a fotometria se restringe à medição de energia dentro do espectro da luz visível pelo olho humano. Como consequência, as unidades de medição são diferentes. Enquanto na radiometria, a potência radiante, a intensidade radiante e a irradiância são dadas em Watts, em Watts/sr e Watts/m², seus equivalentes fotópicos, o fluxo luminoso, intensidade luminosa e iluminância são dados em lúmens, em candelas e em Lux respectivamente¹[10].

Inicialmente, levando-se em conta uma abordagem fotométrica, existem basicamente dois métodos analíticos para a determinação do fluxo luminoso transmitido. O método da integração espectral e o método da integração espacial. Considerando a função de sensibilidade fotópica do olho humano em função do comprimento de onda $V(\lambda)$, o fluxo luminoso transmitido é o resultado da integração do produto entre a função $V(\lambda)$ e a distribuição espectral de potência do transmissor $S_T(\lambda)$, ao longo do

¹Considerando a fonte luminosa posicionada no centro de uma esfera hipotética, o esterradiano é uma unidade de ângulo sólido definida como a razão entre a área A na superfície da esfera e o seu raio r ao quadrado, isto é, $sr = A/r^2$.

espectro de luz visível:

$$F_T = 683 \int_{380nm}^{750nm} S_T(\lambda) V(\lambda) d\lambda; \quad (2.1)$$

sendo a constante 683 o resultado do inverso da potência elétrica necessária para produzir um lúmen em 555 nm considerando máxima eficiência de conversão. Isto porque, neste caso, a função fotópica do olho humano é normalizada no seu pico máximo que ocorre no comprimento de onda de $\lambda = 555$ nm. Os valores dos limites de integração se referem ao intervalo de sensibilidade fotópica da visão humana.

A integração espacial permite a obtenção de F_T pelas propriedades espaciais de emissão da fonte de luz. Uma relação é obtida por [2]:

$$F_T = 2\pi I_0 \int_0^{\varphi_{max}} g_t(\varphi) \sin(\varphi) d\varphi \quad (2.2)$$

sendo I_0 a máxima intensidade luminosa axial ($\varphi = 0$) dado em candelas, φ_{max} o ângulo máximo de emissão luminosa e $g_t(\varphi)$ a distribuição espacial de intensidade luminosa da fonte.

Porém, comumente utiliza-se a abordagem radiométrica no estudo do OWC. Isto porque, a função de sensibilidade $V(\lambda)$ do elemento sensor geralmente é diferente da do olho humano. Neste caso, a determinação da potência radiante pelo método espectral, pode ser obtida por uma expressão equivalente à Equação (2.1), considerando a função sensibilidade do sensor e a sua respectiva faixa de comprimentos de onda nos limites de integração. A constante 683 também deve ser alterada, conforme a existência ou não da normalização em $S_T(\lambda)$ e/ou em $V(\lambda)$. Do mesmo modo, a intensidade radiante pode ser determinada pela Equação (2.2) considerando I_0 e $g_t(\varphi)$ em termos da unidade de intensidade radiométrica.

2.2 Canal OWC *outdoor*

Os fatores que influenciam na determinação e modelagem do canal OWC podem ser basicamente classificados em a) perdas geométricas, b) perdas por desalinhamento, c) perdas atmosféricas e d) perdas por turbulência. Quanto maior a distância do *link*, maiores são estes efeitos negativos sobre o desempenho do sistema OWC.

2.2.1 Perdas Geométricas e de Desalinhamento

A perda geométrica deve-se à divergência do feixe quando propagado através da atmosfera. Ela pode ser estimada tendo em conta a distância do *link*, o perfil da intensidade do feixe, o ângulo de divergência e o tamanho da abertura da objetiva do receptor. Para transmissões FSO horizontais, uma boa aproximação é considerar um perfil Gaussiano para a intensidade de feixe [2, 13]. Quando o feixe Gaussiano tem uma divergência relativamente grande suas propriedades podem ser aproximadas

pelo caso de uma fonte pontual [14]. Nesta situação, pode ser utilizado eficazmente o modelo de propagação por onda esférica, e para distâncias maiores, por onda planar.

Uma maior divergência do feixe exige maior potência de transmissão devido a sua dispersão. Entretanto, não exige um melhor alinhamento entre transmissor e receptor. Uma maior abertura da objetiva do receptor também melhora o alinhamento mas expõe o receptor a uma maior incidência de ruído. Já os desvios aleatórios do feixe são resultados de uma variedade de fatores, incluindo desde pequenos terremotos e vibrações das estruturas, até cargas de vento e perdas atmosféricas, os quais serão sucintamente abordados nas próximas subseções.

2.2.2 Perdas Atmosféricas

Diversos tipos de particulado podem interferir na visibilidade como chuva, neve, nevoeiro, poluição, poeira, fumaça, fuligem, etc. Na literatura, diversas análises caracterizam a absorção e/ou dispersão da luz nestes contextos. A absorção diminui a potência do feixe recebido enquanto a dispersão da luz implica em uma distribuição espacial, angular e temporal [1].

Quando o diâmetro das partículas é da ordem do comprimento de onda, o coeficiente de dispersão resultante é muito alto. Isto explica por que as condições ambientais mais prejudiciais para o FSO são o nevoeiro e a neblina, casos em que as partículas são pequenas e com raios próximos aos comprimentos do infravermelho (IR). Para chuva e neve, o tamanho das partículas é muito maior do que o comprimento de onda e, conseqüentemente, a transmissão FSO não é relativamente afetada. Em distâncias menores de 1 km, os valores de atenuação da chuva são tipicamente da ordem de 3 dB/km [1].

A dispersão temporal do sinal luminoso está relacionada à banda de coerência do canal $(\Delta B)_C$, a qual pode ser definida proporcionalmente pelo inverso do atraso do espalhamento do canal máximo τ_{\max} :

$$(\Delta B)_C \propto \frac{1}{\tau_{\max}}. \quad (2.3)$$

Observe-se que sob condições de tempo favoráveis (boa visibilidade), o atraso devido ao espalhamento do canal óptico não guiado torna-se desprezível. Neste sentido, Grabner e Kvicera[15] realizaram uma análise numérica relativa ao canal óptico a partir do método Monte-Carlo, cujos resultados indicaram atraso de espalhamento entre 10 ps a 50 ps para um *link* óptico não guiado de 1 km, sob condições típicas de chuva e de névoa com intensidades entre moderada a forte.

2.2.3 Perdas por Turbulências Atmosféricas

Este efeito é atribuído à não homogeneidade de temperatura e de pressão da atmosfera ao longo do *link* óptico, causada pela radiação solar e pelo vento. Estes gradientes de temperatura e de pressão ocasionam variações nos índices de refração ao longo do percurso de transmissão. Como resultado,

surtem flutuações de amplitude e de fase no sinal recebido, isto é, desvanecimentos no canal que acabam degradando a performance do sistema. Para quantificar tais flutuações resultantes, utiliza-se frequentemente o índice de cintilação (SI – *Scintillation Index*), definido por:

$$SI = \sigma_I^2 = \frac{\mathbb{E}[I^2]}{\mathbb{E}[I]^2} - 1; \quad (2.4)$$

sendo I a intensidade óptica do sinal recebido e $\mathbb{E}[\cdot]$ o operador esperança estatístico. Enquanto o SI provê a caracterização da turbulência embasado no primeiro e segundo momento estatístico, uma completa caracterização tem sido investigada na literatura com diversas distribuições estatísticas para cada configuração de sistema e condição climática.

Um modelo estocástico de cintilação que tem adquirido boa aceitação é o da distribuição Gamma-Gamma [16, 17]. Neste modelo, a intensidade I recebida é considerada como o produto de duas variáveis Gamma X e Y estocasticamente independentes para representar as flutuações de larga e de pequena escala da irradiância. Isto remete ao modelo clássico de caracterização da turbulência atmosférica de Kolmogorov. Neste modelo, o sinal luminoso que entra na atmosfera a partir de um feixe de grande escala L_0 (*outer scale*) tem sua energia subdividida no trajeto em feixes cada vez menores l_0 (*inner scale*), os quais por sua vez transmitem menos energia.

Um outro ponto importante é a caracterização temporal da turbulência. Na maioria dos casos práticos, o desvanecimento do canal varia bem lentamente, sendo o tempo de coerência do canal tipicamente da ordem de 0,1 a 10 ms [18]. Assim, modelos quase-estáticos de desvanecimento de canal podem ser adequadamente adotados em *links* FSO.

2.3 Modelagem do Canal OWC *indoor*

Devido à menor distância do *link* e menores gradientes de temperatura e de pressão, o ambiente *indoor* sofre menos com os efeitos do canal apresentados na Subseção anterior. Assim, a caracterização deste canal é mais expedita e pode ser feita por meio de parâmetros radiométricos, sendo possível determinar a perda de percurso, a potência recebida, bem como analisar o impacto multipercurso das reflexões sobre o desempenho do *link* OWC.

2.3.1 Perda no Percurso e Potência Recebida

Considerando um canal com linha de visada (LOS - *Line-of-Sight*), o fluxo luminoso recebido pode ser determinado por [19]:

$$F_R = \frac{I_{0gt}(\varphi) A_{pd} \cos \theta}{D^2} \quad (2.5)$$

sendo φ o ângulo axial de irradiação no receptor, θ o ângulo de incidência no receptor, A_{pd} a área do fotorreceptor, e D a distância linear entre transmissor e receptor. A Figura 2.1 apresenta a geometria

envolvendo estes parâmetros no modelo.

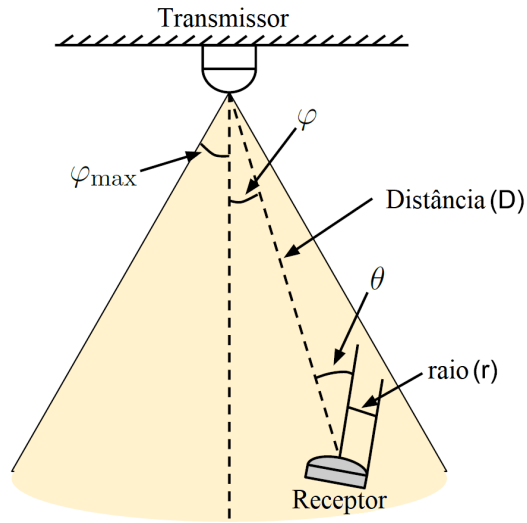


Figura 2.1: Diagrama esquemático de um sinal VLC com LOS. Adaptado de [2, 19].

A partir da definição do fluxo luminoso transmitido F_T da Seção 2.1, é possível determinar a perda no percurso LOS por [19]:

$$\Omega = \frac{F_R}{F_T} = \frac{g_t(\varphi) A_{pd} \cos \theta}{D^2 \int_0^{\varphi_{max}} 2\pi g_t(\varphi) \sin(\varphi) d\varphi}; \quad (2.6)$$

sendo φ_{max} o máximo ângulo de abertura do emissor de luz.

A maioria das fontes luminosas por LED possuem uma distribuição lambertiana do feixe. Deste modo, a perda de percurso pode ser estimada por [2]:

$$\Omega = \frac{(n_L + 1) A_{pd}}{2\pi D^2} \cos^{n_L}(\varphi) \cos(\theta); \quad (2.7)$$

sendo n_L a ordem da distribuição lambertiana e depende de:

$$n_L = \frac{\ln(2)}{\ln(\cos \varphi_{1/2})}; \quad (2.8)$$

sendo $\varphi_{1/2}$ o ângulo da metade de iluminância do LED. Quanto maior o valor de n_L , maior será a diretividade da luz gerada pelo LED.

Ademais, um fotorreceptor típico geralmente possui um filtro óptico. Considerando a resposta espectral $T_F(\lambda)$ deste filtro, a potência óptica recebida em um *link* de visada direta pode ser calculada:

$$P_R = \int_{\lambda_{rL}}^{\lambda_{rH}} \Omega S_T(\lambda) T_F(\lambda) d\lambda, \quad (2.9)$$

sendo λ_{rH} e λ_{rL} os limites de comprimentos de onda de corte superior e inferior; $S_T(\lambda)$ é a distribuição espectral de potência (PSD – *Power Spectral Density*) no transmissor.

2.3.2 Múltiplos LEDs e Efeito Multipercurso

Um fotorreceptor pode receber simultaneamente sinais de múltiplos LEDs em seu campo de visão (FoV – *Field-of-View*). A potência óptica total recebida, considerando um número N de LEDs, pode ser expressa como:

$$P_{R_{TOTAL}} = \sum_{m=1}^N P_R(m), \quad (2.10)$$

com $P_R(m)$ a potência óptica LOS do m -ésimo LED determinado pela Equação (2.9).

Por causa das reflexões da luz nas paredes, no teto e/ou nas demais superfícies *indoor*, o receptor recebe o sinal de luz de diferentes percursos. Deste modo, um sinal sem linha de visada (NLOS – *Non Line-of-Sight*) pode ser refletido por muitas superfícies antes de atingir o receptor. A Figura 2.2 define geometricamente o sinal com LOS, bem como os sinais das reflexões nas superfícies que alcançam o receptor.

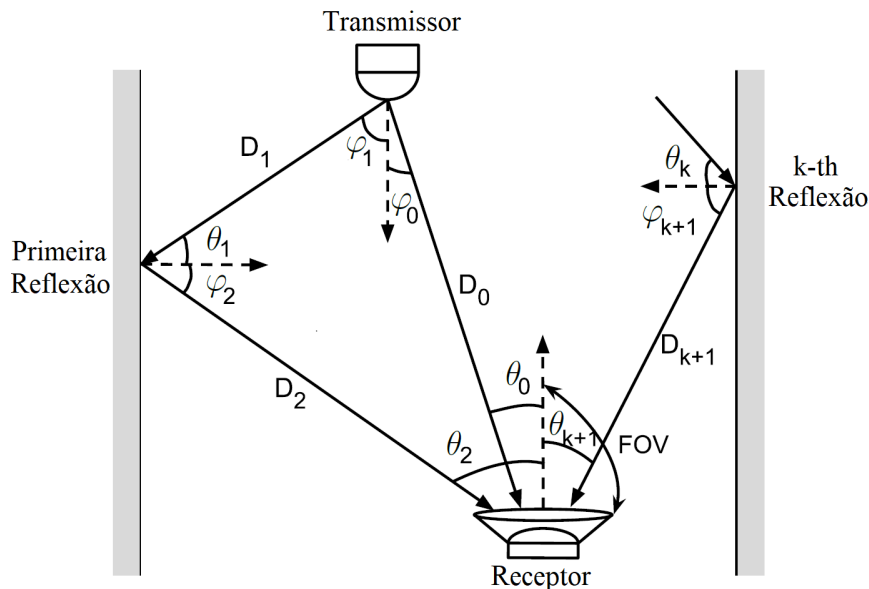


Figura 2.2: Geometria do sinal com linha de visada e os múltiplos sinais refletidos pelas superfícies. Adaptado de [2, 20].

Esta propagação multipercurso pode ser caracterizada usando um Perfil Atraso-Potência (PDP - *Power Delay Profile*) [20]. O PDP pode ser expresso por:

$$h(t) = \sum_{n=1}^N \sum_{k=0}^{\infty} h^{(k)}(t; S_n); \quad (2.11)$$

sendo t o tempo, S_n a distribuição espectral de potência do n -ésimo LED; o índice k representa o k -ésimo percurso entre o transmissor e receptor. Para o n -ésimo LED tem-se [20]:

$$h^{(k)}(t; S_n) = \int_{s \in \mathbb{S}} L_1 L_2 \cdots L_{k+1} \Gamma_n^{(k)} \text{rect} \left(\frac{\theta_0}{\theta_{\text{FoV}}} \right) \delta \left(t - \frac{D_1 + D_2 + \cdots + D_{k+1}}{c} \right) dA_s \quad (2.12)$$

com D_k sendo a distância entre o LED e o receptor, c a velocidade da luz, δ a função delta de Dirac,

θ_0 o ângulo de incidência no receptor, θ_{FoV} o ângulo de aceitação do receptor, $\text{rect}(x)$ é a função retangular², A_s a área da superfície refletora e L_1 é a perda de percurso da primeira reflexão dada por:

$$L_1 = \frac{A_s(n_L + 1) \cos \theta_1 \cos^{n_L} \varphi_1}{2\pi D_1^2}. \quad (2.13)$$

A perda de percurso da primeira reflexão L_1 considera a distribuição luminosa lambertiana do LED, sendo dada pela Equação (2.6). Para as demais reflexões, as perdas de percurso podem ser aproximadas por:

$$L_2 = \frac{A_s \cos \varphi_2 \cos \theta_2}{\pi D_2^2}; \quad (2.14)$$

$$L_{k+1} = \frac{A_{\text{pd}} \cos \varphi_{k+1} \cos \theta_{k+1}}{\pi D_{k+1}^2}. \quad (2.15)$$

A integração na Equação (2.12) é para cada superfície s de todos os refletores \mathbb{S} . Para a última reflexão, isto é L_{k+1} , considera-se a área do fotorreceptor. $\Gamma_n^{(k)}$ é a potência de luz refletida após a k -ésima reflexão, podendo ser calculado por [20]:

$$\Gamma_n^{(k)} = \int_{\lambda} S_n(\lambda) \rho_1(\lambda) \rho_2(\lambda) \cdots \rho_k(\lambda) d\lambda \quad (2.16)$$

sendo $\rho_k(\lambda)$ a refletância espectral da k -ésima superfície refletora. A Figura 2.3 exhibe os diferentes níveis de refletância espectral dependente do comprimento de onda da luz para diferentes superfícies.

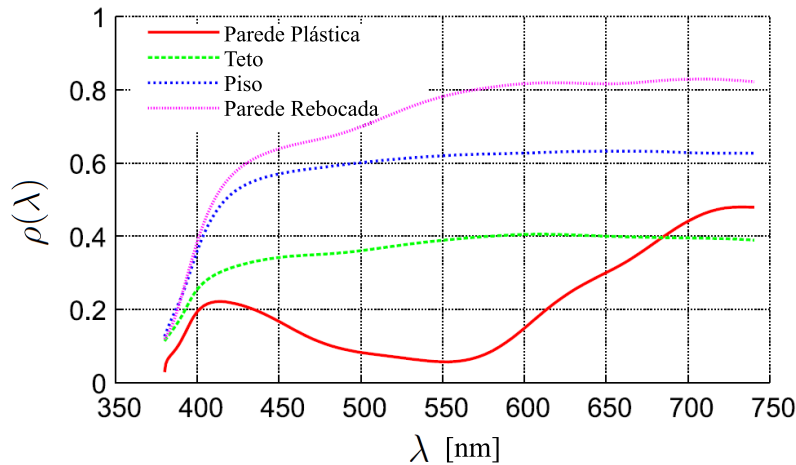


Figura 2.3: Refletância espectral de diferentes superfícies. Adaptado de [20].

2.4 Ruído em Receptores Ópticos para VLC

As maiores fontes de ruído VLC podem ser classificadas em três tipos: a gerada pela luz ambiente devido à radiação solar e fontes de iluminação artificial, o ruído do tipo *shot* gerado no fotodetector e o ruído elétrico do amplificador do fotodetector. Este último, também denominado de ruído térmico.

O ruído devido à radiação solar e à iluminação artificial ambiente contribui para a geração da

²A função retangular $\text{rect}(x)$ é unitária somente quando $|x| \leq 1$ e nula para os demais casos.

interferência de corrente contínua (DC - *direct current*) [2]. Pode atingir até algumas centenas de kHz, dependendo do tipo de fonte de alimentação utilizada nas luminárias de luz artificial. Assim, este ruído pode ser mitigado utilizando um filtro passa altas (HPF – *High Pass Filter*) no receptor. Ao rejeitar o nível DC e esta faixa de interferência, este filtro também evita a saturação nas demais etapas de amplificação no receptor, possibilitando a amplificação exclusiva do sinal de interesse, melhor aproveitando a faixa dinâmica dos demais amplificadores e/ou do circuito conversor analógico para digital (ADC – *Analog-to-Digital Converter*).

O ruído do tipo *shot* se deve às flutuações na contagem dos fótons coletados pelo fotorreceptor. Devido à natureza corpuscular da luz, e portanto discreta, seu comportamento estocástico pode ser descrito pela distribuição de Poisson. Uma vez que a contagem de fótons geralmente é relativamente grande, esta distribuição discreta pode ser aproximada ao caso de um processo gaussiano [4]. Desta forma, considerando um amplificador de transimpedância (TIA – *Transimpedance Amplifier*) com transistor de efeito de campo (FET – *Field Effect Transistor*), a variância deste ruído pode ser dividida em três componentes [4, 21]:

$$\sigma_{\text{shot}}^2 = \sigma_{\text{bg}}^2 + \sigma_{\text{rs}}^2 + \sigma_{\text{dc}}^2; \quad (2.17)$$

cujas variâncias podem ser determinadas em relação à radiação de fundo:

$$\sigma_{\text{bg}}^2 = 2qR_{\text{pd}}A_{\text{pd}}p_{\text{bs}}\Delta\lambda B; \quad (2.18)$$

ao sinal de luminoso de interesse recebido:

$$\sigma_{\text{rs}}^2 = 2qR_{\text{pd}}P_{R_{\text{TOTAL}}}B; \quad (2.19)$$

e à corrente de escuro:

$$\sigma_{\text{dc}}^2 = 2qI_{\text{dc}}B; \quad (2.20)$$

sendo q a carga elétrica elementar, R_{pd} a responsividade do fotodiodo em [A/W], p_{bs} a irradiância espectral de fundo, $\Delta\lambda$ a largura de banda do filtro óptico, B a largura de banda equivalente de ruído em Hz, $P_{R_{\text{TOTAL}}}$ a potência óptica recebida do sinal VLC e I_{dc} a corrente de escuro.

O ruído térmico é gerado pela agitação térmica dos portadores de carga em um condutor elétrico. Este tipo de ruído possui uma distribuição gaussiana [22], é independente do sinal óptico recebido e pode ser determinado em termos do ruído no resistor de realimentação e do ruído no canal FET, ambos no amplificador de transimpedância. Cada termo, respectivamente, contribui para a seguinte variância [4, 23]:

$$\sigma_{\text{thermal}}^2 = \frac{8\pi K_{\text{B}}T_{\text{K}}}{G_{\text{ol}}}C_{\text{pd}}A_{\text{pd}}I_2B^2 + \frac{16\pi^2 K_{\text{B}}T_{\text{K}}\Gamma}{g_{\text{m}}}C_{\text{pd}}^2A_{\text{pd}}^2I_3B^3; \quad (2.21)$$

na qual K_{B} é a constante de Boltzmann, T_{K} é a temperatura absoluta em [Kelvin], C_{pd} é a capacitância do fotodetector por unidade de área, Γ é o fator de ruído do canal FET, G_{ol} é o ganho de tensão em malha aberta, g_{m} é a transcondutância, $I_2 = 0,562$ e $I_3 = 0,0868$ são os fatores de largura de banda

e de ruído do TIA, respectivamente² [4, 23].

Por fim, como as fontes de ruído podem ser modeladas como processos gaussianos com média zero, a variância total do ruído pode ser dada por [4, 21, 22]:

$$\sigma_n^2 = \sigma_{\text{shot}}^2 + \sigma_{\text{thermal}}^2. \quad (2.22)$$

2.5 Modulação para VLC

A maior diferença entre os sistemas OWC e os de RF consiste no fato de que, com a tecnologia hoje existente, ainda não é possível de forma eficiente modular a fase ou a frequência da onda eletromagnética do sinal de luz [2]. Assim, a modulação em OWC se dá basicamente pela variação da intensidade de emissão de luz, enquanto a demodulação depende da detecção direta no receptor [1]. Deste modo, esta técnica é referenciada na literatura como modulação por intensidade de luz com detecção direta (IM/DD – *Intensity Modulated / Direct Detection*). A Figura 2.4 apresenta o diagrama simplificado deste esquema sendo o sinal (*Bias*) necessário para a polarização do transmissor LED. Na IM/DD, a modulação por chaveamento liga-desliga (OOK – *On-Off Keying*) é a mais simples de ser implementada, em razão da transmissão ocorrer diretamente em banda base, os bits de dados comutam o LED nos dois estados [2]. Para interferir menos na função de iluminação do LED, não necessariamente o estado desligado (*off*) da modulação OOK implique que o LED deva estar apagado, mas sua intensidade de luz pode ser reduzida em relação ao respectivo estado ligado (*on*). Já a modulação por pulso é uma alternativa para incrementar a baixa taxa de dados obtida com a técnica OOK óptica [2]. Esta técnica possui variações que se dividem basicamente em modulação por largura de pulso (PWM – *Pulse Width Modulation*) ou modulação por posição de pulso (PPM – *Pulse Position Modulation*).

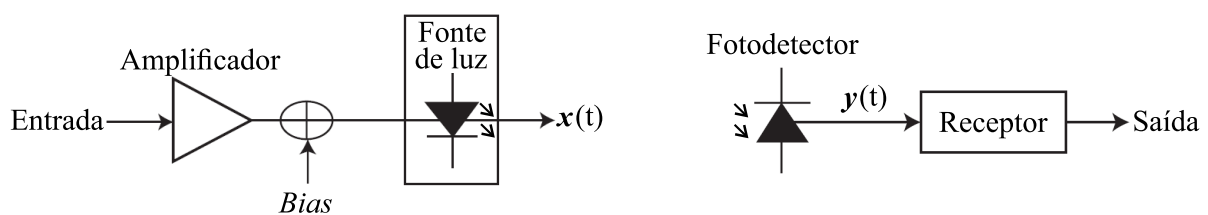


Figura 2.4: Transmissor e receptor em um esquema de IM/DD simplificado. Adaptado de [22].

Na sequência, duas técnicas de modulação mais elaboradas para VLC e que utilizam IM/DD são brevemente apresentadas.

2.5.1 Modulação por Mudança de Cor

O padrão IEEE 802.15.7 propõe utilizar a luminária LED do tipo RGB (*Red-Green-Blue*) para implementar o sistema VLC com modulação por mudança de cor (CSK – *Color Shift Keying*) [24]. Este

²Os valores dos fatores de largura de banda de ruído utilizados em muitos trabalhos são de $I_2 = 0,562$ e $I_3 = 0,0868$ e foram extraídos do trabalho [23].

sistema aproveita do fato das luminárias RGB serem compostas por LEDs das três cores construtivas primárias para gerar a luz branca. Neste sentido, a modulação CSK embasa-se em construir uma constelação de símbolos no diagrama de cromaticidade definido pela CIE³ 1931. Este diagrama mapeia as cores perceptíveis pelo olho humano em um diagrama de cromaticidade de duas coordenadas x e y . É um diagrama normalizado no sentido de considerar a cor pura independentemente do nível de luminosidade⁴. No diagrama CIE 1931, os valores de cromaticidade são determinados pela transformação projetiva [25]:

$$x = \frac{X}{X+Y+Z}; \quad (2.23)$$

$$y = \frac{Y}{X+Y+Z}; \quad (2.24)$$

sendo X , Y e Z os três estímulos luminosos equivalentes ao RGB. A terceira coordenada é definida, mas não aparece graficamente pois é redundante devido:

$$x + y + z = 1. \quad (2.25)$$

Deste modo, os valores x e y são valores abstratos sem direta interpretação física e os estímulos X , Y e Z podem ser recuperados manipulando algebricamente o sistema composto pelas Equações (2.23), (2.24) e (2.25).

Assim, o sistema CSK mapeia os símbolos dentro de um triângulo RGB para a codificação e respectiva decodificação. Os vértices deste triângulo são determinados pelos comprimentos de onda gerados pelos três LEDs. A Figura 2.5 apresenta o diagrama CIE 1931 com o triângulo de uma constelação RGB e as constelações CSK de ordens 4 e 16.

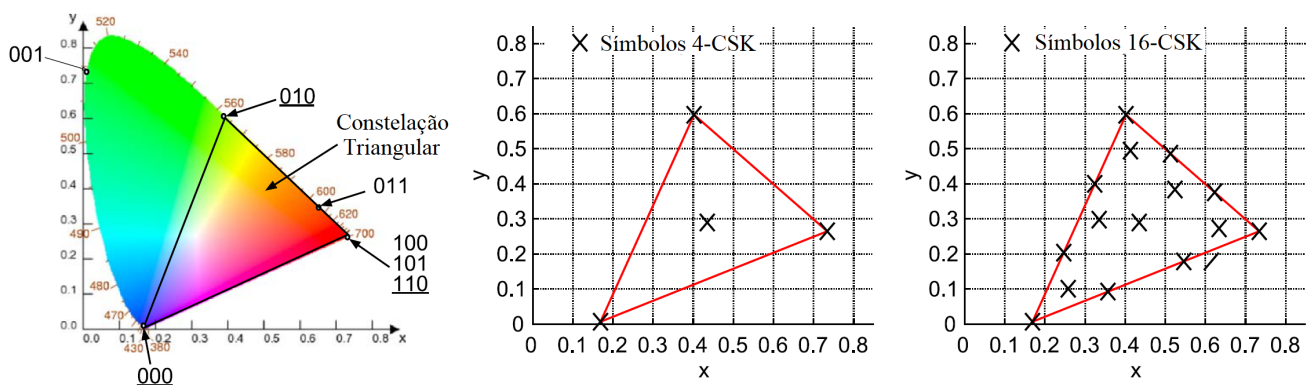


Figura 2.5: Triângulo da constelação RGB (110;010;000) e constelações dos símbolos 4-CSK e 16-CSK. Adaptado de [2].

O uso de 4 cores de LED (azul, ciano, amarelo e vermelho) permite uma constelação quadrilateral o que poderia manter dois fluxos de sinais de modulação por amplitude em quadratura (QAM – *Quadrature Amplitude Modulation*) [26]. Por fim, o LED RGB possibilita também a multiplexação por divisão de comprimento de onda (WDM – *Wavelength-Division Multiplexing*), a qual consiste em

³Da sigla em francês de Comissão Internacional de Iluminação.

⁴A cor pode ser especificada pela sua cromaticidade e pela sua luminância [25].

transmitir paralelamente três fluxos de sinais, um em cada cor.

2.5.2 Modulação por OFDM

Uma limitação dos esquemas supracitados refere-se à elevada interferência intersimbólica devido às características do canal VLC apresentadas na Subseção 2.3.2. Já a técnica de modulação por Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais (OFDM – *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) é largamente aplicável aos sistemas de comunicação por RF, pois é capaz de mitigar os efeitos da interferência intersimbólica e o desvanecimento multipercurso [2]. Por estas características, e também devido a sua eficiência espectral, a modulação OFDM é também convenientemente aplicável aos sistemas VLC [22]. A Figura 2.6 apresenta o diagrama de blocos simplificado de um esquema OFDM óptico, discutido sucintamente a seguir.

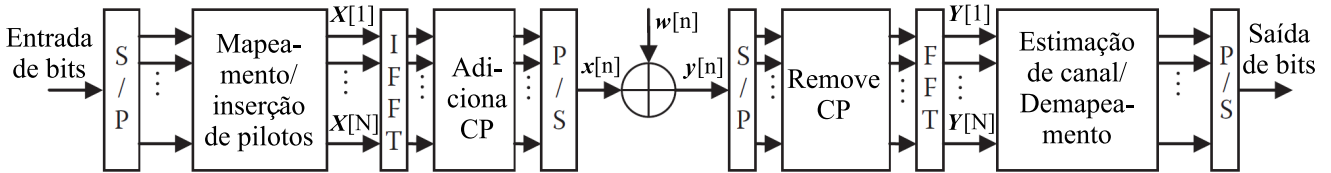


Figura 2.6: Diagrama de blocos simplificado de um OFDM óptico. Adaptado de [22].

Os bits de dados de entrada são agrupados e mapeados em símbolos de constelação BPSK (*Phase Shift Keying*), QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*) ou M-QAM (*M-ary Quadrature Amplitude Modulation*), gerando o vetor de símbolos \mathbf{X}_D . Considerando um comprimento N para o vetor de entrada \mathbf{X} relativo à Transformada Rápida de Fourier Inversa (IFFT – *Inverse Fast Fourier Transform*), o comprimento de \mathbf{X}_D é $N/2 - 1$ devido à simetria hermitiana e pelo fato do elemento responsável pelo nível DC ser nulo; não interferindo, portanto, na polarização do LED de forma a manter positivo o símbolo OFDM ao longo do tempo. O esquema OFDM possui a característica de gerar um sinal complexo (fase e quadratura) que necessariamente em sistemas VLC deve ser convertido em um sinal unipolar para ser modulado via IM/DD. Com o objetivo de obter pontos puramente reais à saída do bloco IFFT, após a conversão de serial para paralela (S/P) de \mathbf{X}_D , o vetor \mathbf{X} de tamanho N é gerado após a aplicação da seguinte simetria hermitiana:

$$\mathbf{X}[i] = \begin{cases} \mathbf{X}_D[i] & ; i = 0, \dots, N/2 - 1 \\ \mathbf{X}_D^*[N - i] & ; i = N/2, \dots, N - 1. \end{cases} \quad (2.26)$$

No vetor \mathbf{X} é executada a IFFT. Usando a definição da transformada de Fourier discreta inversa no transmissor, obtém-se o vetor do símbolo OFDM no domínio do tempo:

$$\mathbf{x}[i] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{X}[n] e^{j2\pi ni/N} ; \text{ para } 0 \leq i \leq (N - 1). \quad (2.27)$$

Em seguida, é adicionado o prefixo cíclico (CP – *Cyclic Prefix*) ao sinal $\mathbf{x}[n]$, com o intuito de mitigar

a interferência intersimbólica [22]. Por fim, o sinal após a Conversão de Digital para Analógico (DAC – *Digital-to-Analog Converter*) é amplificado em corrente para que seja modulado no transmissor LED.

O sinal modulado em intensidade óptica atravessa o canal VLC e então é detectado por um fotosensor, convertendo o sinal óptico em um sinal elétrico no receptor VLC. O sinal elétrico encontra-se corrompido pelo ruído aditivo $w[i]$ à entrada do receptor, sendo então convertido pelo Conversor Analógico para Digital (ADC – *Analog-to-Digital Converter*) gerando o sinal amostrado $y[n]$, Depois é convertido de serial para paralelo, é retirado o CP e então entra no bloco de Transformada Rápida de Fourier (FFT – *Fast Fourier Transform*). Considerando desprezível o nível de ruído, a saída da FFT corresponde a:

$$\mathbf{Y}[i] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{y}[n] e^{-j2\pi ni/N} \quad ; \text{ para } 0 \leq i \leq (N-1). \quad (2.28)$$

Na sequência, o sinal entra no bloco de estimação/correção do efeito do canal sendo os símbolos das constelações novamente mapeados e demodulados, gerando o fluxo de bits de saída.

Um inconveniente é a degradação do desempenho VLC-OFDM em relação a não linearidade entre a corrente e a luz emitida pelo LED [2]. Isto é devido aos elevados valores resultantes para a razão entre a potência de pico e a potência média (PAPR – *Peak-to-Average Power Ratio*) do sinal, em razão da sobreposição dos sinais no domínio do tempo referente a cada subportadora no símbolo OFDM [9]. Uma solução para este problema consiste em operar o sinal OFDM em uma pequena faixa na qual a relação entre a corrente e a potência óptica é quase-linear [27, 28]. Entretanto, isto limita o aproveitamento da faixa dinâmica de corrente do LED e consequentemente, a potência do sinal transmitido, reduzindo a SNR alcançável pelo sistema VLC-OFDM. Uma outra solução para este problema é proposta no Capítulo 4.

Nota: uma vez que este texto de tese está estruturado em torno de três temas de investigação associados aos sistemas VLC, a parte específica de revisão da literatura, bem como a descrição do estado da arte relativos a cada temática, encontram-se distribuídas ao longo dos Capítulos 3, 4 e 5.

3 Localização 3-D com Múltiplos LEDs em Sistemas VLC-OFDM

A localização de dispositivo ou fontes em ambiente fechados (*indoor*) baseada em VLC apresenta um grande potencial de aplicabilidade. Neste capítulo, propõe-se uma arquitetura VLC baseada em OFDM com múltiplas funcionalidades integradas no mesmo sistema, incluindo a função de localização do receptor 3-D, o controle da intensidade da iluminação da sala, bem como a funcionalidade de transmissão de dados. Uma metodologia original para a discriminação de energia por LED é proposta a partir da estrutura OFDM Espacial Óptica (SO-OFDM – *Spatial Optical OFDM*) para a estimativa de posição. O localizador híbrido inicialmente faz uma primeira estimativa usando um localizador baseado no ângulo de chegada ponderado, que é então usado como ponto de partida do estimador recursivo baseado na intensidade do sinal recebido. Assim, o primeiro estágio agregado tem em vista aumentar a probabilidade de convergência, reduzir a raiz do erro quadrático médio (RMSE – *Root-Mean-Square Error*) e o número de iterações do segundo estágio. Além disso, uma análise comparativa de desempenho *versus* complexidade computacional é realizada com as variações de parâmetros desses estimadores. Os resultados numéricos indicam uma melhoria substancial de uma ordem de grandeza nos valores de RMSE para cada duas décadas de diminuição da potência do ruído no fotodiodo receptor. Adicionalmente, faz-se uma análise do fator de *clipping* por meio da precisão do localizador e da taxa de dados de transmissão para cada condição de operação do sistema VLC simulado.

3.1 Introdução ao Cenário

O problema de pesquisa acerca da localização em ambiente VLC tem sido promissor devido a diversos fatores e situações práticas de interesse. O primeiro se deve à inacessibilidade ou não cobertura de outras soluções, tais como em aplicações onde o sinal GPS não consegue penetrar no ambiente. O segundo, deve-se à crescente substituição das lâmpadas convencionais pelas de LED que são mais duráveis e de melhor eficiência energética e luminosa. Neste caso, a infraestrutura de lâmpadas LED além de iluminar, pode transmitir dados e também pode permitir a localização de um receptor móvel.

Na literatura, as abordagens para a localização utilizando VLC podem ser classificados em quatro tipos: pela intensidade do sinal recebido (RSS – *Received Signal Strength*); por tempo de chegada (ToA - *Time of Arrival*) ou por diferença de tempo de chegada (TDoA – *Time Difference of Arrival*);

por ângulo de chegada (AoA – *Angle of Arrival*) e por filtros avançados, como o filtro de partículas [8].

O trabalho [5] lida com o problema de localização 3-D abordando um estimador híbrido de forma elegante e bastante rica. Ele emprega a estimação por AoA como ponto inicial de busca de um estimador recursivo por RSS de máxima verossimilhança. Tal estratégia tem como objetivo iniciar a busca em um local mais próximo, reduzindo as possibilidades de divergência do estimador recursivo. Em [29] também é proposto um método integrado de localização AoA-RSS que estima a posição 2-D de um robô móvel utilizando uma matriz de fotodiodos. Ambos os estimadores, necessitam da informação da potência recebida dos diversos LEDs das diversas luminárias que compõem a infraestrutura. Esta característica inerente de múltiplos LEDs é denotada nas fotos dos exemplares de lâmpadas comerciais da Figura 3.1¹.



Figura 3.1: Exemplos de lâmpadas comerciais de múltiplos LEDs. Autoria própria.

Entretanto muitos trabalhos não citam uma forma de discriminar estas potências [5, 29]. Poucos trabalhos tratam deste detalhe e raras exceções consideram e analisam a localização e a transmissão de dados de forma eficiente e simultânea. Um destes trabalhos singulares estima o TDoA do sinal de diversos transmissores OFDM para a localização em 3-D [30]. Entretanto, esta aplicação exige um elevado sincronismo entre os diversos transmissores para uma acurácia de unidades de centímetro.

Diversos trabalhos sobre o esquema de transmissão OFDM para fins de estimação de localização apresentam apenas estimadores 2-D. Por exemplo, vários trabalhos empregam símbolos de treinamento em OFDM e usam informações de RSS para estimar as distâncias entre o receptor e o transmissor LED aplicando a técnica de *trilateração* [31–34]. Essa técnica lida com a análise geométrica do problema através de triângulos e círculos. Neste viés, o trabalho [32] apresenta uma demonstração experimental de um sistema de localização VLC 2-D que propõe discriminar os sinais transmitidos por três LEDs diferentes mediante discriminação de três subportadoras OFDM. Ainda localizando em 2-D e utilizando blocos de transmissão OFDM paralelos, o trabalho [34] apresenta um esquema que distribui blocos de subportadoras em quatro LEDs em um ambiente *indoor*.

¹Estas lâmpadas comerciais não possuem funcionalidade de localização e nem de VLC. Deste modo, devendo ser rejeitadas para estes fins.

Um esquema OFDM Óptico Espacial (OFDM – *Spatial Optical OFDM*) é proposto em [9] visando mitigar o problema da Razão de Potência entre Pico e Média (PAPR – *Peak-to-Average Power Ratio*). Neste projeto, subconjuntos de subportadoras OFDM são emitidos por cada LED, abrindo a possibilidade do receptor discriminar a energia recebida de cada LED.

Por conseguinte, no decorrer deste capítulo, são apresentadas duas abordagens das técnicas de estimação da localização por RSS e por AoA e uma proposta de integração da funcionalidade da localização em um sistema VLC com SO-OFDM. Nesta proposta, utilizando a mesma tecnologia de modulação e infraestrutura, é possível discriminar as potências de cada LED para os estimadores de localização e transmitir dados enquanto a luminária ilumina.

3.2 Modelo do Sistema de Localização por Luz

O modelo considera K pontos de acesso de luz visível (VAP – *Visible Light Access Points*) com um número M de elementos transmissores LED em cada [35]. A Figura 3.2 apresenta um diagrama esquemático do modelo do sistema em 3-D, evidenciando os vetores de posição e os versores normais em um plano cartesiano.

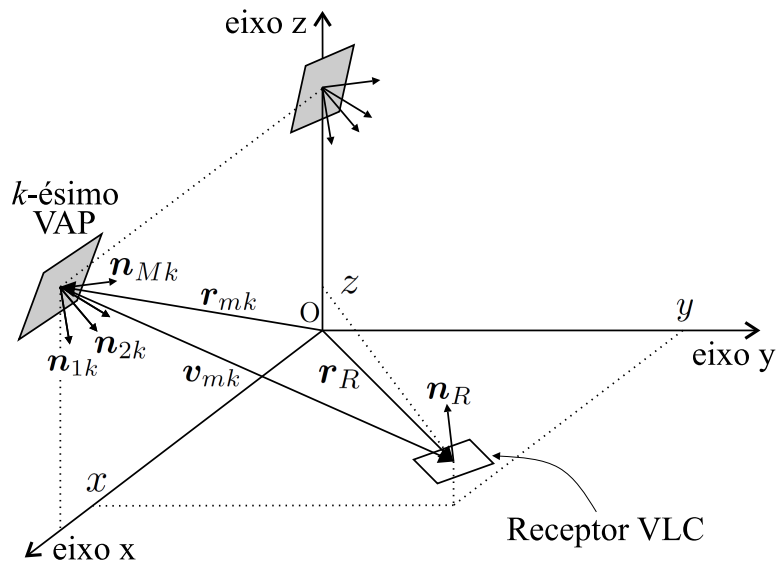


Figura 3.2: Diagrama do modelo do sistema de localização por luz. Adaptado de [5].

A Tabela 3.1 destaca os vetores de posição e os versores de orientação do receptor e do m -ésimo LED do k -ésimo transmissor LED do VAP. Deste modo, o vetor que denota a distância entre o elemento transmissor e o receptor pode ser dado por:

$$\mathbf{v}_{mk} = \mathbf{r}_R - \mathbf{r}_{mk} = [a_{mk}, b_{mk}, c_{mk}]^T \in \mathbb{R}^{3 \times 1}; \quad (3.1)$$

no qual a_{mk} , b_{mk} e c_{mk} são as componentes do vetor \mathbf{v}_{mk} nas coordenadas cartesianas.

Tabela 3.1: Vetores de posição e de orientação do receptor VLC e do VAP.

Dispositivo	Posição	Orientação
Receptor	$\mathbf{r}_R = [x, y, z]^T$	$\mathbf{n}_R = [n_R^{(x)}, n_R^{(y)}, n_R^{(z)}]^T$
VAP	$\mathbf{r}_{mk} = [x_{mk}, y_{mk}, z_{mk}]^T$	$\mathbf{n}_{mk} = [n_{mk}^{(x)}, n_{mk}^{(y)}, n_{mk}^{(z)}]^T$

Neste caso particular, a perda de potência óptica de percurso de (2.7) pode ser estendida por [5]:

$$\Omega_{mk} = \frac{n_L + 1}{2\pi} \cos^{n_L}(\varphi_{mk}) \cos(\theta_{mk}) \frac{A_{pd}}{D_{mk}^2} \text{rect}\left(\frac{\theta_{mk}}{\theta_{FoV}}\right) \text{rect}\left(\frac{\varphi_{mk}}{\pi/2}\right) \quad (3.2)$$

no qual φ_{mk} é o ângulo entre o vetor de orientação do LED transmissor \mathbf{n}_{mk} e o vetor de incidência \mathbf{v}_{mk} , θ_{mk} é o ângulo entre o vetor de orientação do receptor \mathbf{n}_R e o vetor de incidência \mathbf{v}_{mk} , D_{mk} é a distância entre o LED transmissor e o receptor, A_{pd} é a área do fotodiodo (PD) em m^2 , θ_{FoV} é o ângulo do campo de visão (FoV – *Field-of-View*) do PD, n_L é a ordem da distribuição lambertiana e $\text{rect}(\cdot)$ é a função retangular já definida na Subseção 2.3.2.

Considerando:

$$\kappa = \frac{(n_L + 1)A_{pd}}{2\pi} \text{rect}\left(\frac{\theta_{mk}}{\theta_{FoV}}\right) \text{rect}\left(\frac{\varphi_{mk}}{\pi/2}\right); \quad (3.3)$$

e aplicando a propriedade do produto interno de vetores, (3.2) pode ser assim redefinida:

$$\Omega_{mk} = -\kappa \cdot f(\mathbf{v}_{mk}); \quad (3.4)$$

no qual:

$$\begin{aligned} f(\mathbf{v}_{mk}) &= \frac{(\mathbf{v}_{mk}^T \mathbf{n}_{mk})^{n_L} \mathbf{v}_{mk}^T \mathbf{n}_R}{\|\mathbf{v}_{mk}\|_2^{n_L+3}} \\ &= \left(a_{mk} n_{mk}^{(x)} + b_{mk} n_{mk}^{(y)} + c_{mk} n_{mk}^{(z)} \right)^{n_L} \frac{\left(a_{mk} n_R^{(x)} + b_{mk} n_R^{(y)} + c_{mk} n_R^{(z)} \right)}{\left(a_{mk}^2 + b_{mk}^2 + c_{mk}^2 \right)^{\frac{n_L+3}{2}}}. \end{aligned} \quad (3.5)$$

Detalhes do ângulo de transmissão, do ângulo de incidência, do FoV e do modelo geométrico do VAP utilizado nas simulações numéricas deste trabalho são apresentados na Figura 3.3. Um maior FoV é desejável no sentido de que os estimadores de localização podem avaliar as potências de mais transmissores LED presentes na infraestrutura. Em contraste, expõe o receptor a uma maior incidência de ruído e interferência.

Considerando que a potência óptica transmitida de cada LED seja igual a P_T , a potência óptica do m -ésimo LED do k -ésimo VAP capturada no receptor pode ser dada por:

$$P_{mk} = \Omega_{mk} P_T. \quad (3.6)$$

A Figura 3.4 apresenta os resultados numéricos da distribuição de potência luminosa em um plano horizontal de altura $z = 1$ m de uma sala de dimensões $3 \times 3 \times 3$ m. A luz foi gerada por um transmissor LED com $P_T = 1$ W posicionado no centro do teto em $\mathbf{v}_{11} = [1, 5; 1, 5; 3]$ e com orientação

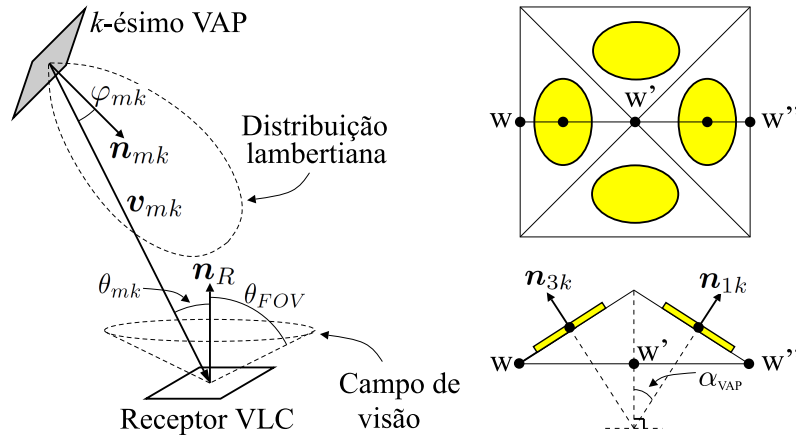


Figura 3.3: Detalhes dos ângulos envolvidos no modelo e o modelo geométrico do VAP com 4 LEDs em formato piramidal utilizado nas simulações deste trabalho. Adaptado de [5].

$\mathbf{n}_{11} = [0; 0; -1]$ para as ordens de distribuição lambertiana de $n_L = 1$ e $n_L = 30$ respectivamente. Percebe-se que o gráfico confirmou a maior diretividade do transmissor LED com $n_L = 30$, apresentando uma potência praticamente desprezível na periferia da sala e uma potência no centro da sala cerca de duas ordens de grandeza maior se comparado com o transmissor de ordem $n_L = 1$.

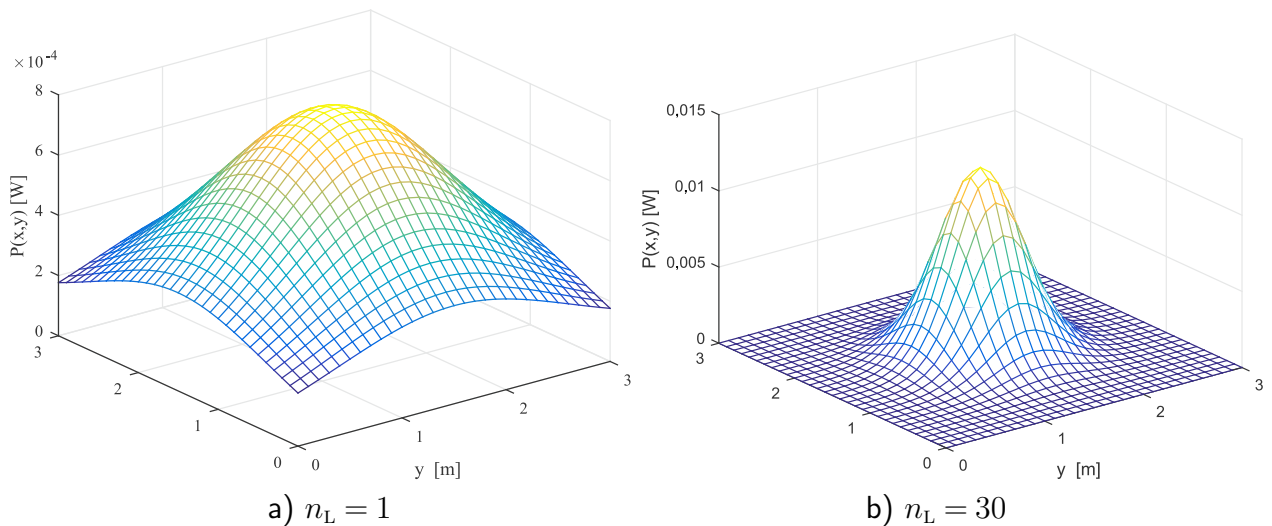


Figura 3.4: Distribuição luminosa de um VAP posicionado no centro do teto de uma sala, com diferentes ordens de distribuição lambertiana. Autoria própria.

A potência total recebida pelo fotodetector no receptor VLC é a soma das intensidades ópticas capturadas de cada LED do transmissor, ou seja, $P_R = \sum_{m=1}^M \sum_{k=1}^K P_{mk}$. No fotodiodo receptor, a corrente elétrica gerada é proporcional à intensidade recebida [9]. Neste contexto, o ganho elétrico G_E pode ser definido como a razão entre a corrente I_{pd} gerada no fotodiodo e a corrente I_{LED} aplicada no transmissor LED, que pode ser dado por:

$$G_E = \frac{I_{pd}}{I_{LED}} = S_{LED} \Omega_{mk} R_{pd}; \quad (3.7)$$

sendo S_{LED} o fator de conversão do LED em $[W/A]$, considerando a potência luminosa radiométrica.

A responsividade do fotodetector R_{pd} é geralmente apresentada na folha de dados dos fotodiodos

de junção PIN. O fator de conversão S_{LED} é um parâmetro que varia devido à não linearidade do fluxo luminoso ϕ_V dado em [lm] em função da corrente elétrica I_{LED} [10]. Esta relação para o dispositivo de LED Cree[®] XHP70.2 6V pode ser modelada pela seguinte função quadrática polinomial [36]:

$$\phi_V(I_{\text{LED}}) = -31,29I_{\text{LED}}^2 + 705,35I_{\text{LED}} + 20,7. \quad (3.8)$$

A conversão do fluxo luminoso (grandeza fotométrica) para a potência óptica irradiada P_T (grandeza radiométrica) pode ser realizada por um fator de $2,1[\text{mW/lm}]$ para LED azul com camada de fósforo [37]. Além disso, usando pré-distorção com limites de corrente de modulação superior e inferior de I_u e I_l , respectivamente, o fator de conversão do LED pode ser determinado por [9]:

$$S_{\text{LED}} = 0,0021 \frac{(\phi_V(I_u) - \phi_V(I_l))}{I_u - I_l}. \quad (3.9)$$

Por fim, o ruído afeta inversamente na acurácia dos estimadores de localização. Portanto, neste capítulo foi utilizado o modelo de ruído apresentado na Seção 2.4.

3.3 Localização pela Intensidade do Sinal Recebido

Caso seja conhecido a priori o comportamento da distribuição do fluxo luminoso do transmissor LED e as suas localizações e orientações, o receptor pode determinar a sua própria localização pela informação de RSS. Assim, esta seção descreve a obtenção de um estimador de localização por RSS não polarizado de mínima variância [5].

Considerando que $\boldsymbol{\theta} \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ representa o vetor que corresponde à localização exata do receptor VLC, isto é, \mathbf{r}_R , um vetor de observação $\mathbf{s} \in \mathbb{R}^{MK \times 1}$ pode ser construído:

$$\mathbf{s} = \mathbf{p}(\boldsymbol{\theta}) + \mathbf{n}; \quad (3.10)$$

no qual $\mathbf{n} \in \mathbb{R}^{MK \times 1} \sim \mathcal{N}(\mathbf{0}, \sigma_n^2 \mathbf{I}_{KM})$ é um vetor de ruído aditivo gaussiano. O vetor $\mathbf{p}(\boldsymbol{\theta}) \in \mathbb{R}^{MK \times 1}$ é a vetorização da matriz $\mathbf{P}(\boldsymbol{\theta})$, isto é:

$$\mathbf{p}(\boldsymbol{\theta}) = \left[P_{11} \ P_{21} \ \cdots \ P_{M1} \ P_{12} \ P_{22} \ \cdots \ P_{M2} \ \cdots \ P_{1K} \ P_{2K} \ \cdots \ P_{MK} \right]; \quad (3.11)$$

na qual $\mathbf{P}(\boldsymbol{\theta}) \in \mathbb{R}^{M \times K}$ é uma matriz que contém a exata informação RSS da m -ésima linha referente ao m -ésimo LED e da k -ésima coluna referente ao k -ésimo VAP:

$$\mathbf{P}(\boldsymbol{\theta}) = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & \cdots & P_{1K} \\ P_{21} & P_{22} & \cdots & P_{2K} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ P_{M1} & P_{M2} & \cdots & P_{MK} \end{bmatrix}. \quad (3.12)$$

O logaritmo da função de máxima verossimilhança (LLF – *Log-Likelihood Function*) para a localização do receptor VLC pode ser expresso como:

$$\mathcal{L}(\boldsymbol{\theta}) = \log(\text{PDF}(\mathbf{s}, \boldsymbol{\theta})); \quad (3.13)$$

no qual a PDF conjunta pode ser dada por:

$$\text{PDF}(\mathbf{s}, \boldsymbol{\theta}) = \frac{1}{(2\pi\sigma_n^2)^{\frac{MK}{2}}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_n^2} (\mathbf{s} - \mathbf{p}(\boldsymbol{\theta}))^T (\mathbf{s} - \mathbf{p}(\boldsymbol{\theta}))\right). \quad (3.14)$$

A PDF conjunta pode ser obtida do produtório entre as PDFs marginais devido à consideração de que as PDF's marginais de cada amostra são independentes e identicamente distribuídas (i.i.d.). Aplicando o operador $\log(\cdot)$, o estimador de máxima verossimilhança (ML – *Maximum Likelihood*) de \mathbf{r}_R pode ser formulado considerando apenas a operação matricial do argumento da exponencial, resultando:

$$\hat{\mathbf{r}}_R = \arg \max_{\boldsymbol{\theta}} \mathcal{L}(\boldsymbol{\theta}) = \arg \max_{\boldsymbol{\theta}} \left(-(\mathbf{s} - \mathbf{p}(\boldsymbol{\theta}))^T (\mathbf{s} - \mathbf{p}(\boldsymbol{\theta})) \right). \quad (3.15)$$

Invertendo o sinal do argumento, (3.15) pode ser expressa como um problema de minimização não linear de mínimos quadrados (NLLS – *Non-Linear Least-Squares*) dado por:

$$\hat{\mathbf{r}}_R = \arg \min_{\boldsymbol{\theta}} \left(\|\mathbf{s} - \mathbf{p}(\boldsymbol{\theta})\|_2^2 \right). \quad (3.16)$$

Ou seja, este estimador minimiza as distâncias Euclidianas entre o vetor de observação \mathbf{s} e o valor exato das intensidades recebidas $\mathbf{p}(\boldsymbol{\theta})$. Deste modo, para resolver o sistema de equações não lineares, utiliza-se o método de Newton-Rapson Multivariado:

$$\boldsymbol{\theta}^{i+1} = \boldsymbol{\theta}^i - \eta \mathbf{J}^\dagger (\mathbf{s} - \mathbf{p}(\boldsymbol{\theta}^i)); \quad (3.17)$$

no qual $\eta \in (0, 1]$ é o tamanho do passo e \mathbf{J} é a matriz Jacobiana de $\mathbf{p}(\boldsymbol{\theta})$ em relação à $\boldsymbol{\theta}$. Como os elementos de $\boldsymbol{\theta}$, isto é, θ_1 , θ_2 e θ_3 , correspondem às posições x , y e z do receptor, \mathbf{J} pode ser escrito como:

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} \frac{\partial P_{11}}{\partial x} & \frac{\partial P_{11}}{\partial y} & \frac{\partial P_{11}}{\partial z} \\ \frac{\partial P_{21}}{\partial x} & \frac{\partial P_{21}}{\partial y} & \frac{\partial P_{21}}{\partial z} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial P_{MK}}{\partial x} & \frac{\partial P_{MK}}{\partial y} & \frac{\partial P_{MK}}{\partial z} \end{bmatrix}. \quad (3.18)$$

Cada linha de \mathbf{J} em (3.18) indica como o RSS de cada LED transmissor é alterado quando o receptor se movimenta ao longo de cada um dos eixos, x , y e z . Considerando a Regra da Cadeia ($\frac{\partial P}{\partial x} = \frac{\partial P}{\partial a} \frac{\partial a}{\partial x}$), a linha associada ao m -ésimo transmissor LED do k -ésimo VAP pode ser calculada

como:

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial P_{mk}}{\partial x} \\ \frac{\partial P_{mk}}{\partial y} \\ \frac{\partial P_{mk}}{\partial z} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \frac{\partial P_{mk}}{\partial a_{mk}} \\ \frac{\partial P_{mk}}{\partial b_{mk}} \\ \frac{\partial P_{mk}}{\partial c_{mk}} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \frac{\partial a_{mk}}{\partial x} & \frac{\partial a_{mk}}{\partial y} & \frac{\partial a_{mk}}{\partial z} \\ \frac{\partial b_{mk}}{\partial x} & \frac{\partial b_{mk}}{\partial y} & \frac{\partial b_{mk}}{\partial z} \\ \frac{\partial c_{mk}}{\partial x} & \frac{\partial c_{mk}}{\partial y} & \frac{\partial c_{mk}}{\partial z} \end{bmatrix}. \quad (3.19)$$

Dada (3.1), a matriz de (3.19), isto é, o Jacobiano de \mathbf{v}_{mk} em relação à $\boldsymbol{\theta}$ torna-se uma matriz identidade. Portanto, (3.19) pode ser diretamente calculada pela avaliação da derivada de P_{mk} em relação à \mathbf{v}_{mk} empregando a função auxiliar²:

$$g(x; a, b, k, l, m, n_L) \triangleq \frac{\partial f(x; a, b, k, l, m, n_L)}{\partial x} = \frac{(ax+k)^{n_L-1}(c_3x^3+c_2x^2+c_1x+c_0)}{(x^2+m)^{\frac{n_L+5}{2}}}; \quad (3.20)$$

no qual $f(x; a, b, k, l, m, n_L)$ é uma função baseada na estrutura de P_{mk} , mantendo um dos elementos do vetor de incidência \mathbf{v}_{mk} como a variável e os outros elementos como constantes. Isto é explicitamente definido como:

$$f(x; a, b, k, l, m, n_L) \triangleq \frac{(ax+k)^{n_L-1}(bx+l)}{(x^2+m)^{\frac{n_L+3}{2}}} \quad (3.21)$$

no qual as constantes são definidas:

$$c_0 = kbm + lamn_L \quad (3.22)$$

$$c_1 = bmn_La + bma - lk(n_L + 3) \quad (3.23)$$

$$c_2 = -(kb(n_L + 2) + 3la) \quad (3.24)$$

$$c_3 = -2ab \quad (3.25)$$

Depois de acoplar $\mathbf{v}_{mk} = \mathbf{r}_R - \mathbf{r}_{mk}$ em (3.19), isto é:

$$a_{mk} = x - x_{mk}; \quad (3.26)$$

$$b_{mk} = y - y_{mk}; \quad (3.27)$$

$$c_{mk} = z - z_{mk}; \quad (3.28)$$

finalmente, a linha associada ao m -ésimo transmissor LED do k -ésimo VAP da matriz \mathbf{J} pode ser obtida:

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial P_{mk}}{\partial a_{mk}} \\ \frac{\partial P_{mk}}{\partial b_{mk}} \\ \frac{\partial P_{mk}}{\partial c_{mk}} \end{bmatrix}^T = -\kappa \begin{bmatrix} g\left(a_{mk}; n_{mk}^{(x)}, n_R^{(x)}, b_{mk}n_{mk}^{(y)} + c_{mk}n_{mk}^{(z)}, b_{mk}n_R^{(y)} + c_{mk}n_R^{(z)}, b_{mk}^2 + c_{mk}^2, n\right) \\ g\left(b_{mk}; n_{mk}^{(y)}, n_R^{(y)}, a_{mk}n_{mk}^{(x)} + c_{mk}n_{mk}^{(z)}, a_{mk}n_R^{(x)} + c_{mk}n_R^{(z)}, a_{mk}^2 + c_{mk}^2, n\right) \\ g\left(c_{mk}; n_{mk}^{(z)}, n_R^{(z)}, a_{mk}n_{mk}^{(x)} + b_{mk}n_{mk}^{(y)}, a_{mk}n_R^{(x)} + b_{mk}n_R^{(y)}, a_{mk}^2 + b_{mk}^2, n\right) \end{bmatrix}^T \quad (3.29)$$

²No Apêndice A é apresentado um método mais expedito para o cálculo destas derivadas parciais.

3.3.1 Problemas de Convexidade

Apesar do modelo de distribuição lambertiana oferecer um conjunto convexo, a solução NLLS de (3.16) não é convexa no geral. Isto se deve ao conjunto de soluções viáveis associados a cada transmissor LED assumir valores mais próximos uns dos outros em vários locais na geometria 3-D.

Como exemplo, a Figura 3.5 apresenta o caso de uma sala com dimensões $3 \times 3 \times 3$ m onde os VAPs estão fixos nos quatro cantos superiores ($K = 4$). Foi considerado que cada VAP possui apenas um transmissor LED ($M = 1$) com diretividade $n_L = 30$, os ângulos entre as direções dos transmissores LED e as paredes são de 45° , e valores de parâmetros do receptor VLC adotados dados por $\theta_{FOV} = 85^\circ$, $A_{pd} = 1 \text{ cm}^2$, $\mathbf{r}_R = [1; 1; 0,75]^T$ e $\mathbf{n}_R = [0; 0; 1]^T$. Desta forma, a Figura 3.5 evidencia diversas regiões

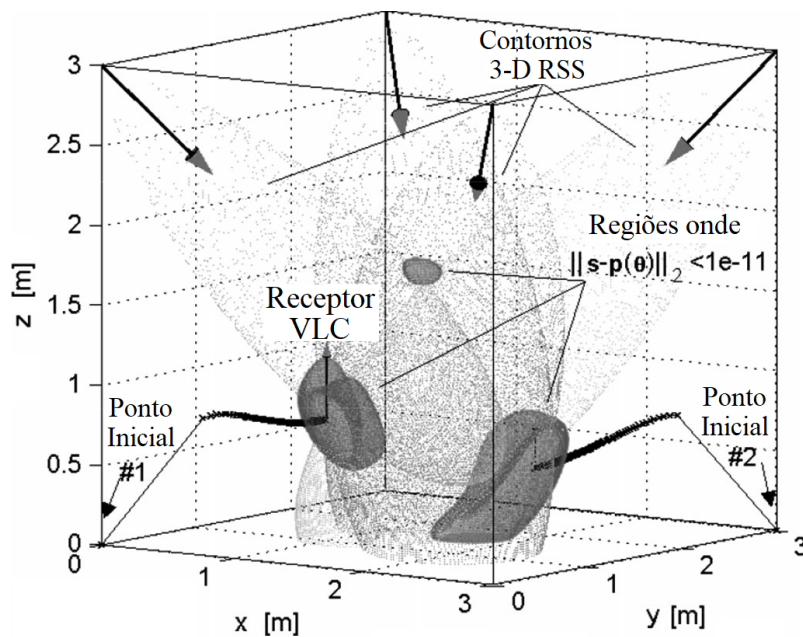


Figura 3.5: Problema de Convexidade do Estimador por RSS. Adaptado de [5].

em que o erro é menor do que 1×10^{-11} . Nestas condições a escolha do ponto inicial da busca pode não resultar no ponto mais próximo da localização exata do receptor VLC.

Deste modo, a qualidade do resultado do estimador depende muito da posição inicial de busca. Como solução híbrida, o trabalho em [5] propõe utilizar o resultado do estimador por AoA, ou por WAoA, como ponto inicial de busca do estimador RSS e melhorar as condições de convergência.

3.4 Localização por Ângulo de Chegada

Na localização por AoA, o receptor seleciona o LED de cada VAP que possui maior potência captada no receptor. No passo seguinte, o estimador procura por um ponto que minimiza a soma das distâncias (ou distâncias quadráticas) entre o ponto receptor e entre todas as outras linhas que se estendem na direção dos K transmissores LED selecionados.

A Figura 3.6 apresenta a geometria da localização por AoA incluindo as distâncias entre o receptor VLC posicionado em θ e a linha L_{mk} estendida pela direção normal de um transmissor LED. Ou seja, L_{mk} é a linha que intercepta em \mathbf{r}_{mk} , colinear a \mathbf{n}_{mk} e perpendicular ao plano. A matriz $\mathbf{A}_{mk} \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ projeta todo vetor no espaço nulo de \mathbf{n}_{mk} , isto é, $\ker\{\mathbf{n}_{mk}\}$, que pode ser calculada por:

$$\mathbf{A}_{mk} = \mathbf{I}_3 - \mathbf{n}_{mk}\mathbf{n}_{mk}^T. \quad (3.30)$$

Conseqüentemente, todo o vetor no espaço coluna de \mathbf{A}_{mk} é ortogonal à direção de L_{mk} . O ponto de intersecção \mathbf{b}_{mk} pode ser obtido por:

$$\mathbf{b}_{mk} = \mathbf{A}_{mk}\mathbf{r}_{mk}; \quad (3.31)$$

e a distância vetorial entre o ponto θ e a linha L_{mk} pode ser dada por:

$$\mathbf{d}_{mk} = \mathbf{b}_{mk} - \mathbf{A}_{mk}\theta. \quad (3.32)$$

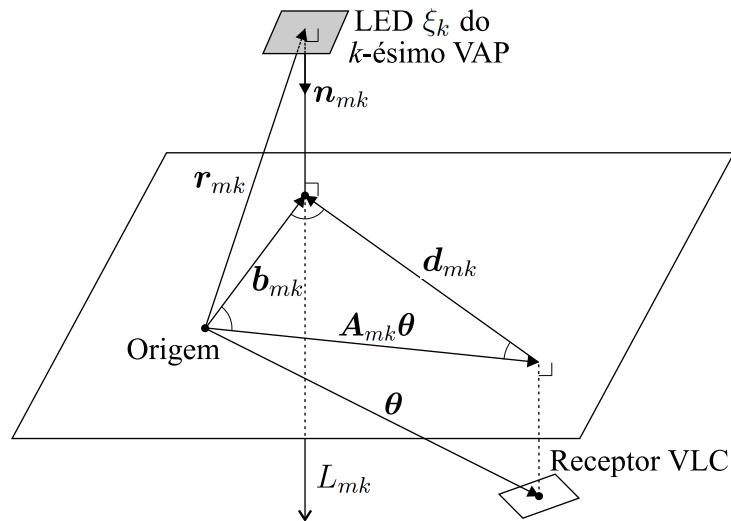


Figura 3.6: Geometria da localização por AoA. Adaptado de [5].

Agrupando o conjunto de equações relativas aos transmissores LED selecionados têm-se:

$$\mathbf{d} = \mathbf{b} - \mathbf{A}\theta; \quad (3.33)$$

no qual:

$$\mathbf{d} = \begin{bmatrix} \mathbf{d}_{\xi_1 1} \\ \vdots \\ \mathbf{d}_{\xi_k k} \\ \vdots \\ \mathbf{d}_{\xi_K K} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_{\xi_1 1} \\ \vdots \\ \mathbf{b}_{\xi_k k} \\ \vdots \\ \mathbf{b}_{\xi_K K} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\xi_1 1} \\ \vdots \\ \mathbf{A}_{\xi_k k} \\ \vdots \\ \mathbf{A}_{\xi_K K} \end{bmatrix}; \quad (3.34)$$

e ξ_k é o índice do transmissor LED selecionado do k -ésimo VAP.

Conforme informado no início desta seção, o estimador procura por um ponto que minimiza a soma

das distâncias quadráticas. Deste modo, a função objetivo pode ser estabelecida como:

$$\tilde{\mathbf{r}}_R = \arg \min_{\boldsymbol{\theta}} \sum_{\substack{k=1 \\ m=\xi_k}}^K \|\mathbf{d}_{mk}\|_2^2 = \arg \min_{\boldsymbol{\theta}} \sum_{\substack{k=1 \\ m=\xi_k}}^K \|\mathbf{A}_{mk}\boldsymbol{\theta} - \mathbf{b}_{mk}\|_2^2. \quad (3.35)$$

Considerando que a matriz concatenada \mathbf{A} seja inversível, um estimador pode ser obtido por:

$$\tilde{\mathbf{r}}_R = \mathbf{A}^\dagger \mathbf{b}; \quad (3.36)$$

no qual \mathbf{A}^\dagger é a matriz pseudo inversa Moore-Penrose da matriz \mathbf{A} .

3.4.1 Estimação AoA Ponderada

Tratando a informação AoA de cada um dos transmissores LED de forma ponderada, é possível diminuir o erro do estimador. Isto porque, quando as distâncias entre o receptor e os transmissores LED são menores, mais confiável é a informação do AoA. Nestas condições, obtém-se uma maior SNR no receptor. Neste viés, é possível considerar uma função objetivo que minimiza a soma ponderada das distâncias quadráticas:

$$\mathbf{r}_R = \arg \min_{\boldsymbol{\theta}} \sum_{\substack{k=1 \\ m=\xi_k}}^K \beta_{mk} \|\mathbf{d}_{mk}\|_2^2 = \arg \min_{\boldsymbol{\theta}} \sum_{\substack{k=1 \\ m=\xi_k}}^K \beta_{mk} \|\mathbf{A}_{mk}\boldsymbol{\theta} - \mathbf{b}_{mk}\|_2^2; \quad (3.37)$$

sendo β_{mk} o fator de ponderação para a distância entre $\boldsymbol{\theta}$ e L_{mk} .

Assumindo $\mathbb{E}[\mathbf{d}_{mk}] = 0$ e $\mathbb{E}[\mathbf{d}_{nl}^T \mathbf{d}_{mk}] = 0$, de acordo com o Teorema de Gauss-Markov [38], os fatores de ponderação ótimos que possibilitam um estimador de mínima variância para (3.37) pode ser obtida por:

$$\beta_{mk} = c_0 \cdot \frac{1}{\mathbb{E}[\|\mathbf{d}_{mk}\|_2^2]}; \quad (3.38)$$

sendo c_0 um número real positivo arbitrário.

Deste modo, é necessário conhecer \mathbf{d}_{mk} a priori. Para isto, no trabalho analisado é explorada a informação RSS. Sem perda de generalidade, será considerado o exemplo de um transmissor LED localizado na origem e com orientação $\mathbf{n}_0 = [0; 0; 1]^T$. O receptor está faceado com o transmissor, isto é, $\mathbf{n}_R = -\mathbf{n}_0$, $\theta_{FoV} = \pi/2$, e $\phi_{mk} \leq \pi/2$. Assim, (3.4) pode ser reescrita:

$$P_0 = \frac{(n_L + 1)A_{pd}}{2\pi} \frac{z^{(n_L+1)}}{(x^2 + y^2 + z^2)^{\frac{n_L+3}{2}}}. \quad (3.39)$$

Obtemos então a identidade que caracteriza a distância entre a direção do LED e a localização do receptor VLC:

$$\|\mathbf{d}_0\|_2^2 = C^{\frac{2}{n_L+3}} z^{\frac{2n_L+2}{n_L+3}} - z^2; \quad (3.40)$$

com as definições $\|\mathbf{d}_0\|_2^2 = x^2 + y^2$ e $C \triangleq \frac{(n_L+1)A_{pd}z}{2\pi P_0}$.

Note-se que (3.40) também identifica as posições no qual o receptor VLC poderia observar a mesma RSS, isto é, forma um contorno para a mesma RSS. Por exemplo, com $P_0 = 0,1$ mW fixo, $A_{pd} = 1$ cm², as localizações potenciais para diversas ordens n_L de distribuição são apresentadas na Figura 3.7.

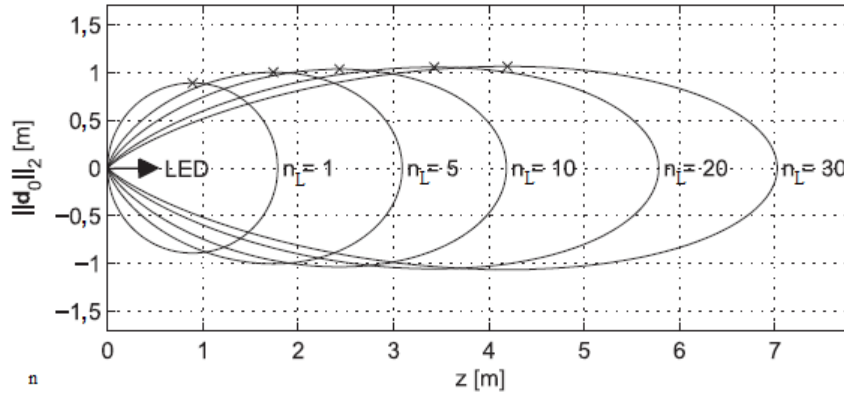


Figura 3.7: Contornos RSS para diversas ordens de distribuição. Todos os pontos dos contornos possuem mesmos valores de RSS. Adaptado de [5].

Sob a suposição de que é equiprovável o receptor se localizar nos locais que satisfazem (3.40), deve-se obter a $\mathbb{E}[\|\mathbf{d}_0\|_2^2]$ na ordem de distribuição lambertiana para que sejam determinados os fatores de ponderação de (3.38). O cálculo de $\mathbb{E}[\|\mathbf{d}_0\|_2^2]$ não é trivial devido as não linearidades de (3.40). Por outro lado, considerando alta diretividade (altos valores de n_L), o contorno RSS se espalha ao longo do eixo z conforme a Figura 3.7. Assim, para este estudo, a função densidade de probabilidade (PDF – *Probability Density Function*) de $\|\mathbf{d}_0\|_2$ pode ser aproximada por uma PDF uniforme dada por:

$$p(\|\mathbf{d}_0\|_2) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi d_{\max}}, & \|\mathbf{d}_0\|_2 \leq d_{\max} \\ 0, & \|\mathbf{d}_0\|_2 > d_{\max} \end{cases} \quad (3.41)$$

no qual:

$$d_{\max} = \max(\|\mathbf{d}_0\|_2) = \sqrt{B^{-\frac{n_L+1}{2}}C - B^{-\frac{n_L+3}{2}}C}; \quad (3.42)$$

com $B \triangleq (2n_L + 6)/(2n_L + 2)$.

Portanto, a variância de $\|\mathbf{d}_0\|_2$ pode ser obtida como d_{\max}^2 aproximadamente. Considerando a posição z do receptor fixa na estimação de cada distância, por indução, os fatores de ponderação ótimos podem ser derivados de:

$$\beta_{mk} \approx c_0 \frac{2\pi P_{mk}}{(n_L+1)A_R z} \stackrel{(a)}{=} P_{mk}; \quad (3.43)$$

na qual a igualdade (a) resulta da seleção apropriada de c_0 . Como resultado, os transmissores LED podem ser ponderados baseados na informação de RSS diretamente por P_{mk} .

O problema dado em (3.37) corresponde a um problema de otimização quadrático sem restrições que pode ser resolvido pelo método de mínimos quadrados (LS – *Least Squares*). A solução LS analítica

para o problema de otimização em (3.37) pode ser expressa como:

$$\tilde{\mathbf{r}}_R = (\mathbf{A}^T \mathbf{B} \mathbf{A})^{-1} (\mathbf{A}^T \mathbf{B}) \mathbf{b}; \quad (3.44)$$

com:

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \beta_{\xi_{11}} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \beta_{\xi_{22}} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \beta_{\xi_{KK}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{\xi_{11}} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & P_{\xi_{22}} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & P_{\xi_{KK}} \end{bmatrix}. \quad (3.45)$$

3.5 SO-OFDM para a Discriminação das Intensidades Capturadas dos Múltiplos LEDs

Para a operação dos estimadores de localização apresentados, exige-se a discriminação das potências recebidas que foram geradas pelos diferentes LEDs das luminárias. No entanto, poucos trabalhos discutem formas eficientes de discriminar estas potências e que possibilitem a funcionalidade da luminária de iluminar e de transmitir dados.

Diante deste cenário, esta parte do trabalho apresenta uma nova arquitetura de sistema que discrimina as diferentes potências dos LEDs de cada luminária utilizando o esquema SO-OFDM. Neste sistema, grupos de subportadoras são distribuídos entre os vários LEDs da luminária para a transmissão de dados. Para a localização, é determinada uma subportadora exclusiva para cada LED de cada luminária. Assim, desenvolveu-se uma regra de distribuição de subportadoras para que o receptor consiga identificá-la para estimar a sua potência. A Figura 3.8 apresenta o diagrama de blocos do transmissor VLC proposto onde permite simultaneamente o controle do nível de luminosidade, a localização do receptor móvel e a transmissão de dados.

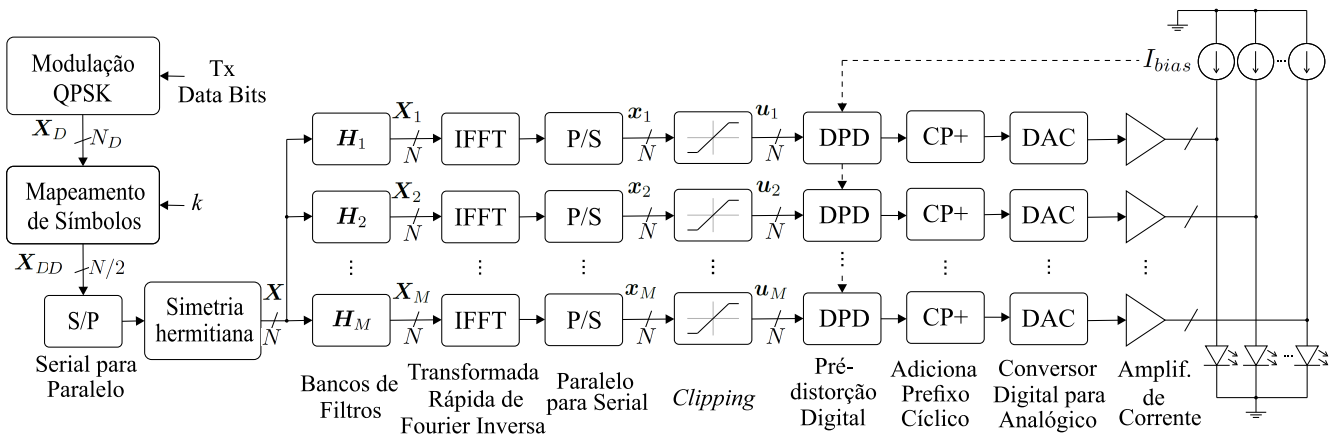


Figura 3.8: Arquitetura do transmissor VLC-OFDM implementado em cada VAP. Autoria própria.

3.5.1 Alocação das Suportadoras OFDM para Localização e Transmissão de Dados

No esquema proposto, os bits de dados são modulados em QPSK, gerando o vetor de símbolos \mathbf{X}_D . O nível de potência fixa das subportadoras de localização tem o propósito de simplificar a operação dos estimadores de localização³. Assim, sem perda de generalidade, os elementos são admitidos escalonados de tal forma que:

$$\mathbb{E} [|\mathbf{X}_D[i]|^2] = 1; \quad i = 1, \dots, N_D. \quad (3.46)$$

Para fins de localização, os elementos do vetor \mathbf{X}_D são inicialmente distribuídos no vetor⁴:

$$\mathbf{X}_{DD} \left[(m-1) \frac{N}{2M} + k \right] = \mathbf{X}_D[m-1]; \quad m = 1, \dots, M; \quad (3.47)$$

sendo m o índice de transmissor LED do VAP, k o índice do VAP, M o número total de transmissores de LEDs em cada VAP, K o número total de VAPs e N o tamanho do bloco IFFT. O valor de k deve ser exclusivo e deve ser predefinido em cada VAP da infraestrutura. Desta forma, cada VAP transmitirá M símbolos (em M subportadoras) e não transmitirá em $(M-1)K$, disponibilizando-os para outros VAPs. Isto permite a discriminação das potências de cada VAP para o estimador de localização no receptor VLC. A distribuição descrita por (3.47) deixa um resíduo de $N/2 - M(K+1)$ subportadoras disponíveis.

Este trabalho propõe dois modos de operação para o sistema. O primeiro, denominado modo de operação de somente localização (LOM – *Location Only Mode*); neste caso, toda a potência do sinal de modulação óptica disponível é usada para permitir uma melhor precisão do estimador. No segundo, modo localização com transmissão de dados (LCM – *Location and Communication Mode*); a energia é distribuída entre as subportadoras de localização e de transmissão de dados; neste caso, a maior transmissão de dados ocorre em detrimento da exatidão da localização.

No modo LCM, estrategicamente, propõe-se que estas subportadoras de transmissão de dados sejam distribuídas entre os transmissores LEDs do VAPs que permitem uma maior SNR no receptor. O acesso múltiplo também pode ser obtido pela redistribuição das subportadoras de dados entre os VAPs próximos de cada receptor VLC.

Considerando o caso de um VAP com melhor relação sinal-ruído (SNR – *Signal-to-Noise Ratio*) no receptor, os símbolos residuais de \mathbf{X}_D podem ser assim distribuídos⁵:

$$\mathbf{X}_{DD} \left[(m-1) \frac{N}{2M} + K + 1, \dots, m \frac{N}{2M} - 1 \right] = \mathbf{X}_D[i], \quad (3.48)$$

³A arquitetura proposta também permite que subportadoras de dados utilizem modulação de ordem superior com diferentes níveis de potência. Neste caso, a análise de *clipping* deve ser atualizada.

⁴Devido à potência pré-alocada, esses símbolos podem ser utilizados para a estimativa de canal e também para propósitos de sincronização do receptor.

⁵Aqui, considera-se que não há transmissão concomitante de subportadoras de dados no mesmo ambiente interno de modo a evitar a interferência co-canal.

com $m = 1, \dots, M$ e $i = m, \dots, \frac{N}{2}$. Assim, o vetor \mathbf{X}_D tem tamanho $N_D = \frac{N}{2} - M(K+1)$. Os elementos do vetor \mathbf{X}_{DD} que não foram atribuídos pelas duas regras anteriores são aceitos como nulos, mantendo o tamanho $N_{DD} = \frac{N}{2}$.

Assim, neste esquema de distribuição de símbolos, os elementos $\mathbf{X}_{DD}[0]$ e $\mathbf{X}_{DD}[\frac{N}{2}]$ responsáveis pelo nível DC são nulos; portanto, não interferindo com a polarização adicionada ao quadro OFDM para mantê-lo positivo. Neste trabalho, assume-se que o controle deste sinal é realizado externamente para permitir o controle da intensidade da iluminação. A Figura 3.9 esboça a distribuição de subportadoras proposta considerando o VAP $k = 1$, bem como no receptor VLC.

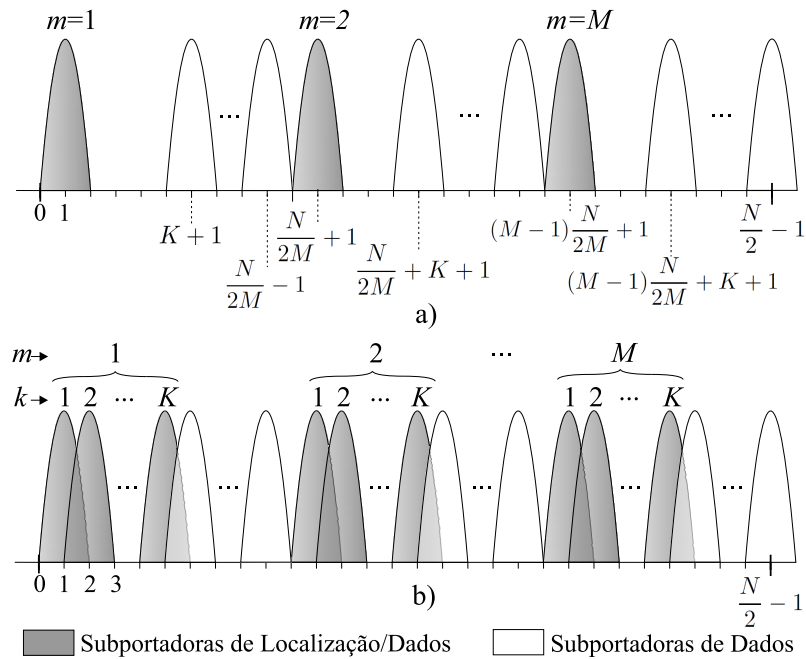


Figura 3.9: Distribuição das subportadoras de localização e de dados para o transmissor VAP $k = 1$ em a) e as subportadoras capturadas no receptor VLC em b). Autoria própria.

3.5.2 SO-OFDM

Após a conversão de serial para paralelo de \mathbf{X}_{DD} , o vetor \mathbf{X} de tamanho N é gerado depois de aplicar a seguinte simetria hermitiana:

$$\mathbf{X}[i] = \begin{cases} \mathbf{X}_{DD}[i] & ; i = 0, \dots, N/2 - 1 \\ \mathbf{X}_{DD}^*[N - i] & ; i = N/2, \dots, N - 1, \end{cases} \quad (3.49)$$

isto com o objetivo de obter pontos puramente reais na saída do bloco IFFT conforme já discutido na Subseção 2.5.2.

O vetor hermitiano \mathbf{X} é então aplicado à entrada de um banco de filtros de tamanho M , isto é, um filtro para cada um dos M LEDs do VAP. Assim, os quadros \mathbf{X}_m são obtidos por meio da filtragem

do quadro OFDM original \mathbf{X} por meio de:

$$\mathbf{X}_m = \mathbf{H}_m \mathbf{X}. \quad (3.50)$$

Um mapeamento contíguo de subportadoras com um número igual de subportadoras por LED é proposta por:

$$\mathbf{H}_m[i] = \begin{cases} H, & i = (m-1)\frac{N}{2M}, \dots, m\frac{N}{2M} - 1 \\ \mathbf{0}, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.51)$$

sendo H uma constante real e $i = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1$. A segunda metade de \mathbf{H}_m é obtida por espelhamento usando $\mathbf{H}_m[i] = \mathbf{H}_m[N-1-i]$ para $i = \frac{N}{2}, \dots, N-1$. Deste modo, os filtros \mathbf{H}_m mascaram as subportadoras que não devem ser transmitidas em cada LED.

O sinal no tempo obtido pelo bloco IFFT é convertido de paralelo para serial, obtendo os pontos no tempo \mathbf{x}_m para cada grupo. Neste sinal é aplicado o *clipping*, com o objetivo de ajustar o sinal na faixa dinâmica do *driver* do LED:

$$\mathbf{u}_m[i] = \begin{cases} I_u & ; \mathbf{x}_m[i] > I_u \\ \mathbf{x}_m[i] & ; I_l \leq \mathbf{x}_m[i] \leq I_u \\ I_l & ; \mathbf{x}_m[i] < I_l. \end{cases} \quad (3.52)$$

No sinal \mathbf{u}_m , a Pré-Distorção Digital (DPD – *Digital Predistortion*) é aplicada para corrigir a não linearidade associada à corrente elétrica aplicada ao LED e a respectiva potência óptica emitida (o Capítulo 5 melhor discute este efeito). A corrente de polarização do LED também deve ser considerada na etapa de DPD. O CP é adicionado ao sinal, depois convertido pelo DAC, amplificado em corrente e finalmente acoplado eletricamente em cada transmissor LED do VAP.

3.5.3 Estimação da Potência das Subportadoras no Receptor VLC

Dado que o vetor \mathbf{x}_m é a soma de variáveis aleatórias independentes com média zero, considerando um N grande o suficiente e usando o Teorema do Limite Central (CLT – *Central Limit Theorem*), é possível aproximar sua distribuição como gaussiana de média zero [39]. Deste modo, a variância do m -ésimo grupo de subportadoras pode ser dada por $\sigma_m^2 = \mathbb{E}[|\mathbf{x}_m|^2]$. Considerando agora (3.46) e (3.51) obtém-se:

$$\sigma_m^2 = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N/2-1} |\mathbf{H}_m[i]|^2 = \frac{2}{N} \sum_{i=1}^{N_D/M} H^2 = \frac{2}{N} \frac{N_D}{M} H^2. \quad (3.53)$$

A severidade do *clipping* sofrido pelo sinal é quantificado pelo fator de *clipping*, que pode ser definido como o número de desvios padrões pela metade da faixa dinâmica [39]:

$$\gamma_m = \frac{I_u - I_l}{2 \cdot \sigma_m}. \quad (3.54)$$

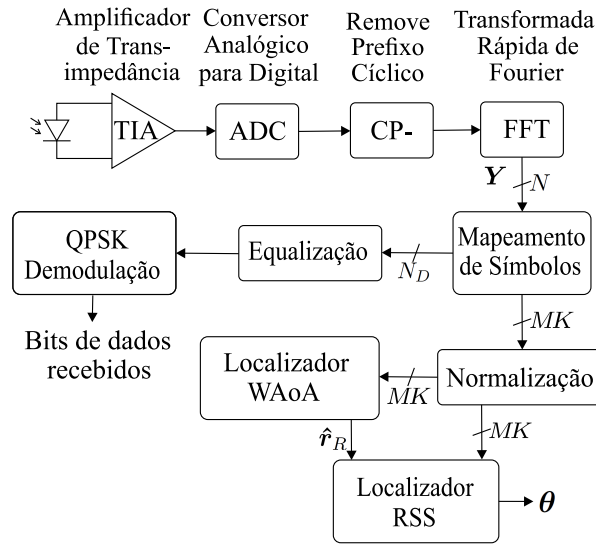


Figura 3.10: Arquitetura do receptor VLC proposto com capacidade de estimação da posição do receptor. Autoria própria.

Considerando a aproximação CLT para \mathbf{x}_m , um *clipping* simétrico ($I_u = -I_l$), uma mesma variancia σ_m^2 em todos os grupos, o fator de escala C_f pode ser determinado por [39]:

$$C_f = 1 - \operatorname{erfc} \left(\frac{\gamma_m}{\sqrt{2}} \right). \quad (3.55)$$

Aplicando (3.54) em (3.55), definindo I_u e I_l e arbitrando C_f , o desvio padrão σ_m pode ser determinado. Nesta sequência, como N , N_D e M são parâmetros fixos do sistema, o valor da constante dos filtros H pode ser determinado aplicando (3.53).

Considerando (3.46), a magnitude do i -ésimo símbolo no lado do receptor pode ser expresso por:

$$|\mathbf{Y}[i]| = H \cdot C_f \cdot G_E. \quad (3.56)$$

Após a separação da magnitude dos símbolos QPSK destinados para a localização no receptor, de acordo com a Figura 3.10, a seguinte normalização é realizada a fim de tornar os elementos do vetor observado da informação RSS em (3.10) mais adequado para a implementação do estimador de localização recursiva:

$$s_{mk} = \frac{|Y_{mk}|}{HC_f R_{pd} S_{LED}} = \Omega_{mk} + n; \quad (3.57)$$

sendo s_{mk} , $|Y_{mk}|$ e n , respectivamente, a informação RSS, a magnitude do símbolo e o ruído amostrado correspondente ao m -ésimo LED do k -ésimo VAP. Comparando (3.57) com (3.6), a potência transmitida se torna unitária. Possibilitando concatenar os MK elementos s_{mk} no vetor de informação RSS \mathbf{s} e concatenar os MK elementos de ganho óptico DC em $\mathbf{p}(\boldsymbol{\theta})$.

3.6 Resultados Numéricos

Nesta seção, é demonstrada a eficácia e a eficiência do método proposto mediante simulações numéricas. Semelhante a [5]⁶, a infraestrutura adotada foi uma sala vazia com dimensões $5 \times 4 \times 3$ m onde todos os quatro dispositivos VAP estão posicionados nos quatro cantos superiores da sala, isto é, $K = 4$. As direções dos VAPs são $\theta_{\text{parede}} = 45^\circ$ entre as paredes e $\theta_{\text{teto}} = 35^\circ$ abaixo do teto. Cada VAP possui quatro transmissores LED do modelo XHP70.2 6V do fabricante Cree[®] em forma de pirâmide com uma base quadrada como mostrado na Figura 3.3a, ou seja, $M = 4$. O ângulo entre o LED e o vetor normal de cada VAP é $\alpha_{\text{VAP}} = 20^\circ$. Os parâmetros do receptor VLC são $\theta_{\text{FOV}} = 85^\circ$, $A_{\text{pd}} = 1 \text{ cm}^2$ e $\mathbf{n}_R = [0; 0; 1]^\top$ ⁷. Os valores dos parâmetros de ruído considerados nas análises são os mesmos utilizados em [4]. No estimador recursivo por RSS, o valor do passo para o algoritmo de busca foi $\eta = 0,3$. Inicialmente, o critério de parada adotado para o estimador recursivo foi um erro $\epsilon \leq 10^{-4}$ m ou um número máximo de iterações de $i_{\text{max}} = 200$.

Os valores dos parâmetros definidos de forma direta da infra-estrutura, do LED, do fotodetector, do ruído, da modulação OFDM e do estimador recursivo de RSS estão registrados na Tabela 3.2. Os valores dos parâmetros obtidos de forma indireta são o fator de conversão do LED $S_{\text{LED}} = 1,4812$ W/A aplicando (3.9) e as variâncias dos ruídos $\sigma_{\text{bg}}^2 = 4,0144 \times 10^{-15}$ A², $\sigma_{\text{dc}}^2 = 1,6022 \times 10^{-23}$ A² e $\sigma_{\text{thermal}}^2 = 6,5631 \times 10^{-17}$ A² aplicando (2.18), (2.20) e (2.21). A variância de ruído *shot* σ_{rs}^2 foi estimada para cada posição analisada do receptor VLC, uma vez que depende da intensidade capturada do sinal luminoso transmitido pelos LEDs.

Tabela 3.2: Parâmetros adotados.

Infraestrutura	LED	Fotodetector
Dim. da sala: $5 \times 4 \times 3$ m $K = 4$ $M = 4$ $\alpha_{\text{VAP}} = 20^\circ$ $\theta_{\text{teto}} = 35^\circ$ $\theta_{\text{parede}} = 45^\circ$	$n_L = 10$ $I_{\text{bias}} = 1,5$ A $I_u = 1$ A $I_l = -1$ A	$A_{\text{pd}} = 1 \text{ cm}^2$ $\theta_{\text{FOV}} = 85^\circ$ $\mathbf{n}_R = [0; 0; 1]^\top$ $R_{\text{pd}} = 0,54$ A/W $C_{\text{pd}} = 112$ pF/cm ² $I_{\text{dc}} = 5$ pA
Modelo de Ruído	OFDM	Estimador Híbrido
$T_K = 300$ K $G_{\text{ol}} = 10$ $g_m = 30$ mS $\Gamma = 1,5$ $\Delta\lambda = (780-380)\text{nm}=400$ nm $p_{\text{bs}} = 5,8 \mu\text{W}/(\text{cm}^2\text{nm})$	$B = 10$ MHz $N = 1024$ $N_D = 496$	$\theta^0 = \hat{\mathbf{r}}_R$ or RND $\eta = 0,3$ $\epsilon < 1 \times 10^{-5}$ m $i_{\text{max}} = 200$

Em seguida, a análise da arquitetura proposta é dividida em três partes. Nessas subseções, o efeito do ruído de *clipping* nos desempenhos do estimador híbrido e do sistema de transmissão de dados, bem como a complexidade computacional dos estimadores são avaliados.

⁶Este trabalho também faz uma análise numérica sobre as melhores escolhas das orientações e ângulos dos componentes da infraestrutura. Assim, os melhores valores encontrados para tais parâmetros serão considerados em nosso trabalho para fins de comparação.

⁷Um conhecimento a priori da orientação do receptor é plausível, pois pode ser estimado por um sistema composto por um arranjo de acelerômetros de três eixos, comumente usado em *smartphones*, entre outros dispositivos portáteis.

3.6.1 Performance dos Estimadores de Localização 3-D

Como forma de comparação, foram incluídas simulações do estimador RSS considerando o centroide da sala (C+RSS) e também considerando um ponto obtido aleatoriamente (RND+RSS) como pontos de iniciais de busca. Neste último caso, as coordenadas do ponto inicial θ^0 foram obtidas usando uma variável aleatória com distribuição uniforme ao longo das dimensões da sala. No caso avaliado $x \sim \mathcal{U}(0;5)$, $y \sim \mathcal{U}(0;4)$ e $z \sim \mathcal{U}(0;3)$. Para comparar o desempenho dos cinco métodos de localização, denominados, AoA, WAoA, C+RSS, RND+RSS e WAoA+RSS, o erro euclidiano e o número de iterações necessários para a convergência foram avaliados considerando três posições diferentes do receptor VLC, a) $\mathbf{r}_{R,1} = [1, 25; 1; 1]^\top$, b) $\mathbf{r}_{R,2} = [1, 25; 2; 1]^\top$, e c) $\mathbf{r}_{R,3} = [2, 5; 1; 1]^\top$. Os resultados numéricos do sistema operando no modo LCM e também no modo LOM foram registrados na Tabela 3.3. Todos os estimadores por RSS chegaram a erros Euclidianos muito próximos, e estes, são muito menores se comparados com os obtidos por AoA e WAoA. Como esperado, em todos os estimadores de RSS, o modo LOM confirmou melhores resultados devido à maior potência emitida das subportadoras de localização. A Figura 3.11 descreve graficamente o comportamento da convergência considerando as cinco posições finais dos estimadores e a convergência dos estimadores recursivos no modo LCM. A notável superioridade do método híbrido WAoA+RSS ocorreu tanto pelo menor erro euclidiano comparado ao AoA e WAoA, quanto pelo menor número de iterações para a convergência do resultado quando comparado ao C+RSS e ao RND+RSS.

Tabela 3.3: Erros euclidianos em (a) e números de iterações em (b) para os quatro estimadores de localização, considerando três diferentes posições e uma realização.

(a)		$\ \tilde{\mathbf{r}}_R - \mathbf{r}_R\ _2$ em [mm]					
modo	LCM			LOM			
posição	$\mathbf{r}_{R,1}$	$\mathbf{r}_{R,2}$	$\mathbf{r}_{R,3}$	$\mathbf{r}_{R,1}$	$\mathbf{r}_{R,2}$	$\mathbf{r}_{R,3}$	
AoA	578,0	423,0	518,6	578,0	423,0	518,6	
WAoA	505,1	267,7	407,6	493,7	273,3	407,2	
RND+RSS	17,8	17,7	48,8	0,621	0,352	0,642	
C+RSS	17,8	17,7	48,8	0,617	0,343	0,646	
WAoA+RSS	17,8	17,7	48,8	0,621	0,337	0,649	

(b)		Número de Iterações, i					
modo	LCM			LOM			
posição	$\mathbf{r}_{R,1}$	$\mathbf{r}_{R,2}$	$\mathbf{r}_{R,3}$	$\mathbf{r}_{R,1}$	$\mathbf{r}_{R,2}$	$\mathbf{r}_{R,3}$	
RND+RSS	29	33	39	29	33	41	
C+RSS	32	32	30	32	33	33	
WAoA+RSS	28	26	26	28	27	28	

A Figura 3.12 apresenta a porcentagem de convergência, o RMSE e o número médio de iterações \bar{i} dos três estimadores baseados em RSS analisados para os modos de operação LCM e LOM. Esta análise considerou cem mil realizações, mantendo $\epsilon < 1 \times 10^{-5}$ m. As posições exatas do receptor VLC foram consideradas aleatórias com distribuições uniformes de probabilidades de $\mathbf{r}_R = [\mathcal{U}(0;5) \ \mathcal{U}(0;4) \ \mathcal{U}(0;2)]^\top$ e $\mathbf{r}_R = [\mathcal{U}(0;5) \ \mathcal{U}(0;4) \ \mathcal{U}(0;3)]^\top$. Conforme a Figura 3.12, nas

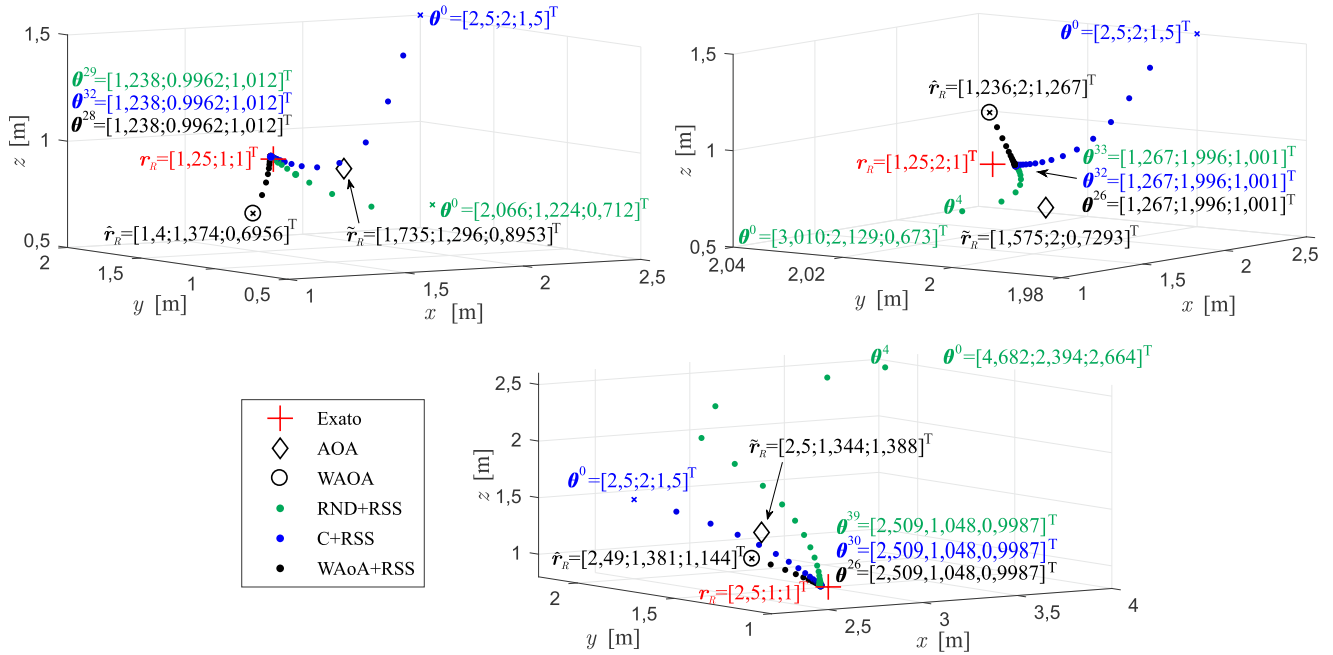


Figura 3.11: Convergência dos cinco métodos de localização 3-D para três posições diferentes do receptor dadas pelo marcador "+". O símbolo \times indica os pontos iniciais θ^0 dos estimadores recursivos. Autoria própria.

duas distribuições aleatórias de posição do receptor VLC e nos dois modos de operação, o estimador híbrido confirmou seu melhor desempenho pelo maior percentual de convergência, menor RMSE e menor número de iterações se comparado aos outros dois estimadores baseados por RSS.

A Figura 3.13 descreve a média de 100 realizações do RMSE do estimador híbrido WAoA+RSS OFDM para planos horizontais da sala de altura $z = 0,1$, $z = 0,8$ e $z = 2$ m. O valor médio RMSE obtido, ou seja, $\overline{\text{RMSE}}$, é exibido para cada gráfico. Além disto, tais resultados numéricos consideraram uma quantidade fixa de $i = 30$ iterações com uma distância de passo de 10 cm. Em geral, a maior precisão do estimador híbrido é na região central da sala onde a potência luminosa é maior que nos cantos. De fato, para tal aplicação de localização, a estimativa dos cantos atingiu um RMSE inferior a 350 mm (modo LCM) e 8 mm (modo LOM), enquanto que nas regiões centrais, atingiu RMSE inferior a 50 mm (Modo LCM) e 2 mm (modo LOM). Desta forma, os resultados numéricos obtidos no modo LOM resultaram em melhor acurácia de localização do que os apresentados em [40].

A parte variável da potência de ruído σ_{rs}^2 pouco contribuiu para a variância total de ruído. No ambiente do sistema simulado, σ_{rs}^2 foi cerca de cem vezes menor que σ_{bg}^2 . Portanto, a precisão da localização em função de uma potência σ_n^2 fixa foi analisada. Assim, a $\overline{\text{RMSE}}$ de 100 realizações foi obtida considerando os mesmos planos analisados na Figura 3.13 e variando σ_n^2 entre $10^{-20} A^2$ e $10^{-8} A^2$. Segundo a Figura 3.14, observa-se que o RMSE decai uma década para cada duas décadas de decréscimo de σ_n^2 .

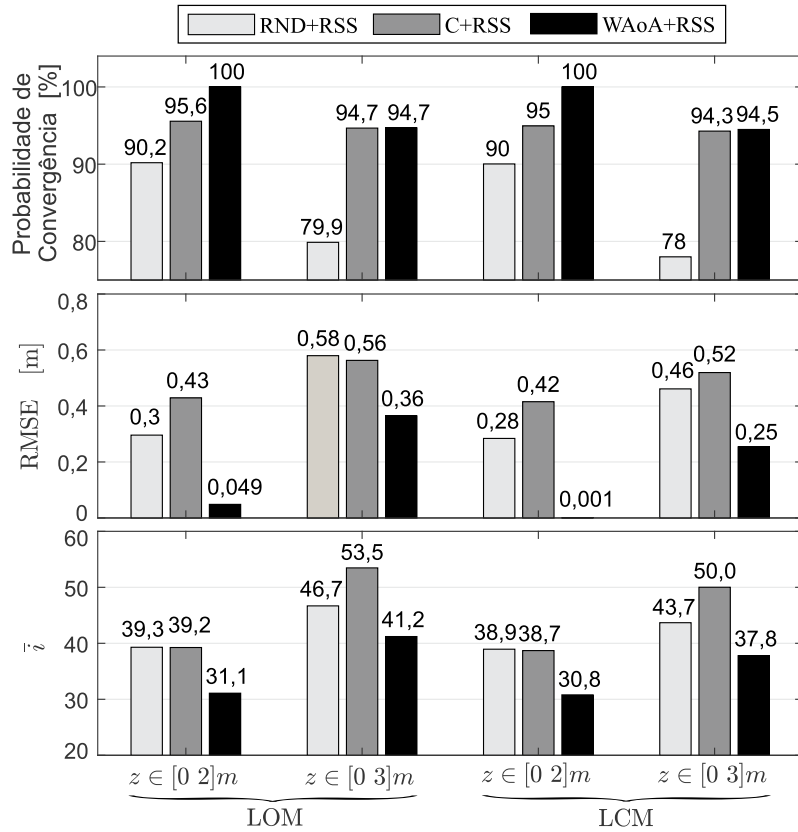


Figura 3.12: Simulação estatística dos estimadores de localização por RSS nos modos de operação LCM e LOM. Autoria própria.

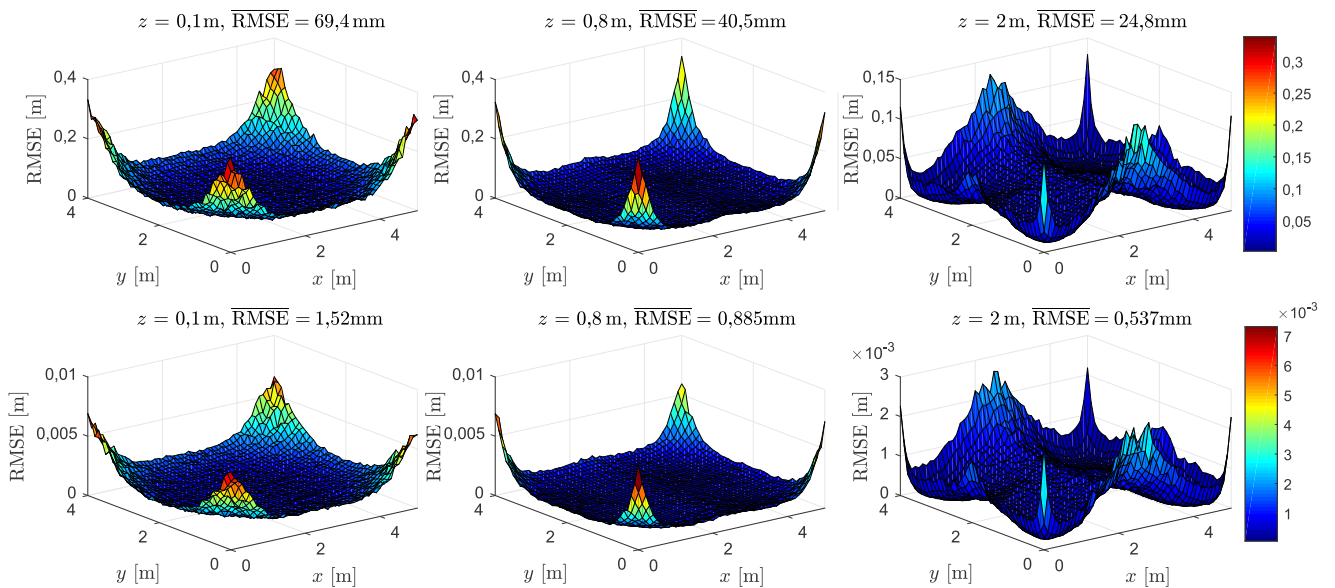


Figura 3.13: RMSE do estimador híbrido WAOA+RSS em 100 realizações com o receptor localizado nos três planos de altura, $z \in [0, 1; 0, 8; 2]^T$ m. A primeira linha de gráficos refere-se ao modo LCM e a segunda ao modo LOM. Autoria própria.

3.6.2 Efeito do Ruído de Clipping

O *clipping* gera uma potência de ruído que é adicionada ao ruído no fotodetector. A variância do ruído de *clipping* pode ser estimada por [41, 42]:

$$\sigma_{clip}^2 = \sigma_m^2 \left[C_f - C_f^2 + (1 - Q(\lambda_l)) \lambda_l^2 + Q(\lambda_u) \lambda_u^2 - (\varphi(\lambda_l) - \varphi(\lambda_u) + (1 - Q(\lambda_l)) \lambda_l + Q(\lambda_u) \lambda_u)^2 + \varphi(\lambda_l) \lambda_l - \varphi(\lambda_u) \lambda_u \right], \quad (3.58)$$

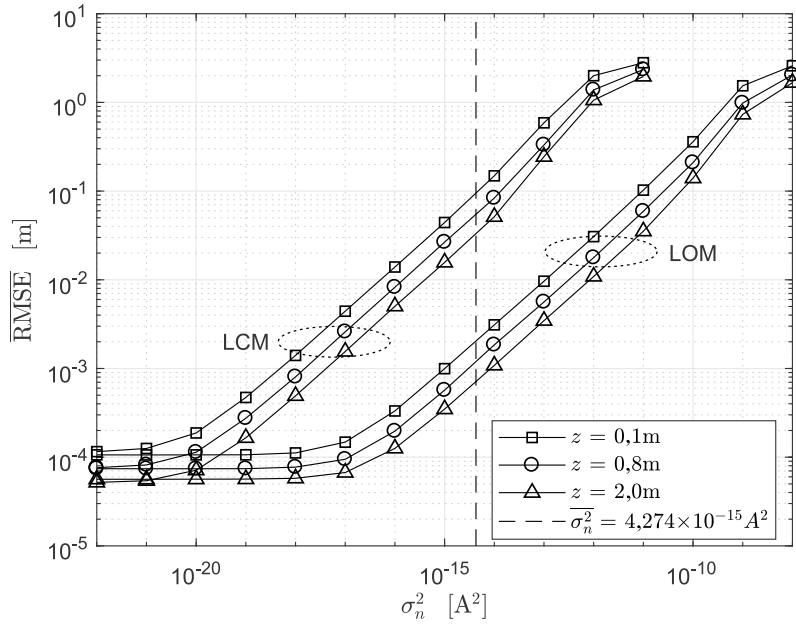


Figura 3.14: $\overline{\text{RMSE}}$ em função da potência de ruído para os três planos de altura analisados na Figura 3.13. Autoria própria.

sendo $\lambda_l = I_l/\sigma_m$ e $\lambda_u = I_u/\sigma_m$, com $\sigma_m = I_u/\gamma_m$ dado por (3.54), $Q(v)$ a função Q , e a função gaussiana sendo dada por:

$$\varphi(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{v^2}{2}\right). \quad (3.59)$$

Havendo um *clipping* simétrico, isto é $I_u = -I_l$, tem-se $\lambda_u = -\lambda_l$. considerando que $\varphi(v)$ é uma função par e que a função Q possui a propriedade $Q(v) = 1 - Q(-v)$, (3.58) pode ser simplificada:

$$\sigma_{\text{clip}}^2 = \frac{I_u^2}{\gamma_m^2} \left[C_f - C_f^2 + 2Q(I_u/\gamma_m) \frac{I_u^2}{\gamma_m^2} - 2\varphi(I_u/\gamma_m) \frac{I_u}{\gamma_m} \right]. \quad (3.60)$$

Assim, a capacidade do canal com um *clipping* simétrico para o m -ésimo grupo de subportadoras pode ser determinada por:

$$\mathfrak{C}_m = \frac{B}{N} \frac{N_D}{M} \log_2 \left(1 + \frac{I_u^2 / (2\gamma_m^2) C_f G_E}{(\sigma_n^2 + \sigma_{\text{clip}}^2) \frac{N_D}{NM}} \right). \quad (3.61)$$

A Figura 3.15 retrata a avaliação do RMSE do localizador no modo LCM obtido em função do fator de *clipping* γ considerando a localização exata do receptor $\mathbf{r}_{R,1} = [1, 25; 1; 1]^T$ com 1000 realizações. O mesmo gráfico também apresenta o limite teórico de capacidade de transmissão de dados para os M transmissores LED do VAP com melhor SNR no receptor ($k = 1$). Observa-se que com um baixo fator de *clipping*, ocorre severa degradação tanto nas estimativas de localização obtidas pelo estimador híbrido WAoA+RSS quanto na capacidade de transmissão de dados. Todas as curvas de capacidade apresentaram seu ponto ótimo para $\gamma_{\text{OPT}} \approx 7,4$. Nesta condição, o RMSE da estimativa de localização se estabilizou no nível mínimo, confirmando o melhor ponto de operação do sistema. De fato, para

$\gamma > 7,4$, a capacidade do canal diminui muito ligeiramente devido ao fato de que um maior valor de γ implica em um menor valor de σ_m e conseqüentemente uma menor SNR no receptor. Desta forma, o ponto ótimo de operação para o modo de localização da arquitetura proposta foi determinado. Assim, considerando a faixa dinâmica do LED e assumindo o fator de *clipping* ótimo, a variância do grupo de subportadoras σ_m^2 pode ser estimada por (3.54) e então a constante H de os bancos de filtros por (3.53).

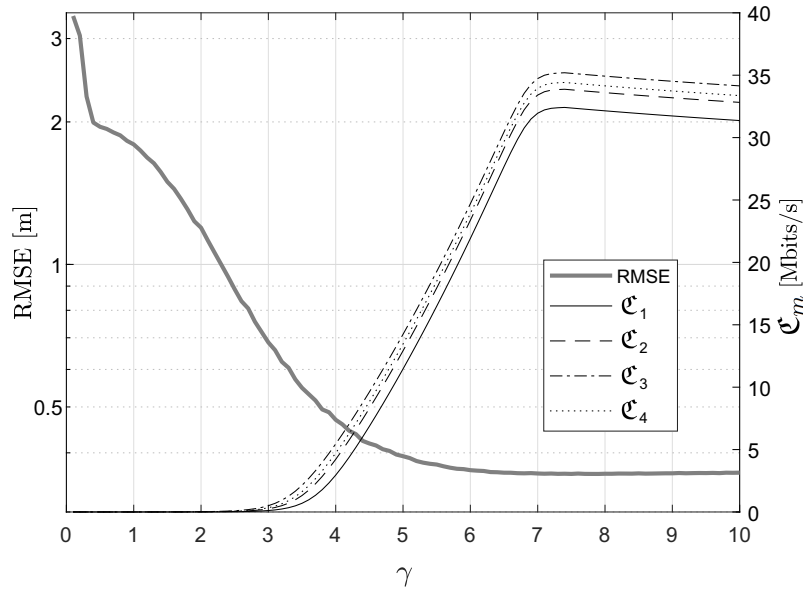


Figura 3.15: RMSE do localizador e capacidade de canal considerando cada um dos transmissores LED do VAP $k = 1$. Autoria própria.

3.6.3 Complexidade Computacional dos Localizadores

O número de multiplicações e de divisões foram estimados para a análise de complexidade computacional dos localizadores⁸. Considerando a geração pseudo-aleatória usando geradores congruentes lineares [44], seriam necessárias cerca de uma dúzia de multiplicações para obter a posição de busca inicial do estimador RND+RSS. Nos estimadores AoA e W AoA, a operação matricial mais consumidora de recursos computacionais é a pseudo-inversa de Moore-Penrose. Para localizadores por AoA e W AoA, as matrizes \mathbf{A} e \mathbf{A}_w possuem dimensões $3K \times 3$ resultando em uma complexidade da pseudo-inversa de $54K + 27$. Considerando a multiplicação pelo vetor \mathbf{b} , a complexidade final do localizador AoA resulta em $\mathcal{C}_{\text{AoA}} = 63K + 27$. Enquanto que para o W AoA, requer $\mathcal{C}_{\text{W AoA}} = 75K + 27$ devido às multiplicações de ponderação necessárias para a determinação do vetor \mathbf{b}_w e a matriz \mathbf{A}_w . Além disso, para o localizador RSS, cada determinação da matriz jacobiana \mathbf{J} tem complexidade $MK(3n_L + 48)/2$ e cada iteração do estimador requer $24MK + 27$. Como resultado, é necessário um total de $\mathcal{C}_{\text{RSS}} = MK(3n_L + 99)/2 + 27$ operações por iteração.

A Figura 3.16 exhibe a complexidade dos localizadores AoA e W AoA em relação a K . Na mesma figura, é apresentada a superfície de complexidade para uma iteração do estimador RSS referente ao

⁸Foi considerado o algoritmo de Gauss-Jordan para multiplicação de matrizes e inversão de matrizes [43].

produto $M \cdot K$ e ao número de modo lambertiano n_L . A complexidade do estimador RSS cresce linearmente com M , K e n_L . Além disso, em ambos os gráficos, as complexidades para o sistema analisado da Tabela 3.2 também foram identificadas. De fato, para este cenário específico, a complexidade de uma iteração do estimador de RSS foi aproximadamente três vezes maior que as complexidades dos estimadores AoA e WAoA.

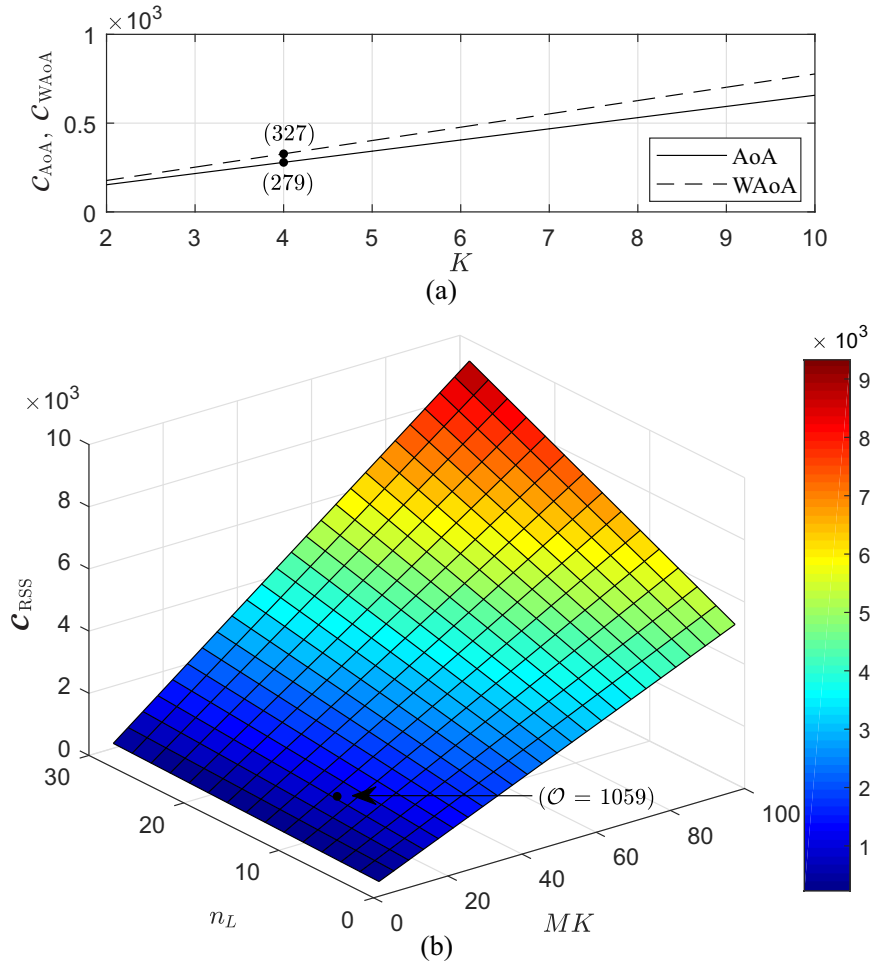


Figura 3.16: Complexidade dos três métodos de de localização: a) AoA, WAoA; e b) RSS. Marcadores "•" identificam as complexidades da configuração analisada anteriormente com os parâmetros da Tabela 3.2. Autoria própria.

Considerando que um LED com alta diretividade não é desejável para fins de iluminação, n_L deve atingir o valor de poucas dezenas [9]. Assim, uma complexidade assintótica de $\mathcal{O}(MK)$ para o localizador RSS pode ser admitida, sendo razoável diante das complexidades assintóticas de $\mathcal{O}(K)$ dos localizadores AoA e WAoA. Deste modo, a penalidade de complexidade do uso do estimador WAoA+RSS pode ser admissível levando em consideração a maior acurácia alcançada.

3.7 Principais Resultados Alcançados – Parte 1 da Tese

A nova topologia proposta possibilitou a discriminação de potências e a capacidade de transmissão de dados utilizando a mesma tecnologia VLC. Desta forma, possibilitou a operação dos estimadores de

localização. O desempenho do método proposto referente à funcionalidade de localização foi extensivamente analisado, usando como métricas a RMSE, a porcentagem de convergência e o número de iterações.

Diversas combinações de estimadores foram simulados numericamente neste sistema cujas avaliações indicaram o a melhor performance do estimador RSS se comparado com os estimadores por ângulo de chegada. O estimador híbrido com WAoA+RSS, quando comparado com os estimadores também recursivos com pontos iniciais aleatórios (RND+RSS) e com ponto inicial pelo centroide da sala (C-RSS), possibilitou: uma maior probabilidade de convergência, um menor RMSE para um determinado número de iterações e um menor número de iterações para alcançar o erro mínimo de passo. Assim, avaliou-se a RMSE do estimador WAoA+RSS em função da potência de ruído e para os diferentes modos de operação e também em função do fator de *clipping*.

A opção entre os modos de operação permitiu maior flexibilidade do sistema. Conforme esperado, o modo somente localização permitiu uma otimização na precisão ao utilizar as potências disponíveis exclusivamente para a localização. Isto possibilitou um RMSE médio de poucas unidades de milímetros nas simulações. Já o modo localização mais transmissão de dados permitiu uma precisão em torno de algumas unidades de centímetros, o que, dependendo da aplicação, pode ser suficiente em atender as necessidades.

Foi verificado que a RMSE do estimador WAoA+RSS decai uma década a cada duas décadas de decremento da potência do ruído. A capacidade de transmissão do sistema é desenvolvida matematicamente a partir da capacidade do canal para cada grupo de subportadoras OFDM e adotando-se a hipótese de ocorrência de *clipping* simétrico, sendo avaliada separadamente para cada LED do VAP. Também foi verificado graficamente que o ponto de ótimo na capacidade de transmissão deste sistema ocorreu para $\gamma_{opt} \cong 7,4$.

Por fim, foi avaliada a complexidade computacional dos estimadores. O custo computacional dos estimadores por ângulo de chegada é proporcional ao número de VAPs considerados. Já a complexidade do estimador por RSS, para cada iteração, é proporcional ao número da ordem de distribuição lambertiana dos n_L LEDs, à quantidade M de LEDs em cada VAP e à quantidade K de VAPs. Por fim, verificou-se que os estimadores por ângulo de chegada e por RSS possuem complexidades assintóticas $\mathcal{O}(K)$ e $\mathcal{O}(MK)$ respectivamente. Por conseguinte, estes resultados permitem a determinação de um melhor compromisso entre custo computacional e acurácia necessária para uma dada aplicação.

Por fim, a seguir são sucintamente elencados os principais resultados alcançados com a primeira parte deste trabalho de tese, em conformidade ao reportado no Apêndice A:

- para propósitos de localização, estabeleceu-se analítica e numericamente a discriminação e estimação das potências ópticas capturadas no receptor VLC que foram transmitidas em cada LED de cada VAP;

- confirmação da funcionalidade de localização, de transmissão de dados e de iluminação para a topologia proposta;
- verificação da sensível melhor acurácia do estimador WAoA em relação ao AoA;
- confirmação da maior acurácia dos estimadores recursivos por RSS se comparado com os estimadores por ângulo de chegada;
- confirmação da maior probabilidade de convergência e do menor número de iterações se utilizado o resultado do estimador WAoA como ponto inicial de busca do estimador RSS;
- confirmação da funcionalidade e versatilidade dos modos de operação LOM e LCM;
- confirmação de que a maior severidade do *clipping* implica negativamente no desempenho do estimador WAoA+RSS;
- determinação analítica da capacidade de transmissão do sistema e verificada a sua dependência em relação ao fator de *clipping*;
- determinação do fator adequado de *clipping* o qual permite a maximização da capacidade de transferência de informação;
- determinação da complexidade dos estimadores de localização considerados.

4 Pré-distorção e Pré-equalização em Sistemas VLC-OFDM

Neste capítulo são apresentados os conceitos relevantes acerca do projeto do transmissor e do receptor para aplicações VLC. A segunda parte deste trabalho de tese, inicialmente caracteriza experimentalmente a variação da não linearidade de um LED de alta potência quando submetido à variação de temperatura. Na sequência, uma nova e promissora arquitetura de transmissão-recepção para o sistema VLC com modulação OFDM é proposta, caracterizada e implementada tendo em foco a minimização dos efeitos perniciosos de não linearidade associada ao LED, bem como os efeitos da atenuação do tipo passa-baixas presentes no sistema OFDM-VLC convencional. Para isto, propõe-se um esquema de retroalimentação luminosa de forma a implementar a pré-distorção digital (DPD – *Digital Predistortion*) e a pré-equalização (Pre-Eq – *Pre-Equalization*) no transmissor LED. Conceitos específicos associados, bem como uma discussão detalhada relativa à topologia proposta no artigo científico do Apêndice B são apresentados neste capítulo.

4.1 O LED como Transmissor para VLC

O transmissor VLC geralmente é uma luminária baseada em diodo emissor de luz (LED). O processo de geração de luz branca nestes LEDs se dá basicamente de duas formas [2]. Na primeira forma, a luz branca é obtida da combinação da luz do LED azul ao atravessar uma camada amarela do elemento químico fósforo. Assim, é possível gerar diferentes temperaturas de cor variando a espessura desta camada. A Figura 4.1a apresenta a medição da densidade espectral de potência (PSD – *Power Spectral Density*) de lâmpadas tubulares, uma lâmpada fluorescente¹ de 40 W e duas LEDtube do Fabricante Philips. É possível verificar o pico de emissão da cor azul devido ao LED e a dispersão espectral devido à passagem da luz pela camada de fósforo. A segunda forma utiliza a mistura aditiva das luzes geradas por LEDs de cores vermelha, verde e azul (sistema RGB). A Figura 4.1b apresenta a medição da PSD de fitas com LEDs monocromáticos de cores azul e vermelha.

A lâmpada de LED da primeira forma citada, embora seja de mais fácil implementação e a de menor custo, possui velocidade de chaveamento limitada em até poucos MHz devido justamente à per-

¹Os picos da distribuição luminosa emitida pela lâmpada fluorescente analisada deve-se às raias de emissão espectral do gás contido na lâmpada.

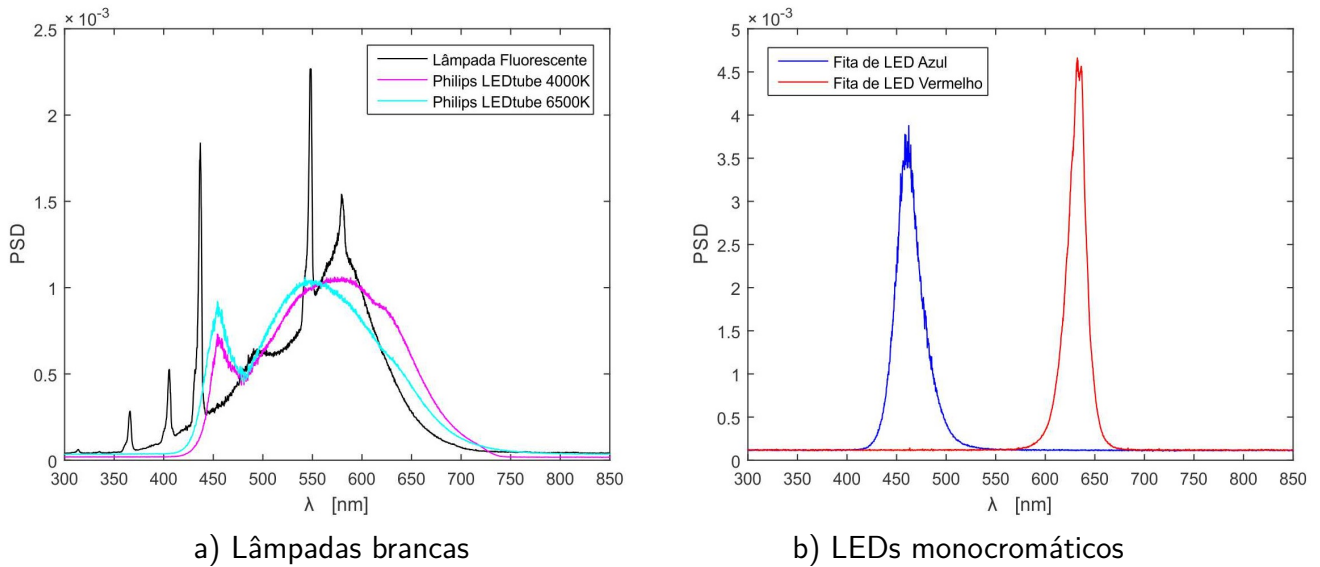


Figura 4.1: Densidade espectral de potência *versus* comprimento de onda. Autoria própria.

sistência luminosa da camada de fósforo. A Figura 4.2 evidencia esta atenuação através dos resultados de medições do ganho elétrico normalizado *versus* a frequência de um sinal transmitido² em um arranjo experimental entre um transmissor e receptor em um canal LOS. Nesta figura, a luz branca foi decomposta mediante filtros ópticos, permitindo-se confirmar a maior atenuação da componente amarela da luz [45]. A lâmpada RGB, por não possuir a camada de fósforo, apresenta de forma mais suave esta limitação e ainda permite utilizar um esquema de modulação de dados usando as três diferentes cores denominado CSK conforme apresentado na Seção 2.5.

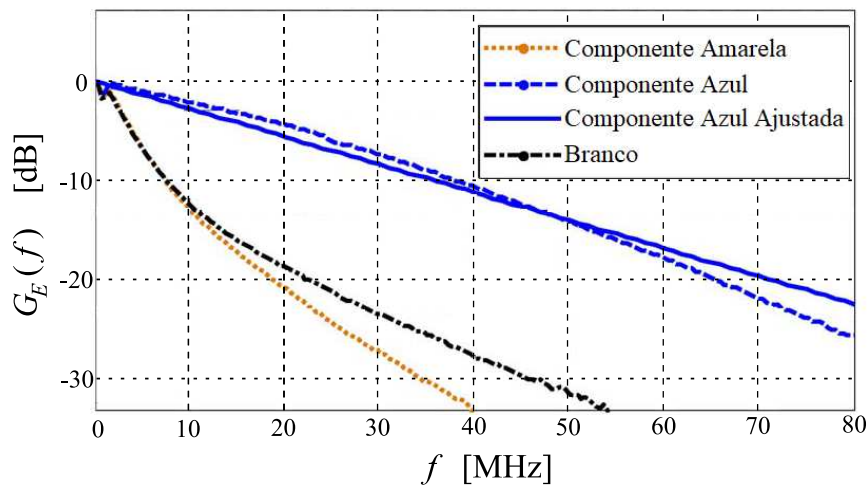


Figura 4.2: Atenuação verificada a partir da medida do ganho elétrico normalizado de diferentes filtros ópticos em um canal LOS. Adaptado de [45].

A definição de ganho elétrico possui o propósito de facilitar a medição e modelagem do canal em LOS, isto porque relaciona diretamente a corrente gerada no fotodetector em função da corrente

²A curva sólida em azul representa a componente azul ajustada por meio da função $H_b(\omega) = e^{-\omega/\omega_b}$, com $\omega_b = 2\pi 15,5 \times 10^6$ rad/s [45].

aplicada ao LED. O ganho elétrico pode ser definido por [9]:

$$G_E(f) = S_{LED}(f)\Omega R_{pd}(f); \quad (4.1)$$

sendo Ω o ganho DC do canal LOS, ou seja, a perda de percurso da Equação (2.7). S_{LED} é o fator de conversão da potência luminosa emitida em função da corrente do LED em [W/A], R_{pd} é a responsividade do fotodetector em [A/W].

4.1.1 Pós-equalização para a correção da atenuação do transmissor LED

O trabalho [45] sugere um pós-equalizador utilizando componentes passivos com o propósito de mitigar o efeito da atenuação do sinal luminoso em altas frequências. A Figura 4.3 apresenta o arranjo experimental para correção da atenuação da resposta em altas frequências do LED via pós-equalização.

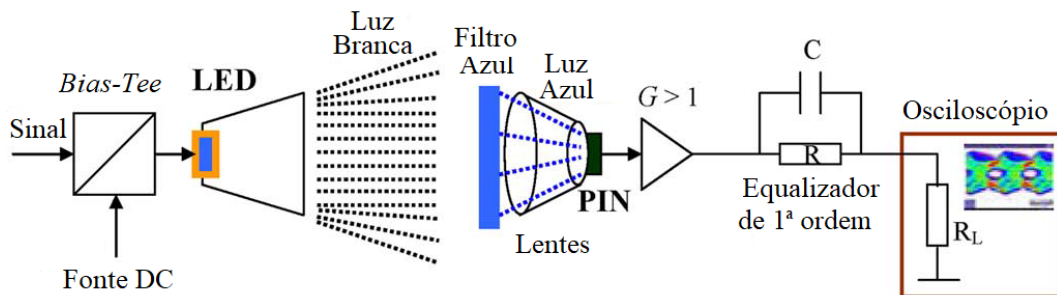


Figura 4.3: Arranjo experimental para a correção da atenuação da resposta em altas frequências do sinal luminoso emitido pelo LED. Adaptado de [45].

Conforme a Figura 4.2, a atenuação é de ≈ 20 dB por década. Deste modo, o trabalho [45] propôs a inserção de um capacitor dimensionado como filtro passa altas de forma a manter aproximadamente constante o ganho elétrico G_E na banda de frequência de interesse. Entretanto, este arranjo não mitiga o comportamento não linear da emissão do LED.

4.1.2 Tipos de Não linearidade do LED

O LED, de modo geral, possui dois comportamentos distintos de não linearidade que podem interferir no desempenho dos sistemas VLC. A primeira delas, a não linearidade entre a corrente drenada mediante a aplicação de uma tensão direta no LED, e a segunda, refere-se à não linearidade da potência óptica gerada em função da corrente aplicada [10]. O primeiro caso é apresentado na Figura 4.4 para o LED de alta potência Cree[®] XHP70.2 6V. Uma forma de mitigar este tipo de não linearidade é utilizar um circuito com amplificador operacional (AOP – *Operational Amplifier*) com realimentação de um sinal oriundo de um resistor *shunt* que fica em série com o LED. Um exemplo deste circuito é apresentado na Figura 4.25. Deste modo, o circuito com realimentação negativa compensa a alimentação de tensão no LED de forma a manter a corrente do LED linear em relação ao sinal de entrada do AOP.

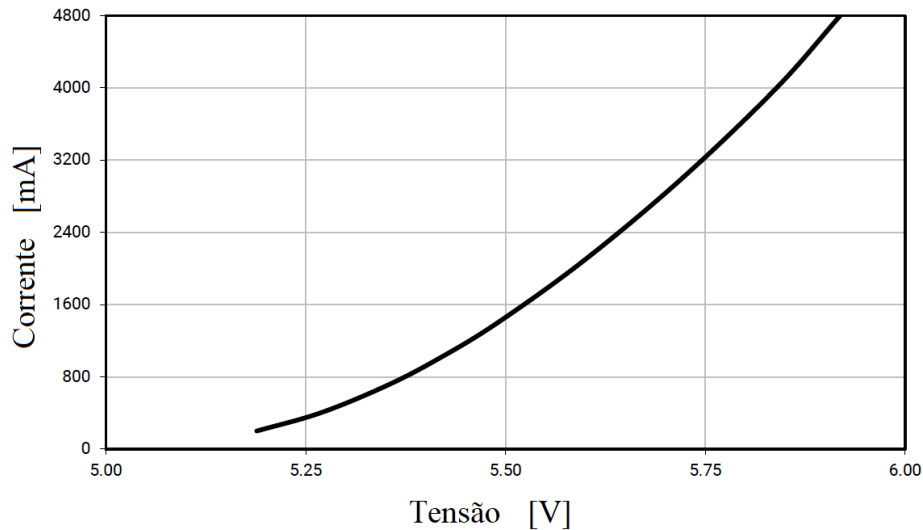


Figura 4.4: Não linearidade entre a corrente e tensão em um LED de alta potência polarizado diretamente. Adaptado de [36].

O problema de não linearidade entre a corrente aplicada no LED e a respectiva potência óptica obtida é exemplificado na Figura 4.5, para o mesmo LED citado no parágrafo anterior.

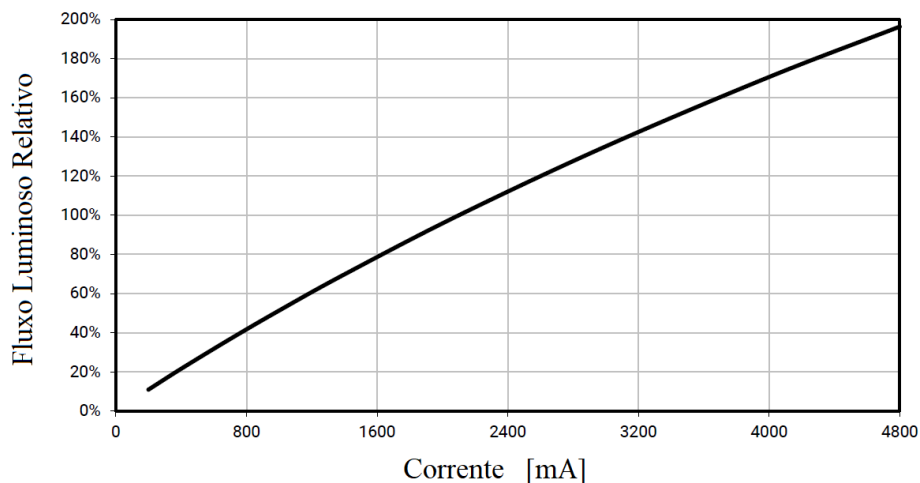


Figura 4.5: Não linearidade da potência óptica emitida por um LED de alta potência. Adaptado de [36].

Para a caracterização desses comportamentos não lineares, diversas técnicas de modelagem podem ser encontradas na literatura. A mais trivial consiste no ajuste da curva não linear por uma função polinomial [46].

4.1.3 Mitigação da Não Linearidade da Potência Óptica Emitida

Na mitigação da não linearidade da potência óptica emitida pelo LED de alta potência, diversas abordagens podem ser utilizadas. A mais básica consiste no fato de que somente para pequenos sinais, a modulação de corrente pode ser considerada linear com a potência óptica emitida. Entretanto, esta abordagem limita a potência do sinal modulado, resultando em uso ineficiente da faixa dinâmica de

corrente do LED, tornando ineficaz o sistema VLC.

A Figura 4.6 apresenta algumas topologias de mitigação da não linearidade do LED. Por simplificação, nesta figura, foram omitidas a modulação, a demodulação, os conversores DAC e ADC etc. As técnicas de correção estáticas são mais simples, entretanto não são adequadas quando o sistema apresenta mudanças ao longo do tempo. Nestes casos os esquemas adaptativos são mais efetivos.

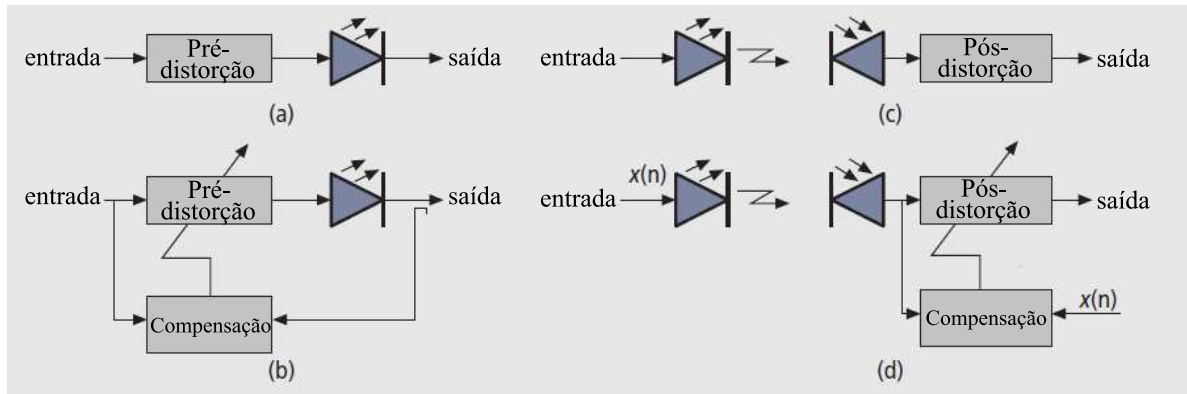


Figura 4.6: Topologias de mitigação da não linearidade do transmissor LED: a) pré-distorção estática, b) pré-distorção adaptativa, c) pós-distorção estática e pós-distorção adaptativa. Adaptado de [46].

Conforme a Figura 4.6, as técnicas de pré-distorção atuam no sinal de entrada do transmissor LED. Existe muito pouca discussão na literatura acerca da pré-distorção adaptativa de LEDs, fato este que pode ser atribuído à dificuldade de se obter um sinal de *feedback* para o treinamento do esquema de pré-distorção [46]. Isto porque o comportamento do fotodiodo não é completamente linear e o custo de implementação de técnicas de equalização pode resultar desfavorável sob o ponto de vista do compromisso desempenho-complexidade [46]. Neste sentido, o presente trabalho sugere ajustar a curva da Figura 4.5 por uma função polinomial de segundo grau e depois determinar a curva de corrente necessária para que a potência luminosa se mantenha linear [47]. A partir do ajuste desta segunda curva, é possível obter uma expressão da corrente do LED em função do sinal de entrada a ser modulado, isto é, a função matemática para a pré-distorção. Este procedimento foi adotado no presente trabalho, sendo melhor detalhado na Subseção 4.6.2.

Uma solução alternativa que vale ser citada, é o Conversor Digital para Analógico (DAC – *Digital-to-Analog Converter*) experimental proposto em [48]. Consiste na comutação binária dos diversos LEDs que compõem uma estrutura matricial. Por conseguinte, pode permitir uma elevada eficiência energética na transmissão. Este esquema mitiga o problema da não linearidade do LED; no entanto, requer um grande número de LEDs para obter uma resolução razoável. Isto porque, para uma resolução de 8 bits, são necessários $2^8 = 256$ LEDs, por exemplo. Esse requisito acaba criando outro problema de não linearidade devido às diferentes atenuações de canal proporcionadas pelas diferentes posições e distâncias dos LEDs.

4.2 Receptores para VLC

Existem basicamente dois tipos de dispositivos receptores de sinal luminoso: o fotoreceptor discreto e o sensor de imagem [2]. O fotoreceptor é um semicondutor que permite fácil conversão do sinal de luz para corrente em até dezenas de MHz. Já o sensor de imagem, também denominado de sensor de câmera, é composto por um grande número de fotodetectores dispostos matricialmente em um circuito integrado (CI). A amostragem do sinal de cada fotosensor não é feita paralelamente mas sim por varredura. A multiplexagem inerente ao processo de varredura implica em uma baixa velocidade de amostragem de cada elemento sensor, devido a grande quantidade de elementos sensores para a construção de uma imagem completa. Conseqüentemente, isto implica em uma redução na taxa de transmissão de dados.

Considerando os receptores discretos na recepção do sinal VLC, geralmente são empregados fotoreceptores embasados em fotodiodo (PD – *Photodiode*) com junção p-i-n. A junção p-i-n é constituída de materiais tipo P e tipo N separados por uma região intrínseca levemente dopada pelo tipo N. A Figura 4.7 apresenta em detalhe o comprimento de onda do pico de luz azul gerada por um LED branco e a resposta espectral do fotodiodo p-i-n SFH213 Osram®.

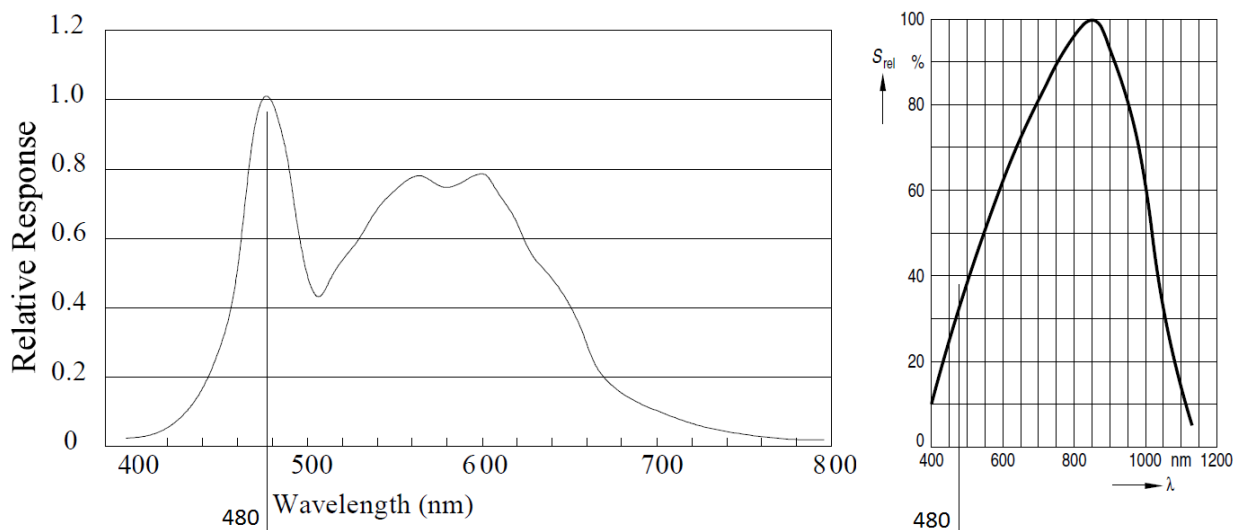


Figura 4.7: Espectro luminoso típico emitido por um LED branco com camada de fósforo e resposta espectral luminosa de um fotodiodo p-i-n SFH213. Adaptado de [49].

Conforme a Figura 4.7, observe-se que o pico de potência luminosa azul do LED, em torno de 460 nm, não coincide com o pico de sensibilidade do PD que está situado em torno de 850 nm. Isto implica que, se o sinal de informação é modulado no pico azul, o sensor estará mais sensível para captar o sinal luminoso em outros comprimentos de onda. Ou seja, ele estará mais sensível para captar não o sinal de interesse, mas sim prováveis fontes de ruído. Para a correção deste problema pode-se empregar um filtro óptico priorizando a faixa de comprimentos de onda de interesse para que seja otimizada a relação sinal-ruído capturada à entrada do receptor PD.

4.2.1 Características Elétricas do Fotodiodo p-i-n

A Figura 4.8, apresenta o circuito elétrico equivalente de um PD p-i-n. Os parâmetros nele denotados são: I a fotocorrente gerada pela luz incidente, R_J a resistência *shunt* de junção, C_J a capacitância da junção, R_S a resistência série e I_D é a corrente no escuro (*dark current*). Como $R_S \ll R_J$, muitas vezes, R_S pode ser negligenciado.

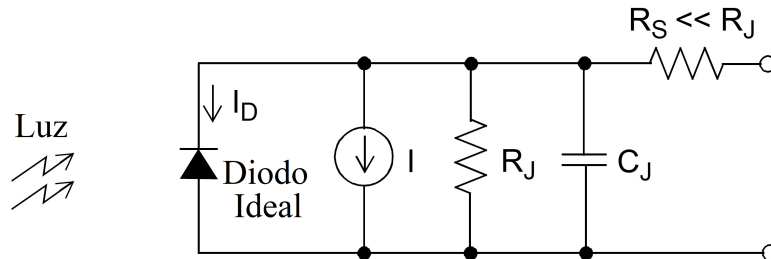


Figura 4.8: Circuito equivalente de um fotodiodo PIN. Adaptado de [50].

Para a fotodeteção, existem basicamente, dois modos de operação do PD [50]. O primeiro deles, o fotovoltaico, não exige uma tensão de polarização conforme a representação da Figura 4.9a. Este modo é mais indicado para situações em que são exigidas maior linearidade, maior sensibilidade e menor ruído. A segunda maneira apresentada na Figura 4.9b, o modo fotocondutivo, uma tensão de polarização inversa V_{BIAS} é aplicada entre seus terminais. Esta configuração possibilita aplicações que necessitam de maior velocidade de detecção. Entretanto possui o inconveniente do surgimento da corrente de escuro (*dark current*). A Tabela 4.1 faz um breve comparativo entre estes dois modos.

Tabela 4.1: Comparação entre os dois modos de fotodeteção de um fotodiodo PIN

Parâmetro	Fotovoltaico	Fotocondutivo
corrente de escuro	não	sim
linearidade	↑	↓
sensibilidade	↑	↓
ruído	↓	↑
velocidade	↓	↑

As diferenças das características apresentadas na Tabela 4.1 se devem ao fato de que a polarização reversa imposta por V_{BIAS} reduz a capacitância de junção [51], incrementando a velocidade de

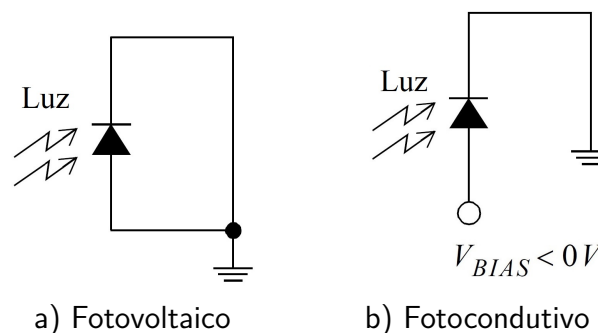


Figura 4.9: Modos de fotodeteção de um fotodiodo PIN. Adaptado de [50].

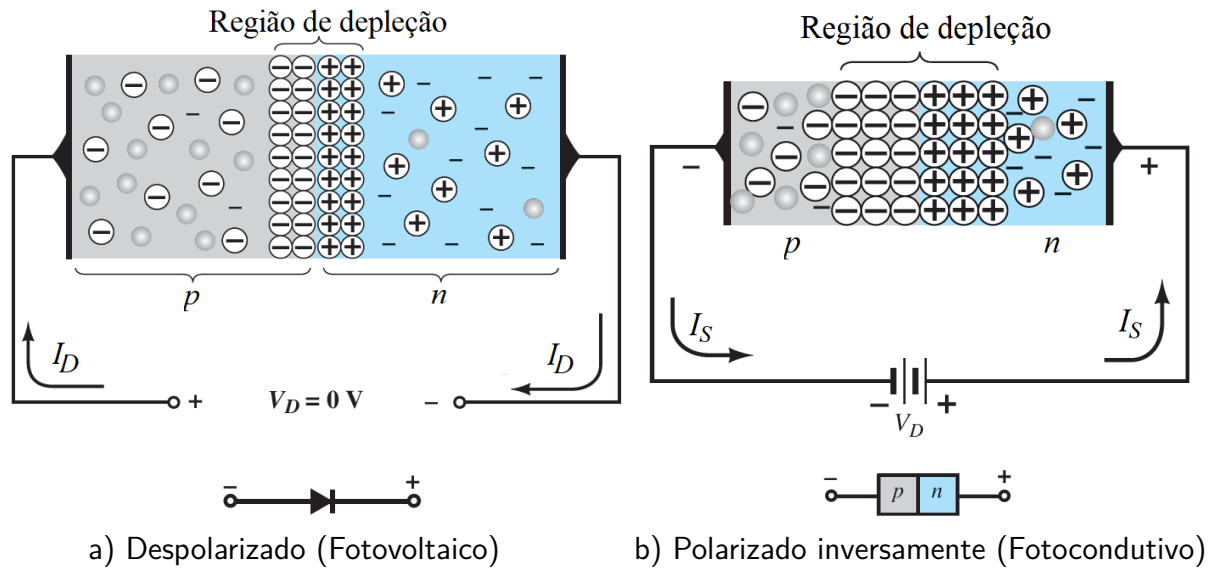


Figura 4.10: Efeito da região de depleção mediante a mudança de polarização de uma junção PN. Adaptado de [51].

comutação (frequência de operação) no modo fotocondutivo. A Figura 4.10 apresenta o aumento da região de depleção quando aplicada uma polarização reversa em uma junção PN. Como a região de depleção é uma região não condutora de eletricidade, esta região se comporta como um dielétrico. Por exemplo, aumentando-se a região dielétrica, a distância entre as regiões condutoras também aumenta, apresentando o mesmo efeito quando se distanciam as placas de um capacitor. Ou seja, a capacitância da junção diminui³.

4.3 Amplificador de Transimpedância

O amplificador de transimpedância (TIA – *Transimpedance Amplifier*) possui um papel muito importante nos esquemas de fotodetecção. Este subcircuito faz a conversão da corrente I_{pd} gerada pelo PD para uma tensão proporcional que possa ser amostrada em um ADC [50]. A Figura 4.11 apresenta as configurações básicas para os dois modos de operação do PD inclusive as suas equações de transferência. Deste modo, em ambos os casos, o elemento que define o ganho do TIA é o resistor de *feedback* R_F mediante a equação:

$$V_{tia} = R_F \cdot I_{pd}. \quad (4.2)$$

4.3.1 Estabilidade do TIA

Em um circuito TIA real, ocorrem os fenômenos do pico de ganho de transimpedância, e consequentemente, do pico de ganho de ruído [50]. Ambos os efeitos podem gerar instabilidade no TIA se não

³Embora tenha sido apresentado o caso da junção PN, os mesmos efeitos relativos à variação da capacitância em função p-i-n. Isto porque, o material intermediário "I" pode ser considerado isolante, e portanto, pode ser agregado ao efeito dielétrico da região de depleção.

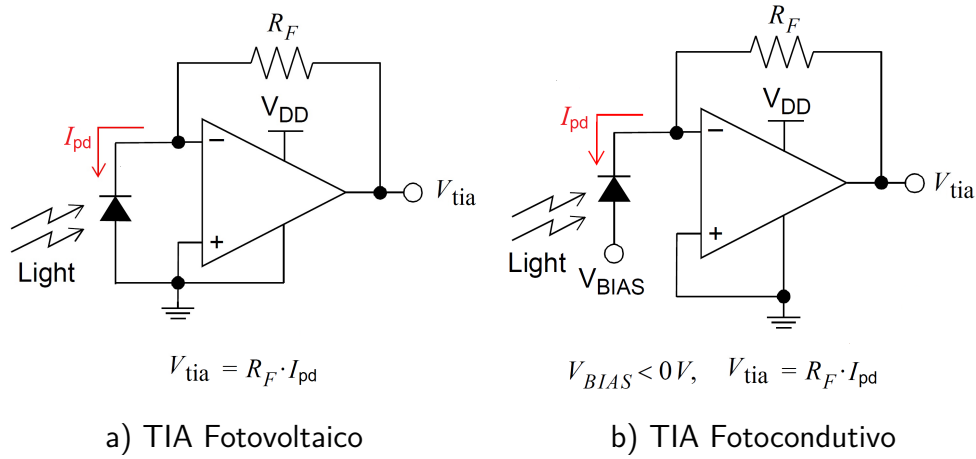


Figura 4.11: Configurações básicas dos amplificadores de transimpedância para os dois modos de fotodeteccção. Adaptado de [50].

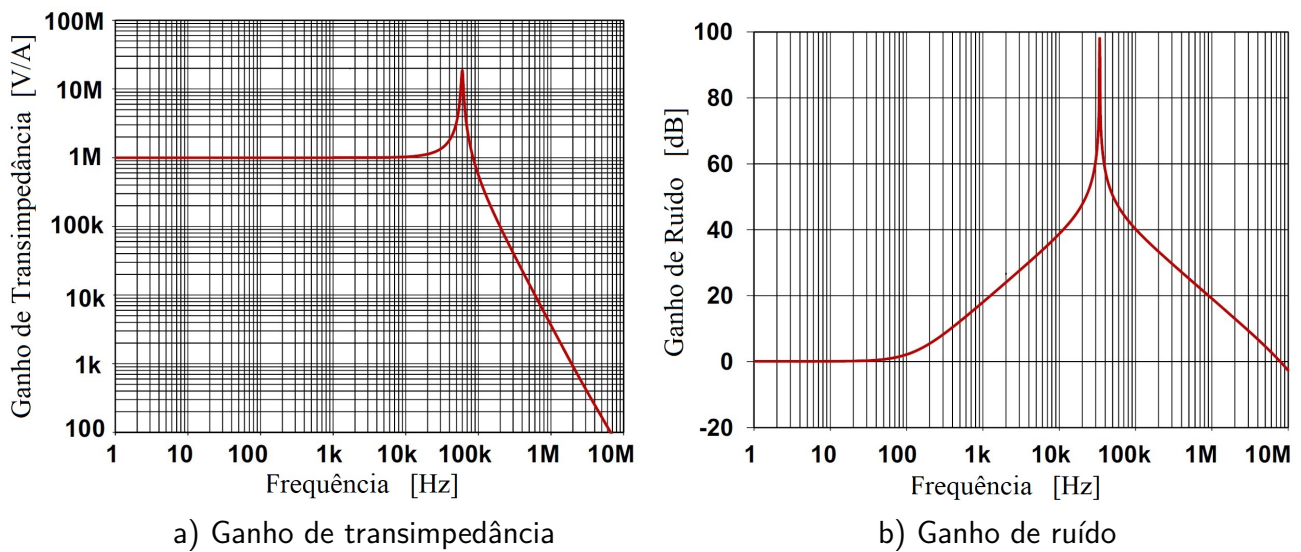


Figura 4.12: Fenômeno do pico de ganho de um TIA. Adaptado de [50].

forem controlados. A Figura 4.12 apresenta graficamente estes dois fenômenos. Conforme apresentado na Seção 2.4, a composição do ruído possui comportamento aditivo branco com distribuição de probabilidade gaussiana (AWGN – *Additive white Gaussian noise*). Deste modo, a Figura 4.12b é consequência direta do efeito apresentado na Figura 4.12a se considerado um piso espectral de ruído no sinal de entrada.

Um método de controle deste tipo de instabilidade muito utilizado é a inserção de um capacitor de *feedback* em paralelo com o resistor R_F . A Figura 4.13 exhibe o diagrama de Bode dos ganhos do TIA envolvidos nesta solução. A curva A_{OL} representa o ganho em malha aberta do TIA, i.e., sem o resistor R_F . A curva G_{tia} representa o ganho de malha fechada (com R_F) com e sem a adição do capacitor C_F . O piso inferior de G_{tia} é dado pela Equação (4.2).

As frequências notáveis da Figura 4.13 podem ser determinadas pelas seguintes equações:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi (R_J || R_F) (C_J + C_{OP} + C_F)}; \quad (4.3)$$

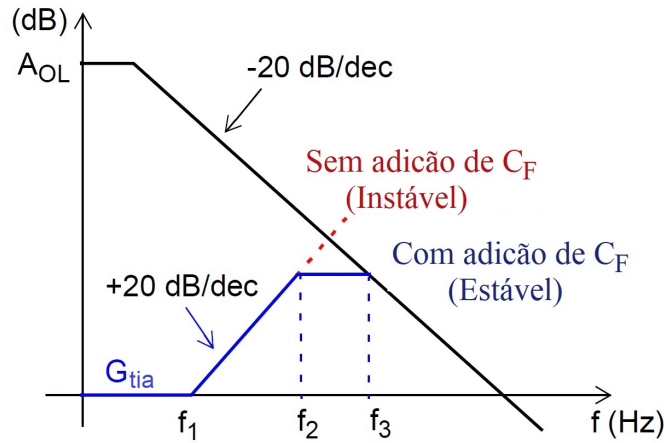


Figura 4.13: Diagrama de Bode dos ganhos envolvidos em um TIA. Adaptado de [50].

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_F C_F}; \quad (4.4)$$

$$f_3 = \frac{GBP}{G_{tia}} = \frac{GBP}{1 + \frac{C_J + C_{OP}}{C_F}}; \quad (4.5)$$

sendo C_{OP} a capacitância intrínseca ao AOP e GBP o produto ganho-banda, também do AOP.

4.3.2 Projeto do Amplificador de Transimpedância

Para baixas frequências, o resistor de realimentação R_F determina o ganho do TIA pela Equação (4.2). Entretanto, uma análise considerando frequências mais elevadas requer considerar os componentes reativos do TIA [52]. Deste modo, inicialmente é definida a capacitância de entrada:

$$C_{IN} = C_J + C_{CM} + C_{DIFF}; \quad (4.6)$$

sendo C_{CM} e C_{DIFF} a capacitância de modo comum e a capacitância de modo diferencial do AOP, respectivamente.

A impedância de entrada é:

$$Z_{IN} = \frac{1}{sC_{IN}}. \quad (4.7)$$

O valor ótimo do capacitor de compensação C_F pode ser determinado por [50]:

$$C_F = \sqrt{\frac{C_{IN}}{2\pi(GBP)R_F}}. \quad (4.8)$$

A impedância do circuito de realimentação é dada por:

$$Z_F = R_F \parallel \frac{1}{sC_F} = \frac{\frac{1}{C_F}}{s + \frac{1}{R_FC_F}}. \quad (4.9)$$

Deste modo, a função de transferência do TIA pode ser determinada por:

$$G_{\text{tia}} = \frac{V_{\text{tia}}}{I_D} = \frac{-Z_F}{1 + \frac{1+Z_F/Z_{IN}}{A(s)}}; \quad (4.10)$$

sendo $A(s)$ o modelo do AOP com um único pólo:

$$A(s) = \frac{A_{OL}\omega_A}{s + \omega_A}; \quad (4.11)$$

sendo ω_A a frequência angular de corte que pode ser determinada por:

$$\omega_A = \frac{2\pi GBP}{A_{OL}}. \quad (4.12)$$

A Figura 4.14 apresenta a resposta em frequência do circuito TIA da Figura 4.15 que é utilizado neste capítulo. A largura de banda de 10,01 MHz foi obtida utilizando o fotodiodo PD204-6C do fabricante Everlight[®] e o AOP LMH6643 do fabricante National Instruments[®].

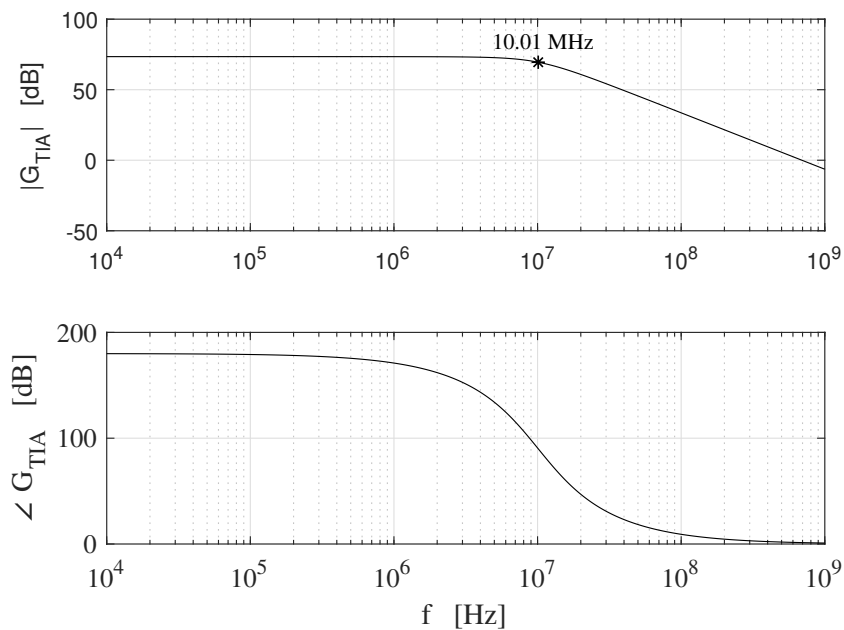


Figura 4.14: Resposta em frequência do TIA projetado e utilizado neste capítulo. Autoria Própria.

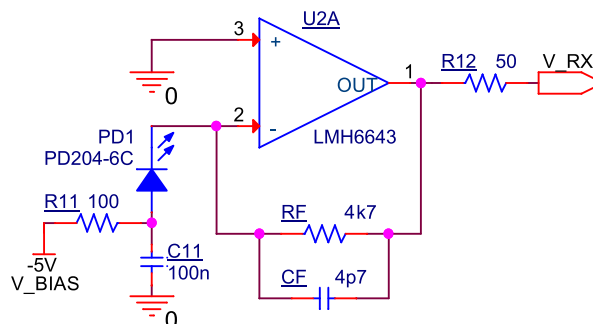


Figura 4.15: Circuito proposto para o TIA utilizado neste capítulo. Autoria Própria.

4.4 Analisador de Não Linearidade de LEDs

Esta seção implementa um arranjo experimental para verificar as variações das curvas de não linearidade em função da temperatura do LED. Para isto, é implementada uma malha de controle de temperatura do encapsulamento do LED e a respectiva captura do comportamento da potência luminosa emitida em função da corrente aplicada no LED. O propósito é justificar o uso da pré-distorção digital (DPD – *Digital Predistortion*) pela aprendizagem do comportamento do LED mediante o sinal de realimentação luminoso. Isto em contraposição ao uso de um DPD estático, i.e, com parâmetros fixos de fábrica.

O protótipo apresentado na Figura 4.16 foi desenvolvido com o objetivo de capturar o comportamento do fluxo luminoso emitido por um LED em função da corrente e também da temperatura. A Figura 4.17 complementa apresentando alguns detalhes da placa de circuito impresso (PCB – *Printed Circuit Board*) do acoplamento térmico entre o dissipador de calor de alumínio com ventilador, placa de efeito Peltier, LED e sensor de temperatura. O sensor utilizado foi o TMP100 do fabricante Texas Instruments[®], que vem calibrado de fábrica com uma precisão típica de $\pm 1^\circ\text{C}$ [53].

O procedimento de extração dos dados experimentais consistiu em inicialmente manter o LED desligado, controlar a temperatura de análise, depois acionar a corrente de análise por um período muito curto de tempo. O curto tempo de acionamento do LED destina-se a não alterar significativamente a temperatura de sua junção semicondutora. A intensidade luminosa do pulso emitido é então capturada pelo ADC através do sinal de tensão gerado pelo arranjo TIA mais PD. Utilizou-se o PD BPW34 do fabricante Osram[®] e o LED branco de 1 W do fabricante Multicomp[®], ambos alinhados entre si a uma distância de 3,9 cm. O ganho de TIA foi ajustado em $32k\Omega$, isto é, $V_{\text{tia}} = 32k\Omega \cdot I_{\text{pd}}$.

A Figura 4.18 exibe o sinal de saída do TIA em função da corrente contínua aplicada ao LED. Além de confirmar a não linearidade da tensão gerada pelo TIA em função da corrente no LED, foi possível verificar que a eficiência luminosa diminui com o aumento da temperatura.

V_{tia} , I_{pd} , a irradiância capturada pelo PD e o fluxo luminoso ϕ_v emitido pelo LED são todos proporcionais entre si. Assim, considerando a informação da folha de dados do LED analisado de que com 350 mA e $T^0 = 30^\circ\text{C}$ o LED emite $\phi_v^0 = 115$ lumens [54]. E que sob estas condições, a tensão de saída do TIA foi $V_{\text{tia}}^0 = 3,457\text{V}$. O fluxo luminoso ϕ_v para um LED com corrente I_{led} sob uma temperatura T pode ser então estimada por:

$$\phi_v(I_{\text{led}}, T) = \phi_v^0 \frac{V_{\text{tia}}(I_{\text{led}}, T)}{V_{\text{tia}}^0} = \frac{115}{3,457} V_{\text{tia}}(I_{\text{led}}, T). \quad (4.13)$$

A conversão de fluxo luminoso ϕ_v para a potência óptica transmitida P_T para um LED azul revestido com fósforo pode ser expressa em $P_T = 2,1 \cdot \phi_v \left[\frac{\text{mW}}{\text{lm}} \right]$ [37]. Assim, o eixo y do lado direito da Figura 4.18 revela um redimensionamento de escala dos dados experimentais para quantificar P_T . Conforme

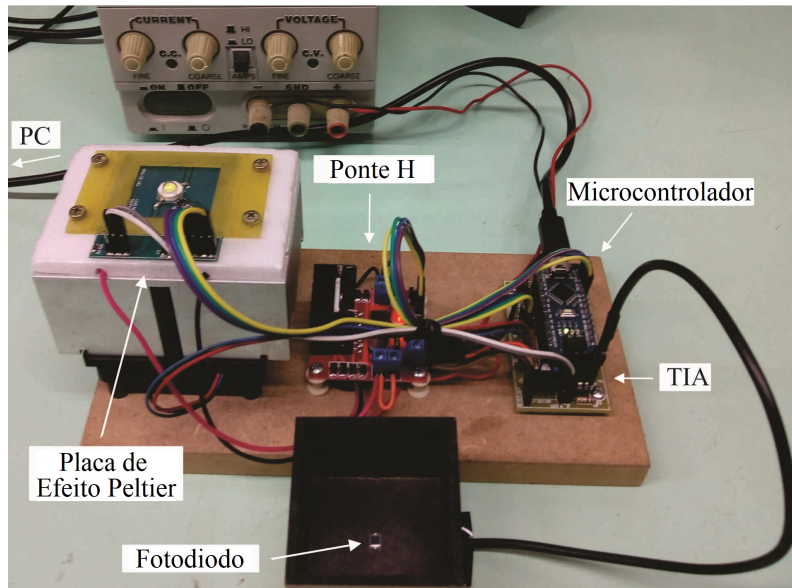
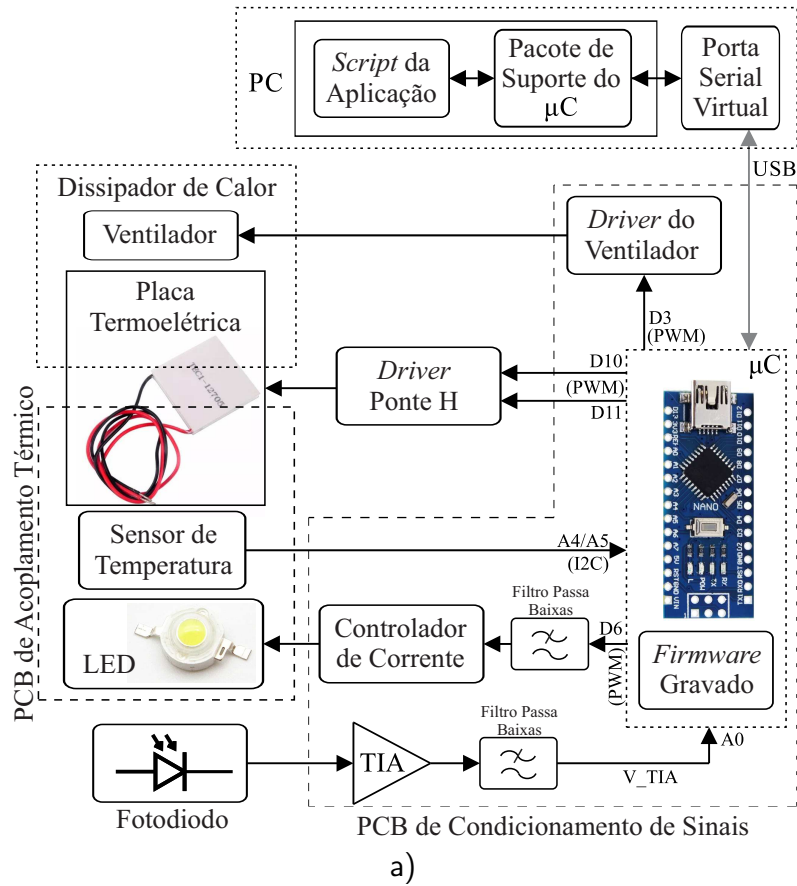


Figura 4.16: Diagrama de blocos em (a) e foto em (b) do arranjo experimental para verificar a não linearidade em função da corrente e temperatura do LED. Autoria Própria.

citado na Subseção 4.1.2, a curva P_T pode ser ajustada pela função polinomial:

$$P_T = A \cdot I_{\text{led}}^2 + B \cdot I_{\text{led}} + C. \quad (4.14)$$

Deste modo, para todas as temperaturas analisadas⁴, os parâmetros do ajuste polinomial foram

⁴A justificativa para analisar temperaturas mais altas é devida ao uso em ambientes tropicais ou em casos de subdimensionamento de dissipadores de calor.

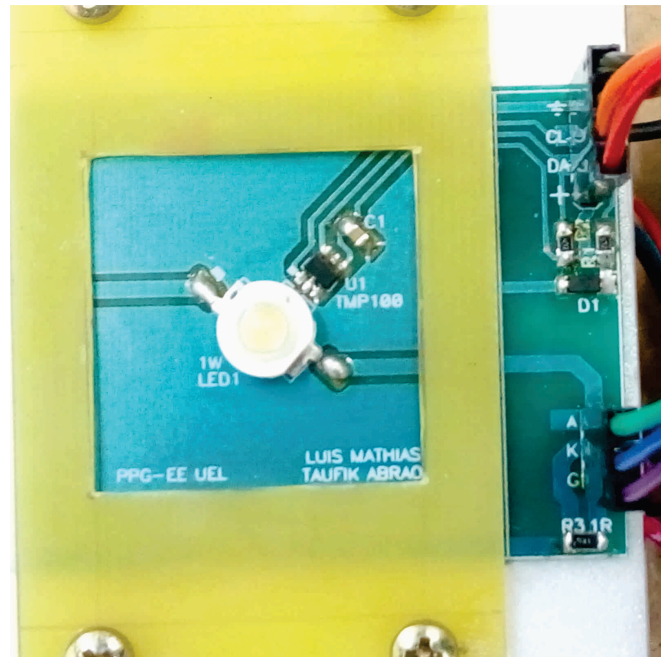


Figura 4.17: Detalhes da placa de acoplamento térmico entre o dissipador de calor de alumínio, placa de efeito Peltier, LED e sensor de temperatura. Autoria Própria.

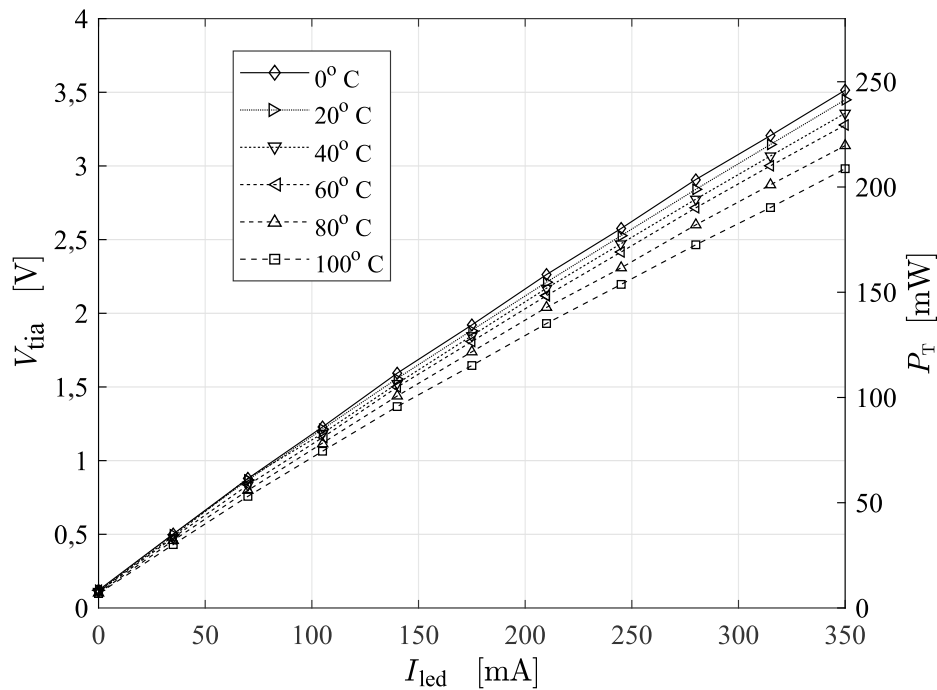


Figura 4.18: Verificação experimental da não linearidade entre $V_{tia} \times I_{led}$ em função da temperatura para o LED branco Multicomp de 1W. Autoria Própria.

registrados na Tabela 4.2. Todos os ajustes resultaram em excelentes coeficientes de correlação R . Assim, a variação da não-linearidade de $P_T \times I_{led}$ em função da temperatura foi confirmada.

Tabela 4.2: Parâmetros dos ajustes polinomiais da curva $P_T \times I_{led}$

T [°C]	Parâmetros			R
	A	B	C	
-10	-0,23735	0,764263	0,009285	0,99997
0	-0,24969	0,763086	0,008686	0,99998
10	-0,22750	0,751208	0,008882	0,99999
20	-0,24060	0,745831	0,008781	0,99998
30	-0,22566	0,742316	0,008848	0,99997
40	-0,25976	0,734123	0,008910	0,99993
50	-0,26767	0,730652	0,008128	0,99997
60	-0,26323	0,722152	0,008205	0,99998
70	-0,27341	0,713003	0,007769	0,99997
80	-0,27189	0,698047	0,007694	0,99997
90	-0,26485	0,680774	0,007487	0,99997
100	-0,25532	0,661240	0,007331	0,99997

4.5 Tentativa de Pré-distorção Utilizando Somente Eletrônica Analógica

O circuito IL300 do Fabricante Vishay[®], apresenta uma solução para a correção da não linearidade na isolação elétrica de um sinal por opto-acoplamento [55]. A correção da não linearidade se dá por meio de um LED e de dois fotorreceptores idênticos integrados no mesmo invólucro. Este arranjo permite no lado transmissor compensar a não linearidade por meio de um AOP e do sinal de realimentação luminosa de um dos LEDs. No entanto, o CI IL300 possui uma largura de banda de operação típica de 200 kHz, um valor de banda muito restritivo para em sistemas VLC. A Figura 4.19 apresenta o circuito básico sugerido em sua folha de dados.

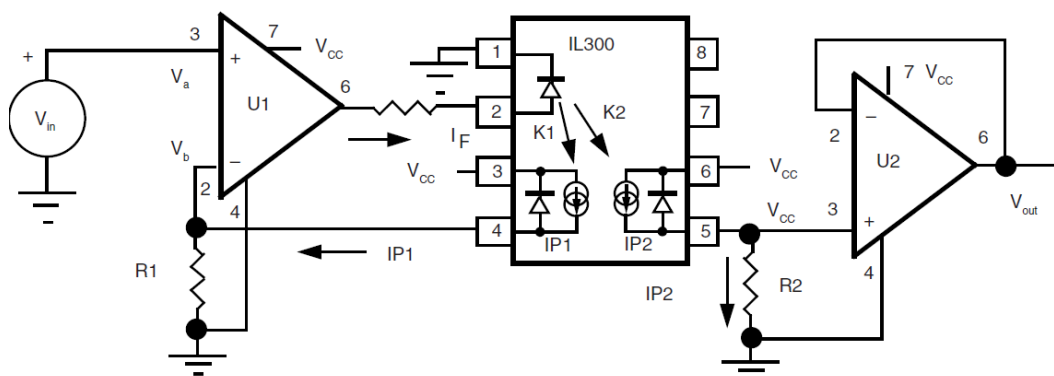


Figura 4.19: Circuito básico sugerido para o CI IL300. Adaptado de [55].

De forma análoga, o trabalho em [56] apresenta um dispositivo que emprega esta técnica de realimentação óptica internamente, no mesmo *chip*, para suprimir a não linearidade do LED em apli-

cações VLC. No entanto, os autores de [56] não avaliam o problema de atenuação para frequências mais adequadas para aplicações VLC. Além disto, há pouca informação acerca da metodologia para a caracterização da BER apresentada no trabalho.

Diante da escassez de soluções relativas ao problema da não linearidade do LED para sistemas VLC, este trabalho propôs a implementação de uma arquitetura inspirada na solução em [56], porém não integrando completamente em um único *chip*, como o IL300, mas combinando o LED transmissor e um receptor de *feedback* (PD mais TIA) acoplados ainda no mesmo módulo transmissor. Uma montagem analógica experimental foi implementada; entretanto, os resultados em malha fechada não foram bem sucedidos. Após investigação, operando o circuito ainda em malha aberta de luz, foi verificada uma significativa variação de fase do sinal de *feedback* se comparado com o sinal de entrada. O sinal realimentado experimentou atrasos de fase de $\approx 72^\circ$, 112° e 225° para sinais senoidais de entrada nas frequências de 1, 2 e 5 MHz respectivamente.

De forma sucinta, pode-se justificar tais resultados como: se a fase ultrapassa 180° , a realimentação que deveria ser negativa se torna positiva, tornando instável a malha de compensação. Isto explica o não funcionamento da solução analógica. Como as variações de fase foram significativamente alteradas em função da frequência, torna-se evidente que existe um comportamento reativo em alguma etapa da circuitaria do transmissor e do receptor de luz. Os principais elementos reativos envolvidos se devem às capacitâncias intrínsecas do LED e do PD. O próprio TIA interfere na fase do sinal conforme apresentado na Figura 4.14. A solução para este impedimento seria elaborar um circuito analógico para a compensação da fase. Entretanto, necessitaria de calibrações e qualquer perturbação de temperatura influenciaria na capacitância da junção do LED e do PD. Deste modo, seria necessário uma compensação devido a temperatura o que aumentaria em muito a complexidade do circuito tornando dispendiosa a solução.

4.6 Uma Proposta de Pré-distorção e de Pré-equalização em Sistemas VLC com OFDM

Neste cenário, uma solução aplicando um esquema de realimentação luminosa mais processamento digital de sinais mostrou-se mais promissora. Isto porquê os sistemas digitais possuem uma maior imunidade à variação de temperatura e uma maior flexibilidade de operação. Nesta proposta, o sinal de realimentação luminoso é capturado por um circuito receptor fixo e acoplado ao módulo transmissor.

Assim, propôs-se uma arquitetura completa de transmissão VLC com OFDM integrando o DPD adaptativo e a pré-equalização, ambos totalmente implementados no módulo transmissor. Isto, de forma a possibilitar a correção do problema de não linearidade bem como compensar o problema da seletividade em frequência do ganho elétrico G_E do sistema VLC. A Figura 4.20 exibe a geometria desta solução sendo que a descrição de suas componentes são apresentadas em seguida.

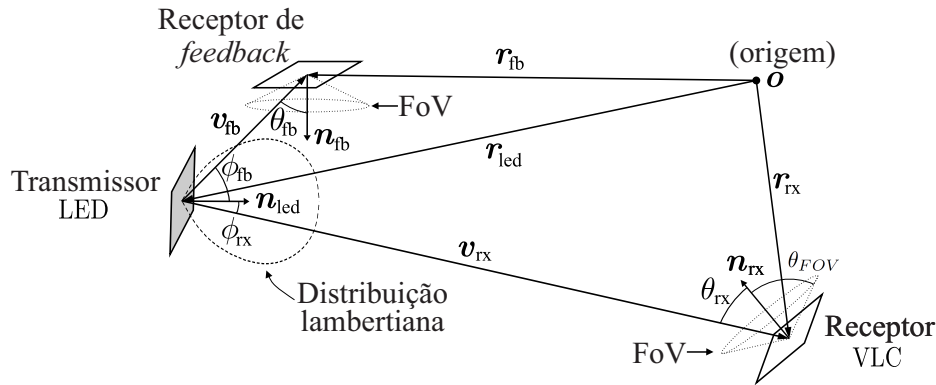


Figura 4.20: Diagrama esquemático da geometria do sistema. Autoria Própria.

Considerando que a posição e orientação do LED está dentro do campo de visão do PD, que os dois PDs são idênticos e (3.4), os ganhos de percursos entre o transmissor LED e receptor remoto, e entre o transmissor LED e o receptor de *feedback* podem ser respectivamente determinados:

$$\Omega_{rx} = -\frac{(n_L + 1)A_{pd}}{2\pi} \cdot \frac{(\mathbf{v}_{rx}^T \mathbf{n}_{led})^{n_L} \mathbf{v}_{rx}^T \mathbf{n}_{rx}}{\|\mathbf{v}_{rx}\|_2^{n_L+3}}; \quad (4.15)$$

$$\Omega_{fb} = -\frac{(n_L + 1)A_{pd}}{2\pi} \cdot \frac{(\mathbf{v}_{fb}^T \mathbf{n}_{led})^{n_L} \mathbf{v}_{fb}^T \mathbf{n}_{fb}}{\|\mathbf{v}_{fb}\|_2^{n_L+3}}; \quad (4.16)$$

sendo \mathbf{r}_{led} , \mathbf{r}_{fb} e \mathbf{r}_{rx} os vetores de posição; \mathbf{n}_{led} , \mathbf{n}_{fb} e \mathbf{n}_{rx} os versores de orientação dos transmissores LED, do receptor de *feedback* e do receptor remoto respectivamente. Todos os vetores definidos em $\mathbb{R}^{3 \times 1}$. Finalmente, $\mathbf{v}_{rx} = \mathbf{r}_{rx} - \mathbf{r}_{led}$ e $\mathbf{v}_{fb} = \mathbf{r}_{fb} - \mathbf{r}_{led}$.

Conforme será apresentado nas próximas subseções, os tipos dos sinais envolvidos em malha fechada são mistos, sendo compostos pelo sinal luminoso analógico modulado, sinais elétricos analógicos e também digitais.

4.6.1 Descrição do Sistema

O diagrama completo do sistema é apresentado na Figura 4.21. A seguir, é brevemente apresentada a descrição da operação do sistema.

No transmissor, os bits de dados são modulados em M-QAM, gerando o vetor de símbolos \mathbf{X}_D . Considerando um comprimento N do vetor \mathbf{X} de entrada do bloco IFFT, o comprimento de \mathbf{X}_D é $N/2 - 1$ por causa da simetria hermitiana e do elemento responsável pelo nível DC ser nulo⁵. Com o objetivo de obter pontos puramente reais na saída do bloco IFFT, o vetor \mathbf{X}_H de tamanho N é gerado

⁵Isto tem o propósito de não interferir na polarização DC do quadro OFDM no domínio do tempo que será adicionada pelo bloco de DPD para mantê-lo positivo.

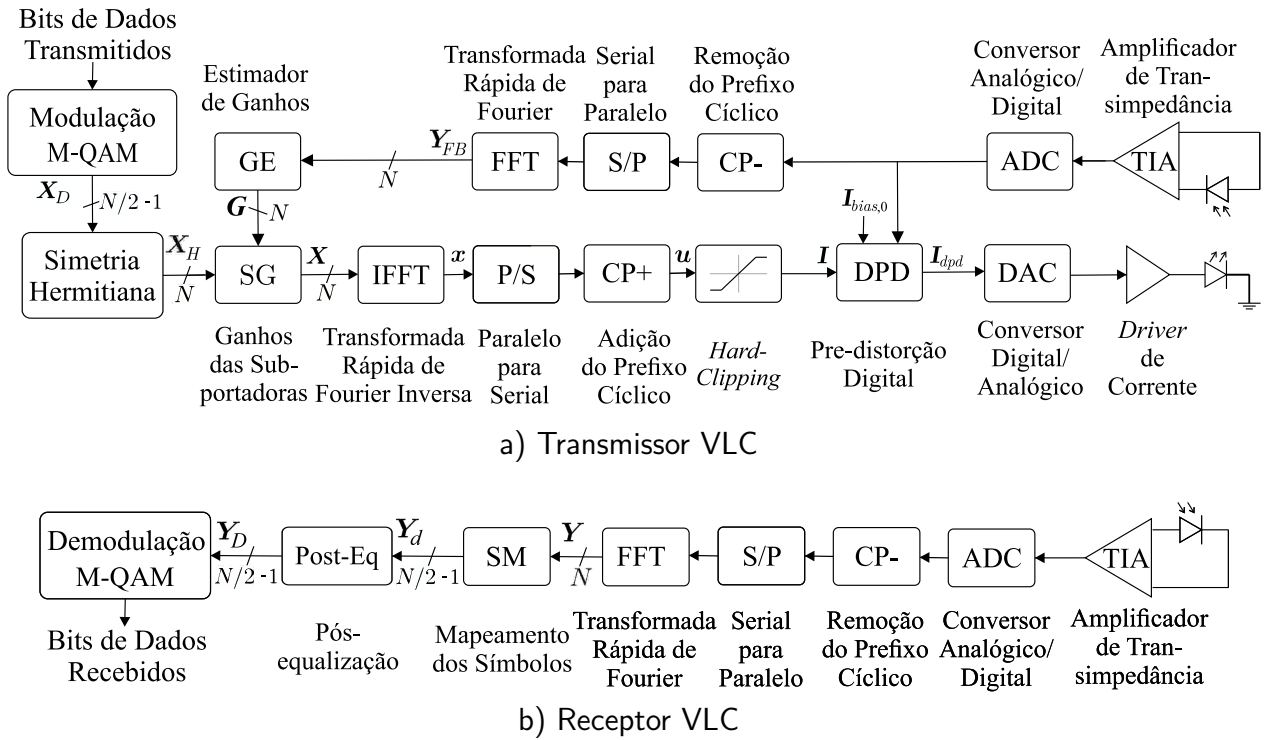


Figura 4.21: Arquitetura para a compensação da não linearidade e da atenuação do transmissor LED. Autoria Própria.

após a aplicação da simetria hermitiana com os elementos do vetor X_D :

$$\mathbf{X}_H[n] = \begin{cases} 0; & n = 0, N/2 \\ \mathbf{X}_D[n]; & n = 1, \dots, N/2 - 1 \\ \mathbf{X}_D^*[N - n]; & n = N/2 + 1, \dots, N - 1. \end{cases} \quad (4.17)$$

Na sequência, as potências das subportadoras OFDM são modificadas no bloco de ganhos de subportadoras (SG) mediante uma multiplicação elemento a elemento (operador \circ) pelo vetor de ganhos de pré-equalização G previamente estimado pelo bloco de Estimação de Ganhos (GE – *Gains Estimator*):

$$\mathbf{X} = \mathbf{X}_H \circ \mathbf{G}. \quad (4.18)$$

A pré-equalização utilizou a técnica de forçagem a zero (ZF – *Zero-Forcing*). Inicialmente, neste processo, é realizada a estimação da potência de cada subportadora OFDM capturada pelo circuito de *feedback* para determinar o respectivo ganho de compensação, isto é, cada elemento do vetor G . A pré-equalização tem o propósito de manter mais homogênea a SNR das subportadoras no receptor remoto, mantendo os ganhos equalizados em torno de um valor médio. Consequentemente, proporcionar a manutenção do desempenho em termos de BER alvo do sistema de comunicação VLC. Detalhes da operação da pré-equalização é apresentada na Subseção 4.6.3.

Depois da adição do prefixo cíclico, o sinal é recortado caso tenha extrapolado os limites da faixa

dinâmica de corrente do LED:

$$\mathbf{I}[i] = \begin{cases} I_u & ; \mathbf{u}[i] > I_u \\ \mathbf{u}[i] & ; I_l \leq \mathbf{u}[i] \leq I_u \\ I_l & ; \mathbf{u}[i] < I_l; \end{cases} \quad (4.19)$$

sendo I_u e I_l os limites de corrente superior e inferior da modulação, respectivamente.

A DPD implementada opera basicamente conforme apresentado na Subsecção 4.1.3. Enquanto na Subsecção 4.6.2 é apresentada o procedimento de aprendizagem do DPD. Por fim, o sinal discreto de saída do DPD é aplicado ao DAC gerando um sinal contínuo, que então, é convertido em corrente no LED transmissor por meio do circuito de *driver*.

Nos receptores, o sinal de corrente gerado pelo fotodiodo é convertido em tensão pelo TIA, depois discretizado pelo ADC. Remove-se o prefixo cíclico do sinal e então é realizada a transformada rápida de Fourier (FFT). No receptor de *feedback*, o vetor de saída da FFT vai para o bloco GE para a estimação do vetor \mathbf{G} . Já no receptor remoto, após o bloco FFT, a pós-equalização⁶ é aplicada e os símbolos M-QAM mapeados para que, finalmente, a demodulação seja realizada para a detecção dos dados recebidos.

Observe-se que na solução proposta, um detalhe interessante é que enquanto a estimação dos parâmetros para o DPD é realizada no domínio do tempo, a estimação no pré-equalizador é realizada no domínio da frequência.

4.6.2 Procedimento de Calibração do Bloco DPD

O procedimento de estimação dos parâmetros do DPD é executada entre as transmissões de quadros OFDM⁷. Assim, o bloco DPD se desconecta do modo de transmissão de dados e entra no modo de aprendizagem. O processo de calibração, consiste na aplicação de vários níveis de corrente no LED e na captura dos respectivos sinais de tensões obtidos após o TIA de *feedback*. A partir destes pontos, é estimada a função de compensação do DPD. A descrição completa deste processo é apresentada no Algoritmo 4.1.

Algoritmo 4.1: Procedimento de Calibração do DPD

1. Uma sequência de J níveis de correntes igualmente espaçadas dentro da faixa dinâmica do LED é gerada por:

$$\mathbf{I}[j] = I_l + \frac{(I_u - I_l)j}{J - 1}; \quad j = 0, \dots, J - 1; \quad (4.20)$$

com $\mathbf{I}_{\text{dpd}} = \mathbf{I} + I_{\text{bias},0}$ e corrente de polarização DC inicial $I_{\text{bias},0}$.

2. Para cada corrente \mathbf{I}_{dpd} , estima-se a média das amostras de \mathbf{V}_{tia} do qual foi convertida pelo ADC.

⁶A pós-equalização também utilizou a técnica de ZF.

⁷Pode estar condicionada à detecção de um gradiente de temperatura do LED ou por extrapolação de um tempo limiar de operação.

3. Executa ajuste polinomial de segunda ordem dos pontos experimentais anteriores:

$$\mathbf{I}_{dpd} = a\mathbf{V}_{tia} \circ \mathbf{V}_{tia} + b\mathbf{V}_{tia} + c. \quad (4.21)$$

4. Gera um vetor $\dot{\mathbf{V}}_{tia}$, também igualmente espaçado dado por:

$$\dot{V}_{tia}[j] = \min(\mathbf{V}_{tia}) + \frac{(\max(\mathbf{V}_{tia}) - \min(\mathbf{V}_{tia}))j}{J-1}; \quad (4.22)$$

com $j = 0, \dots, J-1$.

5. Determina $\dot{\mathbf{I}}_{dpd}(\dot{\mathbf{V}}_{tia})$ aplicando (4.21).

6. Executa ajuste polinomial de segunda ordem para $\dot{\mathbf{I}}_{dpd}(\mathbf{I})$.

Assim, os parâmetros de ajuste de $\dot{\mathbf{I}}_{dpd}(\mathbf{I})$ são aplicados à função $\mathbf{I}_{dpd}(\mathbf{I})$ quando no modo de transmissão. Por exemplo, a Figura 4.22 é construída com a saída do DPD e a saída do TIA em função do sinal de entrada \mathbf{I} . Nesse caso, $I_{bias,0} = 165$ mA, $I_u = -I_l = 150$ mA e os parâmetros da Tabela 4.2 são considerados para a temperatura de 50°C . Observe que, mantendo o intervalo de corrente dinâmica do LED fixo, a corrente de polarização muda, no entanto, é facilmente calculada por $\mathbf{I}_{dpd}(\mathbf{I} = 0)$. Finalmente, o sinal após DPD, passa pelo DAC e é acoplado ao circuito de *driver* do LED.

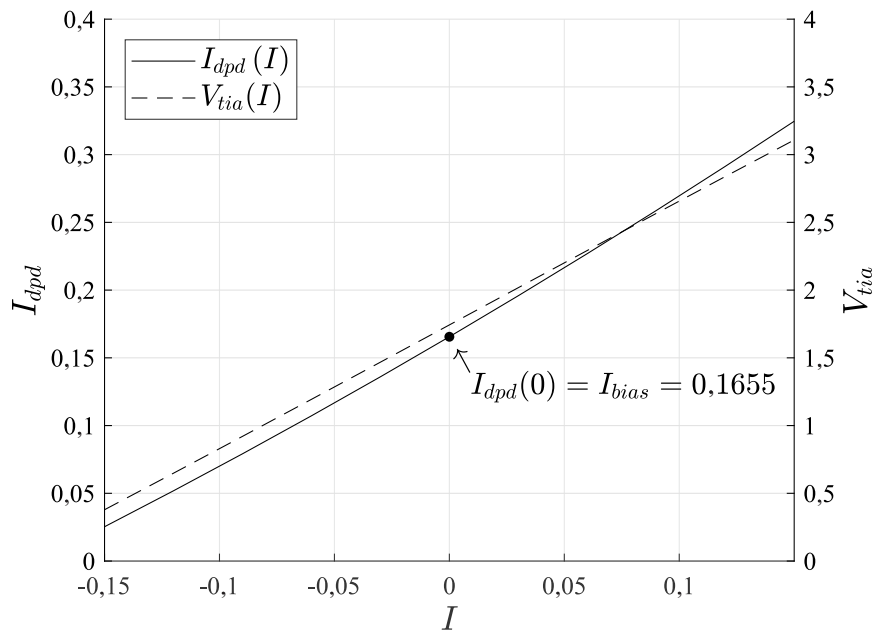


Figura 4.22: Exemplo de saída do bloco DPD e de saída do TIA em função do sinal de entrada \mathbf{I} .
Autoria Própria.

4.6.3 Bloco de Estimação de Ganhos e Pré-equalização

A análise do Bloco GE foi dividida em duas situações. Considerando o ganho elétrico G_E com resposta em frequência plana (*flat*) e não plana (*non-flat*).

Bloco GE com Ganho Elétrico Plano

Embora um \mathbf{G}_E plano não seja realista, ele foi inicialmente considerado para a análise do tipo *ceteris paribus*. Portanto, como o valor médio do sinal puramente real \mathbf{x} é nulo, ou seja, o nível DC é nulo, sua variância pode ser determinada pela aplicação do teorema de Parseval:

$$\sigma_x^2 = \mathbb{E}[\mathbf{x}[i]^2] = \mathbb{E}[|\mathbf{x}[i]|^2] = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |\mathbf{x}[i]|^2 = \frac{1}{N^2} \sum_{i=0}^{N-1} |\mathbf{X}[i]|^2. \quad (4.23)$$

Além disso, considerando que \mathbf{X} apresenta simetria hermitiana, que o elemento referente ao nível DC é nulo ($\mathbf{X}[0] = 0$) e o conceito de esperança estatística, a variância pode ser determinada por:

$$\sigma_x^2 = \frac{2}{N^2} \sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} |\mathbf{X}[k]|^2 = \frac{N-2}{N^2} \mathbb{E}[|\mathbf{X}[k]|^2]. \quad (4.24)$$

Considerando (4.18), e que \mathbf{X}_H e \mathbf{G} são variáveis aleatórias independentes:

$$\sigma_x^2 = \frac{N-2}{N^2} \mathbb{E}[|\mathbf{X}_H \circ \mathbf{G}|^2] = \frac{N-2}{N^2} \mathbb{E}[|\mathbf{X}_H[k]|^2] \mathbb{E}[|\mathbf{G}[k]|^2]. \quad (4.25)$$

Considerando que $\mathbb{E}[|\mathbf{X}_H[k]|^2] = \frac{2}{3}(M_{\text{QAM}} - 1)$ é a potência média do símbolo QAM modulado com ordem M_{QAM} e levando-se em conta que com um ganho elétrico plano, os valores dos elementos do vetor \mathbf{G} são fixos, isto é, $\mathbb{E}[|\mathbf{G}[k]|^2] = |G|^2$. Aplicando estes resultados em (4.25), o módulo dos elementos G pode ser determinado por:

$$|G|_{\text{flat}} = \sqrt{\frac{3\sigma_x^2 N^2}{2(N-2)(M_{\text{QAM}} - 1)}}; \quad (4.26)$$

sendo que o desvio padrão de $\mathbf{x}[i]$ pode ser definido rearranjando (3.54). Assim:

$$\sigma_x = \sigma_u = \frac{I_u - I_l}{2 \cdot \gamma}; \quad (4.27)$$

sendo σ_u o desvio padrão do sinal \mathbf{x} após a adição de CP e γ o fator de *clipping* (recorte) que é um parâmetro relacionado à probabilidade de ocorrência do recorte. Considerando um número suficientemente grande de N subportadoras, cada amostra de $\mathbf{u}[i]$ é a soma de variáveis aleatórias independentes com média zero. Assim, pelo teorema do limite central, sua distribuição pode ser aproximada por uma distribuição gaussiana com média zero [9].

Considerando agora um recorte simétrico (SC – *Symmetric Clipping*), isto é, $I_u = -I_l$, o fator de *clipping* representa a área da cauda da curva gaussiana. Assim, a probabilidade de um recorte ocorrer pode ser dada por:

$$\text{Pr}_{\text{SC}}(\gamma) = 1 - \text{erf}\left(\frac{\gamma}{\sqrt{2}}\right). \quad (4.28)$$

Bloco GE com Ganho Elétrico Não Plano

Considerando agora a resposta de G_E não plana, o sinal de realimentação luminoso é usado para equalizar o símbolo OFDM recebido devido à atenuação seletiva em frequência. Levando-se em conta o esquema da Figura 4.21, o procedimento de pré-equalização está esquematizado no Algoritmo 4.2.

Algoritmo 4.2: Procedimento de Aprendizagem da Pre-equalização

1. Inicialmente são transmitidos os símbolos de dados aplicando valores constantes nos elementos do vetor \mathbf{G} , dados por (4.26);
 2. Captura o sinal do ADC de *feedback* referente ao sinal do quadro OFDM transmitido pela luz;
 3. Estima os símbolos recebidos \mathbf{Y}_{FB} por meio do bloco FFT;
 4. Determina os novos ganhos do vetor \mathbf{G} no bloco GE a serem aplicados nas subportadoras:
 - a composição de potências do sinal \mathbf{u} deve permanecer dentro da faixa dinâmica do LED, conforme (4.27).
-

O bloco GE usa um estimador por ZF. Desta forma, o vetor de ganhos das subportadoras pode ser determinado por:

$$\mathbf{G} = \alpha \oslash \mathbf{Y}_{FB}, \quad (4.29)$$

sendo α um fator de escala, \oslash a divisão elemento à elemento e \mathbf{Y}_{FB} a saída do bloco FFT implementado no *loop* de *feedback* do transmissor VLC. Considerando (4.29) em (4.25) e utilizando uma análise equivalente ao do caso anterior, α pode ser determinado como:

$$\alpha = \sqrt{\frac{3\sigma_x^2 N^2}{2(N-2)(M_{QAM}-1)} \cdot \frac{1}{\overline{|\mathbf{Y}_{FB}|^2}}}; \quad (4.30)$$

sendo $\overline{|\mathbf{Y}_{FB}|^2}$ a média do quadrado do módulo dos elementos do vetor \mathbf{Y}_{FB} .

4.6.4 Receptor VLC DCO-OFDM Remoto

No receptor, após a FFT, os símbolos M-QAM são mapeados e classificados em um processo inverso ao descrito por (4.17) gerando o vetor \mathbf{Y}_d . Na sequência, a pós-equalização é aplicada mediante ZF:

$$\mathbf{Y}_D = \mathbf{Y}_d \circ \mathbf{C}_{\text{post}}; \quad (4.31)$$

sendo que o vetor \mathbf{C}_{post} deve ser estimado previamente usando uma sequência de aprendizado conforme apresentado no Algoritmo 4.3. Depois da pós-equalização, a demodulação M-QAM é realizada para estimar os dados recebidos.

Algoritmo 4.3: Procedimento de Aprendizagem da Pós-equalização

1. **if** PP-Eq **then** /* Pre-Pós-Equalização */
 2. Transmite os símbolos piloto das subportadoras OFDM com Pre-Eq após Algoritmo 4.2;
3. **else** /* Somente Pós-Equalização */
 4. Transmite os símbolos piloto das subportadoras OFDM que implementam elementos constantes do vetor \mathbf{G} dado por (4.26), isto é, ignorando Algoritmo 4.2;
5. **endif**
6. Captura o sinal do ADC do receptor remoto referente ao sinal do quadro OFDM transmitido pela luz;
7. Estima o vetor de símbolos \mathbf{Y}_d recebidos através do mapeamento de símbolos e bloco FFT;
8. Determina \mathbf{C}_{post} pela divisão elemento a elemento considerando os símbolos pilotos \mathbf{X}_D , isto é:

$$\mathbf{C}_{\text{post}} = \mathbf{X}_D \oslash \mathbf{Y}_d.$$

4.6.5 Resultados Numéricos com Ganho Elétrico Plano

Nesta seção, é demonstrada a eficácia e a eficiência do método proposto através de simulações numéricas. Os valores dos parâmetros do sistema adotados são apresentados na Tabela 4.3. O transmissor LED e o PD estavam alinhados, com ângulos $\phi_{\text{rx}} = \theta_{\text{rx}} = 0^\circ$. O PD de *feedback* foi inclinado para receber parte da luz emitida pelo LED, isto é, $\phi_{\text{fb}} = 45^\circ$ e $\theta_{\text{rx}} = 0^\circ$. O fator $\gamma = 5$ foi arbitrado para uma rara ocorrência de *clipping* de $\text{Pr}_{\text{SC}}(5) = 5,73 \times 10^{-7}$ determinada por (4.28). Aplicando $\gamma = 5$ em (4.27), resulta em $\sigma_x = 0,03$. Usando (4.15) e (4.16), as perdas de percursos resultaram em $\Omega_{\text{rx}} = 5,968 \cdot 10^{-8}$ e $\Omega_{\text{fb}} = 1,004 \cdot 10^{-3}$.

Tabela 4.3: Parâmetros Admitidos nas Simulações.

LED	Receptores*	OFDM/TIA
$\mathbf{r}_{\text{led}} = [2; 2; 3]$	$\mathbf{r}_{\text{rx}} = [2; 2; 1]$	$B_{\text{OFDM}} = 5 \text{ MHz}$
$\mathbf{n}_{\text{led}} = [0; 0; -1]$	$\mathbf{n}_{\text{rx}} = [0; 0; 1]$	$N = 1024$
$n_L = 0,5$	$\mathbf{r}_{\text{fb}} = [1,98; 2; 2,98]$	$\gamma = 5$
$I_{\text{bias},0} = 175 \text{ mA}$	$\mathbf{n}_{\text{fb}} = [1/\sqrt{2}, 0, 1/\sqrt{2}]$	$G_{\text{tia}} = 4,7 \text{ k}\Omega$
$I_u = 150 \text{ mA}$	$A_{\text{pd}} = 1 \text{ mm}^2$	
$I_l = -150 \text{ mA}$	$R_{\text{pd}} = 0,54 \text{ A/W}$	
*Distância entre LED e PD: $d_{\text{tx-rx}} \in [40; 110] \text{ cm}$		

Considerando as simulações do tipo Monte Carlo (MCS – *Monte Carlo Simulation*) com ganho elétrico plano, a Figura 4.23 apresenta os resultados da BER *versus* SNR para o sistema com pré-distorção fixa (F-DPD – *Fixed DPD*) calibrado para a temperatura fixa de 50°C e com a pré-distorção digital proposta por *feedback* luminoso (LFB-DPD – *Luminous Feedback DPD*). Usando parâmetros

da Tabela 4.2, as temperaturas reais emuladas de 0, 20, 40, 60, 80 e 100°C no LED foram consideradas nas análises desta seção. As curvas simuladas para o LFB-DPD considerando diferentes temperaturas emuladas resultaram no mesmo comportamento. Desta forma, apenas uma das curvas foi selecionada e plotada com o objetivo de tornar os resultados imediatamente compreensíveis. Para fins de comparação, os resultados do sistema sem DPD (W-DPD – *without* DPD) também estão incluídos nos mesmos gráficos considerando uma temperatura emulada de 60°C no LED.

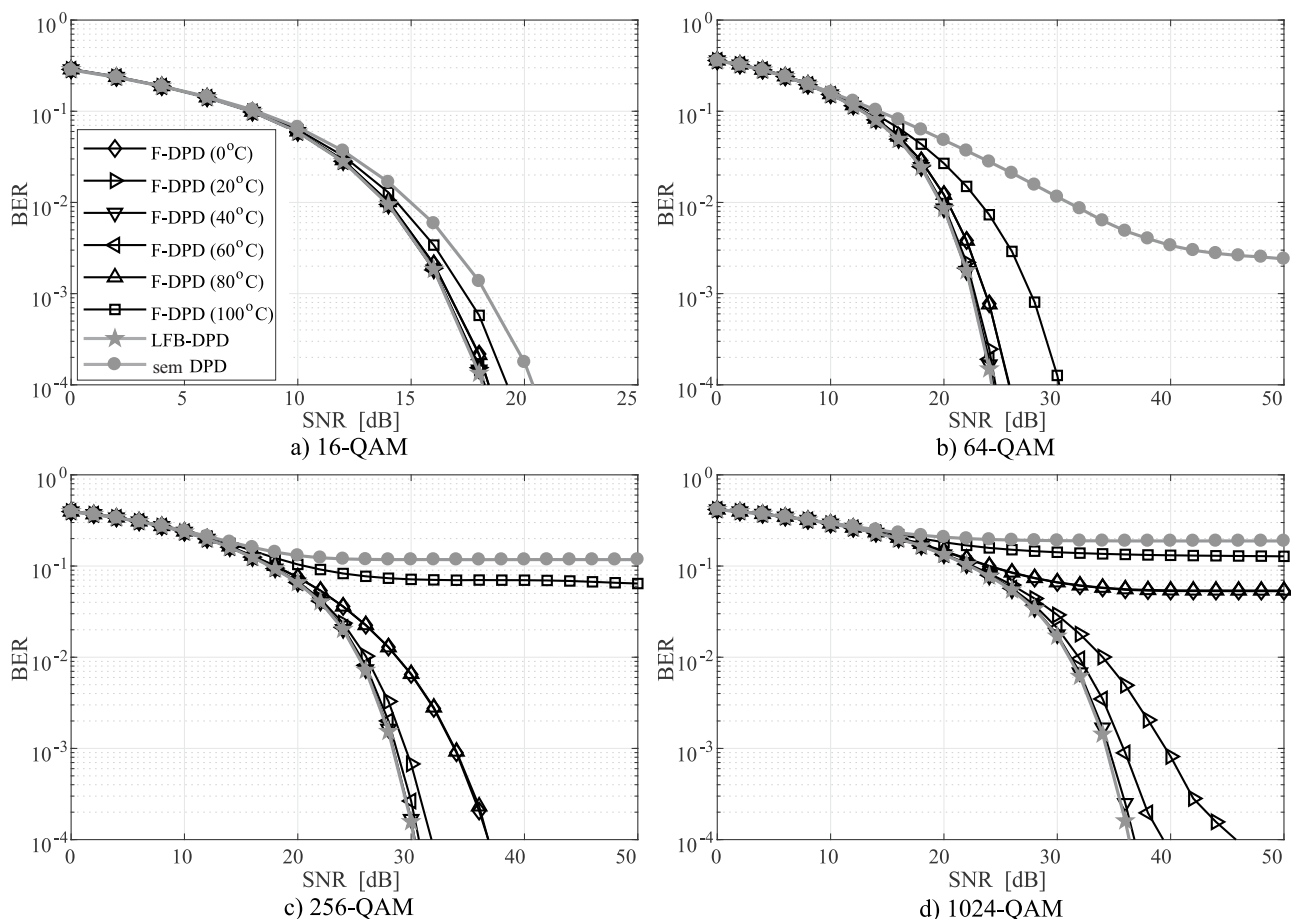


Figura 4.23: BER por simulação numérica para DPD fixo (F-DPD) com diferentes temperaturas no LED, para o DPD *feedback* luminoso (LFB-DPD) e sem DPD. Diferentes ordens de modulação com ganho elétrico plano. Autoria Própria.

Na Figura 4.23 é possível verificar que para o F-DPD e para o sistema sem DPD, ocorre um maior efeito na degradação do desempenho para ordens maiores de modulação. Isso pode ser atribuído ao fato da distância euclidiana entre os símbolos QAM ser muito menor, sendo mais suscetível aos erros de detecção gerados pelos efeitos de não linearidade do LED. Em alguns casos, o resultado torna-se tão ruim que várias curvas BER estagnaram assintoticamente (*BER-floor*). Como esperado, o sistema sem DPD apresentou a maior degradação em BER quando comparado aos esquemas avaliados. Esses resultados corroboram a proposta de trabalho, em que é mais vantajoso ter a pré-distorção pelo sinal de realimentação luminosa. Na faixa de ordens de modulação analisadas, o LFB-DPD foi o esquema que apresentou melhor desempenho.

4.6.6 Arranjo Experimental do Sistema

O arranjo experimental para a extração de parâmetros e validação da proposta no sistema físico real é esboçado na Figura 4.24a. Foi utilizada uma abordagem do tipo *play-back*. Isto é, os sinais a serem transmitidos são processados no computador pessoal (PC – *Personal Computer*), depois são transferidos digitalmente para um gerador de ondas arbitrárias (AWG – *Arbitrary Wave Generator*) e aplicados ao transmissor LED. A Figura 4.24b apresenta uma foto do arranjo experimental implementado. Neste arranjo, o transmissor LED e o receptor de *feedback* estão fixos, enquanto o receptor remoto é móvel podendo percorrer um trilho, representando distâncias variáveis entre transmissor e receptor VLC. As intensidades dos sinais ópticos capturados pelos dispositivos receptores, são digitalizados através de um osciloscópio de armazenamento digital (DSO – *Digital Storage Oscilloscope*) e depois carregados no PC para o processamento dos sinais de recepção.

Deste modo, para a interface de luz, três circuitos foram construídos, um transmissor de luz e dois receptores de luz. A Figura 4.25 mostra o esquema eletrônico do transmissor que tem a função de modular o sinal de corrente no LED. O circuito TIA utilizado no receptor de *feedback* e no receptor remoto é mesmo que foi apresentado na Figura 4.15 da Subseção 4.3.2⁸.

4.6.7 Extração de Parâmetros de Simulação

Inicialmente obteve-se a resposta em frequência do ganho elétrico $G_E(f)$ experimental utilizando o arranjo apresentado na subseção anterior. A Figura 4.26 exibe o comportamento da amplitude e da fase do sistema utilizando o LED Multicomp[®] de 1 W. O $G_E(f)$ foi extraído gerando um sinal elétrico de varredura em frequência aplicado ao *driver* do LED e extraído a magnitude espectral do sinal elétrico obtido após o TIA. A Figura 4.26 também ilustra o ruído capturado após o TIA. Este resultado foi obtido de maneira semelhante à extração do $G_E(f)$; entretanto, aplicando um sinal DC de $I_{LED} = I_{bias,0} = 0,175$ mA no LED. É possível verificar na Figura 4.26 que o ruído na faixa de algumas centenas de kHz é cerca de 25 dB maior do que o piso de ruído.

4.6.8 Resultados Numéricos com Ganho Elétrico Não Plano

A partir do resultado do $G_E(f)$ obtido na subseção anterior, a simulação do sistema para o ganho elétrico não plano foi então implementada. A Figura 4.27 apresenta os resultados da simulação para diferentes ordens de modulação (16-QAM a 256-QAM) para o sistema proposto com pré-pós-equalização (PP-Eq) e com apenas pós-equalização (Post-Eq). Pode-se verificar a melhoria do desempenho obtido com o sistema PP-Eq em comparação com o Post-Eq. De fato, o desempenho da Post-Eq piora de tal forma que sob a modulação de 256-QAM o desempenho da BER se estagna assintoticamente,

⁸Conforme apresentado na Subseção 4.2.1, foi utilizada a polarização reversa com o objetivo de reduzir a capacitância do PD e conseqüentemente aumentar sua velocidade e faixa de frequência de operação.

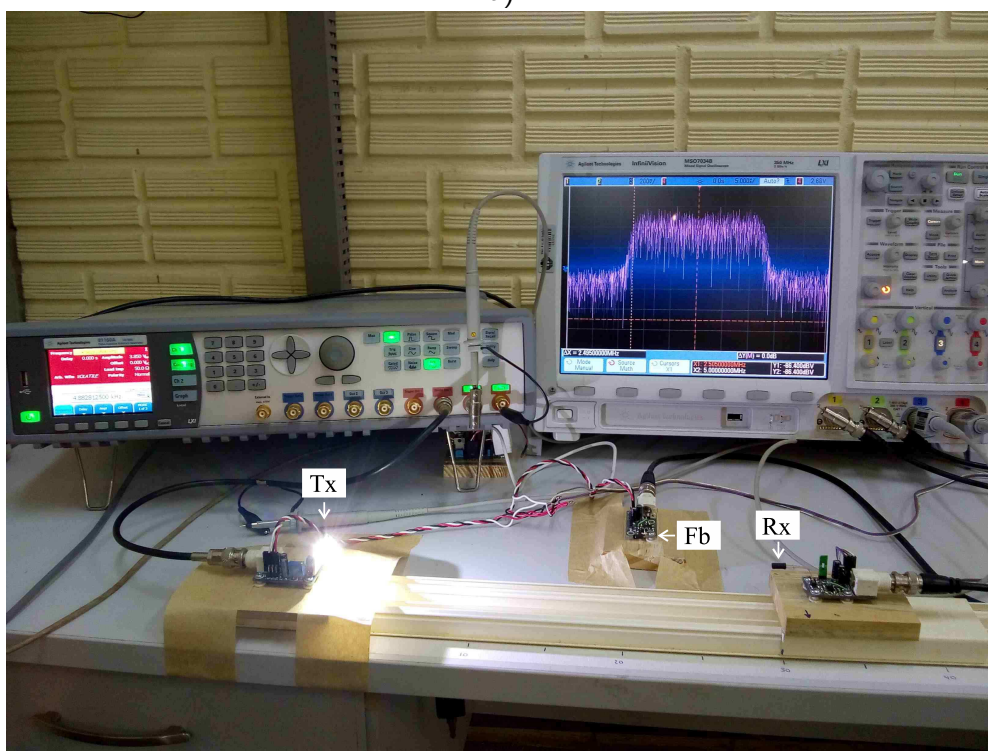
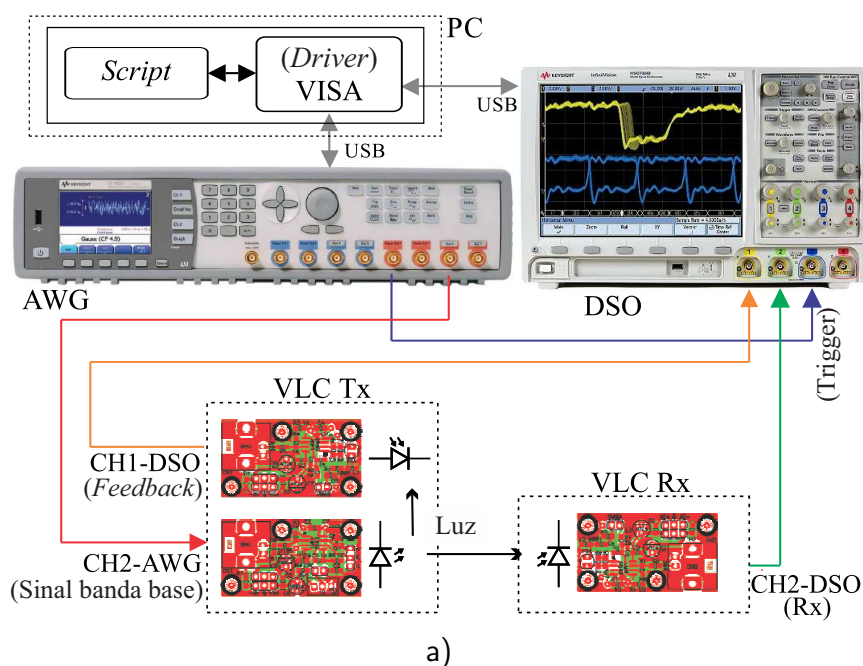


Figura 4.24: Diagrama esquemático em (a) e foto em (b) do arranjo experimental para a extração de parâmetros e validação da arquitetura proposta. Autoria Própria.

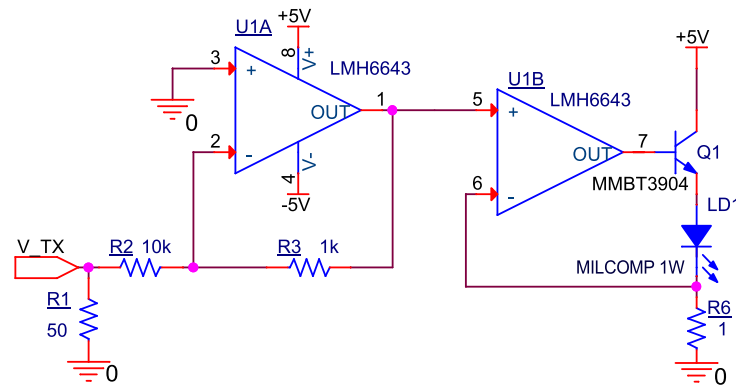


Figura 4.25: Circuito proposto para o *driver* LED. Autoria Própria.

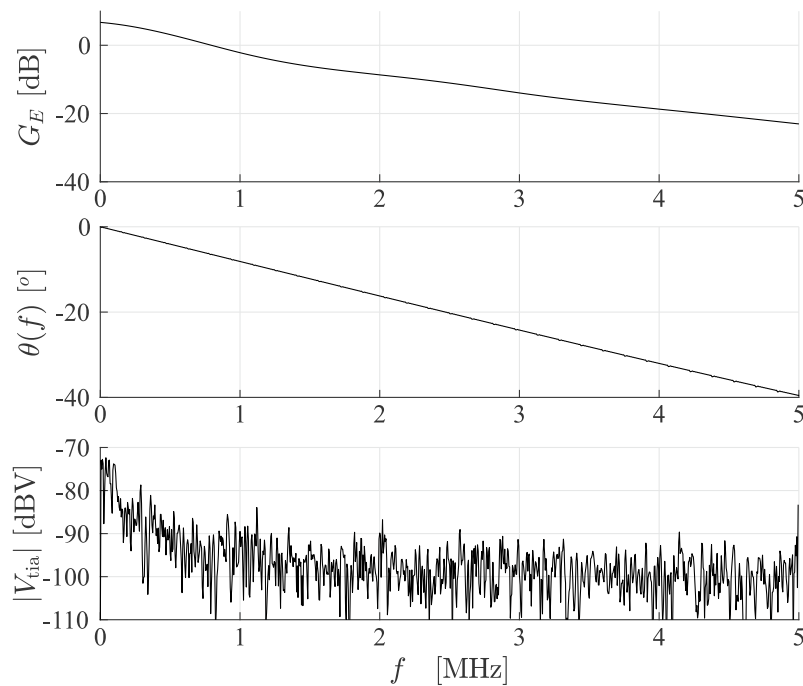


Figura 4.26: Resposta em frequência para o ganho elétrico e amplitudes de ruído após TIA ($|V_{tia}|$). Autoria Própria.

apresentando um piso de BER de $\sim 10^{-2}$.

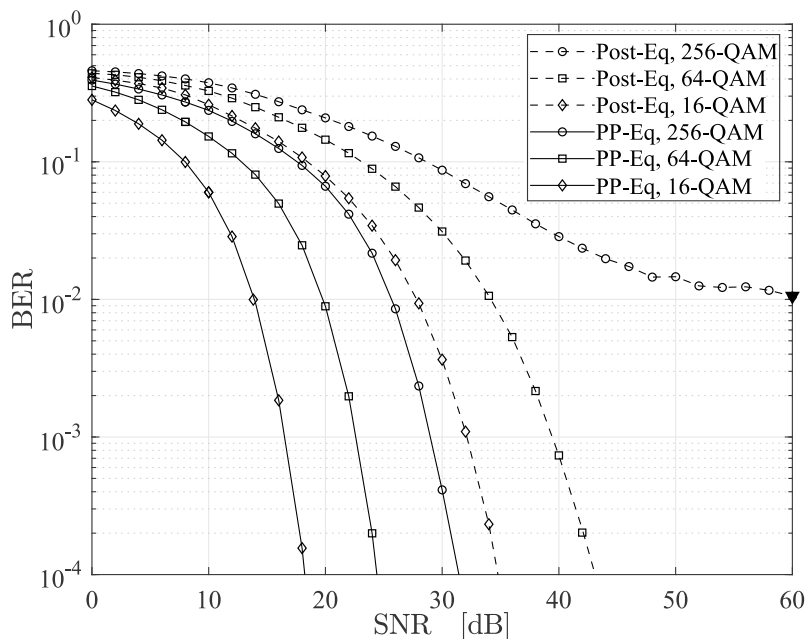


Figura 4.27: BER para o esquema proposto com PP-Eq e Post-Eq considerando ganho elétrico não plano. Autoria Própria.

Isso se deve ao fato das subportadoras de maior frequência sofrerem de maior atenuação, resultando, portanto, em menor SNR no caso da estratégia de somente Post-Eq. Observe que aplicando Pre-Eq, tal efeito é mitigado, oferecendo uma compensação pela transmissão de mais potência nas subportadoras atenuadas, a fim de manter uma SNR média adequada em todas as subportadoras. A Figura 4.28 ilustra essa diferença exibindo a dispersão dos símbolos capturados no gráfico de constelação I-Q para 16-QAM, considerando PP-Eq e Post-Eq para a mesma SNR de 25 dB no quadro OFDM. É possível verificar a maior dispersão dos símbolos no Post-Eq e, conseqüentemente, a maior probabilidade de ocorrência de erro de detecção símbolo nesta situação.

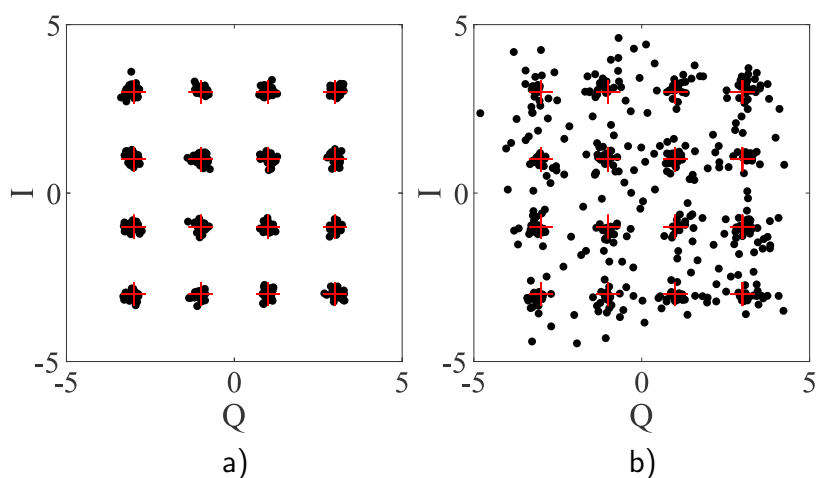


Figura 4.28: Gráfico de dispersão da constelação de 16-QAM em SNR = 25 dB no quadro OFDM. Pré-pós-equalização em (a) e somente pós-equalização em (b). Autoria Própria.

4.6.9 Resultados da Validação Experimental

Para a validação da proposta por meio do arranjo experimental, basicamente, foram considerados os mesmos parâmetros apresentados na Subseção 4.6.5. As alterações incluem: a) a inversão das coordenadas z com y para facilitar a montagem do experimento em um tampo de uma mesa; b) a variação da distância entre o transmissor LED e o fotodiodo receptor VLC. A última mudança permite controlar a SNR visando avaliar o BER, isto é, quanto mais próximo, maior a SNR. No entanto, foram mantidas fixas a posição do transmissor LED e do fotodiodo de realimentação, e mantida a temperatura ambiente em 25°C.

Conforme apresentado na Figura 4.26 da Subseção 4.6.7, existe maior potência de ruído nas menores frequências. Assim, nesta validação experimental, optou-se que as primeiras cem subportadoras OFDM fossem desativadas. Se habilitado, essas subportadoras degradariam o desempenho geral do sistema. Portanto, (4.30) deve desconsiderar as N_s subportadoras suprimidas. Deste modo, o parâmetro α foi reformulado para:

$$\alpha' = \sqrt{\frac{3\sigma_x^2 N^2}{2(N - 2N_s)(M_{\text{QAM}} - 1)}} \cdot \frac{1}{|\mathbf{Y}_{FB}|^2}. \quad (4.32)$$

A Figura 4.29 representa o espectro do sinal OFDM com 16-QAM aplicado no LED e o sinal capturado após o TIA do receptor a uma distância de $d_{\text{tx-rx}} = 40$ cm, para a condição na qual as subportadoras ativas são transmitidas com a mesma potência e sob pré-equalização (Pre-Eq). No caso da Pre-Eq, é possível observar a maior potência transmitida nas subportadoras de maiores frequências como forma de compensar as respectivas maiores atenuações. O último gráfico de Figura 4.29 exhibe a manutenção do mesmo teto de potência das subportadoras no lado do receptor devido ao efeito de pré-equalização. Também neste gráfico, é possível verificar que o ruído atinge a mesma ordem de grandeza do sinal OFDM recebido na faixa de frequências das subportadoras desabilitadas.

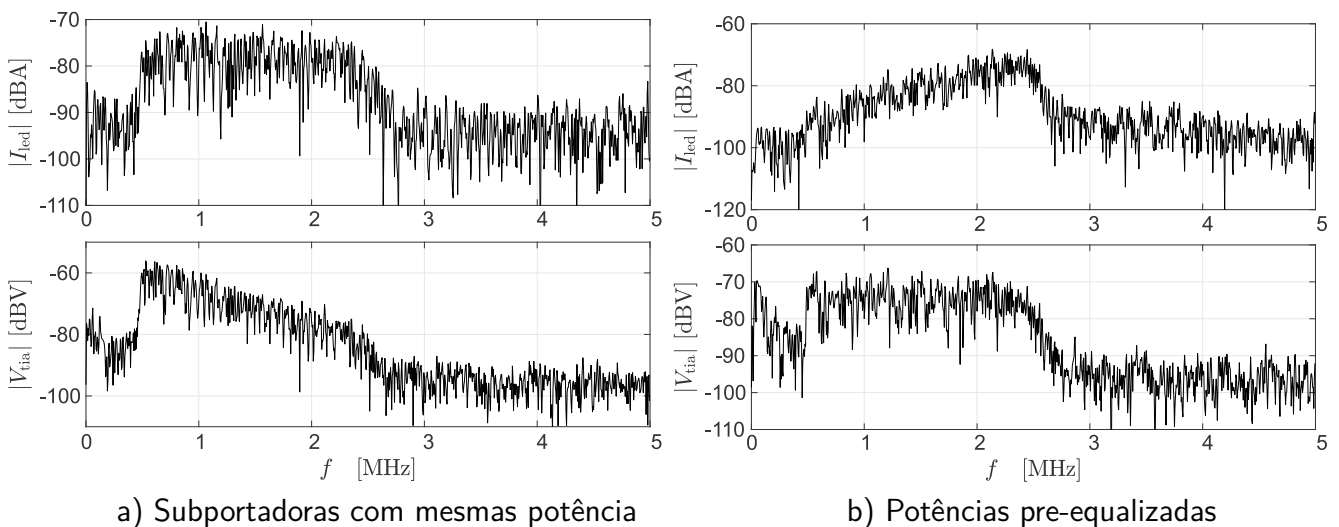


Figura 4.29: Espectro do sinal transmitido (superior) e recebido (inferior) para as subportadoras ativas com a mesma potência em (a) e com a estratégia Pre-Eq em (b). Autoria Própria.

Variando a distância entre o transmissor LED e o PD receptor dentro do intervalo de 40 – 110 cm, foi possível obter a Figura 4.30 com o desempenho BER do sistema real⁹. A captura do BER para distâncias menores que 40 cm foi evitada devido à saturação do TIA do receptor VLC nessas condições. Este fato limitou a avaliação do sistema para a SNR máxima no receptor VLC de aproximadamente 24 dB e 27,5 dB nos esquemas PP-Eq e Post-Eq, respectivamente. No geral, a grande melhoria no desempenho do PP-Eq é confirmada em comparação com o desempenho do BER obtido com a estratégia Post-Eq OFDM-VLC. Particularmente em maiores SNRs, a melhoria da BER também foi confirmada para a configuração PP-Eq com LFB-DPD operando sob modulação de alta ordem (64-QAM), quando comparada com o equivalente a 64-QAM sem DPD. Além disso, para o caso PP-Eq com 16-QAM, a melhoria foi marginal na faixa de SNR coberta. Dessa forma, experimentalmente foram confirmados os resultados obtidos por simulação das subseções anteriores.

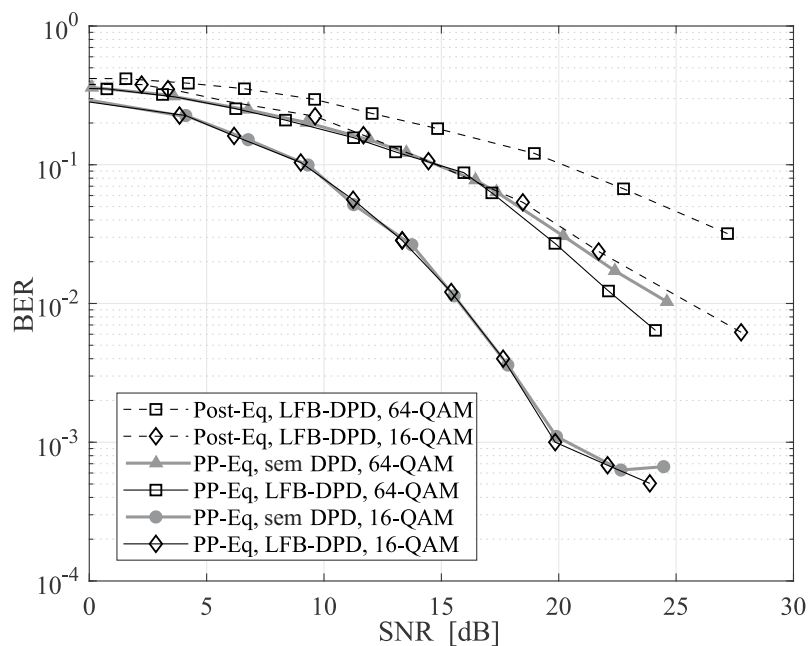


Figura 4.30: BER obtida pelo arranjo experimental. Autoria Própria.

Além disso, a Figura 4.30 revela um BER-floor no desempenho do PP-Eq na configuração de 16-QAM; pode-se verificar um BER-floor em torno de $5 \cdot 10^{-4}$ para $SNR \geq 20$ dB. Por estar próximo ao ponto de saturação do amplificador TIA, este BER-floor pode ser atribuído ao efeito de *backoff* do amplificador operacional e ao ruído na faixa das subportadoras ativas que podem não ser exatamente do tipo AWGN, ao erro de quantização do DAC do osciloscópio, a o ruído gerado pelo recorte e os possíveis erros de sincronização. Considerando que neste arranjo experimental foram utilizados componentes eletrônicos de uso geral, o desempenho pode ser substancialmente melhorado sob regimes de maiores SNR usando LEDs e PDs com melhores características para aplicações VLC. Neste sentido, são desejáveis dispositivos com menor capacitância intrínseca, menor ruído e maior sensibilidade na faixa de luz sensível dos fotodetectores.

⁹A mínima e o máxima distância de desta faixa pode ser alterada se for implementado um controle de ganho automático (AGC – *Automatic Gain Control*) no circuito do receptor VLC.

4.6.10 Principais Resultados Alcançados – Parte 2 da Tese

Por meio da construção de um arranjo experimental automatizado, foi possível caracterizar o comportamento não linear da potência óptica emitida por um LED em função da corrente em diferentes temperaturas em sua junção semicondutora.

Foi verificado que os comportamentos de não linearidade variavam conforme a temperatura. Deste modo, foram realizados ajustes por funções polinomiais de segundo grau de forma a modelar matematicamente estes comportamentos. Isto, com o propósito de servirem de parâmetros para as simulações computacionais.

A degradação do desempenho do sistema de comunicação VLC com OFDM, em termos da BER, também foi avaliada e confirmada sob condições de não linearidade. Mediante simulações, o sistema com pré-distorção proposto (LFB-DPD) apresentou melhor desempenho quando comparado com os esquemas sem pré-distorção ou com pré-distorção fixa de fábrica (F-DPD). Para o caso do F-DPD, foi verificado que a maior degradação ocorreu nas condições em que as diferenças entre a temperatura real do LED e a temperatura calibrada no F-DPD foram também maiores. Isso reforça a justificativa do esquema de realimentação de luz proposto ainda no dispositivo de transmissão.

O arranjo experimental em bancada primeiro possibilitou extrair a resposta em frequência do ganho elétrico $G_E(f)$. As medições confirmaram a sua característica de atenuação tipo passa baixas. O $G_E(f)$ obtido serviu de parâmetro na simulação do sistema em canal não plano. Mantendo um sinal de corrente constante no LED, o arranjo experimental também permitiu verificar o comportamento espectral de ruído na saída do TIA.

Resultados numéricos de simulação do sistema operando em canal não plano indicaram um desempenho cerca de 15 dB melhor do esquema com pre-pos-equalização (PP-Eq) em comparação com o esquema com somente pos-equalização (Pos-Eq) para 16-QAM. Para as ordens de modulação maiores, também maiores foram estas diferenças. Este melhor desempenho é explicado pelo fato da pré-equalização manter uma SNR média entre as subportadoras OFDM no receptor VLC.

No geral, os efeitos na degradação foram mais perceptíveis quanto maior a ordem M de modulação do M-QAM. Isto pode ser explicado pelo fato de que a distância euclidiana entre os símbolos é menor quanto maior for a ordem de modulação para uma mesma potência média do sinal. Assim, são esquemas mais sensíveis a erros de detecção quando submetidos à característica não linear do LED.

O arranjo experimental permitiu a implementação da arquitetura completa proposta. Foi necessária a desativação das primeiras 100 subportadoras OFDM devido a maior potência de ruído apresentada na respectiva faixa de frequência. Os pontos de operação do sistema foram deduzidos matematicamente, inclusive considerando o fato desta desativação das subportadoras. Os resultados em bancada confirmaram as melhorias no desempenho em BER previstos nas simulações.

Uma vantagem inerente à topologia proposta consiste do receptor de *feedback* estar mais próximo ao transmissor LED; conseqüentemente, a maior SNR resultante permitiu uma melhor estimação do ganho elétrico do sistema para o esquema com pré-equalização

Por conseguinte, a nova proposta possibilitou a correção do efeito não linear do LED transmissor e a mitigação do efeito seletivo do ganho elétrico. Tanto por simulações numéricas como por implementações em bancada, corroborou-se um significativo aumento do desempenho de transmissão de dados quando comparado aos esquemas VLC sem pré-distorção digital e sem pré-equalização.

Por fim, a seguir são sucintamente elencados os principais resultados alcançados com a segunda parte deste trabalho de tese, em conformidade ao reportado no Apêndice B:

- confirmação experimental e modelagem do comportamento não linear da potência óptica emitida pelo LED;
- confirmação da variação do comportamento citado no item anterior em relação à temperatura do LED;
- corroboração da eficácia da pré-distorção na mitigação dos efeitos de não linearidade do LED;
- demonstração da eficácia do esquema de pré-equalização utilizando o sinal de *feedback* luminoso capturado pelo receptor VLC acoplado no transmissor;
- maior acurácia na estimação dos ganhos do pré-equalizador devido a maior SNR alcançada no receptor VLC de *feedback*, proporcionada pela sua maior proximidade com o transmissor;
- possibilidade de ajuste e manutenção da SNR em cada subportadora OFDM no receptor;
- obtenção de melhores desempenhos do sistema VLC em termos de BER.

5 Mitigação do *Crosstalk* Espectral em Sistemas OFDM WDM-VLC.

A multiplexação por comprimento de onda (WDM – *Wavelength-division Multiplexing*) tem se demonstrado promissora em aumentar a taxa de dados dos sistemas de comunicação por luz visível (VLC). Esta técnica permite a transmissão simultânea em diversos canais criados a partir da divisão do espectro de comprimentos de onda da luz visível.

A substituição das lâmpadas convencionais pelas compostas por diodos emissores de luz (LED) tem possibilitado a modulação de sinais na infra estrutura de iluminação. Deste modo, um esquema de múltiplas saídas é natural devido às diversas luminárias serem geralmente compostas por conjuntos de LEDs. Neste cenário, associando receptores com múltiplos detectores, um sistema de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO – *Multiple-Input Multiple-Output*) é uma estratégia efetiva para o incremento da capacidade do sistema VLC [57].

Uma variedade de técnicas de multiplexação e de diversidade aplicáveis aos sistemas de rádio frequências (RF) tem sido adaptadas para os sistemas VLC visando o incremento da capacidade de transmissão e maior robustez. Diversos trabalhos têm reportado taxas de dados em sistemas VLC que ultrapassam a faixa do Gbps utilizando esquemas de diversidade óptica dual (DOD – *Dual Optical Diversity*). O DOD combina o uso da transmissão paralela utilizando as diferentes cores dos LEDs e filtros de cor nos diversos elementos receptores. Utilizando esta técnica com a tríade de LEDs de cores vermelho-verde-azul (RGB – *Red-Green-Blue*), o trabalho [58] alcançou a taxa de 3 Gbps enquanto em [59] foi reportado uma taxa de 1,12 Gbps. A Figura 5.1 apresenta o diagrama de blocos de um esquema DOD-RGB. Em [60], para a transmissão bidirecional, foram separados os canais WDM de cores vermelha e verde para *up-link* e o canal WDM azul para *down-link*, alcançando taxas de dados de 575 Mbps e 300 Mbps, respectivamente. Ademais, sistemas VLC com quatro cores de LEDs foram propostos recentemente, acrescentando a cor amarela ou âmbar ao RGB [61–63]. Nesses esquemas é possível o fluxo bidirecional (*full-duplex*) de dois sinais OFDM configurando um sistema MIMO 2×2 com diversidade de ordem 2. Sob estas condições, o trabalho [64] alcançou a taxa de 6,36 Gbps ao acrescentar a diversidade por polarização da luz.

No entanto, a transmissão em esquemas DOD inevitavelmente gera efeitos de sobreposição espectral de emissão dos LEDs de diferentes cores, denominado efeito de *crosstalk*, o qual ocasiona a perda de ortogonalidade entre os canais ópticos. Isto faz com que um canal gere interferência no outro e

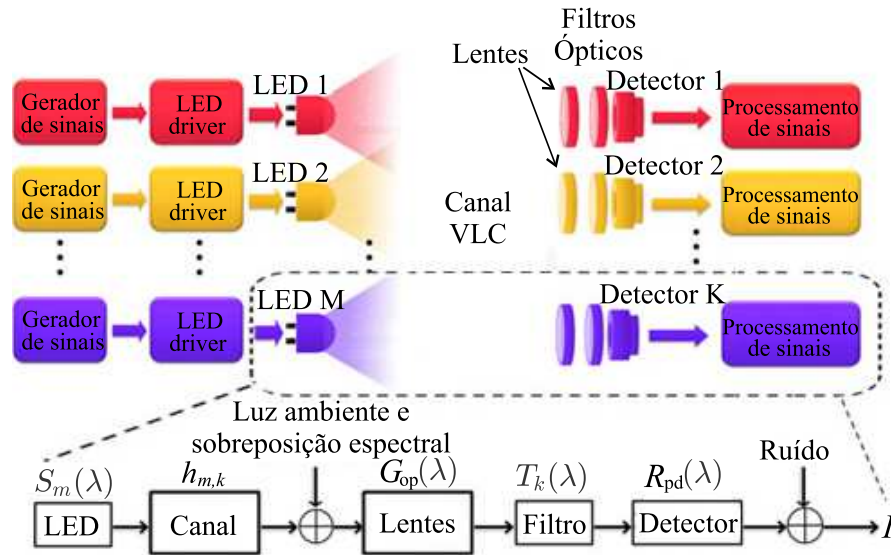


Figura 5.1: Esquema WDM com diversidade óptica dual. Adaptado de [12].

vice-versa degradando o desempenho de transmissão de dados. Na recepção, o *crosstalk* ocorre devido às imperfeições inerentes às faixas de rejeição de comprimento de onda dos filtros ópticos. Deste modo, o *crosstalk* é um fator que limita a quantidade de canais WDM possíveis na faixa do espectro da luz visível. Neste sentido, o trabalho [12] investiga o número máximo de canais WDM e a possível taxa de transmissão de dados embasado em um modelo gaussiano para a emissão espectral de transmissores LED. A Figura 5.2 apresenta resultados de medição reportados em [12] para o comportamento espectral de LEDs de diversas cores e respectivas curvas modeladas pelo modelo gaussiano.

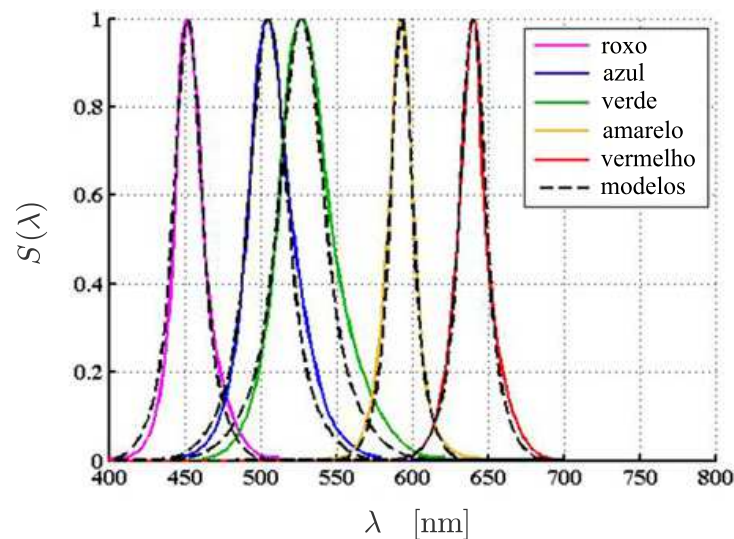


Figura 5.2: Emissão espectral luminosa normalizada de LEDs de diversas cores. Adaptado de [12].

A Figura 5.3 exemplifica a sobreposição espectral luminosa para o WDM com DOD. O *crosstalk* espectral é representado pela área hachurada do gráfico que intercepta a função de transmissão do k -ésimo filtro $T_k(\lambda)$ e a distribuição luminosa normalizada $S_m(\lambda)$ de cada m -ésimo LED adjacente. Deste modo, parte da potência do sinal dos canais adjacentes é capturada ocasionando interferência sobre o sinal de interesse e consequentemente degradando a performance do sistema WDM-VLC.

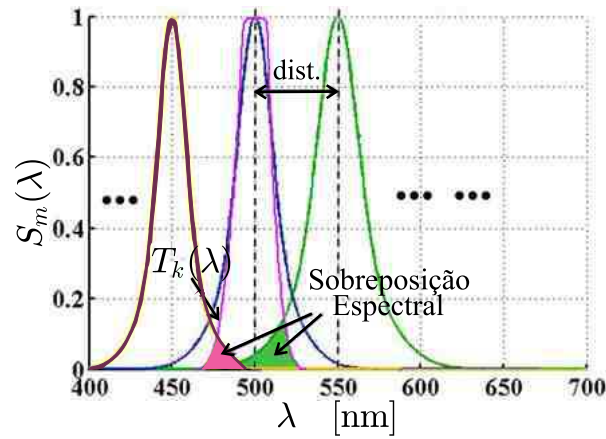


Figura 5.3: Sobreposição espectral em um canal WDM. Adaptado de [12].

Alguns trabalhos propõem o uso de detectores com arranjos de filtros em larga escala e métodos de combinação de seleção como forma de minimizar a sobreposição espectral em canais WDM [65, 66]. Entretanto, nenhum trabalho considerou uma técnica de mitigação do efeito do *crosstalk* em sistemas WDM-VLC. Assim, nesta terceira parte deste trabalho de tese, propõe-se um esquema de correção desta interferência utilizando processamento digital de sinais. Inicialmente o sistema estima parâmetros de vazamento do sinal mediante a transmissão individual de cada LED e a captura nos demais sensores dotados de filtros ópticos. De posse destes parâmetros, e com o sistema em operação, grande parte da interferência no sinal de cada canal direto WDM é eliminada mediante a subtração ponderada do sinal capturado nos demais receptores. Esta correção é realizada com o sinal no domínio do frequência e possibilita incrementar a quantidade de canais WDM disponíveis na faixa do espectro de comprimento de onda de interesse. O esquema de mitigação do *crosstalk* espectral OFDM WDM-VLC proposto é modelado, avaliado e validado mediante simulações numéricas. Um arranjo experimental WDM-RGB também chegou a ser construído para uma posterior confirmação no sistema físico real (RPS – *Real Physical System*).

A seguir, a Seção 5.1 apresenta o modelo do sistema WDM com DOD e o efeito *crosstalk*. A Seção 5.2 discute o esquema para a mitigação do *crosstalk* para sistemas VLC-WDM. Os resultados numéricos e uma síntese dos principais resultados alcançados são abordados nas Seções 5.3 e 5.4, respectivamente. Outros detalhes podem ser obtidos por meio do artigo do Apêndice C.

5.1 Modelo do Sistema WDM

Considerando um canal VLC LOS entre o m -ésimo transmissor LED e o k -ésimo PD, um caso particular da perda de percurso dada por (2.7) pode ser definida:

$$\Omega_{m,k} = \frac{(n_L + 1)A_{pd}}{2\pi D_{m,k}^2} \cos^{n_L}(\phi_{m,k}) \cos(\theta_{m,k}); \quad (5.1)$$

sendo $\phi_{m,k}$ o ângulo entre o versor de orientação do m -ésimo transmissor LED e o vetor de incidência de luz no k -ésimo PD, $\theta_{m,k}$ o ângulo entre o versor de orientação do k -ésimo PD e o vetor de incidência devido ao m -ésimo transmissor LED, $D_{m,k}$ é a distância entre o m -ésimo transmissor LED e o k -ésimo PD¹.

A razão entre a tensão captada pelo TIA e a corrente aplicada ao LED, ou seja, o ganho elétrico do canal:

$$h_{m,k}(f) = \frac{V_{\text{tia}}}{I_{\text{led}}}; \quad (5.2)$$

pode ser determinada por [12, 67]:

$$h_{m,k}(f) = \Omega_{m,k} G_{\text{tia}}(f) \int_{\lambda_L}^{\lambda_H} \mathbb{S}_m(\lambda, f) G_{\text{op}}(\lambda) T_k(\lambda) R_{\text{pd}}(\lambda, f) d\lambda; \quad (5.3)$$

sendo λ o comprimento de onda do sinal óptico avaliado, λ_H e λ_L os limites de comprimento de onda da responsividade $R_{\text{pd}}(f)$ do PD, $G_{\text{tia}}(f)$ o ganho do amplificador de transimpedância (TIA), $\mathbb{S}_m(\lambda, f)$ a distribuição espectral luminosa emitida pelo LED, $G_{\text{op}}(\lambda)$ o ganho óptico da lente concentradora de luz e $T_k(\lambda)$ a função de transmissão do filtro.

A modulação do sinal elétrico de informação mediante OFDM permite mitigar a interferência intersimbólica e o efeito de seletividade em frequência do ganho elétrico [67]. Assim, o ganho elétrico $h_{m,k}(f)$ torna-se plano quando utilizado OFDM com pre-equalização (Pre-Eq) nas subportadoras. O capítulo anterior melhor apresentou e aplicou esta técnica. Deste modo, assumindo unitário G_{op} e uma mesma perda de percurso Ω entre os vários caminhos LOS², considerando também a distribuição de luz relativa dos LEDs $\mathbb{S}_m(\lambda)$ e a responsividade do PD relativa R_{pd} , (5.2) pode ser simplificada:

$$h_{m,k} = \Omega G_{\text{tia}} s_m r_{\text{pd}} \int_{\lambda_L}^{\lambda_H} S_m(\lambda) T_k(\lambda) R_{\text{pd}}(\lambda) d\lambda; \quad (5.4)$$

sendo r_{pd} a máxima responsividade do PD e s_m o fator de conversão do LED em [W/A]. Deve ser observado que enquanto R_{pd} foi normalizada pelo pico máximo, S_m foi normalizada pela área, dado que a distribuição luminosa pode ser definida por [67]:

$$\mathbb{S}_m = s_m \int_{\lambda_L}^{\lambda_H} S_m(\lambda) d\lambda. \quad (5.5)$$

Neste trabalho, os LEDs vermelho, verde e azul utilizados são do fabricante JR-LED[®], no qual apresentam uma potência elétrica máxima de 1 W para uma corrente $I_{\text{led}} = 350$ mA. Os filtros ópticos foram obtidos de sucatas de projetores com tecnologia de Processamento Digital de Luz (DLP – *Digital Light Processing*) [68]. Já os extraídos de projetores de imagem com tecnologia de *Display* de Cristais Líquidos (LCD – *Liquid Crystal Display*) mostraram-se inadequados para o WDM-RGB devido ao fato de utilizarem filtros do sistema de cores do tipo Ciano-Magenta-Amarelo-Preto (CMYK – *Cyan-*

¹As demais variáveis já foram definidas na Subseção 2.3.1.

²Esta aproximação é alcançada se as distâncias entre os LEDs estiverem suficientemente próximas quando comparada com a distância entre o conjunto de LEDs e o conjunto de fotorreceptores. Da mesma forma, os fotorreceptores também devem estar próximos um do outro.

Magenta-Yellow-Black). Foram utilizados os fotodiodos PD204-6C-L3 do fabricante Everlight[®], no qual apresentam uma capacidade de resposta máxima de $r_{pd} = 0,35$ A/W em $\lambda = 950$ nm.

A Figura 5.4 apresenta os resultados da medição da magnitude espectral relativa da distribuição luminosa $S_m(\lambda)$ dos LEDs e a transmitância $T_k(\lambda)$ dos filtros ópticos utilizados. Além disso, a curva da responsividade relativa do PD foi incluída neste gráfico sendo dada por³:

$$R_{pd}(\lambda) = -1,136 \times 10^{-6} \lambda^2 + 2,654 \times 10^{-3} \lambda - 0,4679. \quad (5.6)$$

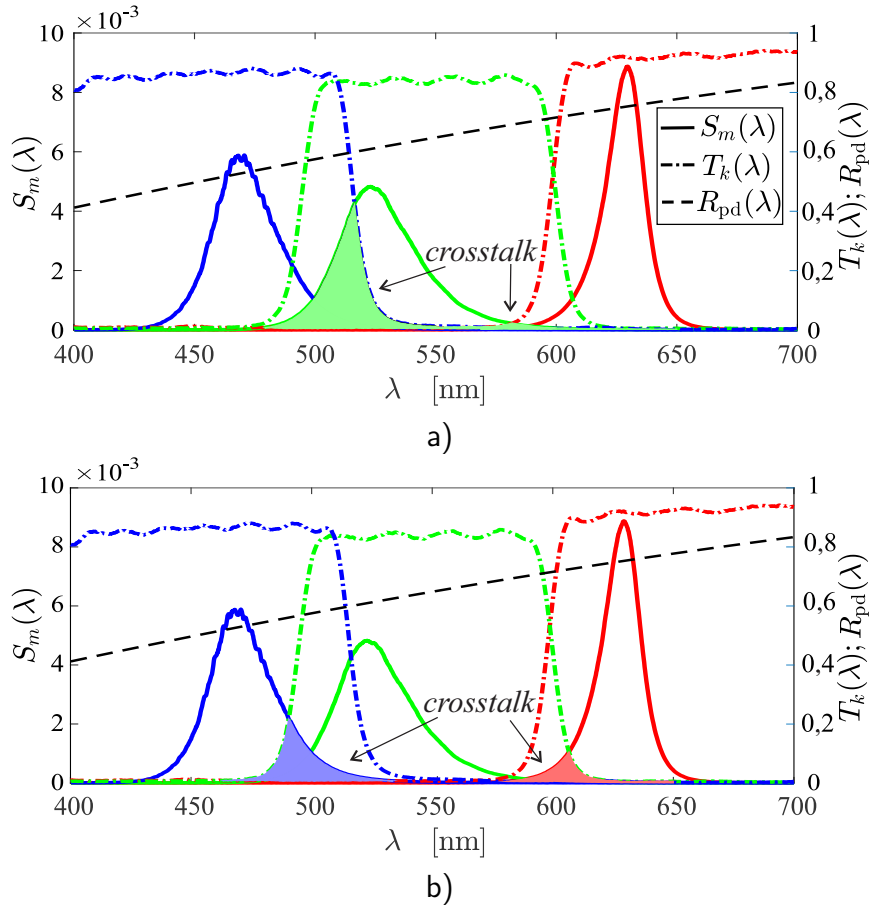


Figura 5.4: Comportamento espectral luminoso dos LEDs e filtros de cor utilizados neste trabalho. As áreas sombreadas representam a sobreposição espectral devido ao LED verde em a) e devido aos LEDs azul e vermelho em b). Autoria própria.

No receptor, o sinal direto e o sinal de *crosstalk* espectral são dados no primeiro fotorreceptor por:

$$y_1 = h_{1,1}x_1 + \sum_{m \neq 1} h_{m,1}x_m + n_1; \quad (5.7)$$

que aplicando (5.4) obtém-se:

$$y_1 = \Omega G_{tia} s_m r_{pd} \left[x_1 \int_{\lambda_L}^{\lambda_H} S_1(\lambda) T_1(\lambda) d\lambda + \sum_{m \neq 1} x_m \int_{\lambda_L}^{\lambda_H} S_m(\lambda) T_1(\lambda) d\lambda \right] + n_1. \quad (5.8)$$

³Os parâmetros do ajuste polinomial foram obtidos a partir da curva de sensibilidade PD de sua folha de dados.

Estendendo esta análise para os receptores $1, 2, \dots, K$, é possível representar o vetor $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^{K \times 1}$ de sinais capturados pelos fotorreceptores da estrutura DOD como:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}; \quad (5.9)$$

sendo $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^{M \times 1}$ o sinal dos M transmissores, $\mathbf{n} \in \mathbb{R}^{K \times 1}$ o vetor de ruído AWGN com média μ e variância σ_n^2 , $\mathbf{H} \in \mathbb{R}^{K \times M}$ a matriz⁴ de Informação do Estado do Canal (CSI – *Channel State Information*). Deste modo, a diagonal da matriz \mathbf{H} representa a resposta dos três canais WDM diretos enquanto os demais elementos representam a interferência entre os canais.

5.2 Esquema para a Mitigação do *Crosstalk* Espectral

A Figura 5.5 apresenta o esquema proposto para a mitigação do efeito de *crosstalk* para o sistema OFDM VLC-WDM com sistema RGB. Nesta figura, o processamento de um dos ramos WDM é melhor detalhado. A seguir, discute-se de forma sucinta a operação básica do sistema WDM-RGB.

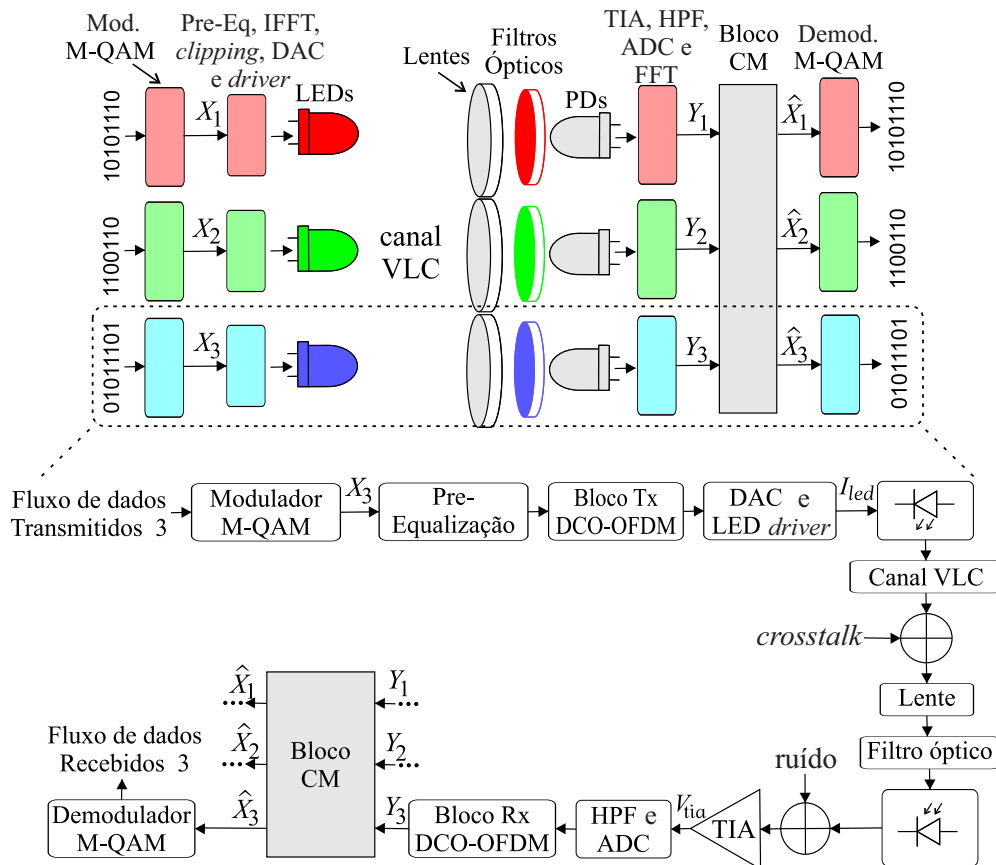


Figura 5.5: Arquitetura proposta para o sistema WDM-RGB com mitigação de *crosstalk*. Autoria própria.

Inicialmente, a partir do m -ésimo fluxo de dados da entrada são obtidos os símbolos M-QAM a serem transmitidos em cada subportadora OFDM. A Pre-Eq é realizada mediante a o produto elemento

⁴Este trabalho considerará o sistema RGB, isto é, será utilizado $M = K = 3$.

a elemento do vetor de símbolos M-QAM e o vetor de ganho \mathbf{g}_m . O processo de estimação deste ganho é apresentado na Subsecção 5.2.1. Para a modulação por intensidade óptica, é necessária a geração dos sinal OFDM unipolar \mathbf{x}_m . Isto é alcançado mediante a imposição da simetria hermitiana no vetor da entrada do bloco IFFT. Neste trabalho utilizou-se o DCO-OFDM; neste caso, um sinal de polarização DC é adicionado ao sinal \mathbf{x}_m na entrada do DAC e conseqüentemente, no circuito de *driver* do LED de forma a manter um sinal de corrente positivo a ser aplicado ao LED [69]. O sinal óptico do canal direto e de *crosstalk* são capturados pelo conjunto de lentes e filtros ópticos e detectado pelo PD. O ruído é adicionado no sinal de corrente gerado pelo m -th PD. O sinal passa pelo TIA, pelo filtro passa-altas (HPF - *High-Pass Filter*), recebe a denominação \mathbf{Y}_k e entra no bloco de mitigação de *crosstalk* (CM – *Crosstalk Mitigation*). Este processo de mitigação é descrito na Subsecção 5.2.2. Por fim, é realizada a demodulação OFDM com M-QAM do sinal corrigido $\hat{\mathbf{X}}_m$.

5.2.1 Estimação dos Ganhos de Pre-Eq e Estimação do Crosstalk

A proposta deste trabalho utiliza uma sequência de treinamento para a estimação dos ganhos na etapa de Pre-Eq das potências das subportadoras OFDM a serem transmitidas. Esta sequência de treinamento também estima a matriz CSI, levando-se em consideração os parâmetros do efeito *crosstalk* em cada canal WDM. Ao final, o Algoritmo 5.1 sumariza todo o procedimento. Todo o procedimento foi dividido em três etapas as quais serão melhores descritas a seguir.

Algoritmo 5.1: Estimação do *Crosstalk* e dos Ganhos de Pre-Eq.

```

input : Constante  $|g_0|$  dada por (5.10)
output: Vetores  $\mathbf{g}_m$  de Pre-Eq, matriz  $\hat{\mathbf{H}}$ 

/* a) Estimação do Ruído Espectral: */
1 Transmite nível DC em todos os  $M$  LEDs;
2 Estima a magnitude espectral de ruído em todos os  $K$  receptores;

/* Executa para cada transmissor LED: */
3 for  $m \leftarrow 1$  to  $M$  do
    /* b) Estimação dos ganhos de Pre-Eq: */
    4 Transmite os símbolos das subportadoras OFDM com ganhos constantes  $|g_0|$  somente no
       $m$ -ésimo LED;
    5 Estima os símbolos nas subportadoras somente no receptor  $k = m$ ;
    6 Determina o vetor de ganho  $\mathbf{g}_m$  de Pre-Eq por (5.11);

    /* c) Estimação da matriz CSI: */
    7 Transmite o quadro OFDM com Pre-Eq somente no  $m$ -ésimo transmissor LED;
    8 Estima os símbolos nas subportadoras OFDM em todos os  $K$  receptores;
    9 Estima os elementos  $\hat{\mathbf{h}}_{m,*}$  da matriz  $\hat{\mathbf{H}}$  por (5.13);

```

a) Estimação do Ruído Espectral

Com o propósito de compensar o efeito do ruído nas estimações dos diversos parâmetros, cada realização se inicia com a estimação das magnitudes espectrais médias de ruído $|\mathbf{Y}_{\mathbf{n}_k}| \in \mathbb{R}^{1 \times N}$. Isto é obtido a partir da transmissão de um sinal de corrente constante de $x_m = I_{\text{bias}}$ no m -ésimo LED avaliado, e posterior captura de dez (10) quadros com N amostras⁵ no domínio do tempo, isto, em cada um dos K receptores. Neste trabalho, as magnitudes espectrais são determinadas a partir da saída do bloco FFT nos receptores, neste caso, $|\mathbf{Y}_{\mathbf{n}_k}| = \overline{|\mathbf{Y}_k|} = \overline{|FFT(\mathbf{y}_k)|}$.

b) Estimação dos Parâmetros de Pre-Equalização

Em seguida, é estabelecida a transmissão de um quadro OFDM utilizando símbolos M-QAM pilotos. Nesta segunda etapa, as potências das subportadoras OFDM são mantidas constantes e definidas por⁶:

$$|g_0| = \sqrt{\frac{3\sigma_{x_m}^2 N^2}{2(N-2)(M_{\text{QAM}}-1)}}; \quad (5.10)$$

no qual $\sigma_{x_m}^2$ representa a variância do sinal transmitido x_m e M_{QAM} é a ordem de modulação M-QAM. Neste trabalho, uma baixa probabilidade de recorte foi escolhida ao admitir um fator de recorte $\gamma = 6$. Assim, o desvio padrão σ_{x_m} pode ser determinado por (4.27).

Definido estes parâmetros, o sistema inicialmente transmite o quadro OFDM no m -ésimo canal WDM e estima os ganhos da Pre-Eq utilizando um estimador por ZF. Deste modo, o vetor de ganhos das subportadoras podem ser determinados por:

$$\mathbf{g}_m = \alpha_m \odot \mathbf{Y}_k, \quad \text{com } k = m; \quad (5.11)$$

sendo α_m um fator de escala, \odot a divisão elemento-a-elemento e \mathbf{Y}_k o vetor de saída o bloco FFT do $(k = m)$ -ésimo receptor VLC. O parâmetro α_m pode ser determinado por:

$$\alpha_m = \sqrt{\frac{3\sigma_{x_m}^2 N^2}{2(N-2)(M_{\text{QAM}}-1)} \cdot \frac{1}{\overline{|\mathbf{Y}_k|^2}}}, \quad \text{com } k = m; \quad (5.12)$$

sendo $\overline{|\mathbf{Y}_k|^2}$ a média quadrática do módulos dos elementos do vetor \mathbf{Y}_k .

c) Estimação da matriz CSI

Com o objetivo de estimar os valores dos elementos da m -ésima linha da matriz $\hat{\mathbf{H}}$, *i.e.*, $\hat{\mathbf{h}}_{m,*}$; na terceira etapa, o quadro OFDM com os símbolos M-QAM pilotos é pré-equalizado e retransmitido no mesmo m -ésimo canal WDM. Em seguida, são capturados os símbolos \mathbf{Y}_k em todos os K receptores. Assim, considerando a simetria hermitiana necessária para a transmissão do DCO-OFDM, *i.e.*, que a

⁵ N é o tamanho dos blocos IFFT/FFT.

⁶Esta expressão considera somente o termo constante de (4.30) desenvolvida na Subseção 4.6.3.

subportadora responsável pelo nível de DC deve ser nula, a estimativa dos parâmetros $\mathbf{h}_{m,k}$ pode ser definida por:

$$\hat{\mathbf{h}}_{m,k} = \frac{\sum_{n=1}^{N/2-1} (|\mathbf{Y}_k[n]| - |\mathbf{Y}_{n_m}[n]|)}{\sum_{n=1}^{N/2-1} |\mathbf{X}_m[n]|}; \quad \text{para } k = 1, \dots, K. \quad (5.13)$$

Ao fim da m -ésima realização, a rotina de treinamento repete todo processo das etapas b) e c), transmitindo somente no próximo canal WDM, *i.e.*, $m = m + 1$, e assim sucessivamente até varrer todos os M canais.

5.2.2 Bloco de Mitigação de *Crosstalk*

Dada a matriz $\hat{\mathbf{H}}$ estimada no receptor, é possível minimizar o efeito da *crosstalk* espectral no esquema WDM aplicando o equalizador por ZF. Assim, a expressão do bloco CM pode ser definida:

$$\hat{\mathbf{X}} = \hat{\mathbf{H}}^{-1} \mathbf{Y}; \quad (5.14)$$

sendo as matrizes complexas \mathbf{Y} e $\hat{\mathbf{X}}$, as composições dos sinais vetoriais espectrais \mathbf{Y}_k e os vetores estimados dos símbolos M-QAM \mathbf{X}_m , respectivamente. Devido à simetria hermitiana do vetor na FFT e haver $K = M$ canais WDM, as matrizes possuem tamanho $K \times (N/2 - 1)$.

5.3 Resultados Numéricos

As simulações computacionais se basearam no método Monte Carlo e utilizaram os valores dos parâmetros registrados na Tabela 5.1. A matriz \mathbf{H} foi determinada por (5.4) a partir dos parâmetros da primeira coluna desta tabela e pelas medidas apresentadas na Figura 5.4.

Tabela 5.1: Parâmetros das Simulações Numéricas.

WDM/M-QAM/OFDM	CSI
$\phi_{m,k} = \theta_{m,k} = 0^\circ$ $\Omega G_{\text{tia}} s_m r_{\text{pd}} = 1$ $M_{\text{QAM}} = [16; 64]$ $N = 1024$	$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0,6691 & 0,0239 & 0,0049 \\ 0,0103 & 0,5005 & 0,1482 \\ 0,0064 & 0,0626 & 0,4510 \end{bmatrix}$

A Figura 5.6 apresenta o desempenho em termos de taxa de erro de *bit* (BER) alcançado pelo sistema WDM-RGB para diferentes ordens de modulação QAM com e sem mitigação de *crosstalk*, *i.e.*, CM e Wo-CM, respectivamente. Como previsto graficamente pela Figura 5.4, a maior degradação de desempenho do canal WDM de cor verde foi confirmada em ambas condições de CM e Wo-CM. Em Wo-CM, este canal atingiu um piso de BER (*BER-floor*) de $\approx 0,17$ quando operando em 64-QAM. Por sua vez, o canal WDM vermelho atingiu o melhor desempenho devido ao fato de ter sido menos afetado pelo efeito de *crosstalk* espectral conforme era também previsível pela Figura 5.4.

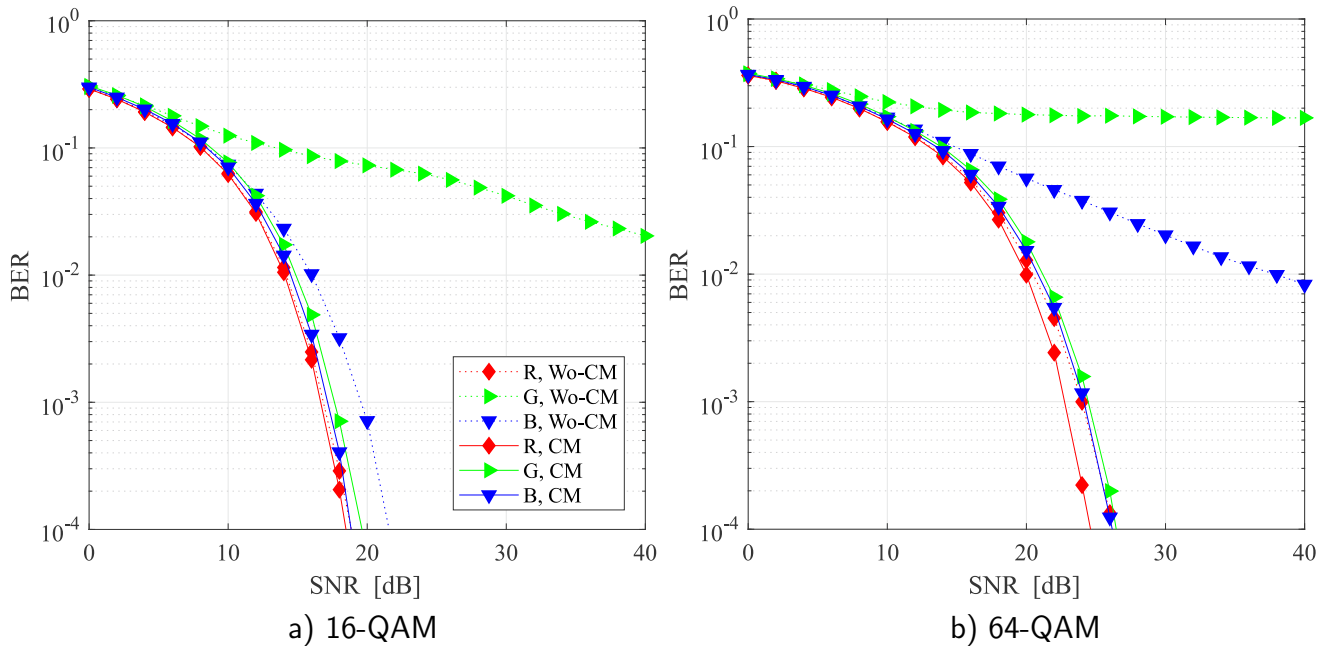


Figura 5.6: BER obtida por simulação numérica com e sem mitigação de *crosstalk*. Autoria própria.

Em todos os resultados apresentados, foi proeminente a melhoria de desempenho em relação ao sistema WDM sem mitigação de *crosstalk*, principalmente para os canais mais afetados pelo *crosstalk* espectral.

5.3.1 Construção de um Arranjo Experimental WDM-RGB

Foi desenvolvido um arranjo experimental para a validação da proposta no RPS. Conforme a Figura 5.7, três módulos de transmissão VLC utilizando uma tríade de LEDs RGB⁷ foram fixados lado-a-lado em uma extremidade de um trilho. Já os três módulos de recepção foram instalados também lado-a-lado, entretanto, em uma peça móvel do trilho, possibilitando emular diferentes SNRs associadas a diferentes distâncias entre transmissor-receptor. Foram conectadas as saídas dos AWGs (geradores de ondas arbitrárias) às entradas dos transmissores enquanto as saídas dos receptores foram conectadas às entradas do DSO. Finalmente, os filtros ópticos foram fixados, faceados com área sensora dos fotodiodos mediante um anteparo.

O circuito eletrônico empregado nos transmissores foi o mesmo da Figura 9a do Apêndice B. Já o circuito dos receptores agregou à saída do circuito da Figura 9b do Apêndice B um filtro passa-altas (HPF) de primeira ordem com frequência de corte $f_c = 338,6$ Hz em cascata com um amplificador não inversor de ganho igual a dois. O circuito completo com estas atualizações é apresentado na Figura 5.8.

⁷Do mesmo tipo dos que foram analisados na Figura 5.4.

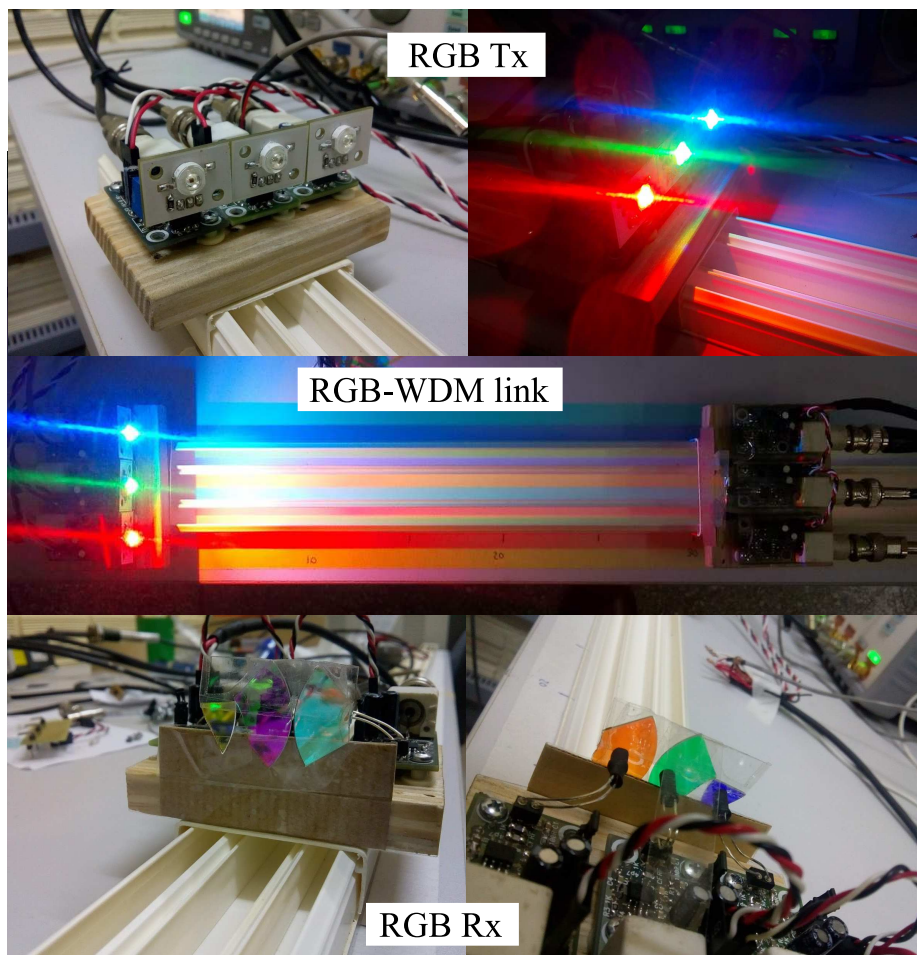


Figura 5.7: Fotos do arranjo experimental com o transmissor RGB, o link RGB-WDM e o receptor RGB. Autoria própria.

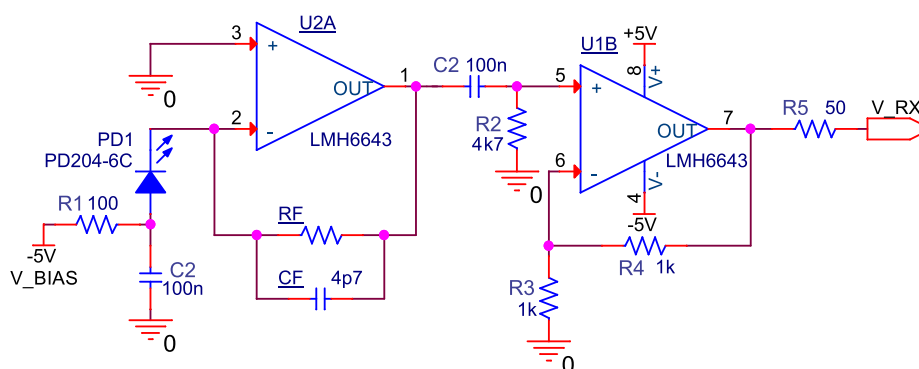


Figura 5.8: Diagrama eletrônico de um módulo receptor. Autoria própria.

5.4 Principais Resultados Alcançados – Parte 3 da Tese

A nova proposta engendrada para a mitigação do *crossstalk* espectral foi modelada. A partir de medições em laboratório, foram determinadas as distribuições espectrais luminosas normalizadas $S_m(\lambda)$ dos LEDs e as transmitâncias normalizadas $T_k(\lambda)$ dos filtros ópticos utilizados. Com estes parâmetros, foi possível estimar a sobreposição espectral e modelar o canal WDM-RGB incluindo o efeito de *crossstalk* espectral. Este conjunto de parâmetros, permitiu simular numericamente o sistema por completo. Os resultados numéricos, confirmaram a capacidade autônoma do sistema proposto em estimar os parâmetros do

canal incluindo suas componentes relacionadas ao *crosstalk*.

Foi verificado que os filtros ópticos extraídos de projetores de imagem com tecnologia de Processamento Digital de Luz (DLP – *Digital Light Processing*) são mais adequados para o WDM-RGB quando comparados com os obtidos por projetores de imagem com tecnologia de *Display* de Cristais Líquidos (LCD – *Liquid Crystal Display*).

A eficácia na minimização da degradação foi confirmada em função da BER para as ordens de modulação das subportadoras OFDM de 16 e 64-QAM. Isso, por meio de comparações entre os resultados obtidos com e sem correção por *crosstalk*. Foi confirmado o menor efeito do *crosstalk* no canal WDM vermelho devido a distribuição espectral luminosa do LED vermelho ser mais distante da dos demais LEDs. O canal mais degradado pelo *crosstalk* foi o de cor verde. Isso, porque sofreu a interferência *crosstalk* tanto do transmissor vermelho como principalmente pelo transmissor azul. Por fim, um arranjo para a validação experimental foi construído para a implementação e validação do sistema em trabalhos futuros.

Por conseguinte, os resultados confirmaram o substancial ganho de desempenho obtido pela correção do *crosstalk* espectral no receptor VLC, confirmando desta forma a eficácia e a eficiência do esquema de baixa-complexidade/custo proposto.

Por fim, a seguir são sucintamente elencados os principais resultados alcançados com a terceira parte deste trabalho de tese, em conformidade ao reportado no Apêndice C:

- Caracterização e estimação dos parâmetros ópticos envolvidos no sistema WDM-RGB pela análise das medições dos seus elementos ópticos;
- Proposição de um esquema para a mitigação do efeito *crosstalk*, incluindo modelagem, definição de seus principais pontos de operação e avaliação numérica;
- Corroboração de resultados previstos na estimação gráfica da sobreposição espectral luminosa de piores e melhores desempenhos do canal WDM vermelho e verde;
- Simulação e confirmação de ganhos significativos de desempenho em termos de BER para os canais WDM verde e azul com CM, quando comparado ao Wo-CM;
- Construção de um arranjo experimental WDM-RGB, utilizando componentes eletrônicos de uso geral, para testes e validação do sistema em trabalhos futuros.

6 Conclusões

O presente texto de tese analisou e validou, por meio de simulações e de montagens físicas em bancada, diversas proposições de melhorias em sistemas de localização e de transmissão de dados utilizando a tecnologia VLC. Em todas as proposições, os pontos de operação de cada sistema foram deduzidos matematicamente.

Na primeira parte deste trabalho, a proposta de arquitetura de sistema VLC com SO-OFDM demonstrou capacidade de localizar o receptor, de transmitir dados e de iluminar. A possibilidade de discriminação, e conseqüentemente, de estimação da informação de potência transmitida por cada LED da infraestrutura no receptor, permitiu a implementação do localizador. A performance de diversos estimadores de localização, e as combinações deles, foram extensivamente simuladas mediante condições como variações de potência de ruído e de nível de *clipping*. No estimador híbrido de localização, o uso do resultado do estimador por ângulo de chegada (AoA) como ponto inicial de busca do estimador recursivo por força do sinal recebido (RSS) permitiu maior acurácia, maior probabilidade de convergência e exigiu um menor número de iterações. As duas opções de modo de operação flexibilizaram o sistema, de forma que operando em modo somente localização as potências do sinal transmitidos são concentradas nas subportadoras de localização, o que permitiu uma RMSE média de poucos milímetros, sendo o modo de operação mais adequado para aplicações de localização que necessitam de boa acurácia. Operando no modo localização mais transmissão de dados, a estimação da localização pouco piorou, mantendo uma RMSE média de alguns centímetros. Nesta proposta, a capacidade de transmissão de dados foi demonstrada, determinando inclusive o seu ponto ótimo de operação em relação ao fator de *clipping*. Tudo isto mantendo a funcionalidade de iluminação da luminária.

Na segunda parte do trabalho, um arranjo experimental foi desenvolvido para a extração de dados da não linearidade da potência óptica emitida em função da corrente aplicada em um LED de alta potência. Isto permitiu, de forma automatizada, confirmar a variação da não linearidade do LED em função da temperatura e ainda extrair parâmetros para as simulações computacionais. Como forma de mitigar os problemas de não linearidade, foi proposto um novo esquema de pré-distorção digital (DPD) utilizando um sinal de realimentação de luz (LFB) ainda no dispositivo transmissor. Neste novo conceito, a realimentação de luz possibilitou ao sistema aprender o comportamento não linear do LED e depois implementar uma função de compensação deste efeito no bloco DPD. Aproveitando o sinal de realimentação luminosa, o esquema de pré-equalização (Pre-Eq) permitiu a manutenção de uma SNR

média no receptor. Isto proporcionou um grande ganho em desempenho do sistema. A proposta, tanto por meio de simulações como pela implementação em bancada, permitiu um melhor desempenho do sistema mitigando os problemas de não linearidade e de maior atenuação do ganho elétrico em maiores frequências. O processamento do sinal da DPD e do Pre-Eq foi realizado integralmente no dispositivo transmissor, implicando na ausência de *overhead* para estas funções e conseqüentemente, no aumento da taxa de transferência efetiva de dados do sistema. Por conseguinte, a complexidade do receptor é diminuída. Por fim, embora não tenha sido levado em conta neste trabalho, a arquitetura proposta tem potencial para corrigir eventuais efeitos de não linearidade oriundos do envelhecimento do LED, do fotodiodo etc.

Na terceira parte deste trabalho, foi possível modelar o canal WDM-RGB e o efeito da sobreposição espectral mediante medições do comportamento espectral luminoso dos LEDs e filtros de cor utilizados. O novo esquema proposto propiciou a estimação automatizada dos parâmetros do canal WDM-RGB, a mitigação do efeito *crosstalk* e conseqüente melhoria bastante significativa no desempenho do sistema WDM-VLC em relação a métrica de taxa de erro de bit. Qualitativamente, os resultados de desempenho de cada canal WDM foram coerentes com os previstos pela análise de sobreposição espectral. Por fim, o esquema proposto tem potencial de aumentar a capacidade do sistema VLC, ao possibilitar uma maior densidade de canais WDM, devido a efetiva mitigação do efeito *crosstalk* gerado por determinados níveis de sobreposição espectral intrínseco ao modo WDM.

6.1 Possibilidades de Trabalhos Futuros

Devido ao VLC ser uma tecnologia relativamente recente e promissora, existe uma vasta gama de oportunidades com potencial de exploração. Destarte, como continuidade deste trabalho, podem ser elencadas as seguintes possibilidades:

- **Localização 3-D em uma Infraestrutura Desconhecida:** Os trabalhos que exploram a localização por luz utilizam uma estrutura de iluminação previamente conhecida. Isto é, a posição, a orientação e a distribuição luminosa das luminárias são parâmetros fixos e predeterminados. No caso de uma infraestrutura VLC desconhecida, o receptor de luz, mediante um esquema de aprendizagem, poderia estimar os parâmetros da infraestrutura de iluminação. Isto poderia ser conseguido mediante uma sequência de aprendizagem em que o receptor poderia capturar a informação RSS de alguns pontos do ambiente *indoor* e depois executar um algoritmo de estimação de posição das luminárias. Em seguida, este processo poderia ser estendido para a estimação da orientação e distribuição luminosa das luminárias.
- **Localizadores VLC Sub-ótimos:** Outro tema promissor consiste em aplicar soluções sub-ótimas utilizando algoritmos de localização meta-heurísticos com o intuito de obter um menor custo computacional sem reduzir substancialmente a acurácia na localização.

- **Modelagem do LED como Transmissor VLC:** As folhas de dados disponíveis para os LEDs limitam-se a informar características elétricas de corrente contínua e inerentes às medidas, com propósito de iluminação. Poucos trabalhos na literatura tratam da modelagem completa para aplicações de alta frequência. Nos experimentos em bancada, foram observados diversos efeitos de não homogeneidade. O primeiro deles foi apresentado neste trabalho, a variação da não linearidade com a temperatura. Neste caso, poderia ser estabelecida uma equação mais universal a respeito do comportamento da potência luminosa emitida, em função de parâmetros construtivos do LED, corrente, tensão, temperatura, envelhecimento, etc. Outro efeito problemático observado, foi a variação da composição espectral da luz em relação ao ângulo entre o vetor de orientação do LED branco \mathbf{n}_{mk} e o vetor de incidência \mathbf{v}_{mk} . Deste modo, um arranjo de medição poderia ser construído de forma a avaliar estes efeitos diante de variações polares e azimutais em coordenadas esféricas entre \mathbf{n}_{mk} e \mathbf{v}_{mk} . Desta forma, avaliar-se-ia a dependência dos resultados em relação à geometria da junção semicondutora, da camada de fósforo e da lente do LED.
- **Aproveitamento da Diversidade em Frequência obtida com a Simetria Hermitiana:** Também é possível incrementar o desempenho dos sistemas VLC ao explorar técnicas de diversidade. Conforme verificado, o sinal VLC a ser modulado deve ser real. Para isto, no caso do sistema OFDM, exige-se uma simetria Hermitiana no vetor de entrada do bloco IFFT. Para que o símbolo OFDM seja real, faz-se necessário sacrificar metade das subportadoras OFDM com esta redundância. Deste modo, o símbolo de informação modulado em cada uma das subportadoras deve ser transmitido simultaneamente e de modo redundante em duas subportadoras diferentes¹. Assim, uma vez que o sinal OFDM-VLC é transmitido em banda base, a magnitude espectral do plano unilateral esquerdo do eixo das frequências experimentam as mesmas condições de canal. Isto faz com que a perfeita simetria Hermitiana se mantenha após a FFT no receptor, dificultando o aproveitamento desta diversidade. Assim, existe a possibilidade de aproveitamento desta réplica ao fazer um deslocamento em frequência da banda ocupada pelo sinal OFDM. Isto pode ser alcançado realizando-se uma conversão para cima (*up-converter*), mediante a multiplicação por um sinal senoidal portador utilizando um *mixer*. Deste modo, seria de imediato possível explorar esta diversidade em frequência (de ordem 2) aplicando-se um combinador de máxima razão (MRC – *Maximal Ratio Combining*) por exemplo.

¹O símbolo de informação do segundo sinal é o complexo conjugado do primeiro.

APÊNDICE A – Artigo 1 – Publicado

Revista: **IEEE Access**

ISSN: 2169-3536

Classificação Qualis: A1 (2017-2018)

Fator de impacto: 2.446

Volume: 7

Mês: Dezembro

Ano: 2018

Páginas: 6249-6261

DOU:10.1109/ACCESS.2018.2889647

Data de publicação: 25/12/2018

Título: 3-D Localization with Multiple LEDs Lamps in OFDM-VLC system

Autores: Luis Carlos Mathias, Leonimer Flávio de Melo e Taufik Abrao

Instituição: Universidade Estadual de Londrina

Received December 4, 2018, accepted December 19, 2018, date of publication December 25, 2018, date of current version January 16, 2019.

Digital Object Identifier 10.1109/ACCESS.2018.2889647

3-D Localization With Multiple LEDs Lamps in OFDM-VLC System

LUIS CARLOS MATHIAS, LEONIMER FLAVIO DE MELO, AND TAUFIK ABRÃO¹, (Senior Member, IEEE)

Department of Electrical Engineering, State University of Londrina, Londrina 86057-970, Brazil

Corresponding author: Taufik Abrão (taufik@uel.br)

This work was supported in part by the National Council for Scientific and Technological Development (CNPq) of Brazil under Grant 304066/2015-0, in part, this work was financed by the Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brazil (CAPES) - Finance Code 001, and in part by the Londrina State University (UEL), Paraná State Government.

• **ABSTRACT** Visible light communication (VLC)-based localization is a potential candidate for a wide range of indoor localization applications. In this paper, we propose a VLC architecture based on orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) with multiple functionalities integrated into the same system, i.e., the 3-D receiver location, the control of the room illumination intensity, as well as the data transmission capability. In this paper, we propose an original methodology for LED power discrimination applying spatial optical OFDM (SO-OFDM) structure for position estimation. The hybrid locator initially makes a first estimate using a weighted angle-of-arrival (WAOA)-based locator, which is then used as the starting point of the recursive estimator based on the strength of the received signal. Hence, the first stage is deployed to increase the convergence probability, reducing the root-mean-square error (RMSE) and the number of iterations of the second stage. Also, a performance *versus* computational complexity comparative analysis is carried out with the parameter variations of these estimators. The numerical results indicate a decade improvement in the RMSE for every two decades of decrement of power noise on the receiver photodiode. The best clipping factor is obtained through the analysis of locator accuracy and transmission capacity for each simulated system. Finally, the numerical results also demonstrate effectiveness, robustness, and efficiency of the proposed architecture.

• **INDEX TERMS** 3-D position estimation, AoA, OFDM, RSS, VLC.

I. INTRODUCTION

Visible Light Communication (VLC) concept has now gained prominence due to the availability of a vast and still unexplored spectral band in the frequency range of visible light, aiming at facing with the growing demand for data transmission. VLC provides exceptionally high transmission rates to the end user in a scenario of increasing frequency spectrum shortage in RF communication systems.

The research related to a 3-D location in VLC environment has been promising due to several factors. The first occurs in applications where the Global Positioning System (GPS) signal cannot penetrate the environment application. The second is due to the increasing replacement of conventional lamps with those of light emitting diode (LED) that are more long-lasting and of better energetic and luminous efficiency. In this case, the LED lamp infrastructure in addition to illuminating, can transmit data and can also allow the localization of a mobile receiver. Thus, for a practical VLC system, it is

desirable to use the same transmission technology for both positioning and high-speed data transmission.

Due to the low cost and low complexity, the Intensity Modulation with Direct Detection (IM/DD) is the most practical method of implementing a VLC system. In this modulation type, the electric current of the LED transmitters is modulated to vary the transmitted light intensity. At the receiver side, the received light intensity is converted directly into electrical current utilizing photodetectors. Thus, in the IM/DD, it is necessary that the signal in time must be real and positive so that the light intensities of the LED transmitters are modulated directly [1].

A baseband modulation technique that is extensively exploited in IM/DD due to the efficient use of the available bandwidth is the Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) [2]. Since, usually, a time OFDM signal is bipolar, several modulation techniques are found in the literature to make it unipolar [3]. In this way, a real OFDM

time-frame is achieved by imposing a Hermitian symmetry on the vector of symbols mapped previous the Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) block. In DC-biased optical OFDM (DCO-OFDM), a bias signal is added to make the time-signal positive. On the other hand, in the asymmetrically clipped optical OFDM (ACO-OFDM), the transmitted signal is produced positive by sending only the odd subcarriers. The Flip-OFDM divides the original OFDM frame into two parts by transmitting them separately [4]. The first frame is reassembled with positive points in time, and another frame is formed by inverting the polarity of the points in time that were negative. The ACO-OFDM and Flip-OFDM are commensurate regarding spectral efficiency and error performance, but the Flip-OFDM save nearly half of receiver complexity over ACO-OFDM. However, the two techniques have approximately half the spectral efficiency compared to the DCO-OFDM [5].

Two techniques are usually used in estimating the location of a VLC receiver. The first one, the angle of arrival (AoA), takes the direction of the LED transmitters into consideration at the receiver side. The second technique, based on the location by Received Signal Strength (RSS), considers the strength of the signal captured by the receiver due to the transmitter LEDs [6]. In [7] also is proposed an integrated AoA-RSS localization method that finds out the 2-D position of a mobile robot using an array of photodiodes (PDs). Moreover, the work [8] deals with the 3-D localization problem and uses these two localization techniques. Although the location by RSS is more accurate than the AoA-based method, in general, its recursive estimator presents a non-convex structure and can achieve different results than those expected [8]. In this way, the position estimation obtained by the AoA locator can be used as the initial search point for the RSS locator. Such strategy has the purpose of starting the search at a closer location, reducing the possibilities of divergence. This hybrid estimator considers the RSS information of each LED separately. It is worth to note that in the previous works, such as [7] and [8], no scheme has proposed for the discrimination of the light powers received from each LED.

The works on the OFDM transmission scheme for the localization estimation purpose present just only 2-D estimators. For instance, the work [9] employs training symbol in OFDM and uses RSS information for estimates of the distances between the receiver and the LED transmitter by applying a *lateration* technique. Such technique handles the geometric analysis of the problem through triangles and circles. Moreover, the work [10] reports an experimental demonstration of an indoor 2-D VLC positioning system based on the OFDM transmission scheme that proposes to discriminate the signals transmitted by three different LEDs using coding in three OFDM subcarriers. Thus, the receiver retrieves all signals transmitted using a Discrete Fourier Transform (DFT) operation. A Spatial Optical-OFDM (SO-OFDM) scheme with multiple LEDs is proposed in [11] trying to mitigate the OFDM Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) problem

in VLC. In this design, filtered subsets of OFDM subcarriers are emitted by each LED, allowing the receiver to discriminate the power received from each LED.

The *contribution* of this work is threefold, as summarised in the following. **a)** It is proposed a VLC structure with power discrimination at the receiver side aiming at improving the 3-D indoor localization feature; **b)** an innovative hybrid 3-D building localization scheme is proposed that distributes a training symbol for each LED among the subcarriers arranged into SO-OFDM groups; **c)** based on extensive numerical simulations results, our hybrid location estimator can be implemented allowing a more precise 3-D location by considering more RSS information of each LED from multiple LED lamps infrastructure.

The paper is divided into five sections. Besides this introductory section, the Section II develops the VLC system model deployed in the AoA and RSS estimators which are described in Subsections II-C and II-D respectively. In Section III, the 3-D hybrid estimator obtained is applied to the SO-OFDM multiplexing scheme with DCO-OFDM. In Section IV numerical simulation results are considered aiming at corroborating the quality of the 3-D location estimations for the proposed scheme. Finally, in Section V the conclusions are offered.

Notation: I_K is the $K \times K$ identity matrix and the field of real numbers is denoted by \mathbb{R} . The transpose operation and the Moore-Penrose are denoted by $(\cdot)^T$ and $(\cdot)^\dagger$ respectively. The matrix kernel is denoted by $ker(\cdot)$. $\mathcal{N}(0, C)$ means the Gaussian distribution with zero mean and covariance matrix C . $\mathcal{U}(a, b)$ holds for a uniform distribution with boundaries a and b .

II. HYBRID LOCALIZATION

This section describes the system and the noise models, as well as the RSS and the AoA position estimators.

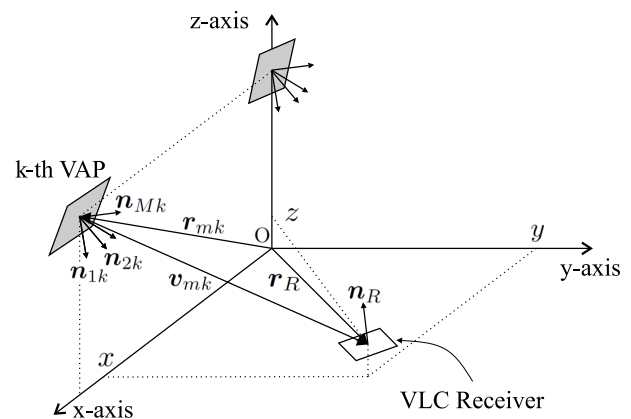


FIGURE 1. Schematic diagram representation for the 3-D localization problem in a VLC system [8].

A. VLC SYSTEM MODEL

The VLC system can be modeled considering K visible light access points (VAP) with some M elements LEDs transmitting each [8]. Fig. 1 presents a schematic diagram of the

3-D system model depicting the position of vectors, normal vectors, and angles in a Cartesian plane.

The position vectors and the orientation vector of the receiver is denoted by $\mathbf{r}_R = [x, y, z]^T$ and $\mathbf{n}_R = [n_R^{(x)}, n_R^{(y)}, n_R^{(z)}]^T$. The position vectors and the orientation vector of the m -th LED transmitter of the k -th VAP are $\mathbf{r}_{mk} = [x_{mk}, y_{mk}, z_{mk}]^T$ and $\mathbf{n}_{mk} = [n_{mk}^{(x)}, n_{mk}^{(y)}, n_{mk}^{(z)}]^T$. Thus, the vector denoting the distance between the transmitting element and the receiver can be given by:

$$\mathbf{v}_{mk} = \mathbf{r}_R - \mathbf{r}_{mk} = [a_{mk}, b_{mk}, c_{mk}]^T \in \mathbb{R}^{3 \times 1}. \quad (1)$$

Hence, the DC optical channel gain between the receiver and the m -th LED of the k -th VAP can be given by [8]:

$$\Omega_{mk} = \kappa \cdot \prod \left(\frac{\theta_{mk}}{\theta_{FoV}} \right) \cdot \prod \left(\frac{\varphi_{mk}}{\pi/2} \right) \cdot f(\mathbf{v}_{mk}), \quad (2)$$

where

$$\kappa = -\frac{(n_L + 1)A_{pd}}{2\pi} \quad (3)$$

and

$$\begin{aligned} f(\mathbf{v}_{mk}) &= \frac{(\mathbf{v}_{mk}^T \mathbf{n}_{mk})^{n_L} \mathbf{v}_{mk}^T \mathbf{n}_R}{\|\mathbf{v}_{mk}\|_2^{n_L+3}} = \left(a_{mk} n_{mk}^{(x)} + b_{mk} n_{mk}^{(y)} + c_{mk} n_{mk}^{(z)} \right)^{n_L} \\ &\times \frac{\left(a_{mk} n_R^{(x)} + b_{mk} n_R^{(y)} + c_{mk} n_R^{(z)} \right)}{\left(a_{mk}^2 + b_{mk}^2 + c_{mk}^2 \right)^{\frac{n_L+3}{2}}}, \end{aligned} \quad (4)$$

where φ_{mk} is the angle between the orientation vector of the LED transmitter and the incidence vector, θ_{mk} is the angle between the receiver orientation vector and the incidence vector, A_{pd} is the area of the photodetector (PD) in m^2 , θ_{FoV} is the field of view (FoV) of the PD, n_L is the mode number of the Lambertian distribution.¹ The FoV of receiver effect and the field of emission effect of LED transmitter are also considered in (2) using the rectangular function defined by:

$$\prod(\cdot) \triangleq \begin{cases} 1, & |\cdot| \leq 1 \\ 0, & |\cdot| > 1. \end{cases} \quad (5)$$

Details of the transmission angle, incident angle, FoV, and example of a VAP arrangement with 4 LEDs in pyramidal format are presented in Fig. 2. A greater FoV is attractive because the location estimators can evaluate all the LED transmitting powers. In contrast, it exposes the receiver to a higher incidence of noise and interference.

Assuming that the transmitted optical power of each LED is equal to P_T , the optical power of the m -th LED of the k -th VAP in the receiver can be given by:

$$P_{mk} = \Omega_{mk} P_T. \quad (6)$$

where Ω_{mk} is given by (2). Therefore, the total power received by the photodetector in the VLC receiver is the sum of the

¹The Lambertian distribution is commonly used to describe the luminous distribution of LEDs. The distribution is more directive for higher values of n_L .

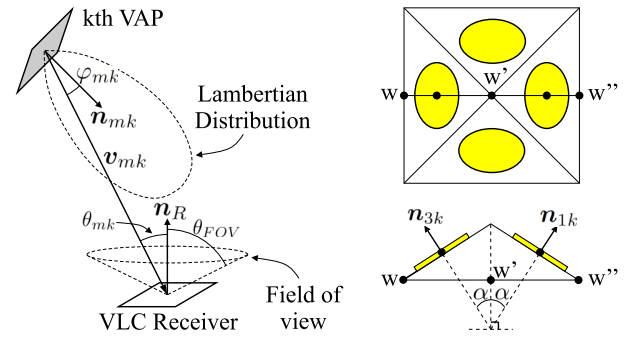


FIGURE 2. Details of the angles involved in the model and example of a VAP with 4 LEDs in pyramidal format.

optical powers received from each transmitter LED, i.e. $P_R = \sum_{m=1}^M \sum_{k=1}^K P_{mk}$. Thus, the current generated is proportional to the power received with additive white Gaussian noise (AWGN) [11]. In this context, the electric gain G_E can be given by:

$$G_E = S_{led} \Omega_{mk} R_{pd}, \quad (7)$$

where S_{led} is the LED conversion factor in $[W/A]$ and R_{pd} is the photodetector responsivity in $[A/W]$. Both parameters consider radiometric light power.

The photodetector responsivity R_{pd} is generally presented in the datasheet of the PIN junction photodiodes. The LED conversion factor S_{led} is a parameter that varies due to the non-linearity of the luminous flux ϕ_V in $[lm]$ as a function of the electrical current I_{led} in $[A]$ [12]. This relation for the Cree[®] XHP70.2 6V LED device can be modelled by a polynomial quadratic function as [13]:

$$\phi_V(I_{led}) = -31.29I_{led}^2 + 705.35I_{led} + 20.7. \quad (8)$$

The conversion from luminous flux to the radiated optical power P_T can be realized by a factor of $2.1[mW/lm]$ for phosphor-coated blue LED [14]. Moreover, using pre-distortion with upper and lower current limits of modulation I_u and I_l , respectively, the LED conversion factor can be determined by [11]:

$$S_{led} = 0.0021 \frac{(\phi_V(I_u) - \phi_V(I_l))}{I_u - I_l}. \quad (9)$$

B. NOISE MODEL

The noise directly affects the accuracy of the estimator. It is shaped by the transfer function of the preamplifier topology. In this work, it will be considered a receiver with photodetector with PIN junction diode and field effect transistor (FET) transimpedance amplifier (TIA) [15], [16]. The noise in the receiver is mainly composed by the shot noise and the thermal noise. Such noise sources can be modeled as Gaussian processes with zero mean and variances [1], [6], [16]:

$$\sigma_n^2 = \sigma_{shot}^2 + \sigma_{thermal}^2 = \sigma_{bg}^2 + \sigma_{rs}^2 + \sigma_{dc}^2 + \sigma_{thermal}^2. \quad (10)$$

The photo-generated shot noise corresponds to the fluctuations in the count of the photons collected by the

receiver [16], [17]. The variances of the shot noise due to the background radiation (b_g), the received signal (r_s), and the dark current (d_c) can be determined respectively by:

$$\sigma_{b_g}^2 = 2qR_{pd}A_{pd}p_{bs}\Delta\lambda B, \quad (11)$$

$$\sigma_{r_s}^2 = 2qR_{pd}P_R B, \quad (12)$$

$$\sigma_{d_c}^2 = 2qI_{dc}B, \quad (13)$$

where q is the elementary charge, p_{bs} is the background spectral irradiance, $\Delta\lambda$ is the bandwidth of the optical filter, B is the equivalent noise bandwidth and I_{dc} is the dark current.

The thermal noise is independent of the received optical signal and can be determined in terms of noise in the feedback resistor and noise in the FET channel. Each term, respectively, contributes to the following variance [15], [16]:

$$\sigma_{thermal}^2 = \frac{8\pi k_B T_K}{G_{ol}} C_{pd} A_{pd} I_2 B^2 + \frac{16\pi^2 k_B T_K \Gamma}{g_m} C_{pd}^2 A_{pd}^2 I_3 B^3, \quad (14)$$

where k_B is the Boltzmann's constant, T_K is the absolute temperature, G_{ol} is the open loop gain, C_{pd} is the capacitance per unit area of the photodetector, Γ is the FET channel noise factor, g_m is the FET transconductance, $I_2 = 0.562$ is the TIA bandwidth factor, and $I_3 = 0.0868$ is the TIA noise factor.

C. RSS LOCALIZATION

If the lighting infrastructure and distribution of the luminous flux of the LED transmitter are known, the receiver can determine its location by the luminous RSS information [8]. Thus, to obtain a minimum variance unbiased estimator (MVUE), the following observation vector can be considered:

$$s = p(\theta) + n \in \mathbb{R}^{MK \times 1}, \quad (15)$$

where $\theta \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ is the vector that corresponds to the exact location of the VLC receiver, *i.e.*, r_R , $n \in \mathbb{R}^{MK \times 1} \sim \mathcal{N}(0, \sigma_n^2 I_{KM})$ is the additive noise vector. The vector $p(\theta) \in \mathbb{R}^{MK \times 1}$ is the vectorization of the matrix $P(\theta)$. The matrix $P(\theta) \in \mathbb{R}^{M \times K}$ contains the exact RSS information in the m -th row referring to the m -th LED transmitter and the k -th column referring to the k -th VAP.

Considering the noise as additive white Gaussian noise (AWGN), the log-likelihood function (LLF) for the location of the VLC receiver can be expressed as:

$$\mathcal{L}(\theta) = \log(\text{pdf}(s, \theta)), \quad (16)$$

where the joint probability density function (PDF) is given by:

$$\text{pdf}(s, \theta) = \frac{1}{(2\pi\sigma_n^2)^{\frac{MK}{2}}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_n^2} (s-p(\theta))^T (s-p(\theta))\right). \quad (17)$$

The joint PDF can be obtained from the product between the marginal PDFs due to the consideration they are independent and identically distributed. Applying the $\log(\cdot)$ operator,

the maximum-likelihood estimation (ML) of r_R problem can be formulated by considering only the matrix operation of the exponential argument as:

$$\hat{r}_R = \arg \max_{\theta} \mathcal{L}(\theta) \equiv \arg \max_{\theta} \left(- (s - p(\theta))^T (s - p(\theta)) \right). \quad (18)$$

As a result, (18) can be expressed as a nonlinear least squares (NLLS) problem given by:

$$\hat{r}_R = \arg \min_{\theta} \left(\|s - p(\theta)\|_2^2 \right). \quad (19)$$

That way, this estimator minimizes the Euclidean distances between the observation vector s and the exact value of received intensities $p(\theta)$. Thus, one method to solve the system of nonlinear equations is that of Newton-Rapson Multivariate [8], [18]:

$$\theta^{i+1} = \theta^i - \eta \mathbf{J}^\dagger (s - p(\theta^i)), \quad (20)$$

where $\eta \in (0, 1]$ is the step size and \mathbf{J} is the Jacobian matrix of $p(\theta)$ in relation to θ . Whereas θ_1 , θ_2 and θ_3 correspond to the positions x , y and z of VLC receiver. \mathbf{J} can be given by:

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} \frac{\partial P_{11}}{\partial x} & \frac{\partial P_{11}}{\partial y} & \frac{\partial P_{11}}{\partial z} \\ \frac{\partial P_{21}}{\partial x} & \frac{\partial P_{21}}{\partial y} & \frac{\partial P_{21}}{\partial z} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial P_{MK}}{\partial x} & \frac{\partial P_{MK}}{\partial y} & \frac{\partial P_{MK}}{\partial z} \end{bmatrix}. \quad (21)$$

In (21), each row of \mathbf{J} indicates how the RSS of each LED transmitter changes when the receiver moves on one of the axes, x , y and z . Considering the chain rule ($\frac{\partial P}{\partial x} = \frac{\partial P}{\partial a} \frac{\partial a}{\partial x}$), the row associated with the m -th LED transmitter of the k -th VAP can be calculated as:

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial P_{mk}}{\partial x} \\ \frac{\partial P_{mk}}{\partial y} \\ \frac{\partial P_{mk}}{\partial z} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \frac{\partial P_{mk}}{\partial a_{mk}} \\ \frac{\partial P_{mk}}{\partial b_{mk}} \\ \frac{\partial P_{mk}}{\partial c_{mk}} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \frac{\partial a_{mk}}{\partial x} & \frac{\partial a_{mk}}{\partial y} & \frac{\partial a_{mk}}{\partial z} \\ \frac{\partial b_{mk}}{\partial x} & \frac{\partial b_{mk}}{\partial y} & \frac{\partial b_{mk}}{\partial z} \\ \frac{\partial c_{mk}}{\partial x} & \frac{\partial c_{mk}}{\partial y} & \frac{\partial c_{mk}}{\partial z} \end{bmatrix}. \quad (22)$$

From (1), the matrix in (22), *i.e.*, the Jacobian of v_{mk} with respect to θ , becomes an identity matrix. Therefore, (22) can be directly obtained by evaluating the partial derivatives of (6) by keeping one of the elements of the incidence vector v_{mk} as variable and the other elements as constants.² Thus, the partial derivative in relation to the first element of v_{mk} can be written as:

$$\frac{df(v_{mk})}{da_{mk}} = \frac{(v_{mk}^T n_{mk})^{n_L}}{\|v_{mk}\|_2^{n_L+3}} \times \left(n_R^{(x)} + n_{mk}^{(x)} \frac{n_L (v_{mk}^T n_R)}{(v_{mk}^T n_{mk})} - a_{mk} \frac{(n_L+3) (v_{mk}^T n_R)}{\|v_{mk}\|_2^2} \right), \quad (23)$$

being analogous for $\frac{df(v_{mk})}{db_{mk}}$ and $\frac{df(v_{mk})}{dc_{mk}}$ by changing the element a_{mk} for b_{mk} and c_{mk} , respectively, and changing the elements of n_{mk} and n_R in relation to y and z , also respectively.

²Notice that the proposed approach allows the use of a different light distribution than the Lambertian one, provided that its function is continuous and differentiable.

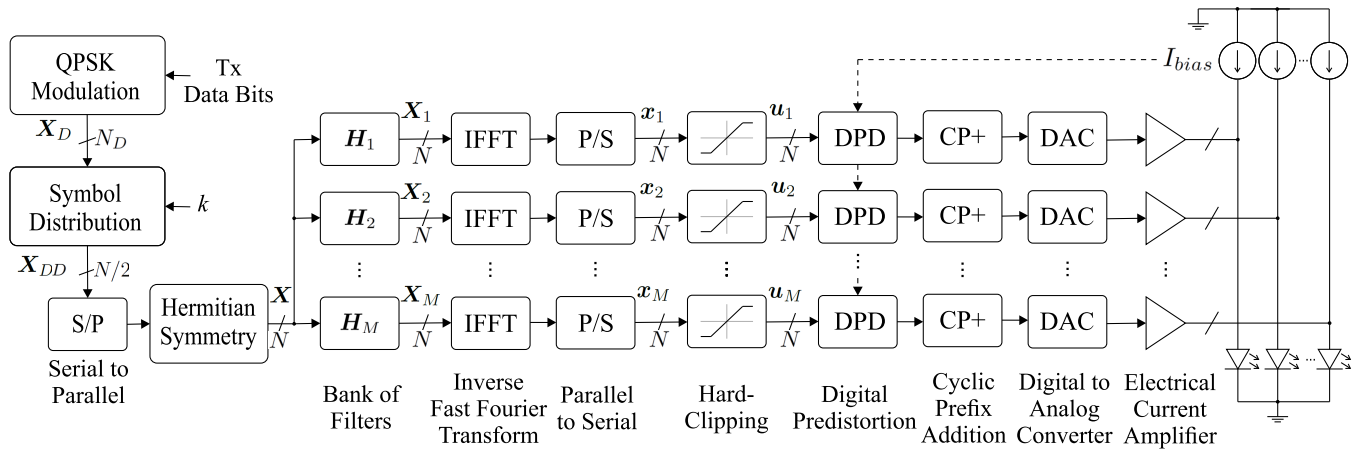


FIGURE 4. VLC-OFDM transmitter architecture implemented in each VAP.

This weighted AoA (WAoA) provides a lower RMSE of the position if compared to the unweighted version [8]. Because this estimator considers more RSS information obtained from the stronger signals, *i.e.*, with a higher signal to noise ratio (SNR) than those obtained by the weaker signals.

III. SPATIAL OFDM FOR POWER DISCRIMINATION OF MULTIPLE LEDs

The localization estimators need to discriminate the powers. In this sense, the SO-OFDM [11] is deployed to divide the OFDM subcarriers emitted by each LED. Beyond reducing the PAPR, this scheme allows transmitting different signals on each of the M transmitter LEDs in each VAP. Such strategy permits the signal discrimination in the receiver by applying the hybrid estimator discussed in the previous sections. Next subsections elaborate on the sub-blocks associated to the proposed VLC-OFDM transmitter architecture, Fig. 4. Such topology allows two operation modes, *i.e.*, data communication and spatial signal localization at the receiver side.

A. SUBCARRIER ALLOCATION FOR HYBRID VLC LOCALIZATION AND DATA TRANSMISSION

In the proposed scheme, the data bits are QPSK modulated, generating the symbol vector X_D . The fixed power level of the location subcarriers is intended to simplify the operation of the location estimators.³ Thus, without loss of generality, the elements are admitted scaled such that:

$$\mathbb{E} [|X_D[i]|^2] = 1; \quad i = 1, \dots, N_D. \quad (33)$$

For localization purpose, the elements of vector X_D first are distributed in the vector⁴:

$$X_{DD} \left[(m-1) \frac{N}{2M} + k \right] = X_D[m-1]; \quad m = 1, \dots, M; \quad (34)$$

³The proposed architecture also allows data-carrying subcarriers to use higher-order modulation with different power levels. In such case, the clipping analysis should be updated.

⁴Due to the pre-allocated power, these symbols can be deployed for channel estimation and receiver synchronization purpose.

where m represents the LED transmitter index of the VAP, k is the index of the VAP, M is the total number of LEDs transmitters in each VAP, K the total number of VAPs and N is the size of IFFT. The value of k must be unique and must be predefined on each VAP of the infrastructure. In this way, each VAP will transmit M symbols (in M subcarriers) and will not transmit in $(M-1)K$, making them available to other VAPs. This allows the discrimination of the powers of each VAP to the location estimator in the VLC receiver.

The distribution described by (34) leaves a residue of $N/2 - M(K+1)$ subcarriers available. This work proposes two operation modes for the system. The first one, termed location only mode (LOM); in this case, all the power of the available optical modulation signal is used to allow a better accuracy of the estimator. In the second operation mode, named location and communication mode (LCM), the power is distributed between the location and data transmission subcarriers; in this case, the greater transmission of data occurs in detriment of the location accuracy.

In LCM mode, strategically, it is proposed that these data-transmission subcarriers be distributed among the transmitter LEDs which allowed higher SNR at the receiver side. Multiple access can be obtained by redistributing the data subcarriers between the VAPs next to each VLC receiver.

Considering the case of a VAP with better signal to noise ratio (SNR) in the receiver. This VAP can distribute the residual symbols of X_D by:

$$X_{DD} \left[(m-1) \frac{N}{2M} + K + 1, \dots, m \frac{N}{2M} - 1 \right] = X_D[i], \quad (35)$$

with $m = 1, \dots, M$ and $i = m, \dots, \frac{N}{2}$.⁵ Thus, the vector X_D has size $N_D = \frac{N}{2} - M(K+1)$. The elements of the vector X_{DD} that were not assigned by the two previous rules are accepted as nulls, maintaining the length $N_{DD} = \frac{N}{2}$.

⁵Herein, it is considered that there is no concomitant transmission of data subcarriers in the same indoor environment. This is to avoid co-channel interference.

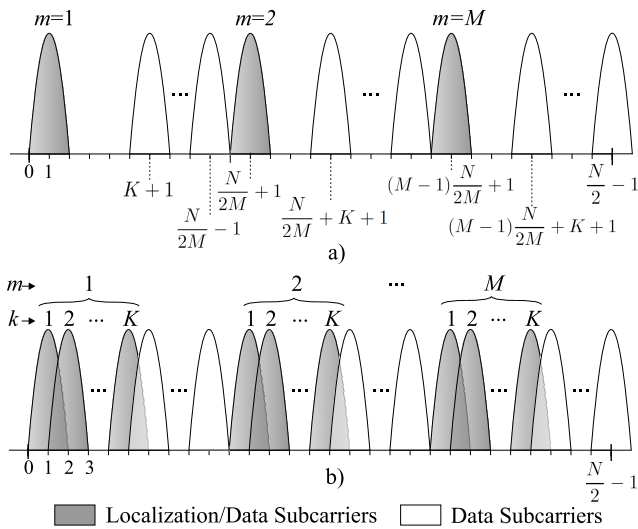


FIGURE 5. Proposed distribution of localization and data subcarriers for a) VAP transmitter $k = 1$; b) received subcarriers in VLC receiver.

Thus, in this symbol distribution scheme, the elements $X_{DD}[0]$ and $X_{DD}[\frac{N}{2}]$ responsible for the DC level are null; so, not interfering with the bias added to the OFDM frame in order to keep it positive. In this work, it is assumed that the control of this signal is performed externally to allow the control of the intensity of the illumination. Fig. 5 sketches the proposed subcarriers distribution in a VAP with $k = 1$, as well as in a VLC receiver.

B. DCO-OFDM

In this work, the hybrid estimator is applied using the DCO-OFDM, although its application in the ACO-OFDM and Flip-OFDM should be equivalent.

After the serial to parallel conversion of X_{DD} , with the purpose in obtaining purely real-time points at the out of the IFFT block, the vector X of size N is generated after applying the following Hermitian symmetry:

$$X[i] = \begin{cases} X_{DD}[i]; & i = 0, \dots, N/2 - 1 \\ X_{DD}^*[N - i]; & i = N/2, \dots, N - 1. \end{cases} \quad (36)$$

C. SO-OFDM

The Hermitian vector X is then applied to the input of a filter bank of size M , i.e., a filter for each m LED of the VAP. Thus, the OFDM frames X_m are obtained by filtering the original OFDM frame X by means of:

$$X_m = H_m X. \quad (37)$$

A contiguous mapping subcarrier with an equal number of subcarriers per LED is proposed by:

$$H_m[i] = \begin{cases} H, & i = (m-1)\frac{N}{2M}, \dots, m\frac{N}{2M} - 1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (38)$$

where H is a real-valued constant and $i = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1$. The second half of H_m is obtained by mirroring using

$H_m[i] = H_m[N - 1 - i]$ for $i = \frac{N}{2}, \dots, N - 1$. In this way, the filters H_m masks the subcarriers that are not to be transmitted.

In each vector X_m is performed the IFFT. Using the inverse discrete Fourier transform definition [2] in the transmitter:

$$\mathbf{x}_m[i] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_m[n] e^{j2\pi ni/N}; \quad \text{for } 0 \leq i \leq N - 1; \quad (39)$$

corresponds to a forward transform on the FFT block in the receiver by:

$$Y[i] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{y}[n] e^{-j2\pi ni/N}; \quad \text{for } 0 \leq i \leq N - 1; \quad (40)$$

where \mathbf{y} is the vector of the sample time domain signal and Y is the discrete frequency domain vector at the FFT output.

The signal in time obtained by IFFT block is converted from parallel to serial, obtaining the points in time \mathbf{x}_m for each group. The signal is hard-clipped aiming at fit the dynamic range of the driver:

$$\mathbf{u}_m[i] = \begin{cases} I_u; & \mathbf{x}_m[i] > I_u \\ \mathbf{x}_m[i]; & I_l \leq \mathbf{x}_m[i] \leq I_u \\ I_l; & \mathbf{x}_m[i] < I_l. \end{cases} \quad (41)$$

In the signal \mathbf{u}_m , the Digital Predistortion (DPD) is applied to correct the non-linearity associated with the direct current in the LED and the optical power obtained by it presented in Subsection II-A. Also, the LED current of polarization of the LED must be considered in DPD step. Then the cyclic prefix (CP) is added, following digital to analog conversion (DAC), the current amplification, and finally the electric coupling to each LED of the VAP.

D. SUBCARRIER POWER ESTIMATION IN THE VLC RECEIVER

Given that the vector \mathbf{x}_m is the sum of independent random variables with zero mean, using the central limit theorem (CLT) it is possible to approximate its Gaussian distribution of zero mean [19]. Considering also N large enough, the variance of the m -th group of subcarriers can be given by $\sigma_m^2 = \mathbb{E}[\|\mathbf{x}_m\|^2]$. Considering now (33) and (38) we obtain:

$$\sigma_m^2 = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N/2-1} |H_m[i]|^2 = \frac{2}{N} \sum_{i=1}^{N_D/M} H^2 = \frac{2}{N} \frac{N_D}{M} H^2. \quad (42)$$

The severity of clipping suffered by a signal is quantified by the clipping factor that is defined as the number of standard deviations per half of the dynamic range [19]:

$$\gamma_m = \frac{I_u - I_l}{2 \cdot \sigma_m}. \quad (43)$$

Considering the CLT approximation for \mathbf{x}_m , a symmetric clipping ($I_u = -I_l$), and the same variance σ_m^2 in all groups,

TABLE 1. Adopted parameters values.

Infrastructure	LED	Photodetector	Noise Model	OFDM	Hybrid Estimator
Room dim.: $5 \times 4 \times 3$ m $K = 4$ $M = 4$ $\alpha = 20^\circ$ $\theta_{ceiling} = 35^\circ$ $\theta_{wall} = 45^\circ$	$n_L = 10$ $I_{bias} = 1.5$ A $I_u = 1$ A $I_l = -1$ A	$A_{pd} = 1$ cm ² $\theta_{FoV} = 85^\circ$ $\mathbf{n}_R = [0, 0, 1]^\top$ $R_{pd} = 0.54$ A/W $C_{pd} = 112$ pF/cm ² $I_{dc} = 5$ pA	$T_K = 300$ K $G_{ol} = 10$ $g_m = 30$ mS $\Gamma = 1.5$ $\Delta\lambda = (780-380)$ nm=400 nm $p_{bs} = 5.8\mu$ W/(cm ² nm)	$B = 10$ MHz $N = 1024$ $N_D = 496$	$\theta^0 = \hat{\mathbf{r}}_R, C$ or RND $\eta = 0.3$ $\epsilon < 1 \times 10^{-5}m$ $i_{max} = 200$

the scaling factor C_f can be determined as [19]:

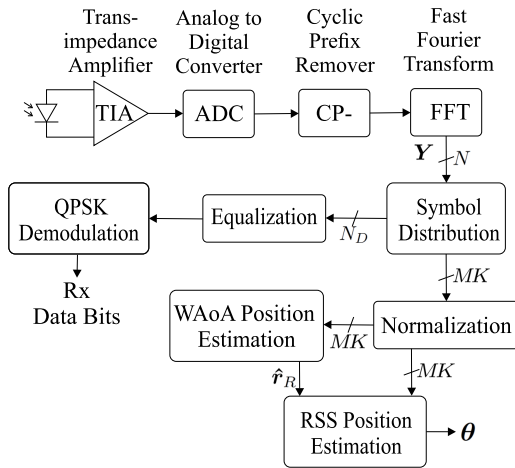
$$C_f = 1 - \operatorname{erfc}\left(\frac{\gamma_m}{\sqrt{2}}\right). \quad (44)$$

Applying (43) in (44), setting I_u and I_l and arbitrating the value of scaling factor C_f , the standard deviation σ_m can be readily determined. In a same way, the constant value H of the banks of filters \mathbf{H}_m can be established using Eq. (42).

Considering (33), the magnitude of the i -th symbol at the receiver side can be expressed in the frequency domain by:

$$|Y[i]| = H \cdot C_f \cdot G_E, \quad (45)$$

where the electric gain G_E is computed by (7).


FIGURE 6. Architecture of proposed VLC receiver with receiver position estimation capability.

After the separation of the magnitude of symbols destined for the location in the receiver, according to Fig. 6, the following normalization is performed in order to make the elements of the observed vector of RSS information in (15) more suitable for the efficiency of the recursive location estimator:

$$s_{mk} = \frac{|Y_{mk}|}{HCR_{pd}S_{led}} = \Omega_{mk} + n, \quad (46)$$

where s_{mk} , Y_{mk} and n are respectively the RSS information, the magnitude of i -th symbol and the noise sample in the receiver corresponding to the m -th LED of the k -th VAP.

Comparing (46) with (6), the transmitted power becomes unitary. Finally, it can be admitted the concatenation of the s_{mk} elements in the vector of the exact RSS information \mathbf{s} and as same for $\mathbf{p}(\theta)$ with the concatenation of MK DC optic gain elements.

IV. NUMERICAL RESULTS

In this section, we have demonstrated the effectiveness and efficiency of the proposed method by numerical simulation analysis. Similar to [8],⁶ the adopted infrastructure was an empty room with dimensions $5 \times 4 \times 3$ m where all four VAP devices are positioned in the four upper corners of the room ($K = 4$). The VAPs' directions are $\theta_{wall} = 45^\circ$ between the walls and $\theta_{ceiling} = 35^\circ$ below the ceiling. Each VAP has four Cree[®] XHP70.2 6V LED transmitters ($M = 4$) in a pyramid shape with a square base as shown in Fig. 2a. The angle between the LED and the normal vector of each VAP is $\alpha = 15^\circ$. The VLC receptor parameters are $\theta_{FoV} = 85^\circ$, $A_{pd} = 1$ cm² and $\mathbf{n}_R = [0, 0, 1]^\top$.⁷ The noise parameters values deployed in our analyses are the same as that used in [16]. In the RSS recursive estimator, the step value for the search algorithm was $\eta = 0.3$. Initially, the adopted stopping criterion for the recursive estimator was an error $\epsilon \leq 10^{-4}m$ or a maximum number of iterations of the $i_{max} = 200$.

Such direct infrastructure parameter values, including parameters for the LED, photodetector, noise, the OFDM and for the recursive RSS estimator deployed in numerical analyses are summarized in the Table 1. The indirect infrastructure parameter values obtained are the LED conversion factor $S_{led} = 1.4812$ W/A applying eq. (9) and the noises variances $\sigma_{bg}^2 = 4.0144 \times 10^{-15}$ A², $\sigma_{dc}^2 = 1.6022 \times 10^{-23}$ A² and $\sigma_{thermal}^2 = 6.5631 \times 10^{-17}$ A² by applying (11), (13) and (14). The shot noise variance σ_{rs}^2 was estimated for each analyzed position of the VLC receiver since it depends on the received light power from the transmitted signal.

Next, the analysis of the proposed architecture is divided into three parts. In these subsections, the performance, the clipping noise effect on the hybrid estimator performance, as well as the computational complexity of the estimators are evaluated.

A. PERFORMANCE OF 3-D LOCALIZATION ESTIMATORS

As a way of comparison, it has included the RSS estimator simulations considering the centroid of the room (C+RSS) and also a point obtained at random (RND+RSS) as

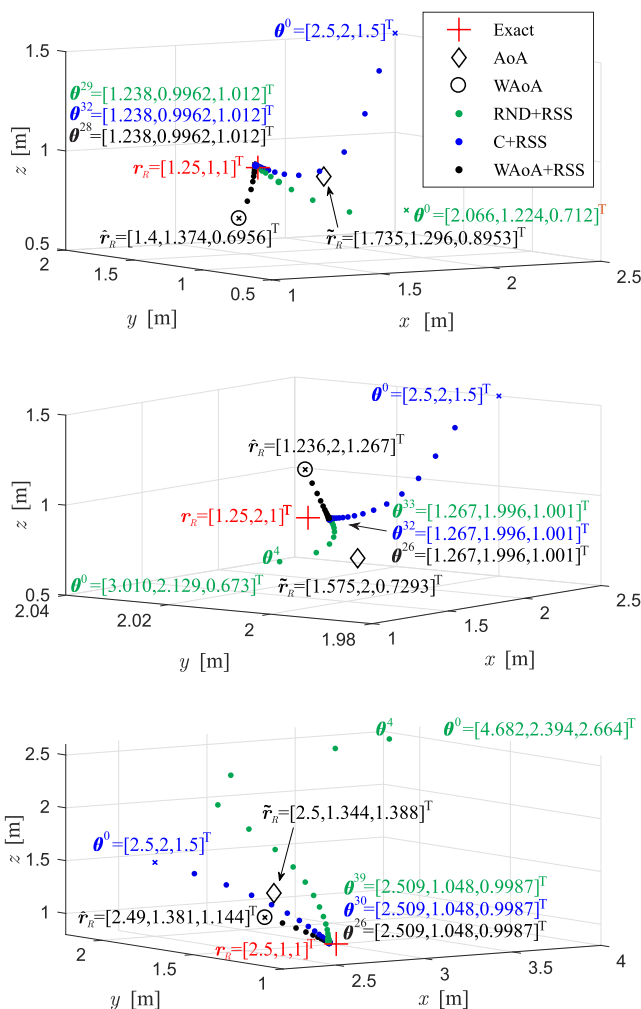
⁶Notice that this work also makes a numerical analysis about the best choices of the orientations and angles involved in the infrastructure components. Hence, the best values found for such parameters will be considered in our work for comparison purpose.

⁷A priori knowledge of the receiver orientation is plausible since it can be estimated by a system composed by a three-axis accelerometers arrangement, commonly used in smartphones, among other portable devices.

TABLE 2. Euclidean errors (a) and number of iterations (b) from the four localization estimators, considering three different positions and one realization.

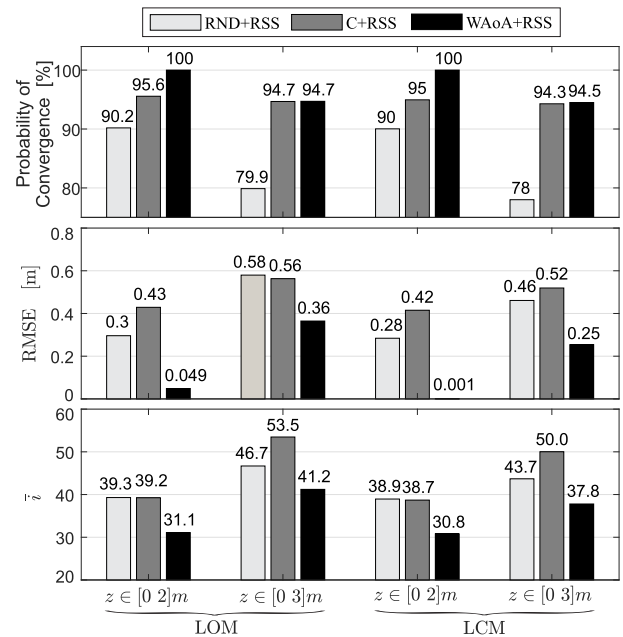
(a)		$\ \tilde{r}_R - r_R\ _2$ in [mm]					
mode		LCM			LOM		
VLC position		$r_{R,1}$	$r_{R,2}$	$r_{R,3}$	$r_{R,1}$	$r_{R,2}$	$r_{R,3}$
AoA		578.0	423.0	518.6	578.0	423.0	518.6
WAOA		505.1	267.7	407.6	493.7	273.3	407.2
RND+RSS		17.8	17.7	48.8	0.621	0.352	0.642
C+RSS		17.8	17.7	48.8	0.617	0.343	0.646
WAOA+RSS		17.8	17.7	48.8	0.621	0.337	0.649

(b)		Number of Iterations, i					
mode		LCM			LOM		
VLC position		$r_{R,1}$	$r_{R,2}$	$r_{R,3}$	$r_{R,1}$	$r_{R,2}$	$r_{R,3}$
RND+RSS		29	33	39	29	33	41
C+RSS		32	32	30	32	33	33
WAOA+RSS		28	26	26	28	27	28

**FIGURE 7.** Localization convergence among the five 3-D localization methods for three different receiver positions given by the marker “+”. The symbol \times indicates the starting points θ^0 of the recursive estimators.

starting points. In the latter case, the coordinates of the initial point θ^0 were obtained using a random variable with uniform distribution along the dimensions of the room. In the

case evaluated $x \sim \mathcal{U}(0, 5)$, $y \sim \mathcal{U}(0, 4)$ and $z \sim \mathcal{U}(0, 3)$. To compare the performance of the five localization methods, namely AoA, WAOA, C+RSS, RND+RSS and WAOA+RSS, the Euclidean error and number of iterations required for convergence were evaluated for one realization considering three different positions of the VLC receiver, a) $r_{R,1} = [1.25, 1, 1]^T$, b) $r_{R,2} = [1.25, 2, 1]^T$, and c) $r_{R,3} = [2.5, 1, 1]^T$. The numerical results of the system operating in LCM and also in LOM modes are shown in Table 2. All the estimators by RSS reached very close Euclidean errors, and these are much smaller than AoA and WAOA. As expected, in all RSS estimators, the LOM mode confirmed better results due to the greater emitted power of the localization signals. The Fig. 7 depicts the graphical convergence behavior considering the five estimators final positions and the convergence of recursive estimators in LCM mode. The remarkable superiority of the WAOA+RSS hybrid method occurred both because of the smaller Euclidean error compared to AoA and WAOA, and because of the smaller number of iterations for the convergence of the result when compared to C+RSS and RND+RSS.

**FIGURE 8.** Statistics simulation of location estimators by RSS in the LCM and LOM modes of operation.

The Fig. 8 shows the percentage of convergence, the RMSE and the average number of iterations \bar{i} of the three analyzed RSS-based estimators for LCM and LOM operation modes. This analysis considered one hundred thousand achievements while keeping $\epsilon < 1 \times 10^{-5}$ m. The exact positions of the VLC receiver were considered random with uniform distributions of probabilities of $r_R = [\mathcal{U}(0, 5) \mathcal{U}(0, 4) \mathcal{U}(0, 2)]^T$ and $r_R = [\mathcal{U}(0, 5) \mathcal{U}(0, 4) \mathcal{U}(0, 3)]^T$. Therefore, in all receiver locations, the hybrid estimator confirmed its better performance by the higher percentage of convergence, smaller

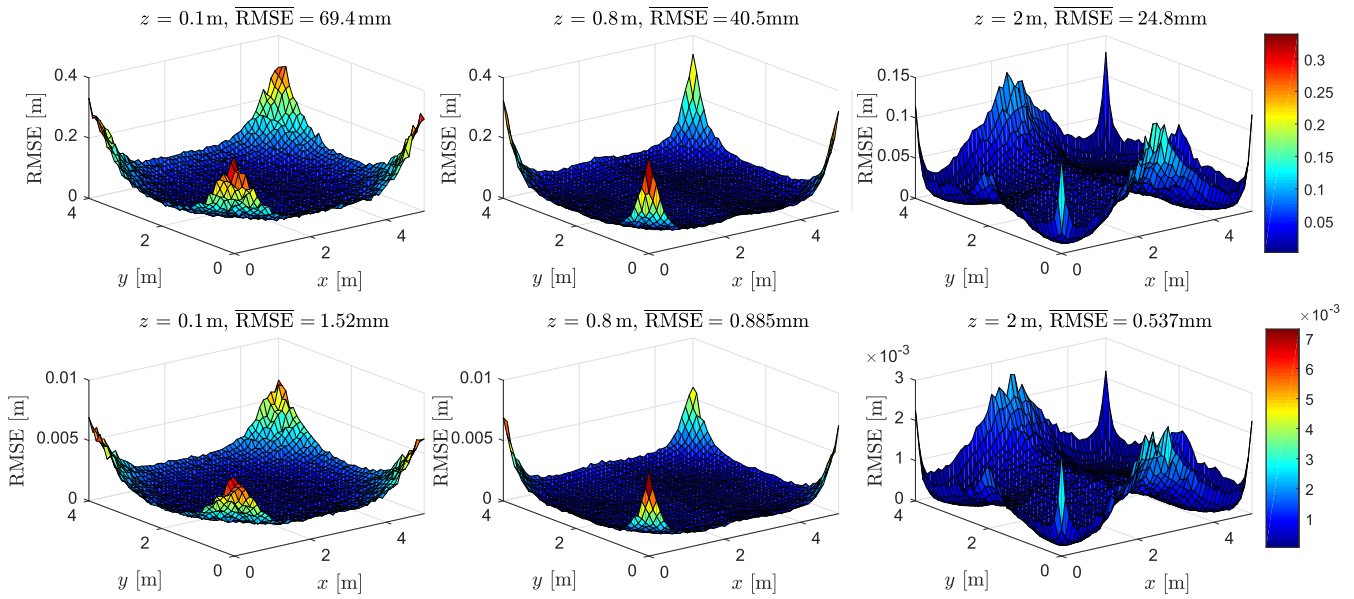


FIGURE 9. RMSE of the hybrid WAoA-RSS estimator over 100 realizations with the receiver located in the three height planes, $z \in \{0.1, 0.8, 2\}^T$ m. The first line of graphics refers to the LCM mode and the second to the LOM mode.

RMSE and smaller number of iterations if compared to the two others RSS-based estimators.

To gain insight on the proposed hybrid WAoA-RSS performance, Fig. 9 depicts the mean of 100 achievements of the RMSE of the proposed OFDM hybrid WAoA+RSS estimator for $z = 0.1, z = 0.8$ and $z = 2$ m height planes in the room. The achieved average RMSE value, i.e. \overline{RMSE} , is shown for each graph. Also, such numerical results considered a fixed quantity of $i = 30$ iterations with pitch distance of analysis of 10 cm. In general, the greater accuracy of the hybrid estimator is in the central region of the room where the luminous power is higher than in the corners. Indeed, for such location application the estimation of the *corners* reached an RMSE less than 350 mm (LCM mode) and 8 mm (LOM mode), while in the *central regions* it reached RMSE of less than 50mm (LCM mode) and 2 mm (LOM mode). In this way, the numerical results obtained under LOM mode have resulted in better localization accuracy than those presented in [20]. This result confirms the effectiveness and accuracy of the proposed method in a 3-D target object localization, represented by the optical receiver.

The variable portion of the noise power σ_{rs}^2 contributed little to the total noise variance. In the simulated system environment, σ_{rs}^2 noise was about one hundred times smaller than σ_{bg}^2 . Therefore, the location accuracy as a function of the fixed σ_n^2 was analyzed. Hence, the \overline{RMSE} over 100 realizations was obtained considering the same planes analyzed in Fig. 9 and varying the σ_n^2 between $10^{-20}A^2$ and $10^{-8}A^2$. According to Fig. 10, it is observed that the RMSE decays a decade for each two decades of decrement in σ_n^2 .

B. CLIPPING NOISE EFFECT

The clipping generates a noise power that is added to the noise in the photodetector. The noise clipping variance can

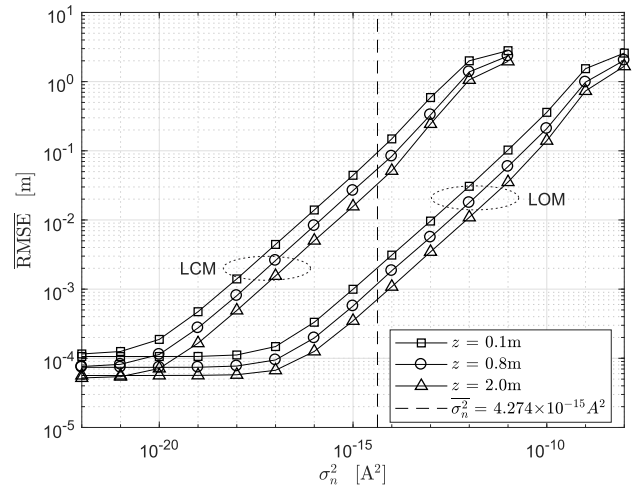


FIGURE 10. \overline{RMSE} as function of fixed power of noise for the three height planes analyzed in Fig. 9.

be estimated by [19], [21]:

$$\begin{aligned} \sigma_{clip}^2 = \sigma_m^2 & \left[C - C^2 + (1 - Q(\lambda_l)) \lambda_l^2 + Q(\lambda_u) \lambda_u^2 \right. \\ & - (\varphi(\lambda_l) - \varphi(\lambda_u)) + (1 - Q(\lambda_l)) \lambda_l + Q(\lambda_u) \lambda_u)^2 \\ & \left. + \varphi(\lambda_l) \lambda_l - \varphi(\lambda_u) \lambda_u \right], \end{aligned} \quad (47)$$

where $\lambda_l = I_l/\sigma_m$, $\lambda_u = I_u/\sigma_m$, with $\sigma_m = I_u/\gamma_m$ by (43), $Q(v)$ is the Q-function, and the Gaussian function

$$\varphi(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{v^2}{2}\right). \quad (48)$$

With a symmetrical clipping, i.e. $I_u = -I_l$, we have $\lambda_u = -\lambda_l$. Considering that $\varphi(v)$ is an even function and that the Q-function has the property $Q(v) = 1 - Q(-v)$, eq. (47)

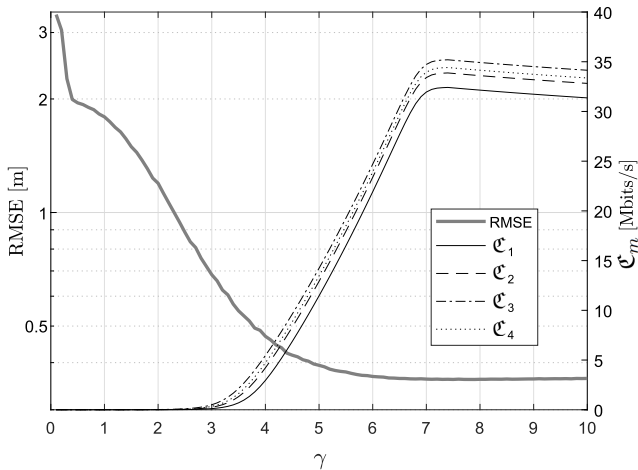


FIGURE 11. RMSE of locator and channel capacity of each m LED in the $k = 1$ VAP.

can be simplified:

$$\sigma_{clip}^2 = \frac{I_u^2}{\gamma_m^2} \left[C - C^2 + 2Q(I_u/\gamma_m) \frac{I_u^2}{\gamma_m^2} - 2\varphi(I_u/\gamma_m) \frac{I_u}{\gamma_m} \right]. \quad (49)$$

Thus, the channel capacity with a symmetrical clipping for the m -th group of subcarriers can be determined by:

$$C_m = \frac{B N_D}{N M} \log_2 \left(1 + \frac{I_u^2 / (2\gamma_m^2) C G_E}{(\sigma_n^2 + \sigma_{clip}^2) \frac{N_D}{N M}} \right). \quad (50)$$

Fig. 11 portrays an evaluation of the RMSE of the locator in LCM mode obtained as a function of the clipping factor γ considering an exact location of the receiver as $\mathbf{r}_{R,1} = [1.25, 1, 1]^T$ with 1000 realizations. Fig. 11 also presents the theoretical capacity limit of data transmission for the m -th LED of the VAP $k = 1$ with better SNR at the receiver. It is observed that with a low clipping factor occurs severe degradation both in the localization estimates provided by the hybrid WAOA+RSS estimator and in capacity of data transmission. All capacity curves presented their optimal point for $\gamma_m \approx 7.4$. In this condition, the RMSE of the location estimation stabilized at the minimum level, confirming the best operating point of the system. Indeed, for $\gamma > 7.4$, the channel capacity decreases very slightly due to the fact that a more significant γ implies in a smaller σ_m and consequently a lower SNR. In this way, the optimal operation point for the location mode of the proposed architecture can be determined. Thus, considering the dynamic range of the LED and assuming the optimal clipping factor, the variance of the group of subcarriers σ_m^2 can be estimated by (43) and then the constant H of the filter banks by (42).

C. COMPLEXITY OF THE HYBRID LOCALIZATION ALGORITHM

The number of multiplications and divisions was estimated for the computational complexity analysis of

the estimators.⁸ Considering the pseudo-random generation using linear congruent generators [23], it would take about a dozen multiplications to obtain the initial search position in the RND+RSS estimator. In the AoA and WAOA estimators, the more computational resources-consuming matrix operation is the Moore-Penrose pseudo-inverse. For AoA and WAOA locator methods, the matrices \mathbf{A} and \mathbf{A}_w having dimensions $3K \times 3$ results in a pseudo-inverse complexity of $54K + 27$. Considering the multiplication by vector \mathbf{b} , the final complexity of AoA locator results in $C_{AoA} = 63K + 27$. While for the WAOA, it requires $C_{WAOA} = 75K + 27$ due to the weighting multiplications needed for the determination of the vector \mathbf{b}_w and the matrix \mathbf{A}_w . Moreover, for the RSS locator, each determination of the Jacobian matrix \mathbf{J} has complexity $MK(3n_L + 48)/2$ and each iteration of the estimator requires $24MK + 27$. As a result, a total of $C_{RSS} = MK(3n_L + 99)/2 + 27$ operation per iteration is need.

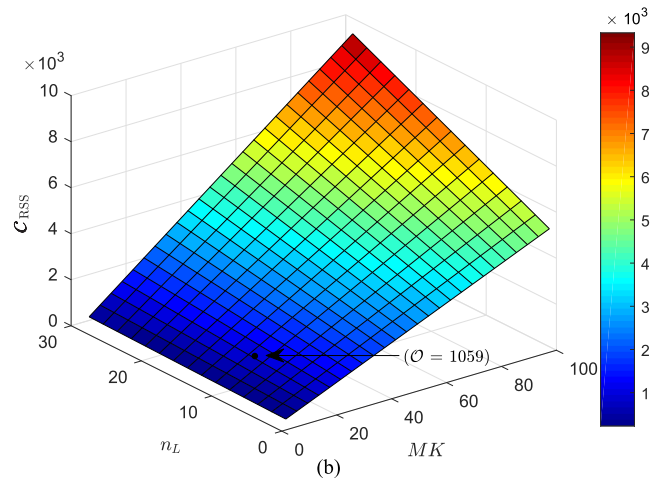
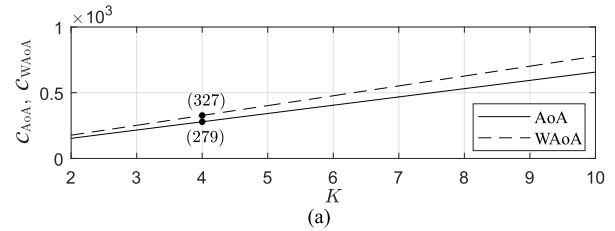


FIGURE 12. Complexity for the three locator methods: a) AoA, WAOA; and b) RSS. Markers “.” identify the complexities for the previously analyzed configuration with parameters in Table 1.

Fig. 12 depicts the complexity of AoA and WAOA locators in relation to K . In the same figure, it is presented the complexity surface for one iteration of RSS estimator regarding the product $M \cdot K$ and Lambertian mode n_L . The complexity of the RSS estimator grows linearly with both M , K and n_L . Moreover, in all plots, the complexities for the analyzed system configuration with parameters of Table 1 are also identified. Indeed, for this specific scenario, the complexity of one iteration of RSS estimator was roughly three times greater than the AoA, WAOA complexities.

⁸It was considered the Gauss-Jordan algorithm for matrix multiplication and inversion of matrices [22].

Considering that for lighting purpose an LED with high directivity is not attractive, the Lambertian distribution mode number n_L should reach the value of a few tens [11]. Thus, an asymptotic complexity of $\mathcal{O}(MK)$ for RSS locator may be allowed, being reasonable against the asymptotic complexities of $\mathcal{O}(K)$ for the AoA and WAoA locators. Hence, the complexity penalty of using the WAoA+RSS estimator can be accepted taking into account the reasonable accuracy achieved and a higher percentage of convergence.

V. CONCLUSIONS

With the proposed SO-OFDM architecture it was possible to discriminate the transmitted power from each LED of each VAP at the photodiode receiver. The subcarrier power estimation referring to each LED at the receiver enabled the operation of the proposed hybrid estimator based on WAoA combined with the RSS method. Hence, our numerical results have demonstrated that the RSS-based recursive estimator becomes much more accurate with a manageable complexity increasing if the WAoA estimator provides the start point search. The WAoA locator, although results in a limited precision, it is close enough to allow convergence to the exact position within a few numbers of iterations. The ability of the proposed system to attain better accuracy using the location-only mode (LOM) enabled an improvement of about 40 times compared to the integrated location and communication mode (LCM) of operation. Specifically, for the plane of height $h = 0.8$ m analyzed, the mean RMSE was reduced from $\overline{RMSE}_{LCM} = 40.5$ mm to $\overline{RMSE}_{LOM} = 0.885$ mm. As a result, a greater system flexibility is obtained, increasing the range of applications while maintaining ambient illumination functionally and allowing the simultaneous operation of the location estimator and data transmission.

The numerical results also demonstrated the RMSE decays a decade for every two decades of decrement of noise power. The clipping noise analysis allowed to determine the optimum point of the system in terms of data transmission capacity and lower RMSE of the WAoA+RSS estimator. In this case, the sum of the maximum transmission capacity in the simulated scenario allowed data rates of 130 Mb/s for analyzed VAP. Hence, this parameter serves as a guide for the clipping limit determination that minimizes PAPR, allowing an improvement in the performance of the data VLC-OFDM system.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to acknowledge all the agencies.

REFERENCES

- [1] Z. Ghassemlooy, W. Popoola, and S. Rajbhandari, *Optical Wireless Communications: System and Channel Modelling With MATLAB*. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2012.
- [2] J. Armstrong, "OFDM for optical communications," *J. Lightw. Technol.*, vol. 27, no. 3, pp. 189–204, Feb. 1, 2009.
- [3] R. Hassan and F. T. Z. Tuli, "Analysis of ACO-OFDM, DCO-OFDM and Flip-OFDM for IM/DD optical-wireless and optical-BER system," in *Proc. IEEE Int. Conf. Telecommun. Photon. (ICTP)*, Dec. 2015, p. 15, doi: 10.1109/ICTP.2015.7427927.
- [4] N. Fernando, Y. Hong, and E. Viterbo, "Flip-OFDM for unipolar communication systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 60, no. 12, pp. 3726–3733, Dec. 2012.
- [5] M.-A. Khalighi, S. Long, S. Bourennane, and Z. Ghassemlooy, "PAM- and CAP-based transmission schemes for visible-light communications," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 27002–27013, 2017.
- [6] S. S. Saab and K. K. Saab, "A positioning system for photodiode device using collocated LEDs," *IEEE Photon. J.*, vol. 8, no. 5, Oct. 2016, Art. no. 6601814.
- [7] N.-T. Nguyen, N.-H. Nguyen, V.-H. Nguyen, K. Sripimanwat, and A. Suebsomran, "Improvement of the VLC localization method using the extended Kalman filter," in *Proc. IEEE Region 10 Conf. TENCN*, Oct. 2014, pp. 1–6.
- [8] A. Şahin, Y. S. Eroğlu, I. Güvenç, N. Pala, and M. Yüksel, "Hybrid 3-D localization for visible light communication systems," *J. Lightw. Technol.*, vol. 33, no. 22, pp. 4589–4599, Nov. 15, 2015.
- [9] M. Aminikashani, W. Gu, and M. Kavehrad, "Indoor positioning with OFDM visible light communications," in *Proc. 13th IEEE Annu. Consum. Commun. Netw. Conf. (CCNC)*, Jan. 2016, pp. 505–510.
- [10] B. Lin, X. Tang, Z. Ghassemlooy, C. Lin, and Y. Li, "Experimental demonstration of an indoor VLC positioning system based on OFDMA," *IEEE Photon. J.*, vol. 9, no. 2, Apr. 2017, Art. no. 7902209.
- [11] M. S. A. Mossaad, S. Hranilovic, and L. Lampe, "Visible light communications using OFDM and multiple LEDs," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 63, no. 11, pp. 4304–4313, Nov. 2015.
- [12] R. Lenk and C. Lenk, *Practical Modeling of LEDs*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2016, pp. 245–266.
- [13] Cree. (2017). *Cree XLamp XHP70.2 LEDs*. [Online]. Available: <http://www.cree.com/led-components/media/documents/ds-XHP702.pdf>
- [14] J. Grubor, S. Randel, K.-D. Langer, and J. Walewski, "Broadband information broadcasting using LED-based interior lighting," *J. Lightw. Technol.*, vol. 26, no. 24, pp. 3883–3892, Dec. 15, 2008.
- [15] S. D. Personick, "Receiver design for digital fiber optic communication systems, II," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 52, no. 6, pp. 875–886, Jul./Aug. 1973.
- [16] T. Komine and M. Nakagawa, "Fundamental analysis for visible-light communication system using LED lights," *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 50, no. 1, pp. 100–107, Feb. 2004.
- [17] X. Zhang, J. Duan, Y. Fu, and A. Shi, "Theoretical accuracy analysis of indoor visible light communication positioning system based on received signal strength indicator," *J. Lightw. Technol.*, vol. 32, no. 21, pp. 4180–4186, Nov. 1, 2014.
- [18] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Processing: Estimation Theory*. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice-Hall, 1993.
- [19] S. Dimitrov, S. Sinanovic, and H. Haas, "Clipping noise in OFDM-based optical wireless communication systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 60, no. 4, pp. 1072–1081, Apr. 2012.
- [20] J. Chen, M. Jiang, and B. Chen, "Optical OFDM aided enhanced 3-D visible light communication systems," in *Proc. IEEE/CIC Int. Conf. Commun. China (ICCC)*, Nov. 2015, pp. 1–6.
- [21] S. Dimitrov and H. Haas, *Principles of LED Light Communications: Towards Networked Li-Fi*. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2015. [Online]. Available: <https://books.google.com.br/books?id=vqewBgAAQBAJ>
- [22] G. H. Golub and C. F. Van Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed. Baltimore, MD, USA: The Johns Hopkins Univ. Press, 1996.
- [23] W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, and B. P. Flannery, *Numerical Recipes in C: The Art of Scientific Computing*, 2nd ed. New York, NY, USA: Cambridge Univ. Press, 1992.



LUIS CARLOS MATHIAS received the M.Sc. and B.S. degrees in electrical engineering from the State University of Londrina (UEL), in 2013 and 2018, respectively, and the Degree in physics from UEL, in 2007, where he is currently pursuing the Ph.D. degree with the Department of Electrical Engineering (DEEL). He holds the position of Technician in electronics with DEEL, UEL. His professional experience include the industrial electronics and electronic projects with microcontrollers and digital signal processors (DSP).



LEONIMER FLAVIO DE MELO received the graduate degree in electrical engineering from the State University of Campinas, in 1985, the master's degree in electrical engineering from the State University of Campinas, in 2002, and the Ph.D. degree in mechanical engineering from the State University of Campinas, in 2007. He is currently pursuing the master's and Ph.D. degrees in electrical engineering with the State University of Londrina (UEL). He is an Adjunct Professor with the

Department of Electrical Engineering, UEL. He has experience in electrical engineering and mechatronics engineering, working mainly in the following areas, including the industrial automation, production engineering, embedded control systems, robotics, industrial mechatronics systems, reconfigurable architecture, distance learning, and traffic engineering.



TAUFIK ABRÃO (M'97–SM'12) received the B.S., M.Sc., and Ph.D. degrees in electrical engineering from the Polytechnic School of the University of São Paulo, São Paulo, Brazil, in 1992, 1996, and 2001, respectively. Since 1997, he has been with the Communications Group, Department of Electrical Engineering, Londrina State University, Paraná, Brazil, where he is currently an Associate Professor in telecommunications, and the Head of the Telecomm and Signal Processing Lab. He is a

Productivity Researcher with the CNPq Brazilian Agency (Pq-1D). Since 2018, he has been with the Connectivity Section, Aalborg University, as a Guest Researcher. In 2012, he was an Academic Visitor with the Southampton Wireless Research Group, University of Southampton, Southampton, U.K. From 2007 to 2008, he was a Postdoctoral Researcher at the Department of Signal Theory and Communications, Polytechnic University of Catalonia (TSC/UPC), Barcelona, Spain. His current research interests include communications and signal processing, especially massive MIMO, ultra-reliable low latency communications, detection and estimation, multicarrier systems, cooperative communication and relaying, resource allocation, as well as heuristic and convex optimization aspects of 5G wireless systems. He has supervised 27 M.Sc. and four Ph.D. students, as well as three Postdocs. He has co-authored 12 book chapters on mobile radio communications and over 280 research papers published in international journals and conferences. He has participated in several projects funded by government agencies and industrial companies. He is a Member of SBrT. He is involved in the editorial board activities of several journals in the telecommunications area, and has served as TPC Member in several symposiums and conferences. He has also served as an Associate Editor for the IEEE ACCESS, since 2016, the *IET Journal of Engineering*, since 2014, the *IET Signal Processing*, since 2018, and *JCIS-SBrT Journal*, since 2018. Previously, he has served as the AE of the IEEE Communication Surveys and Tutorials, (2013–2017). Moreover, he has been an Executive Editor of the journal *ETT* (Wiley), since 2016.

...

APÊNDICE B – Artigo 2 – Publicado

Revista: **OSA Applied Optics**

ISSN: 1559-128X (impressa); 2155-3165 (*web*)

Classificação Qualis: A2 (2017-2018)

Fator de impacto: 1.791

Mês: Julho

Ano: 2018

Volume: 58

Número: 19

Páginas: 5328-5338

DOU:10.1364/AO.58.005328

Nº de identificação do manuscrito: 363228

Título: Pre-distortion and Pre-equalization for Non-Linearities and Low-Pass Effect Mitigation in OFDM-VLC Systems

Autores: Luis Carlos Mathias, José Carlos Marinello Filho e Taufik Abrao

Instituição: Universidade Estadual de Londrina

Site: **arXiv.org**

Identificador arXiv: 1904.10987

Data de submissão: 24/04/2019

Data de publicação: 25/04/2019

Título: Pre-distortion and Pre-equalization for Non-Linearities and Low-Pass Effect Mitigation in OFDM-VLC Systems

Autores: Luis Carlos Mathias, Jose Carlos Marinello Filho e Taufik Abrao

Categoria: eess.SP

Detalhes: 25 páginas, 14 figuras e 2 tabelas.



Predistortion and pre-equalization for nonlinearities and low-pass effect mitigation in OFDM-VLC systems

LUIS CARLOS MATHIAS, JOSE CARLOS MARINELLO FILHO, AND TAUFIK ABRAO*

Department of Electrical Engineering, State University of Londrina, Rod. Celso Garcia, PR-445 Km 380, CEP 86051-990, Londrina-PR, Brazil

*Corresponding author: taufik@uel.br

Received 25 March 2019; revised 4 June 2019; accepted 7 June 2019; posted 10 June 2019 (Doc. ID 363228); published 1 July 2019

The orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) transmission is a promising candidate for visible light communication (VLC) applications. However, the nonlinearity in the optical power emitted by the high-power light-emitting diode (HPLED) as a function of current and temperature implies drastic OFDM-VLC performance degradation. The first part of this work experimentally confirms and models this degradation due to temperature in a white HPLED. The higher attenuation at high frequencies, which is inherent to the HPLED and which is accentuated by the effect of the intrinsic capacitance of the photodiode, is another factor of degradation due to the reduction in the signal-to-noise ratio (SNR) at the receiver for such frequencies. For the mitigation of these combined effects, we propose a predistortion and a digital pre-equalization scheme using a luminous feedback signal at the transmitter side. The VLC system is modeled so that the operating points are mathematically deduced and evaluated by simulations and by an experimental setup. By allowing the linearization of the transmitted light signal and the maintenance of a uniform SNR among all OFDM subcarriers, the performance improvement is confirmed in comparison with other schemes, such as a VLC system without predistortion, predistortion with fixed parameters, as well as a simple post-equalization. © 2019 Optical Society of America

<https://doi.org/10.1364/AO.58.005328>

1. INTRODUCTION

The increasing demands of data transmission, the ubiquitousness of the high-power light-emitting diode (HPLED) in artificial lighting systems, the scarcity and high cost of the radio-frequency (RF) spectrum have motivated relevant research in visible light communication (VLC) applications [1]. These and other advantages corroborate the need for making VLC one of the key technologies for 5G wireless systems [2].

However, the electronic circuit design of the VLC transmitter and receiver presents several challenges. On the transmitter side, the attenuation of the light signal emitted and the nonlinearity of the optical power regarding the current supplied to the HPLED severely degrade the performance of the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) VLC system. On the receiver side, another limitation is the intrinsic capacitance of the photodiode (PD) junction that makes it challenging to implement a transimpedance amplifier (TIA) for large frequency bands.

The higher attenuation of the signal transmitted at high frequencies results from the physical characteristics of the white HPLED. The process of generating white light in HPLED luminaires is basically divided into two ways: (1) the white light is obtained from the combination of the blue HPLED light

when crossing a yellow layer of the chemical element phosphorus; (2) alternatively, it is possible to use the additive mixture of the lights generated by red, green, and blue (RGB) colored HPLEDs [1]. The first mentioned method, although easier to deploy and less costly, has a limited switching frequency of up to a few megahertz due to the luminous persistence of the phosphor layer [3].

Another degrading factor is the nonlinearity of the HPLED [4]. The first source of nonlinearity occurs between the voltage applied to the HPLED and its correspondent current [5]. In [6,7], the nonlinearity of the active components of the modulator is mitigated using A-class amplifier circuit for analog front end (AFE) as a current sink with a feedback loop. However, it is not able to combat another nonlinearity problem that arises in the HPLED as an optical transmitter: the nonlinearity between the current applied to the HPLED and the respective optical power obtained [4,8–10]. According to [8,11], this nonlinearity can be modeled using a second-order polynomial function.

However, for lighting purposes, several studies have verified a substantial variation on optical efficiency, and as a consequence, on the transmitted optical powers of the HPLEDs with factors such as temperature and aging [12–16]. The work

in [16] also verified the variation of the nonlinear LED behavior as a function of aging. Differences between manufacturing batches can further aggravate this scenario, making even more ineffective the correction of nonlinearities by eventual factory-fixed modeling. In this sense, the adaptive predistortion procedure by automatically and instantaneously estimating parameters is able to correct the effects of nonlinearity variation as a function of the LED temperature, aging, and the inherent variability of different manufacturing batches.

The main limitation of the VLC receiver is the capacitance of the PD receiver, which limits the TIA bandwidth. This capacitance is directly proportional to the PD receiver sensing area [17]. It also depends on the size of the depletion region generated by the PD electric polarization. This is due to the depletion region being a nonelectrically conductive region [18], acting as a dielectric. Thus, increasing the distance between the conducting regions has the same effect as increasing the distance between the parallel conductive plates of a capacitor, i.e., its capacitance decreases.

The work of [3] minimizes the problem of high-frequency attenuation in HPLED by applying post-equalization (Post-Eq) but also does not solve the nonlinearity problem in HPLED emission. The experimental digital to analog (DAC) proposed in [19], which is composed of an array of LEDs, is able to correct the problem of HPLED nonlinearity; however, the scheme requires a large number of HPLEDs to obtain a reasonable resolution. This requirement causes yet another problem of nonlinearity due to the different channel attenuations generated as a function of position and distance of the HPLEDs. A drive circuit proposed in [20] employs on-chip optical feedback technique to suppress the HPLED nonlinearities. However, it does not evaluate the attenuation problem for higher frequencies in a larger bandwidth.

In this context, the present work proposes combining a digital predistortion (DPD) and pre-equalization (Pre-Eq) based on the feedback of the light signal in the VLC transmitter module, aiming to mitigate the nonlinearities and the low-pass effect inherent in OFDM-VLC systems. In this sense, the proposed DPD function allows the system to dynamically learn the HPLED nonlinearity parameters and apply a suitable correction to mitigate such distortion effects, even facing the variability of these parameters as a function of the LED temperature. By using digital signal processing, the proposed scheme tends to be more robust, flexible, and more immune to the effects of phase and attenuation at high frequencies when compared to the solution in [20], which uses only analog circuits. Furthermore, the Pre-Eq scheme estimates the attenuation of the OFDM subcarriers while establishing a Pre-Eq strategy in order to maintain a uniform target SNR on each subcarrier signal at the receiver side. Both processes estimate the combined effect on the transmitter and receiver, and they are fully computationally executed at the transmitter side, decreasing the complexity burden of the receiver while minimizing the overhead between the transmitter and the remote receiver. Compared with other VLC systems, such a feature becomes advantageous, mainly in broadcasting applications, where the mobile receivers driven by batteries are energy-constrained.

The remainder of the paper is organized as follows. Section 2 describes the developed prototype to characterize how the

nonlinearity between current and transmitted optical power varies with the temperature. Section 4 describes the proposed predistortion and precompensation schemes in mitigating the nonlinearity and attenuation problems in the OFDM-VLC systems. Section 5 explores the numerical and experimental results validating the proposed schemes. Finally, Section 6 offers the main conclusions.

2. VLC SYSTEM

A. VLC Channel Model

Considering that the position and orientation of the HPLED is within the field of view of the PD, the DC optical channel gain between the receiver and the HPLED can be obtained as [21]

$$\Omega_{dc} = \frac{(n_l + 1)A_{pd}}{2\pi} \cdot \frac{\cos^n(\phi) \cos(\theta)}{D^2}, \quad (1)$$

where ϕ is the angle between the orientation vector of the HPLED transmitter and the incidence vector, θ is the angle between the receiver orientation vector and the incidence vector, D is the distance between the HPLED transmitter and the receiver PD, A_{pd} is the area of the PD in m^2 , and n_l is the mode number of the Lambertian distribution. (The greater the value of n_l , the more directive is the distribution of light.) Thus, considering an optical power P_T transmitted by HPLED, the optical power captured from this signal by the receiver is given by $P_R = \Omega_{dc}P_T$.

Figure 1 shows the schematic diagram of the system geometry proposed in this work. Considering identical PDs, and the definition of the internal product among vectors, the second term in Eq. (1) can be converted to [22]

$$\Omega_{rx} = -\frac{(n_l + 1)A_{pd}}{2\pi} \cdot \frac{(\mathbf{v}_{rx}^T \mathbf{n}_{led})^{n_l} \mathbf{v}_{rx}^T \mathbf{n}_{rx}}{\|\mathbf{v}_{rx}\|_2^{n_l+3}}, \quad (2)$$

$$\Omega_{fb} = -\frac{(n_l + 1)A_{pd}}{2\pi} \cdot \frac{(\mathbf{v}_{fb}^T \mathbf{n}_{led})^{n_l} \mathbf{v}_{fb}^T \mathbf{n}_{fb}}{\|\mathbf{v}_{fb}\|_2^{n_l+3}}, \quad (3)$$

where \mathbf{r}_{led} , \mathbf{r}_{fb} , and \mathbf{r}_{rx} are the position vectors and \mathbf{n}_{led} , \mathbf{n}_{fb} , and \mathbf{n}_{rx} are the normal vectors of the VLC LED transmitter, of the feedback receiver, and of the VLC receiver, respectively. All vectors are defined in $\mathbb{R}^{3 \times 1}$. Finally, $\mathbf{v}_{rx} = \mathbf{r}_{rx} - \mathbf{r}_{led}$ and $\mathbf{v}_{fb} = \mathbf{r}_{fb} - \mathbf{r}_{led}$.

B. HPLED Transmitter and PD Receiver

Due to the greater commercial use of HPLED with phosphor layer and its higher selective attenuation characteristic, this work uses this type of HPLED as a worst case evaluation.

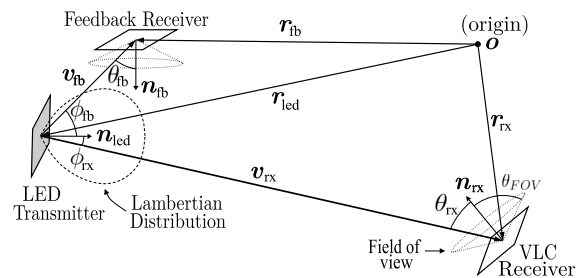


Fig. 1. Schematic diagram of the system geometry.

In the signal reception, PDs based on p-i-n junction are usually employed because they allow easy conversion of the light signal to current up to tens of megahertz of bandwidth [1]. The current generated is proportional to the irradiance captured by the PD sensing area [23]. In this context, the electric gain G_E in [V/A] as a function of frequency f can be given by

$$G_E(f) = S_{\text{led}}(f, I_{\text{led}}) \Omega_{\text{dc}} R_{\text{pd}}(f) G_{\text{tia}}(f), \quad (4)$$

where S_{led} is the HPLED conversion factor in [W/A], R_{pd} is the PD responsivity generally presented in the data sheets in [A/W], and G_{tia} is the TIA gain in [V/A]. The HPLED conversion factor can be defined by $S_{\text{led}} = \frac{P_T(I_{\text{led}})}{I_{\text{led}}}$, where P_T is dependent on the current I_{led} applied to the HPLED. In Section 3, a P_T modeling method is presented.

C. Noise Model

In the VLC receiver, the dominant types of noise are the shot noise generated by the photocurrent and the thermal noise coming from receiver electronics [17,24]. The major source of noise in the optical link is the photogenerated shot noise that corresponds to the fluctuations in the count of the photons collected by the receiver [25]. The shot noise is added to the PDs photocurrent as an additive white Gaussian noise (AWGN) and is shaped by the transfer function of the pre-amplifier topology. In this work, it is considered a receiver equipped with p-i-n PD and TIA with field effect transistor (FET) [26]. Thermal noise is also AWGN; it is independent of the received optical signal and can be determined in terms of the noise in the feedback resistor and as a function of the noise in the FET channel. As a result, the variance of the total noise is given by [25]

$$\sigma_n^2 = \sigma_{\text{shot}}^2 + \sigma_{\text{thermal}}^2 + R_{\text{pd}}^2 P_{\text{risi}}^2, \quad (5)$$

where P_{risi} is the optical power of the signal received with intersymbol interference (ISI). Indeed, the ISI is generated by the delayed and attenuated replicas of the signal of interest, which is subject to reflections on the surfaces in the indoor environment. The use of OFDM with cyclic prefix (CP) eliminates both ISI and intercarrier interference (ICI) from the received signal, allowing a simple equalization at the receiver side [27]. The CP is added at the beginning of each time domain OFDM symbol before transmission, i.e., it consists of copying a number of samples from the end of the symbol and appending them to the start of the OFDM symbol. (In this work, a CP of 50% was used for the ISI and ICI mitigation purpose, which is a value higher than the typical measured delay spread in the VLC systems [1,25].) Thus, the ISI term in Eq. (5) can be eliminated, and the noise can realistically be modeled as a Gaussian process with zero mean and variance $\sigma_n^2 = \sigma_{\text{shot}}^2 + \sigma_{\text{thermal}}^2$.

3. DEVELOPMENT OF AN HPLED ANALYZER

The prototype depicted in Fig. 2 was developed with the purpose of capturing the behavior of the luminous flux as a function of the current and also of the temperature of an HPLED.

Figure 3 depicts some details of the thermal coupling printed circuit board (PCB) between the aluminum heat sink with fan, Peltier effect plate, HPLED, and temperature sensor.

The sensor used was the TMP100, which is calibrated at the factory with a typical accuracy of $\pm 1^\circ\text{C}$ [28].

The procedure for extracting the experimental data consisted of initially keeping the HPLED off, controlling the temperature analysis of the HPLED, then triggering the current analysis of the HPLED for a very short period of time. The short operating time is intended not to significantly change the temperature of the HPLED junction. The luminous intensity of the emitted pulse is then captured by the analog-to-digital converter (ADC) through the voltage signal generated by the TIA plus PD arrangement. The PD BPW34 from the manufacturer Osram and the white HPLED 1 W from the manufacturer Multicomp, both aligned with each other at a distance of 3.9 cm, were used. The TIA gain was adjusted by $32 \text{ k}\Omega$, i.e., $V_{\text{tia}} = 32 \text{ k}\Omega \cdot I_{\text{pd}}$.

Figure 4 shows the TIA output signal as a function of the DC current applied to the HPLED. In addition, to confirm the

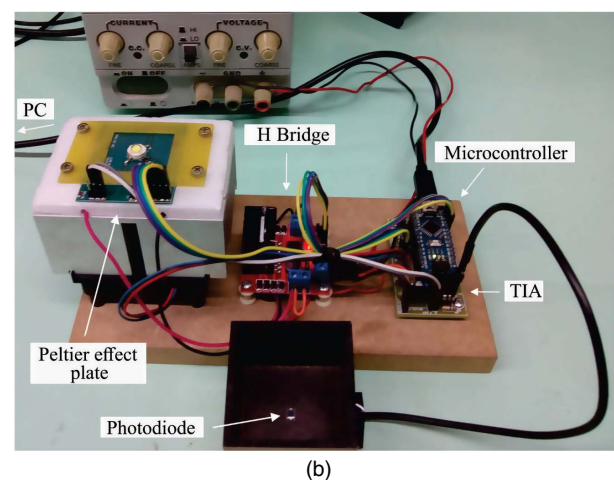
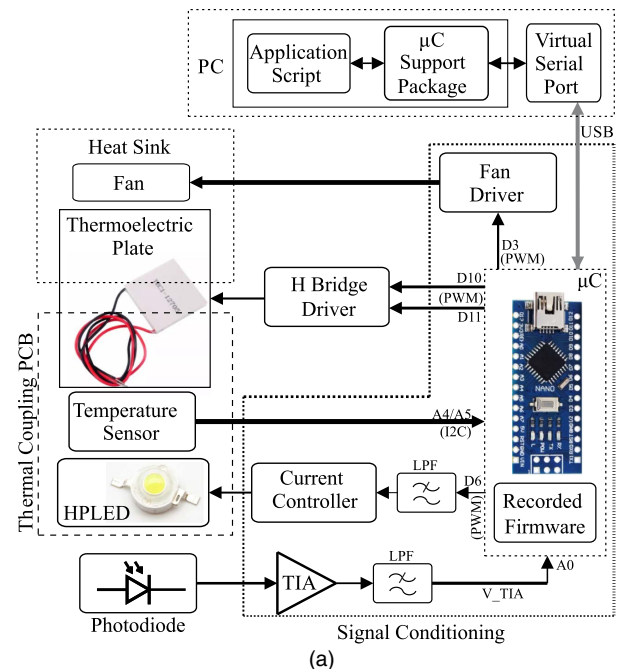


Fig. 2. Block diagram in (a) and photo in (b) of the experimental arrangement to verify nonlinearity as a function of current and temperature of the HPLED.

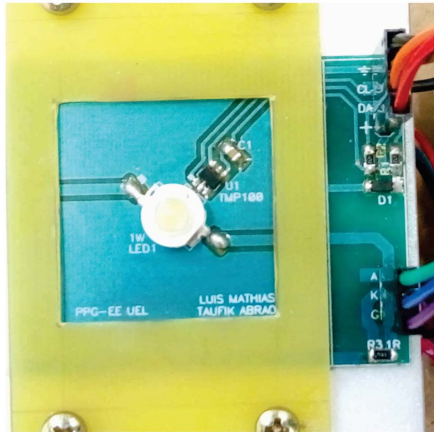


Fig. 3. Details of the thermal coupling plate.

voltage nonlinearity generated by the TIA as a function of the current in the HPLED, it is possible to verify that the luminous efficiency decreases when the temperature increases.

The V_{tia} , the I_{pd} , the irradiance captured by the PD, and the luminous flux ϕ_v emitted by the HPLED are directly proportional to each other. Thus, considering the datasheet information, with $I_{led}^0 = 350$ mA and $T^0 = 30^\circ\text{C}$, the HPLED emits $\phi_v^0 = 115$ lumens [10]. Indeed, the experimentally measured TIA output signal under such conditions was $V_{tia}^0 = 3.457$ V. The luminous flux ϕ_v for an LED current at temperature T can be estimated by

$$\phi_v(I_{led}, T) = \phi_v^0 \frac{V_{tia}(I_{led}, T)}{V_{tia}^0} = \frac{115}{3.457} V_{tia}(I_{led}, T). \quad (6)$$

The luminous flux ϕ_v conversion to the transmitted optic power P_T for a phosphor-coated blue LED can be expressed by $P_T = 2.1 \cdot \phi_v \left[\frac{\text{lmW}}{\text{lm}} \right]$ [29]. Thus, the right y axis in Fig. 4 reveals a scale resizing of the experimental data in order to quantify P_T . According to Section 1, the P_T curve can be adjusted by a polynomial function,

$$P_T = A \cdot I_{led}^2 + B \cdot I_{led} + C. \quad (7)$$

Thus, for all temperatures analyzed, the parameters of the polynomial fit were recorded in Table 1. (The rationale for

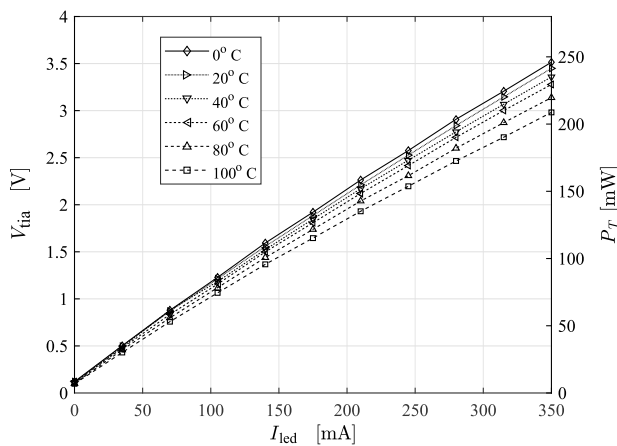


Fig. 4. Experimental verification of the $V_{tia} \times I_{led}$ nonlinearity variation w.r.t. temperature for a Multicomp 1 W white HPLED.

Table 1. Parameters of Polynomial Adjustments

T [$^\circ\text{C}$]	Parameters			
	A	B	C	R
-10	-0.23735	0.764263	0.009285	0.99997
0	-0.24969	0.763086	0.008686	0.99998
10	-0.22750	0.751208	0.008882	0.99999
20	-0.24060	0.745831	0.008781	0.99998
30	-0.22566	0.742316	0.008848	0.99997
40	-0.25976	0.734123	0.008910	0.99993
50	-0.26767	0.730652	0.008128	0.99997
60	-0.26323	0.722152	0.008205	0.99998
70	-0.27341	0.713003	0.007769	0.99997
80	-0.27189	0.698047	0.007694	0.99997
90	-0.26485	0.680774	0.007487	0.99997
100	-0.25532	0.661240	0.007331	0.99997

analyzing higher temperatures is due to use in tropical environments or in cases of undersizing of heat sinks.) All the adjustments have resulted in excellent correlation coefficients R . Thus, the variation of the nonlinearity of $V_{tia} \times I_{led}$ as a function of the temperature has been confirmed.

4. PROPOSED PREDISTORTION AND PRE-EQ OFDM SCHEME

We propose in this section an architecture able to compensate the nonlinearity of the HPLED, while also employing a Pre-Eq scheme aiming to keep the subcarrier powers uniform at the receiver. The proposed architecture is shown in Fig. 5. It is used an *intensity modulation/direct detection* (IM/DD) scheme with DC-biased optical OFDM (DCO-OFDM).

A. DCO-OFDM VLC Transmitter

The data bits are quadrature amplitude modulation of order M (M-QAM) modulated generating the vector of symbols \mathbf{X}_D . Considering a length N of the input vector \mathbf{X} of the inverse fast Fourier transform (IFFT), the length of \mathbf{X}_D is $N/2 - 1$ because of the Hermitian symmetry and because the element responsible for the DC level is null. Hence, this is done so as not to interfere with the bias added by DPD to the OFDM frame in order to keep it positive.

Aiming at obtaining purely real-time points at the outside of the IFFT block, the vector \mathbf{X}_H of size N is generated after applying the Hermitian symmetry,

$$\mathbf{X}_H[n] = \begin{cases} 0; & n = 0, N/2 \\ \mathbf{X}_D[n]; & n = 1, \dots, N/2 - 1 \\ \mathbf{X}_D^*[N - n]; & n = N/2 + 1, \dots, N - 1. \end{cases} \quad (8)$$

After that, the OFDM subcarrier powers are modified in the subcarriers gain (SG) block by

$$\mathbf{X} = \mathbf{X}_H \circ \mathbf{G}, \quad (9)$$

where \circ is the element-wise product operator, and \mathbf{G} is the gain vector obtained by the gain estimator (GE) block. Details on the GE estimation are discussed in Subsections C.1 and C.2 in this section. The IFFT operation is performed on the vector \mathbf{X} to generate the signal in the time domain. This vector is converted from parallel to serial (P/S), while the CP with length N_{CP} is appended to it, resulting in the OFDM frame $\mathbf{u}[i]$

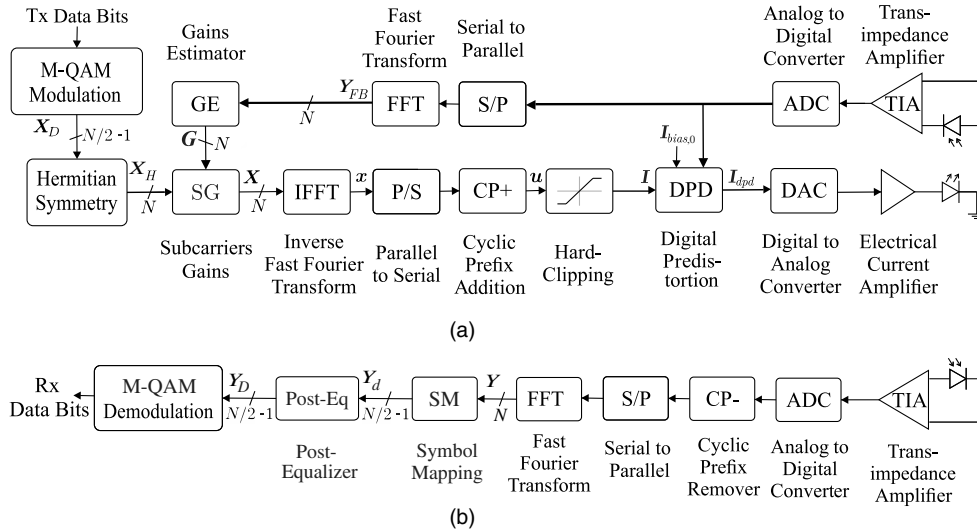


Fig. 5. Proposed OFDM scheme for HPLED linearization and attenuation compensation. (a) VLC transmitter; (b) VLC receiver.

for $0 \leq i \leq (N + N_{CP} - 1)$. Then, the signal is hard-clipped, aiming at fitting the dynamic range of the driver

$$\mathbf{I}[i] = \begin{cases} I_u; & \mathbf{u}[i] > I_u \\ \mathbf{u}[i]; & I_l \leq \mathbf{u}[i] \leq I_u \\ I_l; & \mathbf{u}[i] < I_l, \end{cases} \quad (10)$$

where I_u and I_l are the upper and the lower current limits of modulation, respectively.

B. DPD Block

Between the OFDM frame transmissions the DPD block disconnects from data transmission mode and enters the calibration mode. (It may be conditioned when a temperature variation of the HPLED is detected or by extrapolation of an operating threshold time. The clipping block could equivalently be positioned after the DPD, with appropriate adjustments in the clipping limits, i.e., the upper limit becomes $(I_u + I_{bias})$ and lower limit $(I_l + I_{bias})$. The ordering of the blocks does not make a difference in the results.) Considering that \mathbf{I}_{dpd} and \mathbf{I} are the output and input currents of the DPD, respectively, the compensation mode in the DPD consists in estimating a compensation for a polynomial function in $\mathbf{I}_{dpd}(\mathbf{I})$ in order to make linear the relationship between $\mathbf{V}_{tia}(\mathbf{I})$. For this, the DPD method presented in [30] has been adapted. (The DPD original technique in [30] was developed considering $I_{led}(V_{led})$.) The DPD calibration mode is described in Algorithm 1.

Thus, the adjustment parameters from $\hat{\mathbf{I}}_{dpd}(\mathbf{I})$ are applied to the $\mathbf{I}_{dpd}(\mathbf{I})$ function when in transmission mode. For instance, Fig. 6 is constructed with the output of the DPD and the output of the TIA as a function of the input signal \mathbf{I} . In this case, $I_{bias,0} = 165$ mA, $I_u = -I_l = 150$ mA, and the parameters of Table 1 are considered for the temperature of 50°C. Notice that by keeping the dynamic current range of the HPLED fixed, the bias current changes; however, it is easily calculated by $\mathbf{I}_{dpd}(\mathbf{I} = 0)$. Finally, the signal after the DPD is

converted from DAC electrical current and finally coupled to the HPLED.

Algorithm 1. DPD Calibration Mode

1. A sequence of J equally spaced current levels and within the dynamic range of the HPLED is generated:

$$\mathbf{I}[j] = I_l + \frac{(I_u - I_l)j}{J - 1}; \quad j = 0, \dots, J - 1, \quad (11)$$

with $\mathbf{I}_{dpd} = \mathbf{I} + I_{bias,0}$ and $I_{bias,0}$ the initial DC bias current.

2. For each current \mathbf{I}_{dpd} , estimate the average of the samples of \mathbf{V}_{tia} , which has been converted by the ADC.
3. Perform a polynomial fitting of previous experimental points:

$$\mathbf{I}_{dpd} = a\mathbf{V}_{tia} \circ \mathbf{V}_{tia} + b\mathbf{V}_{tia} + c. \quad (12)$$

4. Generate the vector, also equally spaced:

$$\hat{\mathbf{V}}_{tia}[j] = \min(\mathbf{V}_{tia}) + \frac{(\max(\mathbf{V}_{tia}) - \min(\mathbf{V}_{tia}))j}{J - 1}, \quad (13)$$

with $j = 0, \dots, J - 1$.

5. Determine $\hat{\mathbf{I}}_{dpd}(\hat{\mathbf{V}}_{tia})$ by applying Eq. (12).
6. Perform a second-order polynomial fitting for $\hat{\mathbf{I}}_{dpd}(\mathbf{I})$.

C. GE Block and Pre-Eq

The analysis of the GE block is divided into two situations, considering both flat and nonflat electric gain \mathbf{G}_E response.

1. GE Block in Flat Electrical Gain

Although the flat electric gain \mathbf{G}_E is not purely real-valued, it was initially considered for the *ceteris paribus* analysis. An example of such an approach is developed in Subsection 5.A. Hence, since the mean value of the purely real signal \mathbf{x} is null, i.e., the DC level is null, its variance can be determined by applying Parseval's theorem,

$$\sigma_x^2 = \mathbb{E}[\mathbf{x}[j]^2] = \mathbb{E}[|\mathbf{x}[j]|^2] = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |\mathbf{x}[i]|^2 = \frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} |\mathbf{X}[k]|^2. \quad (14)$$

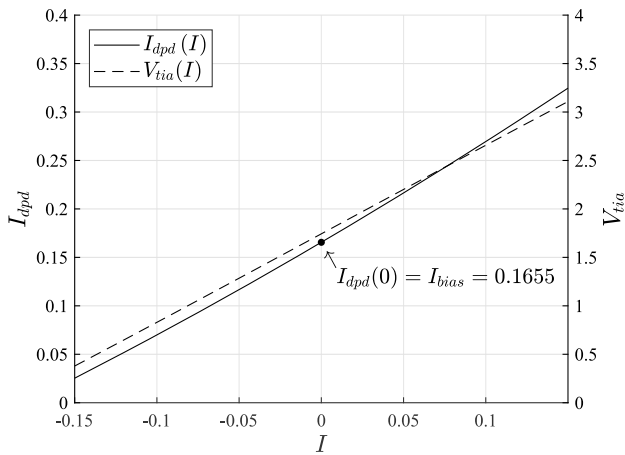


Fig. 6. Example of DPD block output and TIA output as a function of the input signal I .

Moreover, considering that \mathbf{X} presents Hermitian symmetry, the DC level element $\mathbf{X}[0] = 0$, and the concept of the operator expectation, one can write the variance

$$\sigma_x^2 = \frac{2}{N^2} \sum_{k=1}^{\frac{N-1}{2}} |\mathbf{X}[k]|^2 = \frac{N-2}{N^2} \mathbb{E}[|\mathbf{X}[k]|^2]. \quad (15)$$

Considering Eq. (9), and that \mathbf{X}_H and \mathbf{G} are independent random variables,

$$\sigma_x^2 = \frac{N-2}{N^2} \mathbb{E}[|\mathbf{X}_H \circ \mathbf{G}|^2] = \frac{N-2}{N^2} \mathbb{E}[|\mathbf{X}_H[k]|^2] \mathbb{E}[|\mathbf{G}[k]|^2], \quad (16)$$

where $\mathbb{E}[|\mathbf{X}_H[k]|^2] = \frac{2}{3}(M-1)$ is the mean power of the modulated QAM symbol with M order.

Taking into account the flat optical channel, the element values of the vector \mathbf{G} are fixed, i.e., $\mathbb{E}[|\mathbf{G}[k]|^2] = |G|^2$. Applying this result in Eq. (16), the module of the G elements is determined by

$$|G|_{\text{flat}} = \sqrt{\frac{3\sigma_x^2 N^2}{2(N-2)(M-1)}}, \quad (17)$$

where the standard deviation $\mathbf{x}[i]$ can be defined by [31]

$$\sigma_x = \sigma_u = \frac{I_u - I_l}{2 \cdot \gamma}, \quad (18)$$

where σ_u is variance of the signal \mathbf{x} after CP addition, and γ is the clipping factor, which can be mapped into the probability of the occurrence of clipping. Considering a sufficiently large number N of subcarriers, each sample of $\mathbf{u}[i]$ is the sum of independent random variables with zero mean. Thus, by the central limit theorem, its distribution can be approximated by a Gaussian distribution of zero mean [23]. Considering now a symmetric clipping (SC), i.e., $I_u = -I_l$, the clipping factor represents the tail area of the Gaussian curve. Thus, the probability of an SC occurring can be given by

$$\Pr_{\text{sc}}(\gamma) = 1 - \text{erf}\left(\frac{\gamma}{\sqrt{2}}\right). \quad (19)$$

2. GE Block in Nonflat Electrical Gain

In the nonflat electrical gain response, the luminous feedback signal is used to equalize the received OFDM symbol due to frequency selective attenuation. Considering the proposed scheme of Fig. 5, the Pre-Eq process is described in Algorithm 2.

Algorithm 2. Pre-Eq in Frequency Domain

1. Transmitting the data symbols deploying constant elements of vector \mathbf{G} , given by Eq. (17);
2. capturing the feedback signal by the ADC;
3. estimating the \mathbf{Y}_{FB} symbols received through the FFT block;
4. determining new \mathbf{G} gains in GE block to be applied to the subcarriers:
 - power composition of the signal \mathbf{u} remains within the dynamic range of HPLED [Eq. (18)].

The GE block uses a zero-forcing (ZF) estimator. In this way, the gain vector of the subcarriers is determined by

$$\mathbf{G} = \alpha \oslash \mathbf{Y}_{FB}, \quad (20)$$

where α is a scaling factor, \oslash is the element-wise division, and \mathbf{Y}_{FB} is the output of the FFT block implemented in the VLC transmitter feedback loop. Considering Eq. (20) in Eq. (16), α can be determined as

$$\alpha = \sqrt{\frac{3\sigma_x^2 N^2}{2(N-2)(M-1)} \cdot \frac{1}{|\mathbf{Y}_{FB}|^2}}, \quad (21)$$

where $|\mathbf{Y}_{FB}|^2$ is the mean squared of the module of the elements of the vector \mathbf{Y}_{FB} .

D. DCO-OFDM VLC Receiver

At the receiver, after FFT, the M-QAM symbols are demapped and sorted in an inverse way to that described in Eq. (8), generating the vector \mathbf{Y}_d . Then the Post-Eq is applied also by using ZF,

$$\mathbf{Y}_D = \mathbf{Y}_d \circ \mathbf{C}_{\text{post}}, \quad (22)$$

where the vector \mathbf{C}_{post} must be previously estimated using a learning sequence presented in Algorithm 3. After Post-Eq, the M-QAM demodulation is performed to estimate the received data.

Algorithm 3. Post-Eq in Frequency Domain

1. **if** PP-Eq **then** /* Pre-Post-Equalization */
 2. Transmitting the pilot symbols of the OFDM subcarriers with Pre-Eq after Algorithm 2
3. **else** /* Only Post-Eq */
 4. Transmitting the pilot symbols of the OFDM subcarriers deploying constant elements of vector \mathbf{G} given by Eq. (17), i.e., ignoring Algorithm 2
5. **endif**
6. Capturing the remote receiver signal by the ADC
7. Estimating the vector symbols \mathbf{Y}_d received through the symbol mapping and FFT block
8. Determining \mathbf{C}_{post} by element-wise division considering the pilot symbols \mathbf{X}_D , i.e., $\mathbf{C}_{\text{post}} = \mathbf{X}_D \oslash \mathbf{Y}_d$.

5. NUMERICAL AND EXPERIMENTAL RESULTS

In this section, we demonstrate the effectiveness and efficiency of the proposed method through numerical simulation and experimental setup analyses. The adopted system parameter values are summarized in Table 2. The transmitter HPLED and the PD were perfectly aligned with angles $\phi_{rx} = \theta_{rx} = 0^\circ$. The feedback PD has been inclined to receive part of the light emitted by the HPLED, i.e., $\phi_{fb} = 45^\circ$ and $\theta_{rx} = 0^\circ$. The factor $\gamma = 5$ was chosen for a rare clipping occurrence with $P_{r_{sc}}(5) = 5.73 \times 10^{-7}$, determined by Eq. (19). Hence, applying Eq. (18) results in $\sigma_x = 0.03$. Using Eqs. (2) and (3), the optical gain of the channels resulted in $\Omega_{rx} = 5.968 \cdot 10^{-8}$ and $\Omega_{fb} = 1.004 \cdot 10^{-3}$.

Table 2. Adopted Parameters Values

HPLED	Receivers ^a	OFDM/TIA
$r_{led} = [2, 2, 3]$	$r_{rx} = [2, 2, 1]$	$B_{OFDM} = 5$ MHz
$n_{led} = [0, 0, -1]$	$n_{rx} = [0, 0, 1]$	$N = 1024$
$n_l = 0.5$	$r_{fb} = [1.98, 2, 2.98]$	$\gamma = 5$
$I_{bias,0} = 175$ mA	$n_{fb} = [1/\sqrt{2}, 0, 1/\sqrt{2}]$	$G_{tia} = 4.7$ k Ω
$I_u = 150$ mA	$A_{pd} = 1$ mm ²	
$I_l = -150$ mA	$R_{pd} = 0.54$ A/W	

^aDistance between HPLED and PD: $d_{tx-rx} \in [40; 110]$ cm.

A. Simulation of the DPD in Flat Electrical Gain Channels

Considering Monte Carlo simulations (MCSs), Fig. 7 depicts the bit error rate (BER) *versus* signal-to-noise ratio (SNR) results for the system with fixed predistortion (F-DPD) calibrated for a fixed temperature of 50°C and with the proposed DPD by luminous feedback (LFB-DPD). Using the parameters of Table 1, the emulated real temperatures of 0°C, 20°C, 40°C, 60°C, 80°C, and 100°C in the HPLED have been considered in this section. The simulated curves for LFB-DPD considering different emulated temperatures resulted in the same behavior. Hence, just one of the curves was selected and plotted with the purpose of making the results immediately understandable. For comparison purposes, the results of the system without DPD (W-DPD) are also included in the same graphs using an emulated temperature of 60°C in the HPLED.

In Fig. 7, it is possible to verify that for the F-DPD and for the system W-DPD, a greater effect in the degradation of the performance occurs for larger orders of modulation. This can be attributed to the fact that the Euclidean distance between the QAM symbols is much smaller, being more susceptible to the detection errors generated by the HPLED nonlinearity effects. In some cases, the result becomes so poor that several BER curves stagnated asymptotically (BER floor). As expected, the system W-DPD resulted in the highest BER degradation when compared to the other schemes evaluated. These results

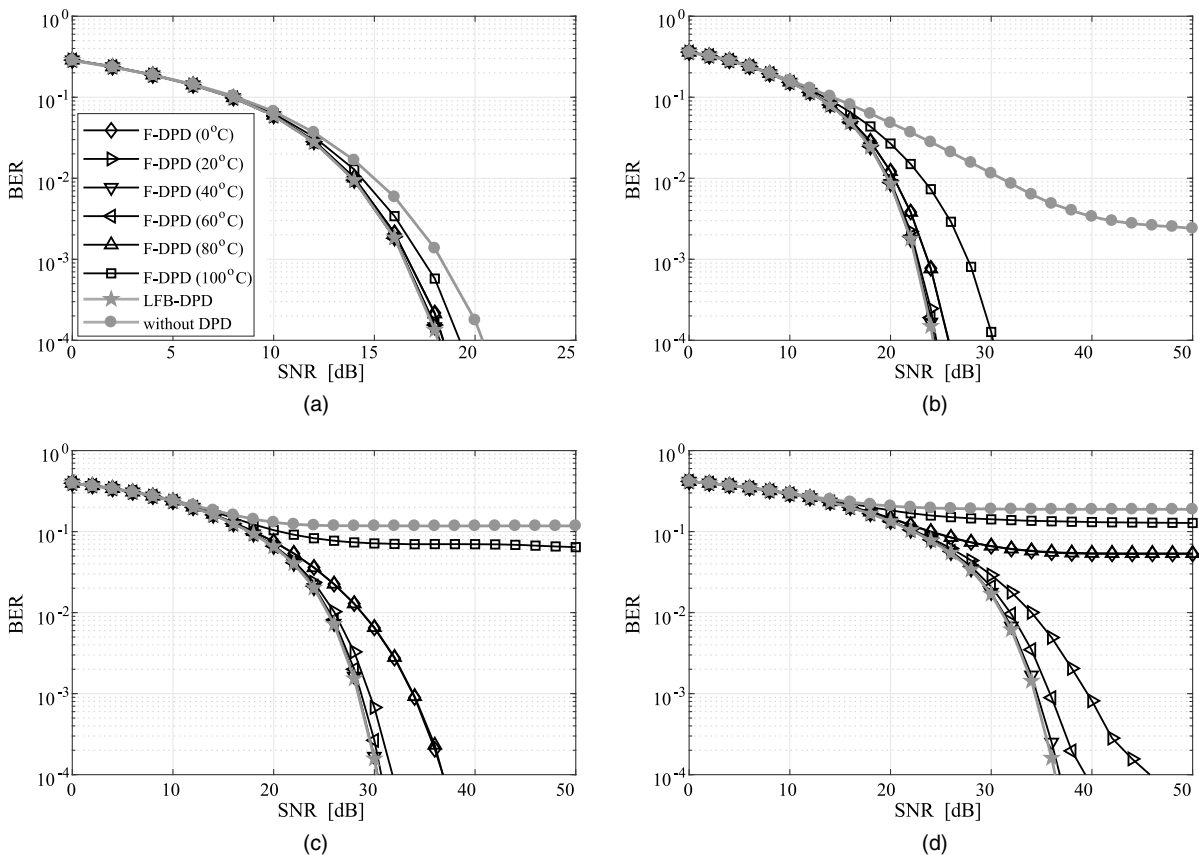


Fig. 7. BER simulation for F-DPD with different temperatures in the HPLED, for LFB-DPD and W-DPD. Different modulation orders and flat channel. (a) 16-QAM; (b) 64-QAM; (c) 256-QAM; (d) 1024-QAM.

corroborate the work proposal, in which it is advantageous, in terms of BER performance, to implement the predistortion by the luminous feedback signal. Finally, the LFB-DPD scheme presented the best BER performance considering all ranges of 16-QAM to 1024-QAM modulation orders.

B. Experimental Setup for Predistortion and Pre-Eq

The experimental setup for validation of the DPD and Pre-Eq schemes in the real physical system (RPS) OFDM-VLC system is sketched in Fig. 8. The setup was implemented in order to verify the proposed schemes using a playback-type approach, i.e., the signals have been generated by an arbitrary wave generator (AWG) and the signals captured by the digital storage oscilloscope (DSO) have been processed offline on a personal computer (PC).

Thus, for the light interface, three circuits were implemented: one light transmitter and two light receivers. Figure 9(a) shows the electronic schematic of the transmitter for modulating the current signal on the HPLED. Figure 9(b) shows the TIA circuit used in the feedback receiver and the remote receiver. The TIA project was based on [32] and has a bandwidth of $B = 10.01$ MHz. As presented in Section 1, the reverse polarization has the purpose of reducing the capacitance of the PD and consequently increasing its speed and operating frequency band.

As the first experimental verification, the frequency response of the electric gain G_E is evaluated. Figure 10 shows the system amplitude and phase gain responses with a 1 W Multicomp HPLED. The GE gain values were obtained by generating an electric frequency sweep signal applied to the HPLED driver and extracting the spectral magnitude of the electric signal after the TIA. Also, Fig. 10 illustrates the noise amplitudes captured after the TIA. It was obtained in a way similar to the extraction of the GE, but applying a DC signal of $I_{led} = I_{bias,0} = 0.1655$ A in the HPLED. It is apparent from Fig. 10 that the noise in the range of a few hundred kilohertz is about 25 dB higher than the noise floor.

C. Simulation with LFB-DPD in Nonflat Electrical Gain

From the result of the G_E obtained in Subsection 5.B, the system simulation for the nonflat channel was also implemented.

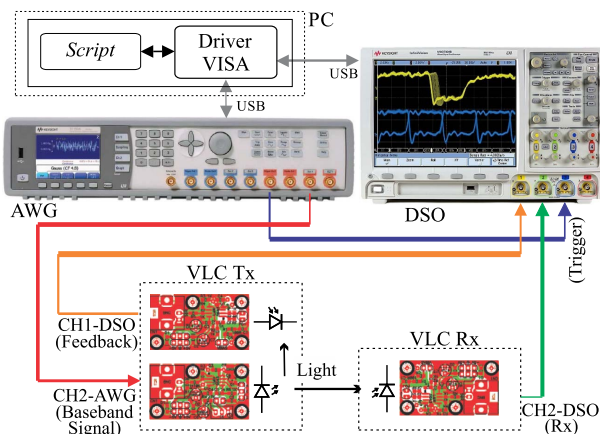


Fig. 8. Experimental arrangement for the validation of the proposed architecture.

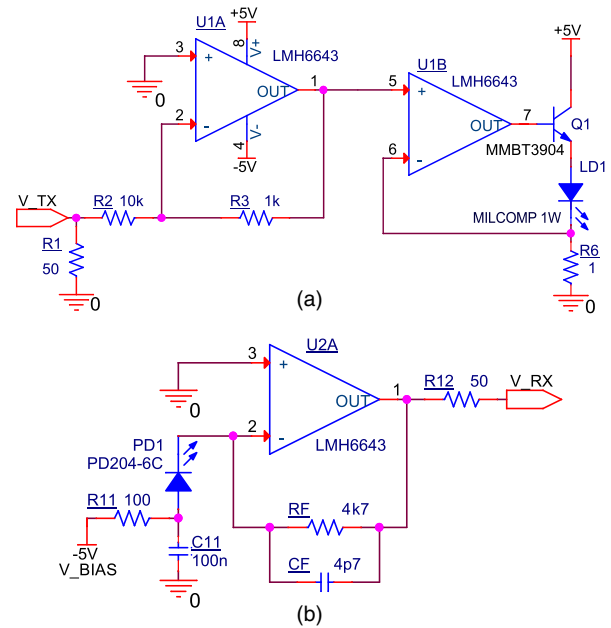


Fig. 9. Proposed circuit for HPLED driver in (a) and TIA circuit in (b).

Figure 11 depicts the simulation results for different modulation orders (16-QAM to 256-QAM) for the proposed system with pre-post-equalization (PP-Eq) and with only Post-Eq. One can check the performance improvement attained with the PP-Eq system compared to the Post-Eq. Indeed, Post-Eq performance worsens in such a way that under 256-QAM modulation, the BER performance stagnates asymptotically, presenting a BER floor of $\sim 10^{-2}$. This is due to the fact that the higher frequency subcarriers suffer from higher attenuation, therefore resulting in a lower SNR in case of the Post-Eq strategy. Notice that by applying the Pre-Eq, such an effect is mitigated, offering a compensation by transmitting more power in the attenuated subcarriers in order to

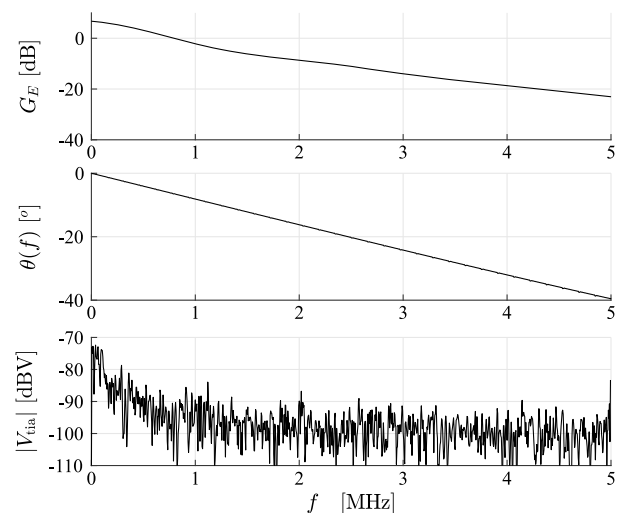


Fig. 10. Amplitude and phase frequency responses for the electric gain and noise amplitudes after TIA ($|V_{tia}|$).

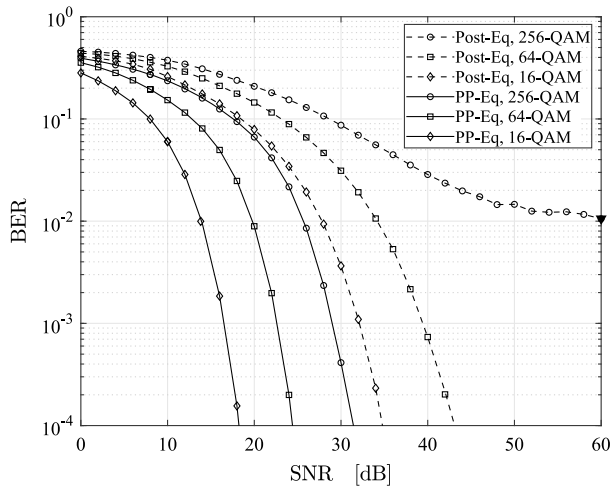


Fig. 11. BER for proposed scheme with PP-Eq and Post-Eq in non-flat electrical gain.

maintain a suitable average SNR across all subcarriers. Figure 12 illustrates this difference by displaying the 16-QAM I-Q constellation scatterplot, considering PP-Eq and Post-Eq at the same SNR of 25 dB in the OFDM frame. It is possible to verify the greater spreading of the symbols in the Post-Eq, and consequently, the greater symbol error occurrences.

D. Validation in the RPS of the Complete OFDM-VLC System

For the system validation purpose by means of the experimental arrangement presented in Subsection 5.B, basically the same parameters presented in the introductory part of this section were considered. Changes include: (a) the inversion of the z coordinates with y in order to facilitate the experiment mounting on a table; (b) variation of the distance between the HPLED transmitter and the VLC receiver PD. The distance variation allows one to control the SNR aiming at evaluating the BER, i.e., the closer transmitter and receiver (Tx-Rx), the greater the SNR. However, it has kept fixed the position of the transmitter HPLED and the feedback PD, while holding the ambient temperature at 25°C.

In accordance with the discussion of the frequency response in Fig. 10, the first 100 OFDM subcarriers were deactivated in the implemented circuit due to the higher noise power verified across this frequency range. If enabled, these subcarriers

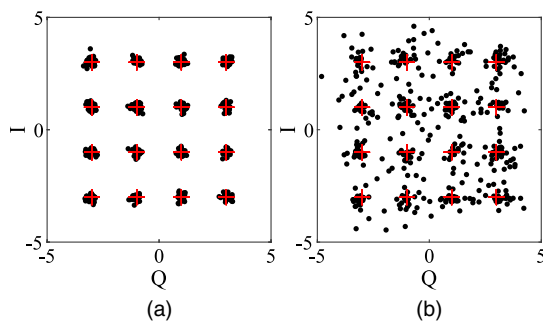


Fig. 12. 16-QAM constellation scatter plot at SNR = 25 dB in the OFDM frame. PP-Eq in (a) and Post-Eq in (b).

would degrade the overall system performance. Thus, Eq. (21) should consider the N_s suppressed subcarriers. In this case, the parameter α was reformulated as

$$\alpha' = \sqrt{\frac{3\sigma_x^2 N^2}{2(N - 2N_s)(M - 1)}} \cdot \frac{1}{|Y_{FB}|^2} \quad (23)$$

Figure 13 depicts the 16-QAM OFDM signal spectrum applied to the HPLED and the captured signal after the TIA of the receiver at distance of $d_{\text{tx-rx}} = 40$ cm, for the condition in which the active subcarriers are transmitted with (a) the same power, and under (b) Pre-Eq. In the case of the Pre-Eq, it is possible to observe the higher power transmitted in the higher-frequency subcarriers as a way of compensating the respective larger attenuations. The last graph of Fig. 13 illustrates the maintenance of the same power ceiling of the subcarriers at the receiver side due to the Pre-Eq effect. Also in this graph, it is possible to verify that the noise reaches the same order of magnitude of the OFDM signal received in the range of disabled subcarriers.

By varying the distance between the transmitter HPLED and the receiver PD within the range $d_{\text{tx-rx}} \in [40; 110]$ cm, it was possible to obtain the Fig. 14 with the BER performance of the real system. (The minimum and maximum Tx-Rx distance range can be changed by implementing an automatic gain

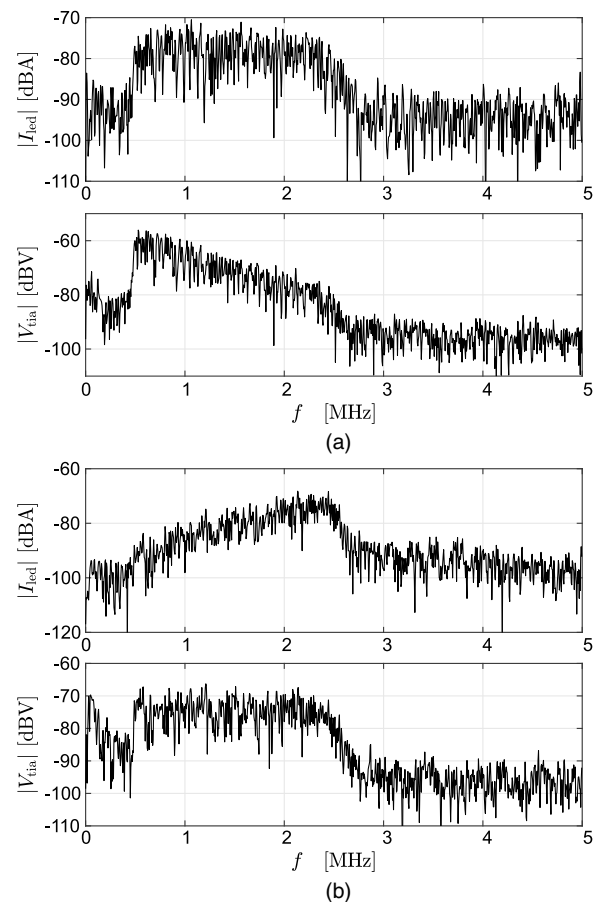


Fig. 13. Signal spectrum transmitted (upper) and received (lower) for the active subcarriers with the same power in (a) and with the Pre-Eq strategy in (b).

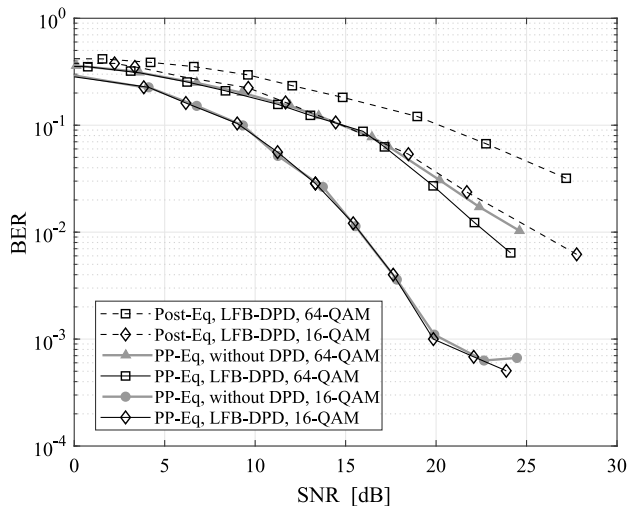


Fig. 14. BER by the experimental setup.

control (AGC) on the VLC receiver circuit.) The capture of the BER for distances smaller than 40 cm was avoided due to the TIA saturation in the VLC receiver under these conditions. This fact limited the system performance evaluation to a maximum SNR in the VLC receiver of ≈ 24 dB and ≈ 27.5 dB under PP-Eq and Post-Eq schemes, respectively. Overall, the great improvement in PP-Eq performance is confirmed compared with the BER performance attained with the Post-Eq OFDM-VLC strategy. Particularly in larger SNRs, the BER improvement was also confirmed for the PP-Eq LFB-DPD configuration operating under high-order modulation (64-QAM) when compared to the equivalent 64-QAM without DPD. Moreover, in the PP-Eq with 16-QAM case, the improvement was marginal in the covered SNR range. This way, the RPS setup confirms the BER performance results obtained by simulation in Subsections 5.A and 5.C.

Besides, Fig. 14 reveals a BER floor in the performance of PP-Eq under 16-QAM configuration; one can verify a BER floor around $5 \cdot 10^{-4}$ for $\text{SNR} \geq 20$ dB. Because it is close to the saturation point of the TIA amplifier, this BER floor can be attributed to the backoff effect of the operational amplifier and to the noise in the active subcarrier range that is not exactly AWGN, or even to the oscilloscope DAC quantization error, to the noise generated by the clipping, and possibly associated with synchronization errors. Considering that in this experimental arrangement we have used general-purpose electronic components, the performance can be improved substantially in high SNR regime using HPLEDs and PDs with better characteristics for VLC applications, such as devices with lower intrinsic capacitances, lower noise, and PDs with higher sensitivity to the visible light range.

6. CONCLUSION

In this work, by means of an experimental setup, the nonlinear behavior of the optical power emitted by an HPLED was characterized as a function of the current at different temperatures at its semiconductor junction. The proposed DPD scheme with light feedback (LFB-DPD) implemented at the transmitter side

allowed us to improve system performance, while better mitigating the effect of nonlinearity due to the automatic estimation of correction parameters.

This scheme also enabled the implementation of a Pre-Eq on the OFDM subcarriers. It was confirmed that PP-Eq promoted a great improvement over BER performance when compared to the Post-Eq scheme, since it enables the receiver to maintain an average SNR across the OFDM subcarriers. In this way, an experimental arrangement was developed aiming at extracting the system parameters for computational simulation purposes and also for the validation of the proposed system. Beyond validating the DPD model, the physical implementation of the complete OFDM-VLC system also confirmed a much better overall system performance with PP-Eq strategy.

Funding. Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) (304066/2015-0); Universidade Estadual de Londrina (UEL); Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES).

Acknowledgment. All the agencies are gratefully acknowledged.

REFERENCES

1. P. H. Pathak, X. Feng, P. Hu, and P. Mohapatra, "Visible light communication, networking, and sensing: a survey, potential and challenges," *IEEE Commun. Surveys Tuts.* **17**, 2047–2077 (2015).
2. V. W. S. Wong, R. Schober, D. W. K. Ng, and L.-C. Wang, eds., "Visible light communication in 5G," in *Key Technologies for 5G Wireless Systems* (Cambridge University, 2017), pp. 289–332.
3. H. L. Minh, D. O'Brien, G. Faulkner, L. Zeng, K. Lee, D. Jung, Y. Oh, and E. T. Won, "100-Mb/s NRZ visible light communications using a postequalized white LED," *IEEE Photon. Technol. Lett.* **21**, 1063–1065 (2009).
4. S. Dimitrov and H. Haas, "Information rate of OFDM-based optical wireless communication systems with nonlinear distortion," *J. Lightwave Technol.* **31**, 918–929 (2013).
5. J. Sheu, B. Li, and J. Lain, "LED non-linearity mitigation techniques for optical OFDM-based visible light communications," *IET Optoelectron.* **11**, 259–264 (2017).
6. K. L. Sterckx, "Implementation of continuous VLC modulation schemes on commercial LED spotlights," in *9th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology* (2012), pp. 1–4.
7. S. Fuada, T. Adiono, A. P. Putra, and Y. Aska, "A low-cost analog front-end (AFE) transmitter designs for OFDM visible light communications," in *International Symposium on Electronics and Smart Devices (ISESD)* (2016), pp. 371–375.
8. R. Lenk and C. Lenk, *Practical Modeling of LEDs* (Wiley-IEEE, 2016), pp. 245–266.
9. Philips Lumileds, "LUXEON Rebel PLUS: the original high power LED," (2017); <https://www.lumileds.com/uploads/380/DS107-pdf>.
10. Multicomp, "1 W high power LED," (2012); <http://www.farnell.com/datasheets/1636581.pdf>.
11. H. Elgala, R. Mesleh, and H. Haas, "An LED model for intensity-modulated optical communication systems," *IEEE Photon. Technol. Lett.* **22**, 835–837 (2010).
12. C. Yu, J. Fan, C. Qian, X. Fan, and G. Zhang, "Luminous flux modeling for high power LED automotive headlamp module," in *18th International Conference on Electronic Packaging Technology (ICEPT)* (2017), pp. 1389–1395.
13. F. Rao, Z. C. Ge, and J. L. Zhu, "Effect of temperature and current on luminous efficiency of high power LED," in *Renewable and Sustainable Energy*, Vol. 347 of *Advanced Materials Research* (Trans Tech Publications, 2012), pp. 310–313.

14. W. Chi, T. Chou, C. Han, S. Yang, and K. Chiang, "Analysis of thermal and luminous performance of MR-16 LED lighting module," *IEEE Trans. Compon. Packag. Technol.* **33**, 713–721 (2010).
15. A. Keppens, W. Ryckaert, G. Deconinck, and P. Hanselaer, "Evaluation of current and temperature effects on high power light-emitting diode efficiencies," in *CIE Conference*, Budapest, Hungary (CIE, 2009).
16. L. Liu, X. Zhang, L. Li, D. Teng, and G. Wang, "In-situ monitoring the degradation of LEDs en route the visible light communication system," *IEEE Trans. Device Mater. Rel.* **17**, 722–726 (2017).
17. Z. Ghassemlooy, W. Popoola, and S. Rajbhandari, *Optical Wireless Communications: System and Channel Modelling with MATLAB* (CRC Press, 2012).
18. R. L. Boylestad, L. Nashelsky, and L. Li, *Electronic Devices and Circuit Theory*, 11th ed. (Pearson, 2012).
19. J. Yew, S. D. Dissanayake, and J. Armstrong, "Performance of an experimental optical DAC used in a visible light communication system," in *IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)* (2013), pp. 1110–1115.
20. A. W. M. Zuhdi, J. J. D. McKendry, R. K. Henderson, E. Gu, M. D. Dawson, and I. Underwood, "GaN based μ LED drive circuit for visible light communication (VLC) with improved linearity using on-chip optical feedback," in *IEEE Region 10 Conference (TENCON)* (2016), pp. 3394–3397.
21. J. R. Barry, J. M. Kahn, W. J. Krause, E. A. Lee, and D. G. Messerschmitt, "Simulation of multipath impulse response for indoor wireless optical channels," *IEEE J. Sel. Areas Commun.* **11**, 367–379 (1993).
22. A. Şahin, Y. S. Eroğlu, İ. Güvenç, N. Pala, and M. Yüksel, "Hybrid 3-D localization for visible light communication systems," *J. Lightwave Technol.* **33**, 4589–4599 (2015).
23. M. S. A. Mossaad, S. Hranilovic, and L. Lampe, "Visible light communications using OFDM and multiple LEDs," *IEEE Trans. Commun.* **63**, 4304–4313 (2015).
24. S. S. Saab and K. K. Saab, "A positioning system for photodiode device using collocated LEDs," *IEEE Photon. J.* **8**, 6601814 (2016).
25. T. Komine and M. Nakagawa, "Fundamental analysis for visible-light communication system using LED lights," *IEEE Trans. Consum. Electron.* **50**, 100–107 (2004).
26. S. D. Personick, "Receiver design for digital fiber optic communication systems, I and II," *Bell Syst. Tech. J.* **52**, 875–886 (1973).
27. J. Armstrong, "OFDM for optical communications," *J. Lightwave Technol.* **27**, 189–204 (2009).
28. Texas Instruments, "TMP100 digital temperature sensor with I2C interface," (2015); <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tmp100.pdf>.
29. J. Grubor, S. Randel, K. D. Langer, and J. W. Walewski, "Broadband information broadcasting using LED-based interior lighting," *J. Lightwave Technol.* **26**, 3883–3892 (2008).
30. H. Elgala, R. Mesleh, and H. Haas, "Predistortion in optical wireless transmission using OFDM," in *9th International Conference on Hybrid Intelligent Systems* (2009), Vol. 2, pp. 184–189.
31. S. Dimitrov, S. Sinanovic, and H. Haas, "Clipping noise in OFDM-based optical wireless communication systems," *IEEE Trans. Commun.* **60**, 1072–1081 (2012).
32. X. Ramus, "Transimpedance considerations for high-speed amplifiers," Application Report SBOA122 (Texas Instruments, 2009).

APÊNDICE C – Artigo 3 – Submetido

Revista: **IEEE Photonics Technology Letters**

ISSN: 1041-1135 (impressa), 1941-0174 (*web*)

Classificação Qualis: A1 (2017-2018)

Fator de impacto: 2.446

Data de submissão: 09/05/2019

Nº de identificação do manuscrito: PTL-36024-2019

Título: Spectral Crosstalk Mitigation in OFDM VLC-WDM

Autores: Luis Carlos Mathias e Taufik Abrao

Instituição: Universidade Estadual de Londrina

Spectral Crosstalk Mitigation in OFDM VLC-WDM Systems

Luis Carlos Mathias and Taufik Abrao, *Senior Member, IEEE*.

Abstract—This work proposes a new interference canceling scheme for the crosstalk mitigation generated by the spectral overlap in the wavelength multiplexing (WDM) visible Light communication (VLC) channels. Such spectral crosstalk (SC) degrades the VLC system performance since the adjacent WDM channels generate considerable interference into the channel of interest. Thus, the WDM system is modelled with the dual optical diversity (DOD) considering red-green-blue (RGB) color transmitters LEDs and their respective color filters on the VLC receiver. The SC parameters are estimated by the proposed scheme, allowing SC suppression in the VLC receiver by subtracting interfering signals in time-domain from the signal of interest. The system was numerically simulated demonstrating its effectiveness by evaluating the bit error rate (BER) of the VLC-WDM system with OFDM.

Index Terms—Spectral crosstalk mitigation; Visible light communication (VLC); Wavelength multiplexing (WDM); Optical filters, RGB LEDs.

I. INTRODUCTION

THE wavelength multiplexing (WDM) has shown promising in improving the high data rate of visible light communication (VLC) systems. This technique allows the simultaneous transmission in several parallel channels created by the division of the spectrum of visible light wavelengths. Hence the use of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) technique applied to each WDM channel is straightforward [1].

The replacement of conventional lamps by light emitting diodes (LEDs) luminaires has enabled the modulation of signals in the lighting infrastructure. In this way, a multiple output scheme is natural because the various luminaires are usually composed of several LEDs. In such scenario, associating receivers with multiple detectors in a multiple-input multiple-output (MIMO) channel configuration is an effective way to increase the capacity of the VLC systems [2].

Several multiplexing and diversity techniques that were applied to radio frequency (RF) systems have been adapted to the VLC context aiming to increase system capacity and robustness. Reported works in the literature have exceeded the range of Gbps using dual optical diversity (DOD) schemes [3], [4]. The DOD combines the parallel transmission using different red-green-blue (RGB) colors LEDs and different color filters at the various

receiver elements. For the bidirectional transmission in [3], WDM channels were split in the red and green channels for downlink and in the blue channel for uplink, reaching data rates of 575 Mbps and 300 Mbps, respectively. Moreover, several VLC systems with four colors of LEDs have already been implemented, where either yellow or amber color has been added to the RGB [5]–[7]. In these schemes, it is possible to flow two bipolar OFDM signals by configuring a 2×2 MIMO system. The work in [8] reached 6.36 Gbps by adding light polarization diversity into the MIMO-OFDM system.

However, inherently to DOD schemes, the luminous spectral overlap of the LEDs related to different colors generates the loss of the orthogonality between the channels. This effect is referenced in literature as spectral crosstalk [9]. Such spectral overlaps cause serious channel interference in the WDM-VLC systems, degrading data transmission performance, in terms of both system BER and capacity. In the reception side, spectral overlaps crosstalks occur due to imperfections inherent to the wavelength rejection bands of the optical filters. Thus, crosstalk is a factor that limits the number of possible WDM-VLC channels in the range of the visible light spectrum. In this sense, [9] investigates the maximum number of WDM-VLC channels and the possible data transmission rate using the natural spectral emission of the LED transmitters.

Some works propose the use of large scale filter array detectors and selection combining methods as a way of minimizing the spectral overlap in WDM channels [10], [11]. However, to the best of our knowledge, there is no technique available in the literature considering the spectral crosstalk effect mitigation in WDM-VLC systems. Thus, the *contribution* of current work consists in proposing an expedite interference mitigation scheme capable to suppress the spectral crosstalk effect in WDM-VLC systems. Initially, the proposed OFDM WDM-VLC topology estimates the spectral leakage parameters through the individual signal transmission in each LED following by the capture of such signals in the sensors equipped with optical filters. With these parameters and with the system in operation, it removes much of the interference in the optical signal of each direct WDM channel by means of the weighted subtraction of the signal captured by the other receivers. This correction is performed in the time-domain, allowing an appreciable increasing of the signal-to-noise plus interference ratio (SNIR) in the WDM signal. The proposed OFDM WDM-VLC topology has been modeled, simulated and validated by means of an experimental arrangement and measurement.

L. C. Mathias and T. Abrao are with the Department of Electrical Engineering, State University of Londrina, Rod. Celso Garcia, PR-445 Km 380, CEP 86051-990, Londrina-PR, Brazil (e-mail: luis.mathias@uel.br; taufik@uel.br).

In addition to this introductory section, this paper is divided in four more sections. Section II introduces the WDM-VLC with DOD system model and the spectral crosstalk effect. Section III describes the proposed scheme for spectral crosstalk mitigation in WDM-VLC systems. In Section IV, the experimental and numerical results demonstrate the effectiveness of the proposed method. Finally, Section V concludes the paper.

II. WDM SYSTEM MODEL

Considering a LED with a Lambertian type distribution, the *path-loss* in a line-of-sight (LOS) VLC channel between the m -th LED transmitter and the k -th photoreceptor can be expressed by [12], [13]:

$$\Omega_{m,k} = \frac{(n_L + 1)A_{\text{pd}}}{2\pi R_{m,k}^2} \cos^{n_L}(\phi_{m,k}) \cos(\theta_{m,k}); \quad (1)$$

where n_L is the mode number of the Lambertian distribution, A_{pd} is the area of the photodiode (PD) in m^2 , $\phi_{m,k}$ is the angle between the orientation versor of the LED transmitter and the incidence vector, $\theta_{m,k}$ is the angle between the PD orientation versor and the incidence vector, $R_{m,k}$ is the distance between the LED transmitter and the photoreceptor.

The electric gain as a function of the frequency f can be determined by [9], [13]:

$$h_{m,k}(f) = \Omega_{m,k} G_{\text{tia}}(f) \times \int_{\lambda_L}^{\lambda_H} S_m(\lambda, f) G_{\text{op}}(\lambda) T_k(\lambda) R_{\text{pd}}(\lambda, f) d\lambda; \quad (2)$$

where λ is the wavelength of the optical signal, and λ_H , λ_L are wavelength limits of the PD responsivity; $\Omega_{m,k}$ defined by (1) is the VLC *path-loss*, and $G_{\text{tia}}(f)$ is the transimpedance amplifier (TIA) gain; $S_m(\lambda, f)$ is the LED luminous distribution; $G_{\text{op}}(\lambda)$ is the optical concentration gain; $T_k(\lambda)$ is the transmission function of the optical filter, and the PD responsivity is defined by $R_{\text{pd}}(f)$.

Without loss of generality, assuming unitary G_{op} , a same path loss Ω between the various paths LOS¹ and an average responsiveness in the photodetector over the LED light emission band, the electric gain expression in (2) can be simplified by:

$$h_{m,k}(f) = \Omega R_{\text{pd}}(f) G_{\text{tia}}(f) \int_{\lambda_L}^{\lambda_H} S_m(\lambda, f) T_k(\lambda) d\lambda. \quad (3)$$

Aiming at combating intersymbol interference, the modulation of the electrical information signal by orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) allows to mitigate the frequency selectivity effect over the electric gain $h_{m,k}$ [13]. Thus, such electric gain is made flat if OFDM transmission is deployed with pre-equalization (Pre-Eq) aiding in each subcarrier. In doing so, eq. (3) can be further simplified:

$$h_{m,k} = \Omega R_{\text{pd}} G_{\text{tia}} \int_{\lambda_L}^{\lambda_H} S_m(\lambda) T_k(\lambda) d\lambda. \quad (4)$$

¹This approximation is reached if the distance between the LEDs is much closer if compared with the distance between the set of LEDs and the set of photoreceptors. In this case, the photoreceptors must also be close to each other.

Fig. 1 depicts the measurement results for the spectral magnitude of the light distribution $S_m(\lambda)$ of the LEDs and the transmittance $T_k(\lambda)$ of the optical filters deployed in the setup. The red, green and blue LEDs used are from the JR-LED[®] manufacturer, in which a maximum electrical power of 1 W for a current $I_{\text{led}} = 350$ mA is obtained. The optical filters used were removed from color wheels of image projectors with *digital light processing* (DLP) technology [14]. In this graph, it is possible to confirm that the LED luminous distribution as a function of the light wavelength can suitable be modeled as a Gaussian functions [9]. Notice that the spectral crosstalk are the shaded area that intercepts the filter transmission function $T_k(\lambda)$ and the light wavelength distribution $S_m(\lambda)$ of the adjacent LEDs. Thus, part of the signal power of the adjacent channels is captured causing interference on the signal of interest and consequently degrading the overall WDM-VLC system performance.

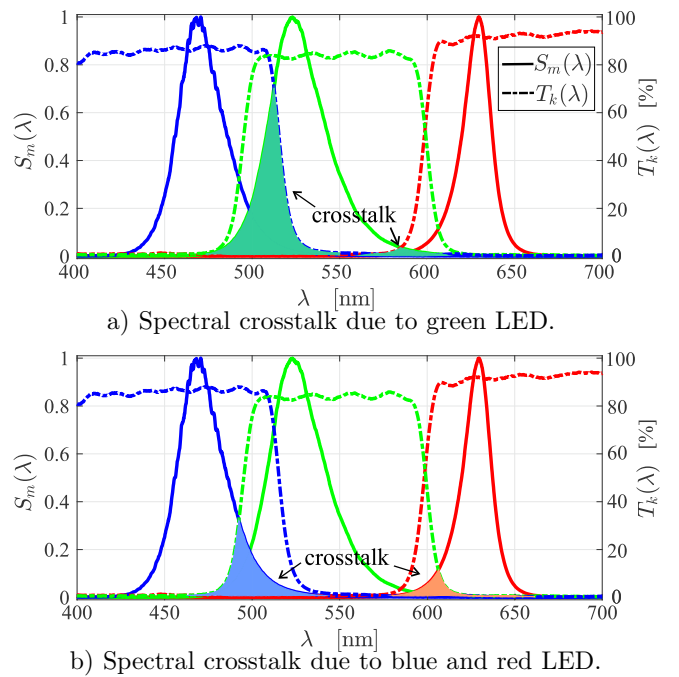


Fig. 1: Spectral behaviour measurements for the LED transmitters and the optical filters used in this work. The shaded areas represent the spectral overlap.

At the receiver, the direct signal and the spectral crosstalk signal is given at the first photoreceptor by:

$$y_1 = h_{1,1}x_1 + \sum_{m \neq 1} h_{m,1}x_m + n_1 = \Omega R_{\text{pd}} G_{\text{tia}} \times \left[x_1 \int_{\lambda_L}^{\lambda_H} S_1(\lambda) T_1(\lambda) d\lambda + \sum_{m \neq 1} x_m \int_{\lambda_L}^{\lambda_H} S_m(\lambda) T_1(\lambda) d\lambda \right] + n_1. \quad (5)$$

Extending this analysis to the $1, 2, \dots, K$ receivers, one can represent the vector of signals $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^{K \times 1}$ captured by the photoreceptors of the DOD structure as:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}; \quad (6)$$

where $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^{M \times 1}$ is the signal in the M transmitters, $\mathbf{n} \in \mathbb{R}^{K \times 1}$ is the additive white Gaussian noise (AWGN) vector with mean μ and variance σ_n^2 , $\mathbf{H} \in \mathbb{R}^{K \times M}$ is the channel state information matrix (CSI). This work will consider the RGB system, *i.e.* it will use $M = K = 3$. Thus, the CSI matrix of (6) can be decomposed into two components:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & 0 & 0 \\ 0 & h_{2,2} & 0 \\ 0 & 0 & h_{3,3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & h_{1,2} & h_{1,3} \\ h_{2,1} & 0 & h_{2,3} \\ h_{3,1} & h_{3,2} & 0 \end{bmatrix} \\ = \text{diag}([h_{1,1} \ h_{2,2} \ h_{3,3}]) + \mathbf{C}; \quad (7)$$

where the diagonal matrix represents the response of the three direct WDM channels and the matrix \mathbf{C} represents the interference between the channels.

III. PROPOSED SCHEME FOR SPECTRAL CROSSTALK MITIGATION

Fig. 2 presents the block diagram of the proposed scheme for the spectral crosstalk effect mitigation considering the OFDM VLC-WDM with RGB system. Initially, from the m -th data input stream, the M-QAM symbols to be transmitted in each OFDM subcarrier are obtained. The pre-equalization is performed by the element-wise product operation of the vector of M-QAM symbols and the gain vector \mathbf{g}_m . The procedure for this vector gain estimation is elaborated in Subsection III-A. Considering optical intensity modulation, the generation of the unipolar OFDM signal \mathbf{x}_m is required. This is achieved by imposing a Hermitian symmetry on the input vector of the IFFT block. In this work, the DC-biased optical OFDM (DCO-OFDM) transmission scheme has been deployed. Thus, a DC bias signal is added to the signal \mathbf{x}_m in the DAC and LED driver block aiming at maintaining a positive current signal to be applied to LED [1]. The optical signal from the direct channel and crosstalk are captured by the set of lenses and optical filters, and detected by the PD. Thermal noise is added to the current signal generated by m -th PD. The signal passes through the TIA, through the high pass filter (HPF) and enters the crosstalk mitigation block (CM), labeled \mathbf{y}_m . The procedure for estimating the parameters of the CM block is presented in Subsection III-A and the correction process is unveiled in Subsection III-B. Finally, the OFDM with M-QAM demodulation of the corrected signal $\hat{\mathbf{y}}_m$ is performed.

A. Pre-Equalization Gains and Crosstalk Estimation

We use a training sequence for the estimation of the gains for the pre-equalization stage of the OFDM subcarriers powers, and for the estimation of the crosstalk effect in each WDM channel. Algorithm 1 summarizes the general procedure with its three steps, which are described in details as follows.

1) *Noise Spectral Estimation*: In order to compensate the noise effect on the parameters estimation, each realization starts with the estimation of the electric power spectral density (PSD) of the noise $|\mathbf{y}_{n_k}|$ for each receiver

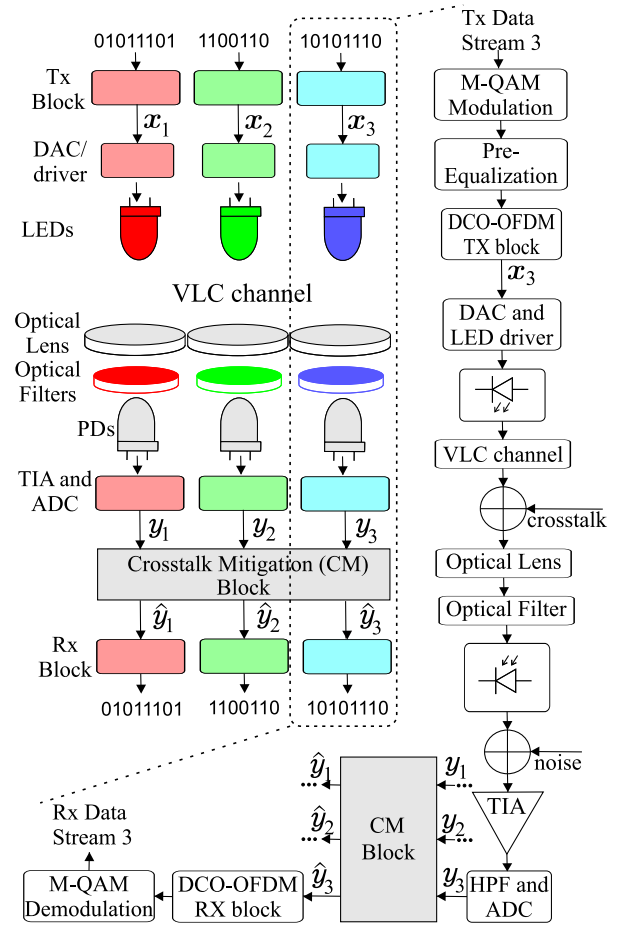


Fig. 2: Proposed architecture for the WDM-RGB system of spectral crosstalk mitigation.

k of the system. In this work, the PSD of the electrical signals is performed from the FFT blocks at the receivers side. Thus $|\mathbf{y}_{n_k}| = |\text{FFT}(\mathbf{y}_{n_k})|$. For that, a direct-current (DC) signal $\mathbf{x}_m = I_{\text{bias}}$ is transmitted through the m -th LED, while a frame with N samples is captured in all K receivers.

2) *Pre-Equalization Estimation*: Thereafter, a transmission of an OFDM frame using M-QAM pilot symbols is established. At this stage, the powers of the OFDM subcarriers are kept constant and defined by [15]:

$$|g_0| = \sqrt{\frac{3\sigma_{\mathbf{x}_m}^2 N^2}{2(N-2)(M_{\text{QAM}}-1)}}; \quad (8)$$

where $\sigma_{\mathbf{x}_m}^2$ is the variance of the transmitted signal² \mathbf{x}_m , N is the length of IFFT/FFT blocks and M_{QAM} is the order of the M-QAM modulation. Thus, the system initially transmits the frame in the m -th WDM channel and estimates the gains of the subcarriers in the direct channel to the OFDM Pre-Eq. In this work, the Pre-Eq

²In this work, an extremely low clipping probability was chosen with clipping factor of the $\gamma = 6$. Thus, $\sigma_{\mathbf{x}_m} = \frac{I_u - I_l}{2\gamma}$, where I_u and I_l are the upper and lower current limits of modulation of the LED, respectively [16].

```

input :  $|g_0|$  constant value by (8)
output:  $\mathbf{g}_m$  vectors for Pre-Eq,  $\hat{\mathbf{H}}$  matrix
/* 1) Noise Spectral Estimation: */
1 Transmits DC level in the  $M$  LEDs;
2 Estimate the spectral noise power in the  $K$  receivers;
/* Execute for each LED transmitter: */
3 for  $m \leftarrow 1$  to  $M$  do
    /* 2) Pre-Eq Estimation: */
    4 Transmits only in  $m$ -th LED the symbols of
      OFDM with constant gain  $|g_0|$  in the subcarriers;
    5 Estimate the subcarrier symbols in the  $k = m$ 
      receiver;
    6 Determine  $\mathbf{g}_m$  for Pre-Eq by (9);
    /* 3) WDM Crosstalk Estimation: */
    7 Transmits only in  $m$ -th LED the symbols of
      OFDM with Pre-Eq vector  $\mathbf{g}_m$ ;
    8 Estimate the spectral power in the  $K$  receivers;
    9 Estimate  $\hat{\mathbf{h}}_{m,*}$ ;
10 end
    
```

Algorithm 1: Pre-Eq gains and crosstalk estimation.

block uses a zero forcing (ZF) estimator. In this way, the gain vector of the subcarriers is determined by [15]:

$$\mathbf{g}_m = \alpha_m \odot \mathbf{y}_m, \quad (9)$$

where α_m is a scaling factor, \odot is the element-wise division, \mathbf{y}_m is the vector output of the FFT block of the ($k = m$)-th VLC receiver. The parameter α_m can be determined as [15]:

$$\alpha_m = \sqrt{\frac{3\sigma_x^2 N^2}{2(N-2)(M_{\text{QAM}}-1)} \cdot \frac{1}{|\mathbf{y}_m|^2}}, \quad (10)$$

where $|\overline{\mathbf{y}_m}|^2$ is the mean squared of the module of the elements of the vector \mathbf{y}_m .

3) *WDM Spectral Crosstalk Estimation:* For the purpose of estimating the elements values of the m -th row of the \mathbf{H} matrix, *i.e.*, $\hat{\mathbf{h}}_{m,*}$; the OFDM frame with M-QAM pilot symbols on the same m -th WDM channel is retransmitted using Pre-Eq scheme, and is captured the spectral magnitudes \mathbf{y}_k in all the K receivers. Hence, considering the Hermitian symmetry required for DCO-OFDM transmission, *i.e.*, that the subcarrier responsible for the DC level should be null, and the Parseval theorem, the estimation of the parameters $\mathbf{h}_{m,k}$ relative to the spectral crosstalk can be defined as:

$$\hat{\mathbf{h}}_{m,k} = \frac{\sum_{n=1}^{N/2-1} (|\mathbf{y}_k[n]|^2 - |\mathbf{y}_{n_k}[n]|^2)}{\sum_{n=1}^{N/2-1} (|\mathbf{y}_m[n]|^2 - |\mathbf{y}_{n_m}[n]|^2)}; \text{ for } k \neq m. \quad (11)$$

It is worth noting that (11) is normalized w.r.t. the signal power of the respective direct m -th WDM channel. The

direct channel coefficients of the diagonal of $\hat{\mathbf{H}}$ can be determined by:

$$\hat{\mathbf{h}}_{m,m} = \frac{\sum_{n=1}^{N/2-1} |\mathbf{x}_m[n]|^2}{\sum_{n=1}^{N/2-1} (|\mathbf{y}_m[n]|^2 - |\mathbf{y}_{n_m}[n]|^2)}; \text{ for } k = m. \quad (12)$$

At the end of the m -th realization, the training routine repeats the process 2) and 3), transmitting only on the next WDM channel, *i.e.* $m + 1$, and so on, until examine all the M WDM channels.

B. Spectral Crosstalk Mitigation

Given the matrix $\hat{\mathbf{H}}$ at the receiver, it is possible to minimize the spectral crosstalk effect in the multiplexing transmission scheme by proportionally subtracting the interfering signals from the direct WDM signal and still correcting channel attenuation. This process can be performed with the signals already sampled in the time-domain at the receiver side. Thus, the expression of the crosstalk mitigation (CM) can given by:

$$\hat{\mathbf{Y}} = \text{diag}([\hat{h}_{1,1} \quad \hat{h}_{2,2} \quad \hat{h}_{3,3}])\mathbf{Y} - \hat{\mathbf{C}}\mathbf{Y}; \quad (13)$$

where $\hat{\mathbf{C}}$ are the non-diagonal elements of the matrix $\hat{\mathbf{H}}$, the matrix \mathbf{Y} and $\hat{\mathbf{Y}}$ are the OFDM frame compositions captured in time-domain without and with CM, respectively ³.

IV. NUMERICAL RESULTS

The parameters values summarized in Table I have been deployed in the numerical simulations of this section. Fig. 3 depicts the bit error rate (BER) performance of the WDM-RGB DCO-OFDM system operating under different QAM modulation orders, and considering both CM and without CM (Wo-CM) procedures. Fig. 3 presents the result of the bit error rate (BER) of the proposed system obtained by numerical simulation of the Monte Carlo type. As predicted graphically by Fig. 1, both in the CM and Wo-CM condition, the worst performance of the green WDM channel was confirmed. This channel reached a BER-floor of about 17 % when in 64-QAM. The red WDM channel had the best performance because it was less affected by the spectral crosstalk effect. The performance gain in BER for the green and blue WDM channels under CM were quite significant when compared to Wo-CM. In this way, validating the proposal of the work.

V. CONCLUSION

Therefore, the work characterized and estimated the optical parameters involved in the WDM-RGB system by analyzing the measurements of its optical elements. The proposed system for crosstalk mitigation was modeled, defined its operating points and evaluated numerically. The results in BER confirmed the performance gain obtained by the correction of spectral crosstalk in the VLC receiver, validating the new proposed scheme.

³The matrices $\mathbf{Y} \in \mathbb{R}^{K \times N}$ and $\hat{\mathbf{Y}} \in \mathbb{R}^{K \times N}$ are compositions of the vectors \mathbf{y}_k and $\hat{\mathbf{y}}_k$, respectively.

TABLE I: Adopted Parameters Values for the Channel and WDM-RGB DCO-OFDM System.

LED/Receiver	OFDM/M-QAM/WDM
$R_{m,k} = 30$ cm	$M_{\text{QAM}} = [16 \quad 64]$
$n_L = 0.5$	$N = 1024$
$\phi_{m,k} = 0^\circ$	$B_{\text{OFDM}} = 5$ MHz
$\theta_{m,k} = 0^\circ$	$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0.8911 & 0.0378 & 0.0082 \\ 0.0204 & 0.8071 & 0.3114 \\ 0.0147 & 0.1282 & 0.8456 \end{bmatrix}$
$A_{\text{pd}} = 1$ mm ²	
$G_{\text{op}} = 1$	
$G_{\text{tia}} = 4.7$ k Ω	

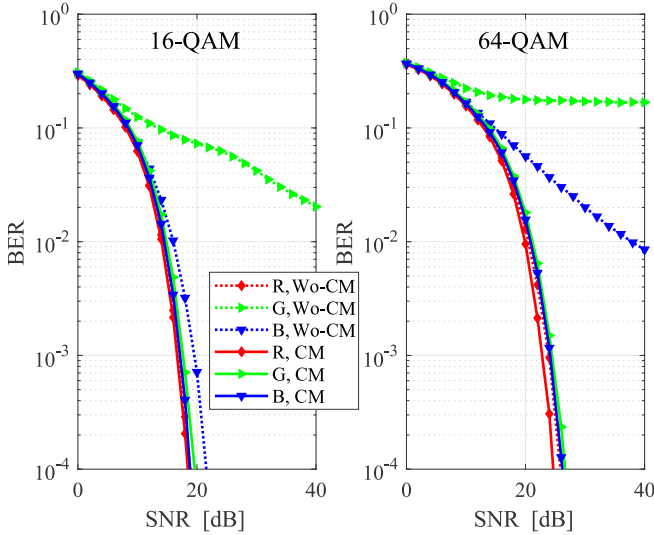


Fig. 3: BER from numerical simulation with (CM) and without (Wo-CM) crosstalk mitigation.

ACKNOWLEDGMENTS

This work has been partially supported by the National Council for Scientific and Technological Development (CNPq) of Brazil under Grants 304066/2015-0; by the Londrina State University (UEL) and the Parana State Government. All the agencies are gratefully acknowledged. We thanks the the Optoelectronics Laboratory of the Physics Department, the State University of Londrina by the facilities for optical measurements.

REFERENCES

- [1] J. Armstrong, "OFDM for optical communications," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 3, pp. 189–204, Feb 2009.
- [2] C. Chen, W. Zhong, and D. Wu, "On the coverage of multiple-input multiple-output visible light communications [invited]," *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 9, no. 9, pp. D31–D41, Sep. 2017.
- [3] Y. Wang, Y. Shao, H. Shang, Xiaoyuan, Y. Wang¹, J. Yu¹, and N. Chi, "875-Mb/s asynchronous bi-directional 64qam-ofdm scm-wdm transmission over rgb-led-based visible light communication system," in *2013 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*.
- [4] W. Yuanquan and C. Nan, "A high-speed bi-directional visible light communication system based on rgb-led," *China Communications*, vol. 11, no. 3, pp. 40–44, March 2014.
- [5] Y. Wang, L. Tao, X. Huang, J. Shi, and N. Chi, "8-Gb/s RGBY LED-based WDM VLC system employing high-order cap modulation and hybrid post equalizer," *IEEE Photonics Journal*, vol. 7, no. 6, pp. 1–7, Dec 2015.

- [6] D. Karunatilaka, V. Kalavally, and R. Parthiban, "Improving lighting quality and capacity of ofdm-based wdm-vlc systems," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 28, no. 20, pp. 2149–2152, Oct 2016.
- [7] R. K. Vs and I. B. Djordjevic, "Mimo-wdm visible light communications based on commercial rgba leds," in *2018 20th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, July 2018, pp. 1–5.
- [8] I. Lu, C. Lai, C. Yeh, and J. Chen, "6.36 gbit/s rgb led-based wdm mimo visible light communication system employing ofdm modulation," in *2017 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, March 2017, pp. 1–3.
- [9] L. Cui, Y. Tang, H. Jia, J. Luo, and B. Gnade, "Analysis of the multichannel WDM-VLC communication system," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 24, pp. 5627–5634, Dec 2016.
- [10] C. Chang, C. Wu, K. Lee, S. Woo, and H. Choi, "Selected combining for efficient wdm-vlc system using filter-array receiver," in *2014 9th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, June 2014, pp. 2195–2198.
- [11] C. Chang, C. Wu, and B. I. Choi, "Wdm-vlc receiver sensors: Large-scale filter-array detectors with optimized selection combining methods," *IEEE Sensors Journal*, vol. 18, no. 6, pp. 2411–2420, March 2018.
- [12] J. R. Barry, J. M. Kahn, W. J. Krause, E. A. Lee, and D. G. Messerschmitt, "Simulation of multipath impulse response for indoor wireless optical channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 11, no. 3, pp. 367–379, Apr 1993.
- [13] P. H. Pathak, X. Feng, P. Hu, and P. Mohapatra, "Visible light communication, networking, and sensing: A survey, potential and challenges," *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 17, no. 4, pp. 2047–2077, Fourthquarter 2015.
- [14] L. J. Hornbeck, "Digital light processing: a new MEMS-based display technology," in *Technical Digest of the Sensor Symposium*, vol. 14. The Institute of electrical engineers of Japan, 1996, pp. 297–304.
- [15] L. C. Mathias, J. C. Marinello Filho, and T. Abrao, "Pre-distortion and Pre-equalization for Non-Linearities and Low-Pass Effect Mitigation in OFDM-VLC Systems," *arXiv e-prints*, Apr. 2019.
- [16] A. Şahin, Y. S. Eroğlu, İ. GüvenĖğ, N. Pala, and M. Yüksel, "Hybrid 3-D localization for visible light communication systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 33, no. 22, pp. 4589–4599, Nov 2015.

Referências

- [1] KHALIGHI, M. A.; UYSAL, M. Survey on free space optical communication: A communication theory perspective. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, v. 16, n. 4, p. 2231–2258, Fourthquarter 2014. ISSN 1553-877X.
- [2] PATHAK, P. H.; FENG, X.; HU, P.; MOHAPATRA, P. Visible light communication, networking, and sensing: A survey, potential and challenges. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, v. 17, n. 4, p. 2047–2077, Fourthquarter 2015. ISSN 1553-877X.
- [3] HAAS, H.; YIN, L.; WANG, Y.; CHEN, C. What is LiFi? *Journal of Lightwave Technology*, v. 34, n. 6, p. 1533–1544, Mar. 2016. ISSN 0733-8724.
- [4] KOMINE, T.; NAKAGAWA, M. Fundamental analysis for visible-light communication system using LED lights. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, v. 50, n. 1, p. 100–107, Fev. 2004. ISSN 0098-3063.
- [5] SAHIN, A.; EROGLU, Y. S.; GUVENÇ, I.; PALA, N.; YUKSEL, M. Hybrid 3-D localization for visible light communication systems. *Journal of Lightwave Technology*, v. 33, n. 22, p. 4589–4599, Nov. 2015. ISSN 0733-8724.
- [6] KARUNATILAKA, D.; ZAFAR, F.; KALAVALLY, V.; PARTHIBAN, R. LED based indoor visible light communications: State of the art. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, v. 17, n. 3, p. 1649–1678, thirdquarter 2015. ISSN 1553-877X.
- [7] HASSAN, N. U.; NAEEM, A.; PASHA, M. A.; JADOON, T.; YUEN, C. Indoor positioning using visible LED lights: A survey. *ACM Comput. Surv.*, ACM, New York, NY, USA, v. 48, n. 2, p. 20:1–20:32, Nov. 2015. ISSN 0360-0300. Disponível em: <<http://doi.acm.org/10.1145/2835376>>.
- [8] ZHUANG, Y.; HUA, L.; QI, L.; YANG, J.; CAO, P.; CAO, Y.; WU, Y.; THOMPSON, J.; HAAS, H. A survey of positioning systems using visible LED lights. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, v. 20, n. 3, p. 1963–1988, thirdquarter 2018. ISSN 1553-877X.
- [9] MOSSAAD, M. S. A.; HRANILOVIC, S.; LAMPE, L. Visible light communications using OFDM and multiple LEDs. *IEEE Transactions on Communications*, v. 63, n. 11, p. 4304–4313, Nov. 2015. ISSN 0090-6778.
- [10] LENK, R.; LENK, C. Practical modeling of LEDs. In: _____. *Practical Lighting Design with LEDs*. Wiley-IEEE Press, 2016. p. 304–. ISBN 9781119165347. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=7906211>>.
- [11] TEXAS INSTRUMENTS. *AN-1244 photo-diode current-to-voltage converters*. Dallas, EUA, Ago. 2002. Application Report SNOA423B.
- [12] CUI, L.; TANG, Y.; JIA, H.; LUO, J.; GNADE, B. Analysis of the multichannel WDM-VLC communication system. *Journal of Lightwave Technology*, v. 34, n. 24, p. 5627–5634, Dec 2016. ISSN 0733-8724.
- [13] MAJUMDAR, A.; RICKLIN, J. *Free-Space Laser Communications: Principles and Advances*. New York: Springer New York, 2010. (Optical and Fiber Communications Reports). ISBN 9780387286778.

- [14] YUKSEL, H.; MILNER, S.; DAVIS, C. Aperture averaging for optimizing receiver design and system performance on free-space optical communication links. *Journal of Optical Networking*, OSA, v. 4, n. 8, p. 462–475, Ago. 2005. Disponível em: <<http://jon.osa.org/abstract.cfm?URI=jon-4-8-462>>.
- [15] GRABNER, M.; KVICERA, V. Multiple scattering in rain and fog on free-space optical links. *Journal of Lightwave Technology*, v. 32, n. 3, p. 513–520, Fev. 2014. ISSN 0733-8724.
- [16] BHATNAGAR, M. R.; GHASSEMLOOY, Z. Performance analysis of gamma–gamma fading FSO MIMO links with pointing errors. *Journal of Lightwave Technology*, v. 34, n. 9, p. 2158–2169, Mar. 2016. ISSN 0733-8724.
- [17] KUMAR, P.; SRIVASTAVA, A. Receiver sensitivity improvement of OFDM-FSO link using SRM device. In: *IEEE International Conference on Advanced Networks and Telecommunications Systems (ANTS)*. Kolkata: IEEE, 2015. p. 1–6.
- [18] CHAN, V. W. S. Free-space optical communications. *Journal of Lightwave Technology*, v. 24, n. 12, p. 4750–4762, Dez. 2006. ISSN 0733-8724.
- [19] CUI, K.; CHEN, G.; XU, Z.; ROBERTS, R. D. Line-of-sight visible light communication system design and demonstration. In: *7th International Symposium on Communication Systems, Networks Digital Signal Processing (CSNDSP 2010)*. Newcastle, UK: IEEE, 2010. p. 621–625. ISBN 978-1-86135-369-6.
- [20] LEE, K.; PARK, H.; BARRY, J. R. Indoor channel characteristics for visible light communications. *IEEE Communications Letters*, v. 15, n. 2, p. 217–219, Fev. 2011. ISSN 1089-7798.
- [21] SAAB, S. S.; SAAB, K. K. A positioning system for photodiode device using collocated LEDs. *IEEE Photonics Journal*, v. 8, n. 5, p. 1–14, Out. 2016. ISSN 1943-0655.
- [22] GHASSEMLOOY, Z.; POPOOLA, W.; RAJBHANDARI, S. *Optical wireless communications: system and channel modelling with Matlab*. Boca Raton: CRC Press, 2012.
- [23] PERSONICK, S. D. Receiver design for digital fiber optic communication systems, I and II. *The Bell System Technical Journal*, v. 52, n. 6, p. 875–886, Jul. 1973. ISSN 0005-8580.
- [24] IEEE. IEEE standard for local and metropolitan area networks—part 15.7: Short-range wireless optical communication using visible light. *IEEE Std 802.15.7-2011*, p. 1–309, Set. 2011.
- [25] POYNTON, C. *Digital video and HD: algorithms and interfaces*. Elsevier Science, 2012. (The Morgan Kaufmann Series in Computer Graphics). ISBN 9780123919328. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=dSCEGFt47NkC>>.
- [26] SINGH, R.; O'FARRELL, T.; DAVID, J. P. R. An enhanced color shift keying modulation scheme for high-speed wireless visible light communications. *Journal of Lightwave Technology*, v. 32, n. 14, p. 2582–2592, Jul. 2014. ISSN 0733-8724.
- [27] ELGALA, H.; MESLEH, R.; HAAS, H. A study of LED nonlinearity effects on optical wireless transmission using OFDM. In: *2009 IFIP International Conference on Wireless and Optical Communications Networks*. Cairo: IEEE, 2009. p. 1–5. ISSN 1811-3923.
- [28] ELGALA, H.; MESLEH, R.; HAAS, H. Practical considerations for indoor wireless optical system implementation using OFDM. In: *ConTEL 2009. 10th International Conference on Telecommunications, 2009*. Cairo: IEEE, 2009. p. 25–29.
- [29] NGUYEN, N. T.; NGUYEN, N. H.; NGUYEN, V. H.; SRIPIMANWAT, K.; SUEBSOMRAN, A. Improvement of the VLC localization method using the extended Kalman filter. In: *TENCON 2014 - IEEE Region 10 Conference*. Bangkok, Thailand: IEEE, 2014. p. 1–6. ISSN 2159-3442.

- [30] GHIMIRE, B.; SEITZ, J.; MUTSCHLER, C. Indoor positioning using OFDM-based visible light communication system. In: *International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)*. Nantes, France: IEEE, 2018. p. 1–8. ISSN 2471-917X.
- [31] AMINIKASHANI, M.; GU, W.; KAVEHRAD, M. Indoor positioning with OFDM visible light communications. In: *13th IEEE Annual Consumer Communications Networking Conference (CCNC)*. Las Vegas: IEEE, 2016. p. 505–510.
- [32] LIN, B.; TANG, X.; GHASSEMLOOY, Z.; LIN, C.; LI, Y. Experimental demonstration of an indoor VLC positioning system based on OFDMA. *IEEE Photonics Journal*, v. 9, n. 2, p. 1–9, Apr 2017. ISSN 1943-0655.
- [33] KALIKULOV, N.; DAUTOV, K.; KIZILIRMAK, R. C. Location estimation for DCO-OFDM based VLC in realistic indoor channel. In: *11th International Conference on Application of Information and Communication Technologies (AICT)*. Moscou: IEEE, 2017. p. 1–4. ISSN 2472-8586.
- [34] XU, Y.; WANG, Z.; CHEN, J.; HAN, S.; YU, C.; YU, J. Incorporate visible light communication into visible light positioning using orthogonal frequency division multiple access. In: *Asia Communications and Photonics Conference*. Optical Society of America, 2017. p. M3F.4. Disponível em: <<http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?URI=ACPC-2017-M3F.4>>.
- [35] ŞAHİN, A.; EROĞLU, Y. S.; GÜVENÇ, İ.; PALA, N.; YÜKSEL, M. Hybrid 3-D localization for visible light communication systems. *Journal of Lightwave Technology*, v. 33, n. 22, p. 4589–4599, Nov 2015. ISSN 0733-8724.
- [36] CREE. *Cree XLamp XHP70.2 LEDs*. Durham, EUA, 2017. Disponível em: <<http://www.cree.com/led-components/media/documents/ds-XHP702.pdf>>.
- [37] GRUBOR, J.; RANDEL, S.; LANGER, K. D.; WALEWSKI, J. W. Broadband information broadcasting using LED-based interior lighting. *Journal of Lightwave Technology*, v. 26, n. 24, p. 3883–3892, Dec 2008. ISSN 0733-8724.
- [38] KAY, S. *Fundamentals of Statistical Processing, Volume I: Estimation Theory*. Upper Sadler River, New Jersey, EUA: Prentice Hall, 1993.
- [39] DIMITROV, S.; SINANOVIC, S.; HAAS, H. Clipping noise in OFDM-based optical wireless communication systems. *IEEE Trans. on Communications*, v. 60, n. 4, p. 1072–1081, Apr 2012. ISSN 0090-6778.
- [40] CHEN, J.; JIANG, M.; CHEN, B. Optical OFDM aided enhanced 3-D visible light communication systems. In: *IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC)*. [S.l.]: IEEE, 2015. p. 1–6.
- [41] DIMITROV, S.; SINANOVIC, S.; HAAS, H. Clipping noise in OFDM-based optical wireless communication systems. *IEEE Trans. on Communications*, v. 60, n. 4, p. 1072–1081, Apr 2012. ISSN 0090-6778.
- [42] DIMITROV, S.; HAAS, H. *Principles of LED Light Communications*. Cambridge University Press, 2015. (Principles of LED Light Communications: Towards Networked Li-Fi). ISBN 9781107049420. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=vqewBgAAQBAJ>>.
- [43] GOLUB, G. H.; LOAN, C. F. V. *Matrix Computations, 3rd*. [S.l.]: Johns Hopkins Univ Press, 1996.

- [44] PRESS, W. H.; TEUKOLSKY, S. A.; VETTERLING, W. T.; FLANNERY, B. P. *Numerical Recipes in C: The Art of Scientific Computing*. 2. ed. New York, NY, USA: Cambridge University Press, 1992. ISBN 0-521-43108-5.
- [45] MINH, H. L.; O'BRIEN, D.; FAULKNER, G.; ZENG, L.; LEE, K.; JUNG, D.; OH, Y.; WON, E. T. 100-Mb/s NRZ visible light communications using a postequalized white LED. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 21, n. 15, p. 1063–1065, Ago. 2009. ISSN 1041-1135.
- [46] YING, K.; YU, Z.; BAXLEY, R. J.; QIAN, H.; CHANG, G.; ZHOU, G. T. Nonlinear distortion mitigation in visible light communications. *IEEE Wireless Communications*, v. 22, n. 2, p. 36–45, April 2015. ISSN 1536-1284.
- [47] ELGALA, H.; MESLEH, R.; HAAS, H. Predistortion in optical wireless transmission using OFDM. In: *Ninth International Conference on Hybrid Intelligent Systems*. Shenyang, China: IEEE, 2009. v. 2, p. 184–189.
- [48] YEW, J.; DISSANAYAKE, S. D.; ARMSTRONG, J. Performance of an experimental optical DAC used in a visible light communication system. In: *IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*. Atlanta: IEEE, 2013. p. 1110–1115. ISSN 2166-0077.
- [49] OSRAM. *SFH213. Silicon PIN Photodiode with Very Short Switching Time*. Regensburg, Germany, 2007.
- [50] ZHEN, Y. *Using MCP6491 Op Amps for Photodetection Applications*. Chandler, EUA: Microchip Technology Inc. AN1494, 2013.
- [51] BOYLESTAD, R. L.; NASHIELSKY, L. *Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos*. Rio de Janeiro: Prentice-Hall do Brasil, 1998.
- [52] RAMUS, X. Transimpedance considerations for high-speed amplifiers. *Application Report SBOA122. Texas Instruments*, 2009.
- [53] TEXAS INSTRUMENTS. *TMP100 Digital Temperature Sensor with I2C Interface*. [S.l.], November 2015.
- [54] MULTICOMP. *1W High Power LED*. [S.l.], July 2012. Disponível em: <<http://www.farnell.com/datasheets/1636581.pdf>>.
- [55] VISHAY. *IL300. Linear Optocoupler, High Gain Stability, Wide Bandwidth*. Malvern, EUA, 2014. Rev. 1.8.
- [56] ZUHDI, A. W. M.; MCKENDRY, J. J. D.; HENDERSON, R. K.; GU, E.; DAWSON, M. D.; UNDERWOOD, I. GaN based μ LED drive circuit for visible light communication (VLC) with improved linearity using on-chip optical feedback. In: *IEEE Region 10 Conference (TENCON)*. Marina Bay Sands, Singapore: IEEE, 2016. p. 3394–3397.
- [57] CHEN, C.; ZHONG, W.; WU, D. On the coverage of multiple-input multiple-output visible light communications [invited]. *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, v. 9, n. 9, p. D31–D41, Sep. 2017. ISSN 1943-0620.
- [58] SEWAIWAR, A.; HAN, P. P.; CHUNG, Y. H. 3-Gbit/s indoor visible light communications using optical diversity schemes. *IEEE Photonics Journal*, v. 7, n. 6, p. 1–9, Dec 2015. ISSN 1943-0655.
- [59] YUANQUAN, W.; NAN, C. A high-speed bi-directional visible light communication system based on RGB-LED. *China Communications*, v. 11, n. 3, p. 40–44, March 2014. ISSN 1673-5447.

- [60] WANG, Y.; SHAO, Y.; SHANG, H.; XIAOYUAN; WANG, Y.; YU, J.; CHI, N. 875-Mb/s asynchronous bi-directional 64QAM-OFDM SCM-WDM transmission over RGB-LED-based visible light communication system. In: *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*. Anaheim, California: IEEE, 2013. p. 1–3.
- [61] WANG, Y.; TAO, L.; HUANG, X.; SHI, J.; CHI, N. 8-Gb/s RGBY LED-based WDM VLC system employing high-order CAP modulation and hybrid post equalizer. *IEEE Photonics Journal*, v. 7, n. 6, p. 1–7, Dec 2015. ISSN 1943-0655.
- [62] KARUNATILAKA, D.; KALAVALLY, V.; PARTHIBAN, R. Improving lighting quality and capacity of OFDM-Based WDM-VLC systems. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 28, n. 20, p. 2149–2152, Oct 2016. ISSN 1041-1135.
- [63] VS, R. K.; DJORDJEVIC, I. B. MIMO-WDM visible light communications based on commercial RGBA LEDs. In: *20th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*. Bucharest, Romania: IEEE, 2018. p. 1–5. ISSN 2161-2064.
- [64] LU, I.; LAI, C.; YEH, C.; CHEN, J. 6.36 Gbit/s RGB LED-based WDM MIMO visible light communication system employing OFDM modulation. In: *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*. Los Angeles: IEEE, 2017. p. 1–3.
- [65] CHANG, C.; WU, C.; LEE, K.; WOO, S.; CHOI, H. Selected combining for efficient WDM-VLC system using filter-array receiver. In: *9th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*. Hangzhou, China: IEEE, 2014. p. 2195–2198. ISSN 2156-2318.
- [66] CHANG, C.; WU, C.; CHOI, B. I. WDM-VLC receiver sensors: Large-scale filter-array detectors with optimized selection combining methods. *IEEE Sensors Journal*, v. 18, n. 6, p. 2411–2420, March 2018. ISSN 1530-437X.
- [67] PATHAK, P. H.; FENG, X.; HU, P.; MOHAPATRA, P. Visible light communication, networking, and sensing: A survey, potential and challenges. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, v. 17, n. 4, p. 2047–2077, Fourthquarter 2015. ISSN 1553-877X.
- [68] HORNBECK, L. J. Digital light processing: a new MEMS-based display technology. In: THE INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERS OF JAPAN. *Technical Digest of the Sensor Symposium*. Japan, 1996. v. 14, p. 297–304.
- [69] ARMSTRONG, J. OFDM for optical communications. *Journal of Lightwave Technology*, v. 27, n. 3, p. 189–204, Feb 2009. ISSN 0733-8724.