

Universidade Federal do Espírito Santo - UFES Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Análise de Desempenho da Técnica de Modulação DMT para Comunicação via Luz Visível

Roziane Schneider Guimarães

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

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

> Vitória-ES 20 de dezembro de 2017

Roziane Schneider Guimarães

Análise de Desempenho da Técnica de Modulação DMT para Comunicação via Luz Visível

Análise de Desempenho da Técnica de Modulação DMT para Comunicação via Luz Visível

Linha de pesquisa: Telecomunicações

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

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

Universidade Federal do Espírito Santo - UFES Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica Vitória-ES 20 de dezembro de 2017

Roziane Schneider Guimarães

Análise de Desempenho da Técnica de Modulação DMT para Comunicação via Luz Visível

Análise de Desempenho da Técnica de Modulação DMT para Comunicação via Luz Visível

Trabalho aprovado. Vitória-ES, 20 de dezembro de 2017

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

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

Dr. Helder Roberto de Oliveira Rocha Universidade Federal do Espírito Santo

Dr. Reginaldo Barbosa Nunes Instituto Federal do Espírito Santo

Universidade Federal do Espírito Santo - UFES Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica Vitória-ES 20 de dezembro de 2017

Roziane Schneider Guimarães Análise de Desempenho da Técnica de Modulação DMT para Comunicação via Luz Visível/ Roziane Schneider Guimarães. – Vitória-ES, 20 de dezembro de 2017- 93 p. : il.(red); 30 cm.
Orientador:Dr. Jair Adriano Lima Silva
Tese de Mestrado – Universidade Federal do Espírito Santo - UFES, 20 de dezembro de 2017.
1. Comunicação Via Luz Visível (VLC) 2. DMT 3. CE-OFDM 3. PAPR 4. Flicker.
I. Dr. Jair Adriano Lima Silva. II. Universidade Federal do Espírito Santo. III. LABTEL. IV. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
CDU 02:141:005.7

Ao meu amor Fernando, pelo carinho, suporte e dedicação em tempo integral... Aos nossos filhos Arthur e Raphael todo o meu esforço para uma vida melhor para eles... Aos meus pais Euclides e Marilza pelo exemplo que são para mim e pelo apoio que nunca me faltou..

Agradecimentos

A Deus toda honra e toda glória. A Ele entrego todo agradecimento, pois tudo que sou e tudo que tenho vem dEle. Ele permitiu que meu esposo Fernando e meus amados filhos, Arthur e Raphael, me apoiassem, cada um na sua particularidade. Ele colocou pessoas ao meu redor para me ajudarem enquanto eu quis desistir.. Ele providenciou professores maravilhosos, Ele permitiu o auxilio da CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior) para não me deixar faltar nada financeiramente, me deu atenciosos amigos do Labtel um orientador que me apoiou em tudo o que precisei e toda a estrutura necessária para eu chegar até aqui... "Porque dEle, por Ele, são todas as coisas..."

"Todo aquele que se dedica ao estudo da ciência chega a convencer-se de que nas leis do Universo se manifesta um Espírito sumamente superior ao do homem, e perante o qual nós, com os nossos poderes limitados, devemos humilhar-nos." (Albert Einstein)

Resumo

Esta dissertação de Mestrado tem como objetivo geral estudar o projeto e a análise de desempenho de um sistema de comunicação via luz visível VLC (*Visible Light Communication*) que utiliza técnicas de multiplexação/modulação multiportadoras DMT (*Discrete Multitone*) ou OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) que transmitem sinais sem e com envoltória constante CE-OFDM (*Constant-Envelope* OFDM). Por reduzir o parâmetro que quantiza a razão entre as potencias máxima e média de sinal OFDM, o PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*), a ultima técnica é pela primeira vez proposta na literatura para diminuir os efeitos nocivos à saúde de um ser Humano exposto em um ambiente com comunicação VLC.

Sabe-se que variações intensas de amplitude em um intervalo de tempo maior que 5 ms, o que corresponde a frequências menores que 200 Hz, são nocivos à saúde de um ser Humano. Sabe-se também que esta característica, denominada na literatura de *flicker*, é inerente aos sistemas que empregam a multiplexação OFDM devido aos altos valores (tipicamente acima de 11 dB) de PAPR. Assim, técnicas que reduzem tal parâmetro são de extrema valia na tecnologia em questão, sendo a baseada na transmissão de sinais CE-OFDM uma de destaque por reduzir o referido parâmetro para apenas 3 dB, sem adição de substanciais modificações na estrutura do transceptor multiportadora.

A avaliação de desempenho foi realizada mediante resultados de simulação numérica dos sistemas DMT e CE-OFDM, projetados e implementados a partir de respostas impulsivas obtidas de modelos de canal VLC para comunicação em um cenário de arquitetura SISO (*Single-Input Single-Output*) contendo um LED (*Light-Emitting Diode*) central como transmissor e um fotodiodo como receptor, e outro na configuração MISO (*Multiple-Input Single-Output*) com quatro LEDs transmissores e um fotodetector.

Na simulação realizada com a modulação DMT, observou-se que para as modulações nas subportadoras com níveis de 4, 16 e 32-QAM, em ambos os cenários, os desempenhos foram satisfatórios com taxas de transferências iguais a 200, 400 e 500 Mbps, respectivamente. Porém, em ambos os cenários, para um mapeamento de mais alto nível, tal como o 64-QAM (600 Mbps), o desempenho para a largura de banda total do sistema igual a 200 MHz foi comprometido mediante o aparecimento de um platô nas curvas de desempenho para valores de taxa de erro de bits $BER = 10^{-3}$. Já para o sistema CE-OFDM observou-se que, o excessivo aumento do índice de modulação de fase (parâmetro que mais influencia o desempenho) degrada o desempenho do sistema devido à natureza não-linear desta técnica de transformação. O índice de modulação ótimo para as simulações SISO identificado foi igual a 0, 5, sendo que para as transmissões em MISO, 0, 2 revelou-se valor ótimo, para sistemas VLC com taxas de transferências iguais a 55, 1, 110 e 165 Mbps, para

4-QAM, 16-QAM e 64-QAM como mapeamento nas subportadoras respectivamente, em uma largura de banda total igual a 200 MHz.

Palavras-chave: Comunicação via luz visível, modulação/multiplexação DMT, modulação OFDM com envoltória constante, redução de PAPR, *flicker*.

Abstract

This Master's thesis aims to study the design and to evaluate the performance of a visible light communication (VLC) system using discrete multitone (DMT) that transmit multicarrier signals with and without constant-envelope. Based on electrical phase modulation, the CE-OFDM (constant-envelope orthogonal frequency division multiplexing), that reduces the peak-to-average power ratio of conventional DMT signals to only 3 dB, is for the first time proposed to reduce the harmful effects to the health of a Human being exposed in an environment with a VLC communication system.

It is known that intense variations of amplitude over a time interval of more than 5 ms, which corresponds to frequencies lower than 200 Hz, are detrimental to the health of a Human being. Normally called flicker, this feature is inherent in systems employing DMT modulation due to their high PAPR values (typically above 11 dB). Thus, techniques such as CE-OFDM that reduce PAPR are extremelly important, specially those that doesnt introduce substantial modifications in the transceiver structure.

The performance evaluation was performed using numerical simulation of a DMT and a CE-OFDM system, designed and implemented from impulsive responses obtained from VLC channel models for communication in a single-input single-output (SISO) scenario using a central light-emitting diode (LED) as transmitter and a photodiode as receiver, and another in a multiple-input and single-output (MISO) configuration with four transmitter LEDs and a photodetector.

In the simulation performed with the DMT modulation, it was observed that for 4, 16 and 32-QAM subcarrier mapping, in both scenarios, the performance were satisfactory, with bit rates equals to 200, 400 and 500 Mbps, respectively. However, in both, for a higher-level mapping like 64-QAM (600 Mbps), the performance was compromised by the appearance of a plateau in curves of bit-error-rate around 10^{-3} , for a total system bandwidth of 200 MHz.

However, for the CE-OFDM system, it was observed that an excessive increase in the phase modulation index (most important parameter in the system performance) degrades the performance due to the non-linear nature of this transformation technique. The optimum modulation index for the simulated SISO and MISO systems was 0.5 and 0.2 respectively. The proposed CE-OFDM outperforms the convetional DMT only in the MISO scenario, for bit rates around 55.1, 110 and 165 Mbps, with 4-QAM, 16-QAM and 64-QAM subcarrier mapping respectively, considering a total bandwidth of 200 MHz.

Keywords:Visible light communication, DMT and OFDM modulation/multiplexing techniques, constant-envelope OFDM, PAPR and flicker.

Lista de Figuras

Figura 1 –	Resolução tempo frequência dos sistemas uniportadora e multiportadora	31
Figura 2 –	Divisão do espectro de frequências em N_s sub-canais $\ldots \ldots \ldots \ldots$	32
Figura 3 $-$	Configuração de um transmissor multiportadora	34
Figura 4 –	Configuração de um receptor multiportadora	35
Figura 5 $-$	Espectro de um sinal DMT contendo apenas sete subportadoras	37
Figura 6 –	Configuração básica de um transmissor DMT. O sinal DMT na saída é composto de coeficientes reais devido à simetria Hermitiana aplicada aos sub-símbolos mapeados conforme modulação por subportadora desejada.	38
Figura 7 $-$	Configuração básica de um receptor DMT. Omite-se o bloco que remove a simetria Hermitiana pois se considerou $N_s = \frac{L}{2}$ sub-símbolos DMT na entrada do bloco Deman	30
Figura 8 –	Comparação entre as transmissões sem e com extensão cíclica. A inserção do CP faz com que a ISI caia dentro do próprio intervalo de guarda, que ao ser removida na recepcão elimina a ICI.	41
Figura 9 –	Sistema DMT Básico	43
Figura 10 –	Formas de onda de sinais dos sistemas DMT e CE-OFDM	46
Figura 11 –	Sistema CE-OFDM Básico	46
Figura 12 –	Densidade espectral de potência de sinais DMT e CE-OFDM para	
-	$2\pi h = 0, 1, 0, 2, 0, 5, 1, 0.$	47
Figura 13 –	Aplicação do Sistema de Comunicação via luz visível [UC-Light 2009] .	51
Figura 14 –	Configuração SISO do sistema VLC estudado, demonstrando o ambiente	
	simulado com visada direta e as devidas reflexões de sinal. \ldots \ldots	52
Figura 15 –	 (a.1) e (a.2) Densidade espectral de potência do LED usado na mode- lagem de canal VLC. (b) Refletância dos materiais, gesso e plástico, constituintes das interfaces de reflexão de sinal na comunicação VLC em ambientes internos. Estas medidas foram retiradas de [Lee, Park e 	
	Barry 2011]	53
Figura 16 –	PDP levantado nas simulações nos dois cenários: (a) SISO e (b) MISO.	57
Figura 17 –	Diagrama de blocos do sistema DMT aplicado a um canal VLC. A gera- ção de sinais DMT com coeficientes reais utiliza a simetria Hermitiana e a banda guarda é implementada mediante o Zero <i>Padding</i> . IFFT - <i>Inverse Fast Fourier Transform</i> , CP - <i>Cyclic Prefix</i> , P/S - Conversão Damielo para Seriel Canal VLC, S/P, Conversão Seriel para Paral d	
	FFT - <i>Fast Fourier Transform</i> , CP^1 - Remoção do CP	60

Figura 18 –	Análise de desempenho do sistema DMT com modulação 4, 16, 32 e 64-QAM nas subportadoras para comunicação via luz visível em um sistema com 1 LED transmissor (SISO). (a) 4-QAM, (b) 16-QAM, (c) 32-QAM (d) 64-QAM	63
Figura 19 –	Análise de desempenho do sistema DMT com modulação 4, 16, 32 e 64-QAM nas subportadoras para comunicação via luz visível em um sistema cm 4 LEDs transmissores (MISO). (a) 4-QAM, (b) 16-QAM, (c) 32-QAM, (d) 64-QAM.	64
Figura 20 –	Diagrama de blocos do sistema CEOFDM aplicado a um canal VLC. A geração de sinais CEOFDM. IFFT - <i>Inverse Fast Fourier Transform</i> , CP - <i>Cyclic Prefix</i> , P/S - Conversão Paralelo para Serial, Modulador de Fase contendo $2\pi h$ - índice de modulação h e F_c , Canal VLC, S/P - Conversão Serial para Paralelo, FFT - <i>Fast Fourier Transform</i> , Demodulador de	
Figura 21 –	Fase mediante aplicação do arcotangente arg , CP^1 - Remoção do CP . Desempenho EVM pelo índice de modulação de fase h do sistema CE- OFDM proposto em um canal VLC SISO em (a) 20 MHz, (b) 100 MHz,	66
Figura 22 –	 (c) 200 MHz 	68 60
Figura 23 –	Desempenho BER versus SNR do sistema CE-OFDM em um canal VLC com característica SISO em um índice de modulação $2\pi h = 0, 1.$	70
Figura 24 –	(a) 4-QAM, (b) 10-QAM, (c) 04-QAM	12
Figura 25 –	(a) 4-QAM, (b) 16-QAM, (c) 64-QAM	(3
Figura 26 –	(a) 4-QAM, (b) 16-QAM, (c) 64-QAM	74
Figura 27 –	(a) 4-QAM, (b) 16-QAM, (c) 64-QAM	75
Figura 28 –	(a) 4-QAM, (b) 16-QAM, (c) 64-QAM	76
E:	(a) 4-QAM, (b) 16-QAM, (c) 64-QAM.	77
Figura 29 –	Diagrama de constelação ilustrativo.	90

Figura 30 – Relação EVM, SNR e BER para Modulação 16-QAM de um sistema	
OFDM em canal AWGN.	93
Figura 31 – Relação EVM, MER e BER para Modulação 4,16 e 64-QAM de um	
sistema OFDM em canal AWGN	93

Lista de Tabelas

Tabela 1 –	Cenário 1 : SISO	56
Tabela 2 –	Cenário 2: MISO	56
Tabela 3 –	Principais Parâmetros dos Sistemas DMT	61
Tabela 4 –	Principais Parâmetros dos Sistemas CEOFDM	67

Lista de Abreviaturas

- ACE Active Constellation Extension
- ACO-OFDM Asymmetrically clipped optical OFDM
- ADSL Asymmetric Digital Subscriber Line
- AWGN Additive White Gaussian Noise
- BER Bit Error Rate
- CAP Carrierless Amplitude Phase
- CCDF Cumulative Distribution Function
- CE-OFDM Constant-Envelope-OFDM
- CO-OFDM Coherent Optical OFDM
- CP Cyclic Prefix
- DAB Digital Audio Broadcasting
- DDO-CE-OFDM Direct Detected Optical Constant Envelope OFDM
- DDO-OFDM Direct Detection Optical OFDM
- DFT Discrete Fourier Transform
- DMT Discrete Multitone
- DVB Digital Video Broadcasting
- FDM Frequency Division Multiplexing
- FFT Fast Fourier Transform
- FOV Field of View
- HDSL High Rate Digital Subscriber Line
- ICI Interchannel-Inteference
- IDFT Inverse Discrete Fourier Transform
- IFFT Inverse Fast Fourier Transform
- IM/DD Intensity Modulation and Direct Detection

- ISI Intersymbol-Interference
- LED Light Emitting Diode
- M-PPM Multi-Level Pulse Position Modulation
- MISO multiple-input / single-output
- NRZ Non-Return-to-Zero
- OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing
- OOK On-Off Keying
- **OWC** Optical Wireless Communications
- PAPR Peak-to-Average Power Ratio
- PD Photodiode
- PDP Power Delay Profile
- PPM Pulse Position Modulation
- PSD Power Spectral Density
- PTS Partial Transmit Sequence
- QAM Quadrature Amplitude Modulation
- **QPSK** Quadrature Phase Shift Keying
- RF Radio Frequency
- SBTVD Sistema Brasileiro de Televisão Digital
- SISO single-input / single-output
- SLM Selected Mapping
- UHDTV Ultra High Definition TeleVision
- UV Radiação Ultravioleta
- VLC Visible Light Communication
- VPPM Variable Pulse Position Modulation
- W-LAN Wireless Local Area Network
- WIMAX Worldwide Interoperability for Microwave Access

Sumário

1-	-Intr	m rodução
	1.1	Motivação
	1.2	Objetivo Geral
	1.3	Objetivos Específicos
	1.4	Principais Contribuições
	1.5	Estrutura da Dissertação
2-	- Fun	ndamentação Teórica 29
	2.1	Modulação Multipordadora 29
		2.1.1 Conceito básico
	2.2	Configuração de Sistemas Multiportadoras
		2.2.1 Modelo de Transmissão
		2.2.2 Modelo de Recepção
	2.3	A Técnica de Modulação DMT 30
		2.3.1 Transmissor DMT
		2.3.2 Receptor DMT
		2.3.3 Extensão Cíclica
		2.3.4 Razão entre a potência de pico e a potência média do Sinal 42
		$2.3.4.1 \text{Definição da PAPR} \dots \dots$
	2.4	A Técnica de Modulação CE-OFDM
		2.4.1 Descrição Básica
		2.4.2 Impacto do Índice de Modulação de Fase $h \ldots \ldots \ldots \ldots 4$
3-	-Sist	tema de Comunicação via Luz Visível
	3.1	Conceito Básico da Comunicação Via Luz Visível
	3.2	Modelo de Canal VLC
		3.2.1 Características da Fonte Óptica
		3.2.2 Comunicação do caminho percorrido
4-	-Ana	álise de Desempenho do Sistema DMT em Canais VLC 59
	4.1	DMT em sistemas Ópticos IM/DD 59
	4.2	Projeto do Sistema de Comunicação DMT
	4.3	Parâmetros do sistema
	4.4	Análise de Desempenho do Sistemas de comunicação via luz visível VLC 62
		4.4.1 Transmissão de Sinais DMT em um Sistema SISO
		4.4.2 Transmissão de Sinais DMT em um Sistema MISO

5–Análise de Desempenho do Sistema CE-OFDM em Canais VLC				
5.1	1 Projeto do Sistema CE-OFDM			
 5.2 Avaliação do Efeito do Índice de Modulação de Fase h				
	5.3.2	Transmissão de Sinais CE-OFDM em um Sistema MISO	71	
6 - Cor	nclusõe	s e Trabalhos Futuros	79	
Referê	ncias .		81	

Apêndices 87 APÊNDICE A-EVM (Error Vector Magnitude) 89 A.1 Definição 89 A.2 Relações Matemáticas entre SNR, EVM, e BER 90

1 Introdução

O uso de fontes de luz artificiais tem aumentado consideravelmente nos últimos anos, trazendo um consumo energético na ordem de bilhões de MWh/ano. De acordo com [Behar-Cohen et al. 2011], desde 2011 a Europa já previa que a partir de 2016 as fontes de luz seriam completamente substituídas pelos LEDs (*Light-Emitting Diodes*) afim de melhorar a eficiência energética e proteger o meio ambiente. O baixo consumo de potência, baixo custo e tempo de vida longo, são alguns dos principais incentivos para a adoção de LEDs como dispositivos de iluminação. De fato, os LEDs estão substituindo outras fontes de luz, salvando assim cerca de 270 milhões de toneladas de CO_2 por ano, o que representa um enorme ganho ecológico. Além da crescente melhoria da eficácia de luz com o uso do LED, os benefícios energéticos e ambientais não são discutíveis.

O interesse por este importante dispositivo passou a crescer exponencialmente a partir do momento em que sugeriu-se o seu uso também para comunicação de dados à taxas de transferência que contemplam aplicações que vão desde sensoriamento para localização, posicionamento e navegação *indoor*, até redes locais para transferência de sinais de vídeo, bem como aplicações que envolvem comunicação submarina, entre outros [Vucic e Langer 2012]. A tecnologia de comunicação por luz visível VLC (*Visible Light Communication*) utiliza o LED como dispositivo de conversão eletro-óptico no transmissor para comunicação à taxas de transferências que podem alcançar dezenas de Gb/s (Gigabits por segundo) [Hussein, Alresheedi e Elmirghani 2015]. Ao oferecer simultaneamente, iluminação e transmissão de dados sem interferência eletromagnética, a tecnologia VLC aproveita-se de segurança (comunicação confinada no ambiente de interesse) e de banda livre de licenciamento.

Os sistemas VLC têm sido extensivamente estudados também como alternativa complementar às tecnologias que utilizam frequências de rádio RF, particularmente em ambientes fechados, devido principalmente à capacidade de maior largura de banda, quando comparado aos sistemas de RF comuns [Aminikashani, Gu e Kavehrad 2015], [Vucic e Langer 2012]. De acordo com [Song, Lim e Kim 2014], para a próxima geração de tecnologias sem fio, a comunicação via luz visível é um dos fortes candidatos para prestação de serviços tais como televisão de ultra alta definição UHDTV (*Ultra High Definition TeleVision*).

1.1 Motivação

Para contrapor as inúmeras vantagens na transmissão de sinais em um sistema de comunicação via luz visível, existem dois principais obstáculos que impedem a obtenção de uma transmissão a taxas elevadas, quais sejam: o *dimming* e o *flicker*. Conforme [Rajagopal,

Roberts e Lim 2012], nenhum processo de modulação no sistema VLC deve introduzir qualquer cintilação notável durante a transmissão de dados.

O dimming ou escurecimento consiste na diminuição de intensidade manual da luminosidade, pertinente para a economia de energia ou para conforto em aparente momento de lazer [Argirò, Orlando e Truzzi]. No entanto, é desejável manter a comunicação enquanto o usuário diminui arbitrariamente a fonte de luz. Porém, a cintilação constante (mesmo com a luminosidade diminuída), se não tratada, pode vir a afetar o sistema ocular, visto que olho Humano responde a baixos níveis de luz ampliando a pupila, o que permite que mais luz entre no olho. Esta resposta resulta em uma importante e nociva diferença entre os níveis de luz percebidos e medidos.

O flicker representa variações de intensidade da fonte de luz, fenômeno este, presente na comunicação VLC pois esta utiliza variações de intensidade para transmitir informação. De acordo com [Greenwood et al. 2004], a exposição excessiva ou constante ao flicker pode causar efeitos adversos fisiológicos e psicológicos em seres Humanos, tais como fadiga ocular, maior ocorrência a dores de cabeça, enxaqueca, convulsões epiléticas, sentimentos de ansiedade e ataques de pânico. Todas essas condições ocorrem porque a luz emitida provoca padrões anormais de estimulação visual repetitiva na retina que, em indivíduos suscetíveis, podem desencadear padrões anormais de excitação neuronal mais ao longo da via visual e em outros lugares do cérebro. [An, Pham e Chung 2017].

Segundo [An, Pham e Chung 2017], devido à frequência de corte dos dispositivos adotados tais como LEDs, fotodiodos e microprocessadores, a taxa máxima de transmissão de cada canal não deverá ultrapassar os 40 kbps. De acordo com [Rajagopal, Roberts e Lim 2012] a região de cintilação é definida em 200 Hz (ou uma duração de símbolo inferior a 5 ms), onde a segurança dos olhos pode ser motivo de preocupação. Como a frequência utilizada por LEDs na iluminação (50-60 Hz) também está inserida no intervalo de vulnerabilidade recomenda-se que esta região espectral seja evitada para comunicação de dados.

Essas características nocivas dos LEDs motivaram estudos que guiaram levantamentos de algumas preocupações em relação à segurança para a saúde Humana e particularmente potenciais riscos prejudiciais para os olhos [Behar-Cohen et al. 2011] e [Yu-Man et al. 2014]. Para conhecer os riscos apresentados na avaliação de sistemas que utilizam LEDs, o órgão público Francês representado pelos Ministérios da Saúde, Agricultura, Ambiente, Trabalho e assuntos do consumidor ANSES (*French Agency for Food, Environmental and Occupational Health and Safety*), realizou alguns testes de exposição em cobaias vivas, porém, nenhum dado concreto foi confirmado. Em resposta à pesquisa, a agência identificou apenas recomendações para a não exposição excessiva ao sistema de iluminação via luz de LED.

Contudo, para possibilitar a comunicação de dados em sistemas com tais caracte-

rísticas sem as devidas preocupações, várias pesquisas tem sido levantadas em busca de melhorias continuas na transmissão. Esquemas de modulação tais como OOK (*On–Off Keying*), NRZ (*Non-Return-to-Zero*), DMT (*Discrete Multitone*), ACO-OFDM (*Asymmetrically clipped optical OFDM*), M-PPM (*Multi-Level Pulse Position Modulation*), VPPM (*Variable Pulse Position Modulation*), dentre outros foram propostos para diminuir o *flicker* e enfrentar o *dimming*, além de melhorar as taxas de transmissão a eficiencia espectral dos sistemas VLC [An, Pham e Chung 2017], [Dimitrov e Haas 2015], [Lee, Jung e Kwon 2015], [Argirò, Orlando e Truzzi].

1.2 Objetivo Geral

Esta dissertação tem como objetivo geral propor e avaliar o desempenho de uma técnica de comunicação multiportadora OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) que transmite sinais com envoltória constante em um sistema de comunicação via luz visível afim de combater o efeito de *flicker*. Ao reduzir o parâmetro PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) para apenas 3 dB, a técnica CE-OFDM (*Constant-Envelop* OFDM) baseada na modulação de fase de uma portadora elétrica, tem-se a tendência em mitigar os impactos nocivos à saúde Humana anteriormente descritos.

1.3 Objetivos Específicos

Para alcançar o objetivo geral aqui definido foi necessário:

- estudar modelos de canal VLC com características físicas específicas para projetar e implementar a transmissão e recepção de dados a altas taxas;
- analisar o desempenho da técnica de modulação multiportadora convencional denominada de DMT (*Discrete Multitone*), nos canais VLC implementados;
- comparar o desempenho da proposta com a convencional de modo a avaliar a necessidade de se combater *flicker* mediante redução de PAPR.

1.4 Principais Contribuições

O estudo e a implementação de modelos de comunicação via luz visível em um cenário de arquitetura SISO (*Single-Input Single-Output*) contendo um LED (*Light-Emitting Diode*) central como transmissor e um fotodiodo como receptor, e outro na configuração MISO (*Multiple-Input Single-Output*) com quatro LEDs transmissores e um fotodetector, bem como o projeto, a implementação e a avaliação de desempenho de modelos de sistemas DMT e CE-OFDM para VLC, permitiram a publicação do artigo

abaixo itemizado no 12°CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo e 17°SBMO -Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica (Momag 2016):

 Roziane S. Guimaraes, Davi Torobay, Esequiel da V. Pereira, Marcelo E. V. Segatto e Jair A. Lima Silva. "Avaliação de Desempenho de Sistemas DMT para Comunicação via Luz Visível", 12°CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo e 17°SBMO -Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica, Momag 2106, Porto Alegre-RS, 2016.

1.5 Estrutura da Dissertação

Para melhor compreensão deste trabalho seis Capítulos integram o presente documento. No Capítulo 2 explana-se a teoria da modulação multiportadora, bem como a teoria das técnicas DMT e CE-OFDM abordando os principais conceitos e requisitos para comunicação de dados que utilizam tais modulações. No Capítulo 3 são descritos os conceitos e características da comunicação via luz visível, bem como definição dos canais estudados e definição do perfil de atraso de propagação em cada um. O Capítulo 4 é destinado à apresentação dos resultados e análise de desempenho referente à transmissão de dados em um canal VLC utilizando a técnica de modulação DMT. As análises dos resultados comparando-se as técnicas de modulação DMT e CE-OFDM são apresentados no Capítulo 5. As considerações finais e as propostas para a continuidade da pesquisa são retratadas no Capítulo 6.

2 Fundamentação Teórica

Na técnica de modulação multipordadora, os dados são transportados através de várias subportadoras espaçadas entre si. Dentre as técnicas de modulação multiportadoras, uma que tem atraído bastante atenção por parte da comunidade de pesquisadores é a multiplexação por divisão de frequências ortogonais OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) também conhecida como DMT (Discrete Multitone). A DMT tornou-se padrão de modulação para vários sistemas de comunicação sem fio tais como sistema europeu de difusão de vídeo (DVB), sistema brasileiro de televisão digital (SBTVD), redes locais sem fio (Wi-Fi; IEEE 802.11a/g/b/n), redes metropolitanas sem fio (WiMAX; 802.16e), Comunicação via luz visível VLC (Visible Light Communication), entre outros. Esta técnica, é caraterizada pela alta eficiência espectral, eficácia no combate à interferência intersimbólica ISI (Intersymbol Interference) em ambientes com propagação multipercurso e facilidade de adaptação às variações na taxa de transmissão e no tipo de aplicação. Devido a essas caraterísticas, a DMT tornou-se uma tecnologia atraente para sistemas ópticos. Apesar de apresentar muitas vantagens, a DMT também possui algumas desvantagens, onde as duas mais importantes são a razão entre a potência de pico e a potência média PAPR (peak-to-average power ratio) e a vulnerabilidade a erros de sincronismo (desvio de frequência e desvios no tempo). Sendo um sinal DMT resultante da soma de várias senoides complexas, onde cada senoide possui amplitude e fase diferentes, a potência média pode resultar em um valor muito baixo devido à interferência destrutiva entre as senoides e, consequentemente, um alto valor da razão entre a potência de pico e a potência média (PAPR).

Reduzir PAPR com vista a melhorar a aplicabilidade de sinais DMT tem sido uma área de pesquisa ativa e tem atraído bastantes pesquisadores. Muitas tem sido as técnicas propostas para diminuir o valor do PAPR. Ceifamento ou clipping e filtragem, entrelaçamento de portadoras e pré-distorção são algumas das mais variadas técnicas de redução da PAPR encontradas na literatura.

2.1 Modulação Multipordadora

A recepção de diversas réplicas de um sinal com amplitudes e atrasos diferentes caracteriza o fenômeno denominado multipercurso, precursor de interferência intersimbólica, ISI (*Intersymbol-Interference*). O espalhamento multipercurso do canal excede o período do símbolo transmitido quando a comunicação se realiza a taxas superiores a aquelas relacionadas aos diferentes atrasos introduzidos pelo canal, o que significa que mecanismos que amenizam a distorção de sinal decorrente da ISI devem ser usados. Técnicas de equalização são utilizadas em sistemas de transmissão com uma portadora visando a redução dos efeitos degradantes que a seletividade em frequência do canal provoca no sinal transmitido. Ao dividir o espectro disponível em vários sub-canais ortogonais, a transmissão com múltiplas portadoras torna-se uma alternativa mais atraente, uma vez que reduz drasticamente a complexidade da equalização em portadora única, haja vista a consequente resposta em frequência quase plana de cada subcanal.

Sistemas multiportadoras tiveram sua origem nos anos 50 com a introdução da multiplexação por divisão de frequência, FDM (*Frequency Division Multiplexing*) [Doelz, Heald e Martin 1957]. Porém, a complexidade relacionada a sincronismo das portadoras, que envolvia sua implementação, levou ao abandono do sistema em 1957, embora fora muito usado para a comunicação em altas frequências por militares.

A multiplexação em frequência FDM tipicamente requer a existência de bandas de guarda entre as frequências para que não haja interferências entre elas. Já no OFDM, o espectro de cada sinal é sobreposto e mesmo assim não existe interferência entre as subportadoras pois elas são ortogonais entre si.

Em 1966, Chang patenteou o princípio e a estrutura de multiplexação ortogonal OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) através da publicação de um artigo onde sintetizava a transmissão multicanal de sinais limitados em banda, conceituando a sobreposição espectral ortogonal de sinais multifrequências na comunicação de dados [Chang 1966].

Mas a maior contribuição atribuída a esta modulação foi a compartilhada por Weinstein e Ebert, em 1971 [Weinstein e Ebert 1971], cuja proposta se baseou na idéia de se usar a transformada discreta de Fourier, DFT (Discrete Fourier Transform) para a geração e recepção de sinais OFDM, o que reduziu significativamente a complexidade de implementação dos modems, visto que eliminava a necessidade da utilização de bancos de osciladores analógicos na transmissão e recepção. Para combater as interferências intersimbólica e intercanal, ICI (Interchannel-Inteference), eles utilizaram intervalos de guarda entre os símbolos e funções janelas do tipo cosseno levantado na filtragem do sinal. O problema da manutenção da ortogonalidade nas portadoras foi resolvido em 1980, com Peled e Ruiz [Peled e Ruiz 1980], quando da introdução do ciclo prefixo, CP (*Cyclic Prefix*) ou extensão cíclica. Em vez de se utilizar intervalos de guarda vazios, ou seja, sem sinal, se estende o símbolo OFDM ciclicamente ao longo do intervalo de guarda com um CP maior que a resposta ao impulso do canal, acarretando uma perda de potência compensada pelo fato de não mais se ter ICI. Na mesma década, Hirosaki implementou um modem OFDM usando DFT, modulação QAM nas subportadoras e um algoritmo de equalização para eliminação das ISI e ICI [Hirosaki 1980], [Hirosaki 1981]. A técnica OFDM só foi considerada em sistemas de comunicação móveis em 1985, por Cimini [Cimini 1985], para nos anos 90 se tornar padrão em vários sistemas de comunicação, tais como radiodifusão

de áudio digital, DAB (*Digital Audio Broadcasting*), radiodifusão de vídeo digital, DVB (*Digital Video Broadcasting*), redes locais sem fio, W-LAN (*Wireless Local Area Network*), também conhecido como padrão IEEE 802.11a. Ela é o padrão dos modems de comunicação nas linhas de assinante digital, ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*) e HDSL (*High Rate Digital Subscriber Line*) e é forte candidata para os padrões de comunicação móvel da 4^a geração, serviços de redes em banda larga sem fio, VLC (*Visible Light Comunication*) entre outros [Hara e Prasad 2003].

2.1.1 Conceito básico

A modulação multiportadora divide a sequência de dados a serem transmitidos em várias subsequências, que paralelamente moduladas em igual número de portadoras são transmitidas simultaneamente em subcanais idealmente ortogonais. [Zhang et al. 2013]. A quantidade N de subcanais ou de subsequências foi escolhida de tal forma que o tempo do símbolo em cada subsequência, NT_s , seja maior que o espalhamento multipercurso, τ_{max} , do canal h(t), isto é, de forma que a largura de banda de cada subcanal seja menor que a largura de banda de coerência do canal de comunicação, conforme ilustra a Figura 1. Isso garante maior robustez à ISI quando comparada com a comunicação uniportadora, - cuja duração do símbolo é T_s - já que com a resposta em frequência quase plana, os subcanais apenas sofrem influências de fading multipercurso relativamente plano.



Figura 1 – Resolução tempo frequência dos sistemas uniportadora e multiportadora

Considere um sistema de modulação linear (uniportadora) que transmite símbolos QPSK à taxa Rs = 0.5 MBd, correspondente a largura de banda passante $B_W =$ 0,5~MHz, em um canal com atraso máximo $\tau_{max} = 6~\mu s$. Com a duração de um símbolo $T_s = \frac{1}{R_s} = 2 \ \mu s$. Sendo T_s menor que o atraso máximo do canal, este sistema sofre severos efeitos de multipercurso. No domínio da frequência diz-se que o sinal é distorcido pela seletividade em frequência, uma vez que a largura de banda de coerência do canal $Bc \approx \frac{1}{\tau_{max}} \approx 167 \ kHz$ é menor que B_W , o que introduz equalização complexa, pois os efeitos dos "nulos" da resposta em frequência somente são amenizadas com estimativas precisas do canal em questão. Tais efeitos são drasticamente minimizados se a ideia de dividir a banda larga em N_s sub-canais que linearmente modulados, constituem N_s subsistemas paralelos com $B_N = \frac{B_W}{N_s}$ e $R_N \approx \frac{R_s}{N_s}$ for posta em prática. Com $N_s = 10$, no sistema exemplificado anteriormente, um novo símbolo com duração, $T_N \approx \frac{1}{B_N} = 20 \mu s$, maior que τ_{max} , se faz presente, diminuindo assim a ISI. Fazendo N_s suficientemente grande, a ponto de tornar B_N muito menor que B_c , reduz-se muito a influência da seletividade em frequência, além de diminuir a taxa de símbolos na mesma proporção [Jansen et al. 2008]. Portanto, $B_N = \frac{B_W}{N_s} = 0, 1 * B_c$. Pode-se no exemplo acima escolher um valor de $N_s = \frac{B_W}{0,1*B_c} = \frac{0.5*10^6}{0,1*167*10^3} = 30$ subportadoras , valor este que minimiza a seletividade em frequência ao fazer a largura de banda de cada subportadora estreita o suficiente para tornar o *fading* multipercurso quase plano, conforme mostra a Figura 2.



Frequência (Hz)



Entretanto, um sério compromisso deve ser considerado quando o assunto é o

número de subportadoras, já que aumentá-los implica aumento da interferência entre subcanais adjacentes (ICI), causando o aumento da complexidade do sistema. Em sistemas ópticos com detecção coerente, aumentar o número de subportadoras, resulta numa maior sensibilidade do sistema face ao ruído de fase do componente óptico [Jansen et al. 2008].

2.2 Configuração de Sistemas Multiportadoras

O conceito acima descrito permite afirmar que um sistema multiportadora constituise de N_s sistemas convencionais cujas taxas de transmissão são N_s vezes menor. Os modelos de transmissão e recepção são discutidos nas seções seguintes.

2.2.1 Modelo de Transmissão

A Figura 3 mostra o processo básico de transmissão multiportadora em banda base. A sequência de bits de entrada, ou o *bitstream*, gerada à taxa R_b é dividida em N_s sub-sequências através do bloco conversor serial para paralelo (S/P). Contendo mbits, cada subsequência é mapeada em um símbolo complexo $s_i = a_i + jb_i$, conforme constelação desejada (bloco Map), onde $M = 2^m$, é a quantidade de pontos da constelação. Após conversão de tempo discreto para tempo contínuo por um filtro de transmissão (filtro conformador de pulso) $g_{Tx}(t)$, cada símbolo $s_i(t)$ modula uma subportadora de frequência f_i ocupando uma largura de banda B_N . Somados, tais sub-símbolos formam o sinal mutiportadora a ser transmitido no canal após conversão paralelo para serial (bloco P/S) [Hanzo et al. 2000].

Pode-se observar pela Figura 3 que a taxa de transmissão em cada subsequência, $R_N = \frac{R_b}{N_s}$ é inversamente proporcional ao número de subportadoras, a duração de cada sub-símbolo é $T_N = N_s * T_s$ e a largura de banda de cada sub-canal é $B_N = \frac{B_W}{N_s}$ onde B_W é a largura de banda necessária à transmissão da sequência de bits (*bitstream*) original.

Matematicamente, o sinal na saída do transmissor é dado por [Klenner 2004],

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N_s - 1} s_i \cdot g_{Tx}(t) e^{j2\pi f_i t}$$
(1)

onde s_i é o símbolo associado à subportadora *i* do sub-canal centrado na frequência $f_i = f_0 + i(B_W - N_s)$ para subportadoras, $i = 1, 2, 3, ..., N_s - 1, f_i = \frac{W_i}{2\pi}$ e $j = \sqrt{-1}$.

Se o "janelamento" realizado pelo filtro de transmissão $g_{Tx}(t)$ for feito por um pulso do tipo cosseno levantado com um fator de *roll-off* β ($0 \leq \beta \leq 1$), o tempo de cada sub-símbolo é $T_N = \frac{1+\beta}{B_N}$. Na prática, a limitação na duração de tais pulsos (prevenção contra ISI) provoca um adicional na largura de banda de cada sub-canal de $\frac{\epsilon}{T_N}$, separando os sub-canais em $\frac{1+\beta+\epsilon}{T_N}$ e tornando a largura de banda total B_W igual a

$$B_W = \frac{N_s(1+\beta+\epsilon)}{T_N} \tag{2}$$



Figura 3 – Configuração de um transmissor multiportadora.

A implementação da Figura3 usa o espectro de frequências de forma ineficiente. A ineficiência espectral pode ser eliminada se uma particular sobreposição espectral for realizada. Em [Silva], é mostrado que é possível preservar a ortogonalidade das subportadoras, espaçando-as em $\frac{1}{T_N}$ na frequência de maneira a centralizar a subportadora i na frequência $f_i = f_0 + \frac{i}{T_N}$ e a reduzir a faixa de frequências total necessária a

$$B_W = \frac{N_s + \beta + \epsilon}{T_N} \approx \frac{N_s}{T_N} \tag{3}$$

onde a aproximação se dá ao fato de N_s ser suficientemente grande, enquanto que $\beta \in \epsilon$ não afetam a banda do sistema como um todo.

Para ilustrar a eficiência espectral conseguida, considere o exemplo analisado na seção anterior, onde os valores de N_s , B_N e T_N são 30 subportadoras, 16,7KHz e 60 μs respectivamente. Supondo que o filtro de transmissão é do tipo cosseno levantado com $\beta = 1$, e excesso de largura de banda provocado pelo limitação temporal do sub-símbolo, $\frac{\epsilon}{T_N} = 0, 1$ a largura de banda total quando os subcanais são sobrepostos é

$$B_W = \frac{N_s + \beta + \epsilon}{T_N} \approx \frac{N_s}{T_N} = \frac{30 + 1 + 0.1}{0,00006} = 0,518 MHz \approx 0,5MHz \text{ o que é}$$

metade da largura de banda necessária quando os mesmos sub-canais não são sobrepostos dado por

$$B_W = \frac{N_s(1+\beta+\epsilon)}{T_N} = \frac{30(1+1+0,1)}{0,00006} = 1,05MHz.$$

A particular sobreposição de espectros acima referida é possível fazendo com que a
frequência central de uma subportadora se localize no cruzamento por zero das demais. Se o sinal na recepção for amostrado na frequência da subportadora, mantém-se a ortogonalidade e consequentemente não ocorrerá ICI [Hanzo et al. 2000]. Um outro benefício advindo desta tarefa é o de não mais se utilizar possíveis filtros analógicos precisos (complexos) na recepção do sinal. A divisão das subportadoras sobrepostas cujos espectros não têm mais a banda limitada - é agora realizada via processamento digital [Bingham 1990].

2.2.2 Modelo de Recepção

A separação das subportadoras sobrepostas requer a estrutura de recepção mostrada na Figura 4. Depois de separá-las, é necessário realizar a demodulação e filtragem do sinal usando um banco de filtros de recepção $g_{Rx}(t)$ idêntico ao do transmissor $g_{Tx}(t)$. O demapeamento (bloco Demap) é realizado nos símbolos estimados e a conseguinte conversão paralelo para serial fornece a sequência de bits de saída.



Figura 4 – Configuração de um receptor multiportadora

Desprezando os efeitos do canal h(t) e do ruído n(t), e considerando como filtro de recepção um pulso ideal no intervalo $[0, T_N]$, cada símbolo na entrada do bloco demapeador

é estimado como [Pinto e Albuquerque 2002]

$$\begin{split} \hat{s}_{i} &= \frac{1}{T_{N}} \cdot \int_{0}^{T_{N}} e^{-j2\pi f_{i}t} \times s_{j}(t) \cdot dt \\ &= \frac{1}{T_{N}} \cdot \int_{0}^{T_{N}} e^{-j2\pi f_{i}t} \times \left(\sum_{j=0}^{N_{s}-1} s_{j} \cdot e^{j2\pi f_{j}t}\right) \cdot dt \\ &= \frac{1}{T_{N}} \cdot \sum_{j=0}^{N_{s}-1} s_{j} \int_{0}^{T_{N}} e^{-j2\pi f_{i}t} \times e^{j2\pi f_{j}t} \cdot dt \\ &= \frac{1}{T_{N}} \cdot \sum_{j=0}^{N_{s}-1} s_{j} \int_{0}^{T_{N}} e^{-j2\pi (fi-f_{j})t} \cdot dt \\ &= \frac{1}{T_{N}} \cdot s_{i} \int_{0}^{T_{N}} 1 \cdot dt \\ &= \frac{1}{T_{N}} \cdot s_{i} \cdot T_{N} \\ &= s_{i} \end{split}$$

Embora sejam robustos e eficientes, os modelos de transmissão e recepção utilizam N_s moduladores e demoduladores respectivamente. Isso torna a implementação de um sistema multiportadora completamente inviável em termos de custo, tamanho e consumo de potência. A próxima seção descreve em linhas gerais, a solução desse problema.

2.3 A Técnica de Modulação DMT

A técnica de modulação DMT (*Discrete Multitone*) é uma forma de implementação digital do sistema multiportadora onde a modulação e a demodulação são realizadas via transformada discreta de Fourrier inversa (IDFT) e direta (DFT) respectivamente. [Fischer e Huber 1996].

A grande vantagem de usar IDFT e DFT, é que existem algoritmos computacionalmente eficientes que conseguem fazer com que o número de multiplicações complexas, seja quase linear $(\frac{N_s}{2}log_2(N_s))$ com o número de subportadoras N_s . Para minimizar os efeitos das ISI e ICI, a DMT usa como filtros de transmissão e de recepção nas Figuras 3 e 4 respectivamente, o pulso retangular

$$g_{Tx}(t) = g_{Rx}(t) = rect\left(\frac{t}{T_N}\right)$$
(5)

cujos espectros são dados por:

$$G_{TX}(t) = G_{RX}(t) = T_N \cdot sinc\left(\pi f T_N\right) \tag{6}$$

Observe pela Figura 5 que os zeros da função sinc(f) são posicionados nas frequências $f_i = \frac{i}{T_N} \operatorname{com} i = 1, 2, \dots, N_s - 1$, e que para a transmissão sem interferência intercanal,



Figura 5 – Espectro de um sinal DMT contendo apenas sete subportadoras.

ou seja, para a obtenção da ortogonalidade entre as subportadoras, o máximo de cada sub-canal é localizado nos zeros dos vizinhos, escolhendo como distâncias entre sub-canais, $\Delta_f = \frac{1}{T_N}$ de maneira que ao canal *i* é associado a frequência $f_i = i \cdot \Delta f$

Analogamente, no domínio do tempo a ortogonalidade é mantida se as subportadoras tiverem um número de ciclos inteiro e múltiplo um do outro em um intervalo de símbolo.

2.3.1 Transmissor DMT

Para demonstrar a substituição do bloco de moduladores da Figura 3 por uma IFFT, considere a equação 1 . Substituindo $g_{Tx}(t)$ pelo impulso retangular da equação 5, tem-se que [Pinto e Albuquerque 2002],

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N_s - 1} s_i \cdot rect\left(\frac{t}{T_N}\right) \cdot e^{-j2\pi f_i t}$$
(7)

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

$$s[n] = \sum_{i=0}^{N_s-1} s_i \cdot rect\left(\frac{1}{T_N}\right) \cdot e^{-j2\pi \frac{i}{T_N} \frac{nT_N}{N_s}}$$
$$= \sum_{i=0}^{N_s-1} s_i \cdot e^{-j2\pi \frac{ni}{N_s}}$$
(8)

para $0 \le n < N_s$. Observa-se que a equação 8 nada mais é que a equação da transformada discreta inversa de Fourier (IDFT). Empregando o algoritmo rápido IFFT (*Inverse Fast*)

Fourier Transform), pode-se portanto escrever que

$$s[n] = IFFT\{s_i\}\tag{9}$$



Figura 6 – Configuração básica de um transmissor DMT. O sinal DMT na saída é composto de coeficientes reais devido à simetria Hermitiana aplicada aos sub-símbolos mapeados conforme modulação por subportadora desejada.

Em algumas situações, por exemplo, transmissão em canais com fio em banda base, necessita-se de um sinal real na saída do bloco IDFT. Para isso, aproveita-se da propriedade de simetria da transformada para aplicar a simetria Hermitiana à sequência de entrada do mesmo bloco [Proakis e Salehi 2007, Ruiz, Cioffi e Kasturia 1992]. Assim, para N_s par e L = 2N + 2, faz-se:

$$si = \begin{bmatrix} 0, s_0, s_1, \dots, s_{N_s-1}, 0, s_{N_s-1}^*, s_{N_s-2}^*, \dots, s0^* \end{bmatrix}$$
(10)

onde s_i^* representa o complexo conjugado do sub-símbolo s_i . Portanto, a simetria Hermitiana resulta no conjunto de sub-símbolos,

$$si = [s_0, s_1, \dots, s_{\frac{L}{2}}, \dots, s_{L-1}]$$
 (11)

para $0 \le i \le L - 1$ e as subportadoras correspondentes a s_0 e $s_{\frac{L}{2}}$ (nível DC e frequência de Nyquist) zerados por conveniência. Vale lembrar que na recepção interessam apenas os $\frac{L}{2} - 1$ primeiros símbolos ($[s_0, s_1, \ldots, s_{\frac{L}{2}-1}]$).

A Figura 6 ilustra a nova configuração para o transmissor da Figura 3, onde o bloco *Hermit* faz a simetria hermitiana, descrita pela equação 10, e que faz com que os coeficientes à saída do bloco *IFFT* sejam reais. Empregando a transformada discreta

inversa de Fourier na sequência simétrica, a saída pode ser alternativamente expressa como [Ruiz, Cioffi e Kasturia 1992]:

$$s[n] = \sum_{i=0}^{N_s - 1} \left(a_i^2 + b_i^2 \right)^{\frac{1}{2}} \cdot \cos\left[\frac{2\pi ni}{L} + \tan^{-1} \left(\frac{b_i}{a_i} \right) \right]$$
(12)

onde $a_i \in b_i$, representam a parte real e a parte imaginária do sub-símbolo complexo $s_i = a_i + jb_i$ respectivamente.

2.3.2 Receptor DMT



Figura 7 – Configuração básica de um receptor DMT. Omite-se o bloco que remove a simetria Hermitiana pois se considerou $N_s = \frac{L}{2}$ sub-símbolos DMT na entrada do bloco Demap.

Observando a Figura 4, podemos concluir que o sinal $(\hat{s}_i(t))$ à saída de um receptor DMT pode ser descrito por:

$$\hat{s}_i(t) = \left[r(t) \cdot e^{-j2\omega_i t} \right] * gR_x(t)$$
(13)

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

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

Com o auxílio da propriedade da integral da convolução que é dada por: $g(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(\tau)h(t-\tau)d\tau$, obtém-se,

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

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

$$\hat{s}_i(t) = \frac{1}{T_N} \int_0^{T_N} \left[r(\tau) \cdot e^{-j2\pi i \frac{\tau}{T_N}} \right] d\tau \tag{14}$$

A equação 14 representa uma série de Fourier, uma vez que o espectro de r(t) é amostrado em frequências $f_n = \frac{n}{T_a}$ [Klenner 2004]. Aproximando a mesma equação por um somatório, e fazendo a substituição de variáveis, $\tau = nT_a$, $d\tau = dn.T_a$ a equação 14 se transforma em:

$$\hat{s}_i(t)|_{t=0} \approx \frac{1}{T_N} \sum_{n=0}^{N_s - 1} r[nT_a] \cdot e^{-j2\pi i \frac{nT_a}{T_N}}$$
(15)

Com o período de amostragem T_a dado por $T_a = \frac{T_N}{N_s}$, o sinal de recebido r(t) é amostrado como $r[i] = r(iT_a)$. Ou seja, o sinal recebido é periódico em T_N sendo cada período amostrado em T_a . Reescrevendo a equação 15 como

$$\hat{s}[i] = \frac{1}{N_s} \sum_{n=0}^{N_s - 1} r[n] \cdot e^{-j2\pi i \frac{n}{N_s}}$$
(16)

obtém-se assim, a equação da transformada discreta de Fourier, a DFT [Diniz, Silva e Netto 2014], onde $0 \le i \le N_s - 1$. Conclui-se, de forma similar à transmissão que,

$$\hat{s}[n] = FFT\{r[n]\} \tag{17}$$

e que é a configuração do receptor DMT mostrada na Figura7

Elimina-se com isso, a necessidade dos N_s osciladores ou demoduladores inerentes à recepção multiportadora proposta na Subseção 2.2.2, reduzindo a complexidade de implementação. Usando os algoritmos rápidos da transformada de Fourier discreta aliados ao avanço das técnicas de processamento de sinais, um sistema de transmissão e recepção DMT é perfeitamente possível de ser implementado.

2.3.3 Extensão Cíclica

A interferência intersimbólica oriunda do espalhamento multipercurso, por sua vez provocado por transmissões em canais seletivos em frequência, é totalmente eliminada em um sistema de comunicação multiportadora se um intervalo de guarda entre símbolos subsequentes for usado. Comprova-se que se tal intervalo de guarda for ciclicamente estendido, ao



Figura 8 – Comparação entre as transmissões sem e com extensão cíclica. A inserção do CP faz com que a ISI caia dentro do próprio intervalo de guarda, que ao ser removida na recepção elimina a ICI.

invés de ausência de sinal (silêncio na transmissão) no intervalo, o desempenho do sistema melhora consideravelmente, pois elimina-se também a ICI mantendo a ortogonalidade das subportadoras [Proakis e Salehi 2007, Pinto e Albuquerque 2002]. A Figura 8 ilustra a utilidade da extensão, também denominada prefixo cíclico CP (cyclic Prefix).

Nota-se na Figura 8 que a duração do intervalo de guarda T_g tem que ser no mínimo igual ao máximo atraso do canal τ_{max} . Isso impede que parte da energia de um símbolo DMT precedente seja "captada" pelo símbolo DMT corrente.

Observe-se também que a inserção do CP aumenta o tempo do símbolo para $T = T_N + T_g$ e altera a resposta impulsiva do filtro de transmissão usado em cada subportadora do transmissor multiportadora para $gT_x = rect(\frac{t}{T_N+T_g})$. O ultimo efeito tem como consequência perda na SNR pelo descasamento dos filtros de transmissão e recepção, enquanto que o primeiro reduz a eficiência espectral para

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

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

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

$$r[n] = s[n] \otimes h[n] = h[n] \otimes s[n] = \sum_{k} h[k]s[n-k]_{N}$$
(18)

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

$$\hat{s}[n] = IDFT\left\{S[i]\right\} = IDFT\left\{\frac{R[i]}{H[i]}\right\},\tag{19}$$

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

$$DFT\{r[n]\} = DFT\{s[n] \otimes h[n]\} \Rightarrow R[i] = S[i] \cdot H[i],$$
(20)

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

Sob a denominação multiplexação por divisão de frequências ortogonais, sugere-se então um sistema básico de comunicação DMT conforme mostrado na Figura 9 [Proakis e Salehi 2007].

Observe que as informações redundantes inerentes à simetria Hermitiana e ao intervalo de guarda são removidas (descartadas) na recepção (blocos marcados com X, na Figura 9). Vale informar que o bloco Hermit da Figura 9 se torna desnecessário caso se pretenda obter sub-símbolos DMT com coeficientes complexos, na saída do transmissor.

2.3.4 Razão entre a potência de pico e a potência média do Sinal

Uma das principais desvantagens da transmissão multiportadoras é a alta relação de potência de pico a média PAPR (*Paek-to-Average Power Ratio*) do sinal de transmissão. A explicação para isso se dá no resultado da soma dos múltiplos sub-símbolos (sinais de banda estreita) - que compõem esses tipos de sinais - realizada no domínio do tempo que em alguns instantes pode ser elevado o suficiente para aumentar substancialmente a diferença entre os valores máximo e médio dos símbolos DMT. Portanto, se a potência de transmissão de pico for limitada por restrições regulatórias ou de aplicação, o efeito é reduzir a potência média permitida em transmissão multiportadoras em relação à constante técnica de modulação de energia. Porém, por sua vez, isso reduz o alcance da transmissão do sinal.

Uma série de abordagens foram propostas em diversos estudos a fim de diminuir o índice do PAPR. Essas técnicas incluem recorte de amplitude [O'neill e Lopes 1995], recorte e filtragem [Armstrong 2002], codificação [Chong e Tarokh 2001], extensão de



Figura 9 – Sistema DMT Básico

constelação ativa (ACE) [Krongold e Jones 2003], e múltiplas técnicas de representação de sinal, como seqüência de transmissão parcial (PTS) [Muller e Huber 1997], mapa selecionado (SLM) [Muller e Huber 1997], DMT com Envoltória Constante - CE-DMT ou CE-OFDM entre outras [Silva, Cartaxo e Segatto 2012]. Essas técnicas alcançam redução de PAPR à custa do aumento de potência de sinal de transmissão, aumento de taxa de erro de bit (BER), perda de taxa de dados, aumento de complexidade computacional e assim por diante.

2.3.4.1 Definição da PAPR

A relação entre a potência máxima e a potência média de sinais DMT com ou sem simetria hermitiana deve ser analisada estatisticamente, pois em um determinado intervalo de tempo T esta depende da aleatoriedade dos N subsímbolos de dados X_k que compõem o sinal DMT. Assim, a razão PAPR é definida por:

$$PAPR = \frac{max_{t \in [0,T)}|s(t)|^2}{P_s}$$
(21)

$$PAPR = max_{0 \le n \le N_{DFT}-1} |s(n)|^2 / E[|s(n)|^2]$$
(22)

para os sinais de tempo contínuo e discreto respectivamente. $Ps = 1T \int_0^T |s(t)|^2$ representa a potência média do sinal e E[·] o valor esperado. Qualquer redução em PAPR é normalmente ilustrada utilizando um PAPR diagrama complementar de função de distribuição cumulativa (CCDF). A CCDF do PAPR é definida como a probabilidade que o PAPR de um quadro DMT excede um valor de referência. Ou seja, a análise do parâmetro PAPR deve ser estatística, bastando relembrar que os símbolos de informação de um sinal DMT são aleatoriamente selecionados de um diagrama de constelação de *M* números complexos. [Popoola, Ghassemlooy e Stewart 2014].

2.4 A Técnica de Modulação CE-OFDM

Em 2008, foi proposta por [Thompson et al. 2008] uma técnica de transformação do sinal DMT que se baseia na modulação de fase elétrica, cujo sinal resultante possui envoltória constante CE *(Constant envelope)* e que consegue reduzir o valor de PAPR para 3 dB. Embora o foco do trabalho proposto por Thompson fosse combater as não linearidades encontradas nas transmissões feitas em canais sem fios, essa idéia também é de interesse para as comunicações ópticas.

2.4.1 Descrição Básica

No sistema de CE-OFDM, os sinais DMT são modulados usando modulação em fase (PM - *phase modulation*) antes da transmissão sem fio.

De acordo com [Thompson et al. 2004], [Tsai, Zhang e Pan 2005], [Silva], [Pereira Esequiel da Veiga 2017], o mapeamento do sinal é realizado através de um modulador de ângulo, especificamente, um modulador de fase. Ou seja, o sinal DMT é usado para modular a fase do sinal. Isso contrasta com o DMT convencional que a amplitude quem modula o sinal a ser transmitido. A fim de analisar com mais critério, consideraremos no presente trabalho a forma de onda DMT da banda base N.

$$x(t) = \sum_{i} \sum_{k=0}^{N} I_{i,k} q_k (t - iT_B),$$

onde I_i, k são os símbolos de dados e $q_k(t)$ são as subportadoras ortogonais. Para o DMT convencional, o sinal de banda base é convertido em banda como

$$y(t) = \Re\{x(t)e^{j2\pi f_c t}\} = A_x(t)cos[2\pi f_c t + \phi_x(t)],$$

(24)

onde $A_x(t) = |x(t)| e \phi_x(t) = \arg[x(t)]$. Para x(t) de valor real, $\phi_x(t) = 0 e y(t)$ é simplesmente um sinal modulado em amplitude. (Para valores complexos x(t), y(t) podem ser visualizados como uma modulação de banda lateral de amplitude única). Para CE-OFDM, x(t) é introduzido através de um modulador de fase antes da conversão ascendente. O sinal de banda base é

$$s(t) = e^{j\alpha x(t)},\tag{25}$$

onde α é uma constante. O sinal da banda de é:

$$y(t) = \Re\{s(t)e^{j2\pi f_c t}\}$$

$$= \Re\{e^{j\alpha A_x(t)exp[j\phi(t)]}e^{j2\pi f_c t}\}$$

$$= \Re\{e^{-\alpha A_x(t)sin\phi_x(t)}e^{j[2\pi f_c t + \alpha A_x(t)cos\phi_x(t)]}\}$$

$$= e^{-\alpha A_x(t)sin\phi_x(t)}cos[2\pi f_c t + \alpha A_x(t)cos\phi_x(t)].$$
(26)

Para o valor real m(t)

$$y(t) = A\cos[2\pi f_c t + \alpha x(t)].$$
⁽²⁷⁾

Portanto, y(t) é um sinal de fase modulado.

O sinal DMT é usado para modular a a fase de uma portadora de amplitude A centrada em f_c e potência média constante igual a $A^2/2$. A Figura 10 ilustra a forma de onda senoidal DMT em banda base, comparada à forma de onda de sinais CE-OFDM de Ns = 600 subportadoras com simetria Hermitiana, em uma largura efetiva de $B_{eff} = 100$ MHz.



Figura 10 – Formas de onda de sinais dos sistemas DMT e CE-OFDM.

A técnica CE-OFDM também pode ser pensada como uma técnica de transformação do PAPR, como mostrado na Figura 11. No transmissor, o alto sinal PAPR DMT é transformado em um baixo sinal PAPR antes do amplificador de potência. No receptor, a transformação inversa é realizada antes da demodulação.



Figura 11 – Sistema CE-OFDM Básico

A vantagem da transformação do sinal transmitido através do modulador de fase



Figura 12 – Densidade espectral de potência de sinais DMT e CE-OFDM para $2\pi h = 0, 1, 0, 2, 0, 5, 1, 0.$

na técnica CE-OFDM é que o sinal resultante possui uma PAPR de 3 dB.

2.4.2 Impacto do Índice de Modulação de Fase h

O efeito do índice de modulação de fase h no compromisso entre largura de banda do sinal e desempenho de sistema é de suma importância em sistemas CE-OFDM. A expressão matemática que melhor exprime a largura de banda do sinal CE-OFDM da equação 27 é a definida pelo valor quadrático médio RMS *(root-mean-square)*:

$$B_{RMS} = max(2\pi h, 1)B_W \tag{28}$$

a qual contabiliza no mínimo 90% da potência do sinal e onde B_W é a largura de banda do sinal DMT convencional [Thompson et al. 2008]. Conclui-se portanto que, a largura de banda de um sinal CE-OFDM deve ser no mínimo igual à largura de banda do sinal DMT que o gerou. A dependência da largura de banda com o índice de modulação de fase h é ilustrada na Figura 12 onde também está representada o espectro de potência de um sinal DMT convencional. Observa-se na Figura 12 que o aumento do parâmetro h conduz a um espalhamento espectral que pode causar interferência entre os canais adjacentes [Silva].

3 Sistema de Comunicação via Luz Visível

As distorções causadas pelas características espectrais da lâmpada de LED podem causar riscos tornando o corpo humano vulnerável à exposição por um longo período de tempo. A proposta apresentada neste presente trabalho, é simular a comunicação via luz visível, demonstrando, através de ferramentas computacionais, que é possível diminuir os riscos através da demonstração do comportamento das taxas de erro da transmissão (BER) do sinal em um sistema VLC utilizando a técnica de modulação multiportadora DMT e a técnica de envelopamento do sinal através do CE-OFDM.

3.1 Conceito Básico da Comunicação Via Luz Visível

A comunicação óptica do espaço livre usando radiação visível, ou seja, a luz, tem sido conhecida há muito tempo. Alguns exemplos iniciais podem ser mencionados como o uso de fogo, o Heliógrafo usando a luz solar, que é direcionado ao receptor por meio de um espelho, ou o *Photophone*, inventado por Graham Bell (1880). Devido ao excelente sucesso das tecnologias de rádio e devido aos seus benefícios intrínsecos, até agora a comunicação óptica de espaço livre permaneceu como uma tecnologia de nicho. Uma dessas aplicações de nicho aproveitou a imunidade da intercepção, a saber, a chamada transmissão dirigida para fins militares durante a Segunda Guerra Mundial. [Arnon 2015].

A comunicação sem fio tem o potencial para fornecer alta qualidade de alta velocidade na troca de informações entre dispositivos portáteis localizados em qualquer lugar do mundo. Atualmente, existem duas tecnologias principais que utilizam a comunicação sem fio: rádio e óptica. A comunicação sem fio de radiofrequência (RF) tem a vantagem de ser onipresente, tanto ao ar livre quanto em ambientes fechados, oferecendo mobilidade para os usuários. Contudo, pela quantidade de utilização, o espectro de rádio já está saturado, e tem se tornado um desafio cada dia maior fornecer largura de banda necessária para atender a demanda de utilização atual e de serviços futuros que utilizarão a tecnologia sem fio [Haas 2011].

As comunicações ópticas sem fio (OWC), oferecem importantes vantagens operacionais, como a disponibilidade de um grande espectro livre, segurança intrínseca em virtude do confinamento do sinal dentro do ambiente fechado, uso de baixo custo, e equipamentos que compõe o sistema de fácil acesso no mercado.

A tecnologia OWC pode ser, em algumas aplicações, uma alternativa independente, e, em outras, complementar aos sistemas sem fios RF existentes. De acordo com [Stefan 2014], um sistema OWC baseia-se em radiações ópticas para transmitir o sinal em espaço livre, com comprimentos de onda que variam de infravermelho (IR) a ultravioleta (UV), incluindo o espectro da luz visível. O transmissor/fonte converte o sinal elétrico em um Óptico e o receptor/detector converte a potência óptica em corrente eléctrica.

Embora sua aplicação inicialmente tenha sido limitada à sinalização (por exemplo, indicador ou luz de advertência), na virada do milênio tornou-se evidente que, no futuro, a iluminação seria dominada por LEDs. Doravante, tem havido crescente interesse em aplicações que utilizam o OWC baseado em LED, ou que combinam as funções de iluminação e transmissão de dados sem fio óptico. Foi portanto, cunhado para este tipo de comunicação o termo comum *Visible Light Communications* (VLC). Os principais motivos do constante aumento do interesse no VLC são o poder óptico vital e melhorado dos LEDs e sua simplicidade da modulação do LED em uma largura de banda de modulação na faixa de MHz. Além disso, a proliferação de aplicações móveis utilizando radiofrequências acentuou as preocupações quanto à disponibilidade adequada de bandas de radiofrequências e os limites da capacidade de transmissão nas atuais redes sem fio, bem como os problemas relacionados à segurança de dados. A este respeito, a VLC pode oferecer uma opção adicional para links locais de dados sem fio onde os links de rádio não são desejados ou não são possíveis [Arnon 2015].

Portanto, a tecnologia tem como objetivo sanar as limitações de capacidade, eficiência, segurança e disponibilidade, existentes no sistema convencional de RF. Suas vantagens inerentes são variadas, tais como, alta taxa de dados transmitidos, espectro não regulamentado, ausência de interferência eletromagnética e alta segurança [Haas 2011].

O funcionamento do sistema de VLC se inicia com o acionamento da lâmpada de LED, que passa a não mais transmitir apenas iluminação mas propagar dados, tornando-se o transmissor de todo o sistema. No momento do acionamento da lâmpada, o transmissor conecta com um receptor através de visada direta. Porém, por se tratar de um sistema confinado em um ambiente fechado, estes sistemas sofrem distorção de múltiplos caminhos devido à dispersão do sinal óptico, causada por reflexos de várias fontes dentro de uma sala [Song, Lim e Kim 2014], [Haas 2011], [Arnon 2015].

De acordo com [Arnon 2015], os links em visada direta estabelecidos na transmissão, experimentam uma perda mínima do caminho, são livres em comparação ao sinal induzido por múltiplos caminhos e são capazes de diminuir a influência da luz ambiente. Enquanto o sinal de visada direta não estiver bloqueado, o desempenho do link depende apenas do orçamento de energia disponível. Também é importante salientar que os links provenientes da visada direta, exigem o alinhamento dos transceptores. E, além do orçamento de energia, a taxa de transmissão alcançável no sistema como um todo (visada direta e multipercursos), depende também das características da sala, como tamanho, coeficientes de reflexão das superfícies, etc.



Figura 13 – Aplicação do Sistema de Comunicação via luz visível [UC-Light 2009]

Dessa forma, alcançar altas taxas de sinalização tornou-se um dos maiores desafios encontrados pela tecnologia VLC, devido à limitação da largura de banda dos LEDs comerciais, que segundo [Khalid et al. 2012] é de ≈ 3 MHz para LEDs revestidos com uma camada de fósforo ou ≈ 20 MHz para LEDs com filtro de luz azul. Portanto, o uso eficiente desta faixa de frequência, mediante o uso de técnicas de multiplexação e/ou modulação multiportadoras, torna-se mandatório [Khalid et al. 2012].

Os sistemas VLC são baseados em modulação de intensidade e detecção direta IM/DD (Intensity Modulation and Direct Detection). Esquemas IM/DD tradicionais, tais como OOK(On-Off Keying) e PPM (Pulse Position Modulation), sofrem a desvantagem na transmissão devido à baixa eficiência de potência e baixa eficiência de espectro, respectivamente. A fim de melhorar a taxa de dados e mitigar a interferência intersimbólica (ISI), causada pela dispersão característica do canal, o sistema de comunicação via luz visível VLC emprega a Multiplexação por Divisão de Freqüências Ortogonais - OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), que é também conhecido como DMT (Discrete Multitone) [Xu et al. 2016].

3.2 Modelo de Canal VLC

Para a análise completa do sistema de comunicação via luz visível VLC, proposta neste documento, será necessário o levantamento dos requisitos mandatórios para essa simulação. Conforme [Lee, Park e Barry 2011], o modelo de canal VLC simulado é completo por considerar a densidade espectral da fonte, a refletância dos materiais que compõem as paredes do ambiente em questão, e, princialmente, por considerar o fenômeno multipercurso proveniente da comunicação difusa que caracteriza esta tecnologia. O sistema de comunicação via luz visível, refere-se à comunicação dentro de um ambiente fechado, com características físicas específicas do tamanho do ambiente, material de composição das paredes, localização do transmissor e do receptor, entre outros. Apesar da forte ponderação da comunicação com visada direta, informações também são transmitidas através de caminhos alternativos, configurando a transmissão em múltiplos caminhos caracterizados por reflexões em interfaces com outros meios, cujas intensidades dependem do material da interface. A Figura 13 ilustra a configuração do sistema de comunicação VLC *indoor* estudado [Lee, Park e Barry 2011].



Figura 14 – Configuração SISO do sistema VLC estudado, demonstrando o ambiente simulado com visada direta e as devidas reflexões de sinal.

Serão analisados, no presente trabalho, a simulação de dois tipos de transmissão VLC: SISO (*single-input/single-output*), onde existem apenas uma fonte transmissora e um receptor para estabelecer a comunicação dos dados; e MISO (*multiple-input/single-output*), que consiste na simulação onde o setup compreende em quatro fontes e um receptor.

3.2.1 Características da Fonte Óptica

A modelagem de canal aqui analisada considera a ampla densidade espectral de potência PSD (*Power Spectral Density*) dos LEDs, denotado por Φ (λ), conforme ilustra a Figura 15(a), cujo espectro visível se estende desde 380 nm até 780 nm.

O modelo considera a refletância de dois materiais que por ventura podem compor as paredes de reflexão de sinal. A Figura 15(b) ilustra a refletância medida para paredes de gesso e plástico [Lee, Park e Barry 2011]. Conforme se espera, a refletância das paredes



Figura 15 – (a.1) e (a.2) Densidade espectral de potência do LED usado na modelagem de canal VLC. (b) Refletância dos materiais, gesso e plástico, constituintes das interfaces de reflexão de sinal na comunicação VLC em ambientes internos. Estas medidas foram retiradas de [Lee, Park e Barry 2011].

de gesso é maior, e por ser mais comum nos ambientes passíveis de comunicação VLC, foi escolhido para ser usado nas simulações numéricas deste trabalho.

3.2.2 Comunicação do caminho percorrido

De acordo com [Lee, Park e Barry 2011], o perfil de atraso de potência PDP (*Power Delay Profile*) é empregado para análise do efeito da dispersão dos multipercursos entre o transmissor e o receptor. Análise essa, que considera a perda de potência dependente do caminho percorrido (*path-loss*), tempo de atraso de cada caminho, e claro, da energia refletida em cada uma. Naturalmente, a perda de potência e o tempo de atraso estão relacionados com a distância entre o transmissor e o receptor.

Por se tratar de propagação no espaço livre, são consideradas a distância principal d_0 entre o transmissor e receptor, assim como o ângulo formado pelo trajeto principal Θ_0 , chamado de visada direta. Os demais percursos secundários com suas distâncias e ângulos respectivos são designados de $d_1, d_2, ..., d_n \in \Theta_1, \Theta_2, ..., \Theta_n$ conforme demonstrado

na Figura 14. Nestes percursos são consideradas também as características da refletância espectral dadas por um valor específico para cada tipo de material conforme Figura 15(b).

O somatório dos sinais resultantes desses multipercursos, com o sinal de visada direta, considerando-se as características construtivas dos LEDs e o fotodetector, é o que caracteriza o sinal recebido. O PDP total para o sistema VLC, considerando o somatório de todos os atrasos de potência dos caminhos percorridos (visada direta e multipercursos) pode ser calculado por

$$h(t) = \sum_{n=1}^{N_{LED}} \sum_{k=1}^{\infty} h^{(k)}(t, \Phi_n),$$
(29)

onde $h^{(k)}$ representa o PDP de cada caminho, $k \in (N_{LED})$ o número de LEDs transmissores. O perfil de atraso de potência na visada direta é dado por

$$h^{(0)}(t;\Phi_n) = L_0 \cdot P_n \cdot rect(\frac{\Theta_0}{FOV}) \cdot \delta(t - \frac{d_0}{c})$$
(30)

para L_0 a perda de potência na transmissão, P_n a densidade de potência emitida pelo LED, c a velocidade com a qual a luz precorre o meio, FOV o angulo de campo de visão e δ a função delta de Dirac.

A perda de potência na transmissão, quando realizada em visada direta pode ser obtida fazendo

$$L_0 = \frac{(A_{PD}(m+1)\cos^m \Phi_0 \cos \Theta_0)}{2\Pi d_0^2};$$
(31)

onde A_{PD} é a área do receptor e m é o número do modo do lóbulo de radiação, que representa a medida de diretividade do feixe de luz relacionada com o angulo de visão do LED e calculado conforme

$$m = \frac{-1}{(\log_2(\cos\Phi_{(1/2)}))} \tag{32}$$

onde $\Phi_{(1/2)}$ é o ângulo de visão. A densidade de potência emitida pelo elemento conversor eletro-óptico é assim calculada

$$P_n = \int_{\lambda} \Phi_n(\lambda) d\lambda.$$
(33)

Para os perfis de multipercurso, o PDP calculado é representado por todas as perdas dos multipercursos contando com suas respectivas características de reflexão entre

os meios que fazem intercessão. Assim,

$$h^{(k)}(t; \Phi_n) = \int_S [L_1 L_2 \dots L_{k+1} \tau_n^{(k)} \cdot rect(\frac{\Theta_{k+1}}{FOV}) * \\ \delta(t - \frac{d_1 + d_2 + \dots + d_{k+1}}{c})] dA_{ref}, k \ge 1;$$
(34)

onde, $L_1, L_2...L_k$ representam as perdas de potência em cada multipercurso. Considerando que cada multipercurso é dividido em dois (do LED ao ponto de reflexão e do ponto de reflexão ao receptor), os cálculos dos PDPs são realizados de forma fracionada fazendo

$$L_{1} = \frac{(A_{ref}(m+1)\cos^{m}\Phi_{1}\cos\Theta_{1})}{2\pi d_{1}^{2}};$$
$$L_{2} = \frac{(A_{PD}\cos\Phi_{2}\cos\Theta_{2})}{\pi d_{2}^{2}};$$
$$L_{k} = \frac{(A_{ref}\cos^{m}\Phi_{k}\cos\Theta_{k})}{\pi d_{k}^{2}};$$
$$L_{k+1} = \frac{(A_{PD}\cos^{m}\Phi_{k+1}\cos\Theta_{k+1})}{\pi d_{k+1}^{2}};$$

onde A_{ref} representa a área da reflexão, neste caso, a parede onde a reflexão ocorre.

Tanto em visada direta quanto nos multipercursos, a função rect(x) define se a transmissão é possível de ser realizada. O fotodiodo detecta apenas aquele sinal cujo ângulo de incidência é menor do que o campo de visão, definido por FOV, de acordo com

$$x = \begin{cases} 1, & |x| \le 1; \\ 0, & |x| > 1. \end{cases}$$
(35)

A Tabela 1, além das informações das características do canal, também mostra os resultados dos ângulos e distâncias utilizadas. A teoria da trigonometria simples foi utilizada para esses cálculos. O levantamento das respostas impulsivas foi feito com auxílio do software de computação Matlab, considerando-se os dois tipos de material nas paredes: o gesso e o plástico.

Analogamente, a Tabela 2, demonstra todas as informações referentes aos parâmetros utilizados na construção do ambiente de simulação para comunicação multiponto ponto. A definição das distâncias entre os pontos de transmissão/recepção e multipercursos foi calculada seguindo a mesma teoria da trigonometria simples empregada no cenário SISO.

As Figuras 16.(a) e 16.(b) mostram o perfil PDP levantadas a partir da modelagem aqui descrita, para os dois cenários supracitados e considerando-se as parametrizações das

Caracteristicas [unidade]	Valores
Posição LED $[m]$	(2,5; 2,5; 3,0)
Quantidade de Chips por LED	100
Posição PD $[m]$	(0,5;0,5;0,0)
Posição Reflexão 1 $[m]$	(0,0; 1,4; 2,5)
Posição Reflexão 2 $[m]$	(5,0; 2,0; 2,5)
Posição Reflexão 3 $[m]$	(4,0; 0,0; 1,5)
$d_0 \ [m]; \ \Phi_0 \ [^{\mathrm{o}}]; \ \Theta_0 \ [^{\mathrm{o}}]$	3,91; 39,80; 39,80
$d_1 \ [m]; \ \Phi_1 \ [^{\mathrm{o}}]; \ \Theta_1 \ [^{\mathrm{o}}]$	3,53; 50,20; 45,09
$d_2 \ [m]; \ \Phi_2 \ [^{\mathrm{o}}]; \ \Theta_2 \ [^{\mathrm{o}}]$	2,54;78,65;51,15
$d_3 \ [m]; \ \Phi_3 \ [^{\mathrm{o}}]; \ \Theta_3 \ [^{\mathrm{o}}]$	2,54;78,39;11,61
$d_4 \ [m]; \ \Phi_4 \ [^{\rm o}]; \ \Theta_4 \ [^{\rm o}]$	4,92; 43,12; 59,16
$d_5 \ [m]; \ \Phi_5 \ [^{\mathrm{o}}]; \ \Theta_5 \ [^{\mathrm{o}}]$	3,27; 63,00; 40,00
$d_6 \ [m]; \ \Phi_6 \ [^{\mathrm{o}}]; \ \Theta_6 \ [^{\mathrm{o}}]$	3,93; 75,00; 68,00
FOV [graus]	85
$A_{PD} \ [cm^2]$	1
$A_{ref} \ [m^2]$	15
$2\Phi_{1/2}$ [°]	120

Tabela 1 – Cenário 1 : SISO

Tabela 2 – Cenário 2: MISO

Caracteristicas [unidade]	Valores
Posição LED 1 $[m]$	(1,5; 1,5; 3,0)
Posição LED 2 $[m]$	(1,5; 3,5; 3,0)
Posição LED 3 $[m]$	(3,5; 1,5; 3,0)
Posição LED 4 $[m]$	(3,5; 3,5; 3,0)
Quantidade de Chips por LED	100
Posição PD $[m]$	(0,5; 0,5; 0,0)
FOV [°]	85
$A_{PD} \ [cm^2]$	1
$A_{ref} \left[m^2 \right]$	15
$2\Phi_{1/2}$ [°]	120

Tabelas 1 e 2. De forma conservadora, estima-se a partir das Figuras 16.(a) e 16.(b) um atraso por espalhamento em torno de 15 ns e 25 ns para os cenários com 1 LED e 4 LEDs, respectivamente. Observa-se ainda que o tipo de material das interfaces de reflexão de sinal não influencia nessas estimativas, estimativas essas, usadas no projeto dos parâmetros DMT e CE-OFDM empregados nas simulações, a serem estudados nos próximos capítulos.



Figura 16 – PDP levantado nas simulações nos dois cenários: (a) SISO e (b) MISO.

4 Análise de Desempenho do Sistema DMT em Canais VLC

Várias técnicas de modulação conjuntamente com esquemas de pré-distorção e/ou equalização, têm sido investigados em sistemas VLC na procura de uma técnica que aumente a eficiência espectral do sistema como um todo. De acordo com [Hussein, Alresheedi e Elmirghani 2015] e [Kottke et al. 2012], um sistema atuando a 1,25 Gb/s foi implementado utilizando LEDs brancos e 1,5 Gb/s utilizando um micro LED (μ LED) empregando a modulação NRZ ou OOK (*Non-Return-to-Zero* ou *On-Off Keying*). Por sua vez, demonstra-se em [Wang et al. 2016], um sistema operando a uma velocidade de 2 Gb/s, alcançada através da modulação 16-CAP (*Carrierless-Amplitude-Phase*). Porém, de acordo com [Cossu et al. 2012] e [Hussein, Alresheedi e Elmirghani 2015], um *throughput* agregado de 3,4 Gb/s só foi alcançado mediante o uso da modulação multiportadora DMT, apesar da complexidade que caracteriza seu projeto e sua implementação.

4.1 DMT em sistemas Ópticos IM/DD

Existem na literatura diversas e variadas implementações de transmissores e receptores DMT utilizadas em simulações computacionais e em experimentos em laboratórios de sistemas DMT óptico com detecção direta IMDD (DDO-OFDM) [Lowery e Armstrong 2007], [Jansen et al. 2008]. No diagrama mostrado na Figura 17 pode-se observar o sistema VLC com modulação DMT em banda base. Por se tratar de uma transmissão que necessite da geração de sinais DMT com coeficientes reais, o VLC utiliza o sistema DDO-OFDM com banda lateral dupla DSB (*Double-Side Band*), utilizando a simetria Hermitiana na entrada do modulador IFFT. [Silva]. O uso de DMT no VLC foi proposto por Tanaka *et al.*, e seus estudos básicos podem ser encontrados em [Haruyama e Nakagawa 2001].

4.2 Projeto do Sistema de Comunicação DMT

Os sistemas DMT simulados para a transmissão de dados via comunicação de luz visível foram projetados a partir da duração das respostas impulsivas mostradas na Figura 16, detalhadas no capítulo anterior. No diagrama de blocos ilustrado na Figura 17 pode-se observar o sistema VLC com modulação DMT em banda base implementado.

Na composição dos frames de sinais DMT, as sequência de bits de entrada são mapeadas em M = 4, 16, 32 ou 64-QAM para modularem $N_s = 511$ subportadoras de dados. Estas por sua vez, são multiplexadas através da transformada rápida inversa de



Figura 17 – Diagrama de blocos do sistema DMT aplicado a um canal VLC. A geração de sinais DMT com coeficientes reais utiliza a simetria Hermitiana e a banda guarda é implementada mediante o Zero Padding. IFFT - Inverse Fast Fourier Transform, CP - Cyclic Prefix, P/S - Conversão Paralelo para Serial, Canal VLC, S/P - Conversão Serial para Paralelo, FFT - Fast Fourier Transform, CP¹ - Remoção do CP Fourier IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) depois da simetria Hermitiana usada para a geração de um sinais multiportadoras com coeficientes reais. Posteriormente, insere-se um prefixo cíclico (CP) a fim de combater a interferência intersimbólica (ISI) entre símbolos subsequentes eminentes na transmissão multipercurso da comunicação VLC [Aminikashani, Gu e Kavehrad 2015].

Após convolução dos sinais multiportadoras com as respostas impulsivas mostradas na Figura 16, adiciona-se ruído Gaussiano branco AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) com potência determinada por uma relação potência de sinal e potência de ruído pré-determinada.

Para as operações executadas na recepção, enfatiza-se a demultiplexação pela transformada rápida de Fourier FFT (*Fast Fourier Transform*) e da equalização (*one-tap equalizer*) cujos coeficientes são gerados assumindo-se estimação perfeita da resposta em frequência do canal.

4.3 Parâmetros do sistema

A parametrização do sistema DMT obedece à determinadas premissas, tais como B_{eff} representando a largura de banda efetiva, τ , o atraso por espalhamento do canal, T_g , a duração do prefixo cíclico, T_u , a duração útil do simbolo DMT, Δ_f , o espaçamento entre as subportadoras, N_s , a quantidade de portadoras de informação, e N_{fft} , a quantidade de pontos da IFFT/FFT, as taxas de transferências R_s .

Tabela 3 – Principais Parâmetros dos Sistemas DMT.

Parâmetros	SISO	MISO		
au	15 ns	25 ns		
$T_g = 4 \times \tau$	60 ns	100 ns		
$T_u = 100 \times T_g$	6000 ns	10000 ns		
$\Delta_f = 1/T_u$	$0, 16 \mathrm{MHz}$	$0,1~\mathrm{MHz}$		
B_{eff}	$100 \mathrm{~MHz}$	$100 \mathrm{~MHz}$		
N_{fft}	1024	1024		
$N_s = \left(\frac{N_{fft}}{2}\right) - 1$	511	511		
-	200 Mbps (4-QAM)	200 Mbps (4-QAM)		
R_s	400 Mbps (16-QAM)	400 Mbps (16-QAM)		
	500 Mbps (32-QAM)	500 Mbps (32-QAM)		
	600 Mbps (64-QAM)	600 Mbps (64-QAM)		

4.4 Análise de Desempenho do Sistemas de comunicação via luz visível VLC

Para qualificar o desempenho na relação BER por SNR da transmissão de sinais por modulação DMT para comunicação via luz visível, foram realizadas simulações computacionais no software de programação em linguagem técnica MATLAB. Em cada simulação, foram consideradas transmissões em canais AWGN de sinais multiportadoras com aproximadamente 500 *frames*, contendo cada um $N_s = 511$ subportadoras de informação mapeadas em 4-QAM, 16-QAM, 32-QAM e 64-QAM. Para essa simulação, foi utilizado apenas a perspectiva de um ambiente revestido de gesso.

A avaliação das sugestões apresentadas nesse trabalho acompanhou uma série de simulações concatenadas. Antes da análise do sistema em modulação com constante envelope, que será demonstrada mais adiante, avaliou-se o desempenho da transmissão em sistemas DMT convencional perante um canal VLC previamente definido em um ambiente fechado com dimensões e características já mencionadas no capítulo anterior.

4.4.1 Transmissão de Sinais DMT em um Sistema SISO

A Figura 18 mostra as curvas de desempenho BER por SNR de uma comunicação via luz visível formada por apenas um LED transmissor, considerando-se os mapeamentos 4-QAM, 16-QAM, 32-QAM e 64-QAM nas subportadoras.

Pode-se notar, de acordo com a Figura 18.(a), que o desempenho da comunicação via luz visível para um LED, em 4-QAM, é semelhante ao com um canal que apenas insere ruído AWGN. Para uma taxa de erro de $BER=10^{-5}$ a relação sinal ruido foi de 9,75 dB. O diagrama de constelação ilustra o bom desempenho do sistema nessa situação.

O desempenho mostrado nas Figuras 18.(b) e 18.(c) refere-se, respectivamente, aos mapeamentos 16 e 32-QAM, com comportamento parecido ao registrado na modulação em 4-QAM. Para 16-QAM, a SNR encontrada para $BER=10^{-5}$ foi 14 dB, e para 32-QAM este valor subiu para 16.5 dB. Então, pode-se concluir que nos mapeamentos avaliados, não existem penalidades que comprometam a transmissão do sinal, quando comparados com o desempenho em um canal AWGN.

Porém, quando o nível de modulação nas subportadoras é de 64-QAM, o desempenho mostrado na Figura 18.(d) registra um platô. Nesse caso, uma penalidade de aproximadamente 6 dB foi registrada em relação ao desempenho de um canal AWGN, para BER= 10^{-5} . O diagrama de constelação no interior da Figura 18(d) corrobora com o desempenho satisfatório do sistema VLC simulado. É de nosso conhecimento que esse platô pode ser suprimido com o uso de técnicas de codificação de canal e/ou entrelaçamento de bits ou símbolos.



Figura 18 – Análise de desempenho do sistema DMT com modulação 4, 16, 32 e 64-QAM nas subportadoras para comunicação via luz visível em um sistema com 1 LED transmissor (SISO). (a) 4-QAM, (b) 16-QAM, (c) 32-QAM, (d) 64-QAM.

4.4.2 Transmissão de Sinais DMT em um Sistema MISO

A Figura 19 ilustra as curvas de desempenho BER por SNR de uma comunicação via luz visível formada por 4 LEDs transmissores, considerando-se os mapeamentos 4-QAM, 16-QAM, 32-QAM e 64-QAM nas subportadoras.

Nos resultados com 4-QAM demonstrados na Figura 19(a), o desempenho da comunicação via luz visível para $BER=10^{-5}$, sofre uma penalidade de 6 dB quando compara-se o desempenho obtido pela transmissão em canais que apenas inserem ruído AWGN. Situação semelhante ocorre para as modulações 16-QAM e 32QAM (Figuras 19.(b) e 19.(c)), com penalidades de 8 dB cada, para a mesma taxa de erro de bits.

Para o mapeamento 64-QAM, o desempenho ilustrado na Figura 19.(d) registra o platô acima referido. Nesse caso, uma penalidade de aproximadamente 24 dB ocorre em relação ao desempenho de um canal AWGN quando a BER é 10^{-4} . Os diagramas de constelação mostrados no interior das curvas de desempenho ilustram o comportamento



Figura 19 – Análise de desempenho do sistema DMT com modulação 4, 16, 32 e 64-QAM nas subportadoras para comunicação via luz visível em um sistema cm 4 LEDs transmissores (MISO). (a) 4-QAM, (b) 16-QAM, (c) 32-QAM, (d) 64-QAM.

das comunicações VLC simulados.

Porém, como dito anteriormente, nos sistemas VLC modulados pela técnica DMT, um PAPR elevado é gerado, levando a uma distorção não linear, causando degradação da eficiência do sistema [Zhang, Yuan e Xu 2014]. Para as simulações realizadas aqui, o valor do PAPR foi medido, representa aproximadamente 15 dB para sistemas SISO e 16 dB para sistemas MISO. Mesmo com a viabilidade de transmissão do sistema VLC em uma modulação DMT, o fator PAPR prejudica a eficiência da transmissão, ocasionando menor alcance do sinal.

5 Análise de Desempenho do Sistema CE-OFDM em Canais VLC

A inovação deste trabalho de investigação consiste em transmitir sinais DMT com envoltória constante em sistemas de comunicação via luz visível VLC como estratégia de combate a efeitos não-lineares oriundos dos altos valores de PAPR de sinais DMT convencionais, e, consequentemente, reduzir o *flicker* proveniente do LED, causador de disfunções na saúde humana. Para esse fim, propõe-se aqui um sistema CE-OFDM óptico de modulação de intensidade e detecção direta denominado DDO-CE-OFDM (*Direct Detected Optical Constant Envelope OFDM*). Demonstra-se dessa forma, uma melhora nas respostas com relação à taxa de erro de transmissão uma vez tendo o sinal encapsulado através da constante envelope, em comparação à simulação realizada apenas com a modulação DMT convencional. Para tais simulações foram utilizadas as mesmas diretrizes SISO e MISO do canal VLC estudado.

As simulações computacionais realizadas foram mensuradas na ferramenta da Mathworks, o Matlab. Conforme salientado, foram comparadas as técnicas de modulação ortogonais DMT e DMT com envoltória constante (CE-OFDM). Para os resultados de eficácia da taxa de erro de bits analisados, foram utilizadas as modulações nas subportadoras com aproximadamente 3000 frames com níveis de 4, 16 e 64-QAM, em uma taxa de transmissão $B_{eff} = 100$ MHz e $N_s = 600$ subportadoras de dados.

5.1 Projeto do Sistema CE-OFDM

De acordo com [Silva], conforme ilustrado na Figura 20, ao conjunto de subportadoras X_k previamente mapeadas em um diagrama de constelação de $M = 2^n$ níveis, para n a quantidade de bits por subportadora é aplicada a simetria Hermitiana para a geração de um sinal DMT convencional com coeficientes reais na saída do modulador e/ou multiplexador IFFT. À entrada do modulador de fase analógico é concebido um sinal real x(t) proveniente do enjanelamento do sinal serilizado e superamostrado x[n], por um filtro conformador do tipo cosseno levantado. O sinal modula a fase de uma portadora centrada em f_c , gerando assim um sinal DMT com envelope constante y(t), ao qual é adicionado ao canal VLC depois da inserção do prefixo cíclico CP. O resgate do sinal DMT $\hat{x}(t)$ é realizado por um demodulador de fase mediante aplicação do operador arcotangente arg(.) no argumento da versão em banda base. A demodulação DMT convencional efetua a detecção das subportadoras de informação \hat{X}_k transmitidas.

Como descrito no Capítulo 2, a escolha do parâmetro h no sistema óptico OFDM



Figura 20 – Diagrama de blocos do sistema CEOFDM aplicado a um canal VLC. A geração de sinais CEOFDM. IFFT - Inverse Fast Fourier Transform, CP - Cyclic Prefix, P/S - Conversão Paralelo para Serial, Modulador de Fase contendo 2πh
- índice de modulação h e F_c, Canal VLC, S/P - Conversão Serial para Paralelo, FFT - Fast Fourier Transform, Demodulador de Fase mediante aplicação do arcotangente arg, CP¹ - Remoção do CP

com envelope constante aqui proposto reveste-se de vital importância no desempenho do sistema. Para tal, simulações numéricas foram realizadas e os desempenhos dados pelas figuras de mérito EVM e BER foram analisados.

A Tabela 4 ilustra os principais parâmetros CE-OFDM empregados nas simulações computacionais, onde B_{eff} representa a largura de banda efetiva, IG, o intervalo de

guarda, T_g , a duração do prefixo cíclico, T_u , a duração útil do simbolo CE-OFDM, δ_f , o espaçamento entre as subportadoras, N_s , a quantidade de portadoras de informação, e N_{fft} , a quantidade de pontos da IFFT/FFT e R_s a taxa de transmissão respectiva para cada nível de modulação QAM.

				-		
	Parâmetros					
	SISO / MISO			_		
	B_{eff}		100 MHz	_		
	GI		1/8 ns			
	$\Delta_f = B_{eff}/N_j$	fft	0,0488 MHz			
	$T_u = 1/\Delta_f$		$20,48 \ \mu s$			
	$T_g = GI \times \left(\frac{1}{N}\right)$	$\left(\frac{u}{t ft}\right)$	$2,56~\mu s$			
	N_{fft}		2048			
	$N_s = \left(\frac{N_{fft}}{2}\right) -$	1	600	_		
Taxas de transmissão						
	$B_{eff} = 20 \text{ MHz}$	B_{ef}	$r_f = 100 \text{ MHz}$	$B_{eff} = 200 \text{ MHz}$		
R_s (4-QAM)	11 Mbps	Ę	$55,1 \mathrm{~Mbps}$	$110 { m ~Mbps}$		
R_s (16-QAM)	22 Mbps	110 Mbps		220 Mbps		
R_s (64-QAM)	$33 \mathrm{~Mbps}$		165 Mbps	$330 \mathrm{~Mbps}$		

Tabela 4 – Principais Parâmetros dos Sistemas CEOFDM.

5.2 Avaliação do Efeito do Índice de Modulação de Fase h

As Figuras 21 e 22 ilustram o desempenho dos sistemas SISO e MISO, respectivamente, através do valor do vector de erro, perante a variação do índice de modulação de fase através do parâmetro modh $(2\pi h)$, comparando-se os índices de modulação QAM entre M = 4, 16 e 64. A avaliação do desempenho foi realizada transmitindo-se os sinais CE-OFDM em um sistema VLC SISO e um sistema VLC MISO cujos parâmetros são mostrados na Tabela 4.

A Figura 21(a) demonstra que a taxa de transmissão de $B_{eff} = 20$ MHz em $2\pi h = 0, 1$ apresenta um valor de EVM de -15 dB para 4-QAM, -13 dB para 16-QAM e -11 dB quando o nível de modulação é de 64-QAM. Enquanto para $2\pi h = 1$, esses valores se alteram para - 1, -3, -5 dB aproximadamente quando 4, 16 e 64-QAM. Em 21(b), o gráfico apresenta um vetor de erro EVM representando os valores de -15 dB para 4 e 16-QAM e -10 dB para a modulação de 64-QAM, apresentados em um $2\pi h = 0, 1$. Para o valor do índice de modulação igual a 1, o EVM pode ser representado em -1, 0 e -7 dB nos respectivos 4, 16 e 64-QAM para $B_{eff} = 100$ MHz . Em 21(c), tem-se em $B_{eff} = 200$ MHz, que o EVM em 4-QAM, 16-QAM e 64-QAM representam -15 dB, -15 dB, e -12 dB aproximados em $2\pi h = 0, 1$. Em $2\pi h = 1$, esses valores de EVM passam a -7, -2 e -6 dB.

Ainda na Figura 21, para todas as três simulações em taxas de transferências diferentes, tem-se que o parâmetro $2\pi h$ ótimo é de 0,5, demonstrando que o desempenho



Figura 21 – Desempenho EVM pelo índice de modulação de fase h do sistema CE-OFDM proposto em um canal VLC SISO em (a) 20 MHz, (b) 100 MHz, (c) 200 MHz

do sistema torna-se pior com o aumento do índice de modulação de fase h, representando valores médios de -28 dB aproximadamente nos níveis de modulação de 4-QAM, 16-QAM e 64-QAM.

De maneira semelhante, torna-se evidente que no sistema MISO, demonstrado através da Figura 22 (a), (b), (c), os valores do vetor de erro apresentam valores ótimos em $2\pi h = 0, 2$, o que traduz a possibilidade da transmissão em CE-OFDM. Tais valores são representados por -22 dB nas taxas de $B_{eff} = 20$ MHz, 100 MHz e 200 MHz aproximadamente. Esses valores mostram que pelas curvas de desempenho das Figuras 21 e 22 consegue-se delinear regiões onde o sistema é limitado por ruído e regiões onde a limitação ocorre devido a não linearidade apresentada no sistema simulado.





5.3 Análise do Desempenho de Sistemas CE-OFDM em Canais VLC

Os resultados de simulação que permitam comparar os desempenhos dos sistemas DMT convencional e CE-OFDM em uma transmissão de dados através de um sistema de comunicação via luz visível serão discutidos nesta Subseção.

5.3.1 Transmissão de Sinais CE-OFDM em um Sistema SISO

De forma a analisar o efeito da taxa de erro no desempenho dos dois sistemas, foram realizadas simulações onde se analisou, variando os níveis de modulação QAM em 4, 16 e 64-QAM e índice de modulação $2\pi h$, o comportamento da taxa de erro de bits da transmissão versus a relação do sinal-ruido do sistema SISO.

Na Figura 23 são demonstradas em (a), (b) e (c), as taxas de erro de bits no sistema DMT e CE-OFDM, em um índice de modulação $2\pi h = 0, 1$. Nota-se que nas três simulações, o sistema DMT apresenta melhores taxas comparado ao CE-OFDM, apresentando respectivamente 11 dB, 16 dB e 22 dB para $BER = 10^{-5}$ para as respectivas modulações de 4, 16 e 64 QAM. Já na técnica de modulação em constante envelope, foram apresentados em 4QAM, 29 dB, em 16 QAM, 34 dB e em 64 QAM, 40 dB. Os resultados do CE-OFDM se referem uma taxa em $BER = 10^{-5}$.

Analisando a comunicação via luz visível com apenas um chip de LEDs e apenas um receptor, agora em $2\pi h$ no valor de 0,2 e $B_{eff} = 100$ MHz, nos níveis de modulação 4-QAM, 16-QAM e 64-QAM, mostrados na Figura 24, tem-se que, a modulação DMT, apresenta valores com relação às taxas de erro, representando 11 dB em 4-QAM para BER $= 10^{-5}$, 16 dB em 16-QAM para BER $= 10^{-5}$ e próximo de 22 dB em 64-QAM para a mesma taxa de erro que as demais. Quando a modulação for em constante envelope, os valores da SNR passam por 24, 29 e 35 dB respectivamente, o que mostra a ineficiência da transmissão nesse tipo de modulação para tais parâmetros escolhidos, apesar de apresentar penalidades inferiores às da simulação com $2\pi h = 0.1$ (penalidades de 13 dB).

Para finalizar as simulações realizadas no ambiente com uma fonte apenas, foram analisadas na Figura 25, transmissões em 4, 16 e 64 QAM também para 100MHz de largura de banda, porém, agora com $2\pi h = 0, 5$. Nota-se que com esse índice de modulação, as taxas de erro para as duas técnicas se aproximam, mas ainda assim, o DMT convencional continua sendo mais viável do que encapsulando o sinal no momento da transmissão. Observa-se que em 4-QAM, foi alcançado 11 dB para $BER = 10^{-5}$. 16 dB em 16-QAM e próximo de 22 dB em 64-QAM. Em contrapartida, em CE-OFDM, foram obtidas penalidades de 5 dB em 4-QAM e em 16-QAM e 4 dB para 64-QAM aproximadamente.
5.3.2 Transmissão de Sinais CE-OFDM em um Sistema MISO

De maneira análoga, as simulações realizadas no sistema VLC com característica MISO possibilitou análise critica demonstrando, através comportamento do desempenho, a possibilidade de transmissão na técnica de modulação CE-OFDM.

A Figura 26 demonstra o resultado da simulação em ambiente computacional apresentando largura de banda de 100MHz, níveis de modulação de 4, 16 e 64 QAM e índice de modulação $2\pi h$ de 0,1. Os sistemas analisados sofrem penalidades entre a comparação das duas técnicas estudadas, porém já se pode perseguir uma viabilidade para a transmissão através de envoltória constante com a alteração do parâmetro $2\pi h$. Para a taxa de erro de bit de 10^{-5} , tem-se 27 dB e 32 dB para 4-QAM e 16-QAM e 38 dB para o nível de modulação de 64-QAM nas simulações realizadas na técnica DMT. As penalidades alcançadas em CE-OFDM em relação ao DMT foram de apenas 2 dB em todos os níveis de modulação, representando então, 29, 34 e 40 dB respectivamente.

Na simulação realizada em $2\pi h = 0, 2$, demonstrada pela Figura 27 (a), (b) e (c), os resultados apontam que a taxa de erro de bit em 10^{-5} é menor na simulação realizada com a técnica de modulação CE-OFDM, comparada à DMT. Os valores medidos correspondem a 23 dB, em 4-QAM, 27 dB em 16-QAM e em 64-QAM, tem-se 37 dB. As penalidades em DMT atingiram os valores de 4 dB para 4-QAM, 5 dB para 16-QAM e em 64-QAM, não ocorreram penalidades, uma vez que a taxa de erro representou 40 dB na transmissão. Utilizando esse índice de modulação, a transmissão em CE-OFDM, torna-se possível, comprovando que dessa maneira, a viabilidade da transmissão com a eliminação das variações de intensidade (*flicker*) e potência.

Para a simulação efetuada com $2\pi h = 0, 5$, na Figura 28, observa-se a que a variação do índice de modulação influencia na qualidade da transmissão do sinal, no que tange à taxa de erro existente. Nas transmissões em MISO, o valor de $2\pi h$ ótimo é de 0,2. O desempenho apresentado mostrou em todos os níveis de modulação o aparecimento de um platô na técnica CE-OFDM, impossibilitando a transmissão sem algum tipo de código corretor. Já em DMT, 4-QAM e 16-QAM recebem os valores de 27 e 32 dB respectivos para $BER = 10^{-5}$. Para 64-QAM, o sistema apresentou a taxa de erro de aproximadamente 40 dB.

Portanto, em suma, comparando-se as técnicas de modulação DMT convencional e CE-OFDM nas simulações em um sistema MISO, é possível a melhoria da transmissão utilizando os níveis 4-QAM, 16-QAM e 64-QAM, considerando $2\pi h = 0, 2$ em uma largura de banda de 100 MHz em um sistema de múltiplas fontes e apenas um receptor.



Figura 23 – Desempenho BER versus SNR do sistema CE-OFDM em um canal VLC com característica SISO em um índice de modulação $2\pi h = 0, 1.$ (a) 4-QAM, (b) 16-QAM, (c) 64-QAM.



Figura 24 – Desempenho BER versus SNR do sistema CE-OFDM em um canal VLC com característica SISO em um índice de modulação $2\pi h = 0, 2$. (a) 4-QAM, (b) 16-QAM, (c) 64-QAM.



Figura 25 – Desempenho BER versus SNR do sistema CE-OFDM em um canal VLC com característica SISO em um índice de modulação $2\pi h = 0, 5$. (a) 4-QAM, (b) 16-QAM, (c) 64-QAM.



Figura 26 – Desempenho BER versus SNR do sistema CE-OFDM em um canal VLC com característica MISO em um índice de modulação $2\pi h = 0, 1$. (a) 4-QAM, (b) 16-QAM, (c) 64-QAM.



Figura 27 – Desempenho BER versus SNR do sistema CE-OFDM em um canal VLC com característica MISO em um índice de modulação $2\pi h = 0, 2$. (a) 4-QAM, (b) 16-QAM, (c) 64-QAM.



Figura 28 – Desempenho BER versus SNR do sistema CE-OFDM em um canal VLC com característica MISO em um índice de modulação $2\pi h = 0, 5$. (a) 4-QAM, (b) 16-QAM, (c) 64-QAM.

6 Conclusões e Trabalhos Futuros

A tecnologia de comunicação via luz visível apresenta-se como uma alternativa viável para a comunicação sem fio em ambientes internos, promovendo o conceito de células cada vez menores para fornecer dados em banda larga, com segurança, confiabilidade e em uma faixa de frequências livre de licenciamento.

Entretanto, em meio a tantas vantagens na transmissão de sinais em um sistema VLC (*Visible Ligth Communication*), *flicker* e *dimming*, fenômenos relacionados à variação de intensidade da luz com sinal modulado, impedem a comunicação a taxas elevadas. De forma simplista, essas variações intensas de amplitude podem trazer, com o tempo de exposição, danos nocivos à saúde Humana.

Uma técnica de comunicação multiportadora OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) que transmite sinais com envoltória constante (CE-OFDM) em um sistema de comunicação via luz visível, foi proposto, projetado e avaliado nesta dissertação de Mestrado para combater o efeito do *flicker*. Ao abaixar os elevados valores de PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) de sistemas DMT (Discrete Multitone) convencionais para apenas 3 dB, a proposta naturalmente combate os supracitados efeitos nocivos à saúde.

O sistema foi projetado a partir de modelos de canal VLC implementados para transmissão em ambientes com um LED transmissor e um fotodetector como dispositivo receptor (comunicação SISO), bem como em uma configuração com 4 LEDs e apenas um fotodetector (comunicação MISO). A avaliação de seu desempenho, mediante análise de resultados de simulação numérica, foi comparada com o de um convencional baseado no modulação DMT, a taxas de transferência que ultrapassam os 300 Mbps.

De forma geral, observou-se que para elevados níveis de modulação nas subportadoras (64-QAM por exemplo) o desempenho de ambos os sistemas foi comprometido, fato esse evidenciado por platôs nas curvas de taxa de erro bits pela relação entre as potências dos sinais e do ruído SNR (*Signal-to-Noise Ratio*). Entende-se que a conjunção de códigos corretores de erros com técnicas de entrelaçamentos bits e/ou símbolos é capaz de corrigir as consequentes penalidades.

O desempenho do sistema proposto mostrou-se fortemente dependente do índice de modulação de fase $(2\pi h)$, parâmetro bem conhecido da modulação de fase elétrica nãolinear em que se baseia a proposta. Valores compreendidos nos intervalos $0, 2 \ge 2\pi h \le 0, 5$ para comunicação SISO e $0, 2 \ge 2\pi h \le 0, 35$ para comunicação MISO permeiam uma região de bom desempenho, com os quais o sistema CE-OFDM não é predominantemente afetado por ruido e nem por não-linearidades inerentes a modulação angular empregada, em larguras de banda de sinal que alcançam os 200 MHz. Entretanto, o desempenho da técnica CE-OFDM mostrou-se melhor que o DMT apenas no sistema MISO e para as modulações por subportadoras 4 e 16-QAM, mediante ganhos na SNR \leq 5 dB. Mesmo assim, é do entendimento do autor deste trabalho que, nestas condições, a viabilidade da aplicação da modulação CE-OFDM em sistemas VLC é plenamente justificada para mitigar os riscos à saúde Humana relacionados às intensas variações de amplitude de sinal que caracterizam o *flicker*.

A avaliação da aplicabilidade de outras técnicas de modulação com e sem codificação de canal, bem como de esquemas de pré-distorção faz parte dos trabalhos futuros promissora tecnologia de comunicação via luz visível.

Referências

AMINIKASHANI, M.; GU, W.; KAVEHRAD, M. Indoor positioning in high speed ofdm visible light communications. *arXiv preprint arXiv:1505.01811*, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 61.

AN, J.; PHAM, N. Q.; CHUNG, W.-Y. Multiple bio-monitoring system using visible light for electromagnetic-wave free indoor healthcare. *Optics Communications*, Elsevier, v. 405, p. 107–113, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 27.

ARGIRÒ, S.; ORLANDO, A.; TRUZZI, S. Visible light communication. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 27.

ARMSTRONG, J. Peak-to-average power reduction for ofdm by repeated clipping and frequency domain filtering. *Electronics letters*, IET, v. 38, n. 5, p. 246–247, 2002. Citado na página 42.

ARNON, S. Visible light communication. [S.l.]: Cambridge University Press, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 49 e 50.

BEHAR-COHEN, F. et al. Light-emitting diodes (led) for domestic lighting: Any risks for the eye? *Progress in retinal and eye research*, Elsevier, v. 30, n. 4, p. 239–257, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 26.

BINGHAM, J. A. C. Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come. *IEEE Communications Magazine*, v. 28, n. 5, p. 5–14, May 1990. ISSN 0163-6804. Citado na página 35.

CHANG, R. W. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission. *The Bell System Technical Journal*, v. 45, n. 10, p. 1775–1796, Dec 1966. ISSN 0005-8580. Citado na página 30.

CHONG, C. V.; TAROKH, V. A simple encodable/decodable ofdm qpsk code with low peak-to-mean envelope power ratio. *IEEE Transactions on Information Theory*, IEEE, v. 47, n. 7, p. 3025–3029, 2001. Citado na página 42.

CIMINI, L. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing. *IEEE Transactions on Communications*, v. 33, n. 7, p. 665–675, Jul 1985. ISSN 0090-6778. Citado na página 30.

COSSU, G. et al. 3.4 gbit/s visible optical wireless transmission based on rgb led. *Optics express*, Optical Society of America, v. 20, n. 26, p. B501–B506, 2012. Citado na página 59.

DIMITROV, S.; HAAS, H. *Principles of LED Light Communications: Towards Networked Li-Fi.* [S.l.]: Cambridge University Press, 2015. Citado na página 27.

DINIZ, P. S.; SILVA, E. A. da; NETTO, S. L. *Processamento Digital de Sinais-: Projeto e Análise de Sistemas.* [S.l.]: Bookman Editora, 2014. Citado na página 40.

DOELZ, M. L.; HEALD, E. T.; MARTIN, D. L. Binary data transmission techniques for linear systems. *Proceedings of the IRE*, v. 45, n. 5, p. 656–661, May 1957. ISSN 0096-8390. Citado na página 30.

FISCHER, R. F.; HUBER, J. B. A new loading algorithm for discrete multitone transmission. In: IEEE. *Global Telecommunications Conference*, 1996. *GLOBE-COM'96. 'Communications: The Key to Global Prosperity.* [S.l.], 1996. v. 1, p. 724–728. Citado na página 36.

GREENWOOD, V. J. et al. Does the flicker frequency of fluorescent lighting affect the welfare of captive european starlings? *Applied Animal Behaviour Science*, Elsevier, v. 86, n. 1, p. 145–159, 2004. Citado na página 26.

HAAS, H. Wireless data from every light bulb. TED Website. 2011. Citado 2 vezes nas páginas 49 e 50.

HANZO, L. L. et al. Single- and Multi-carrier Quadrature Amplitude Modulation : Principles and Applications for Personal Communications, WLANs and Broadcasting. [S.l.]: Wiley, 2000. ISBN 0471492396. Citado 3 vezes nas páginas 33, 35 e 42.

HARA, S.; PRASAD, R. Multicarrier techniques for 4G mobile communications. [S.l.]: Artech House, 2003. Citado na página 31.

HARUYAMA, S.; NAKAGAWA, M. A basic study of optical ofdm system for indoor visible communication utilizing plural white leds as lighting. 2001. Citado na página 59.

HIROSAKI, B. An analysis of automatic equalizers for orthogonally multiplexed qam systems. *IEEE Transactions on Communications*, v. 28, n. 1, p. 73–83, Jan 1980. ISSN 0090-6778. Citado na página 30.

HIROSAKI, B. An orthogonally multiplexed qam system using the discrete fourier transform. *IEEE Transactions on Communications*, v. 29, n. 7, p. 982–989, Jul 1981. ISSN 0090-6778. Citado na página 30.

HUSSEIN, A. T.; ALRESHEEDI, M. T.; ELMIRGHANI, J. M. H. 20 gb/s mobile indoor visible light communication system employing beam steering and computer generated holograms. *Journal of Lightwave Technology*, v. 33, n. 24, p. 5242–5260, Dec 2015. ISSN 0733-8724. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 59.

JANSEN, S. et al. Coherent optical 25.8-gb/s ofdm transmission over 4160-km ssmf. *Lightwave Technology, Journal of*, v. 26, n. 1, p. 6–15, Jan 2008. ISSN 0733-8724. Citado 3 vezes nas páginas 32, 33 e 59.

KHALID, A. M. et al. 1-gb/s transmission over a phosphorescent white led by using rate-adaptive discrete multitone modulation. *IEEE Photonics Journal*, v. 4, n. 5, p. 1465–1473, Oct 2012. ISSN 1943-0655. Citado na página 51.

KLENNER, P. Communications technology laboratory, the ofdm multi carrier system. notas de aula não publicadas. disponível em http://www.ant.uni-bremen.de/whomes/klenner/. In: . [S.l.: s.n.], 2004. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 40.

KOTTKE, C. et al. 1.25 gbit/s visible light wdm link based on dmt modulation of a single rgb led luminary. In: 2012 38th European Conference and Exhibition on Optical Communications. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–3. ISSN 1550-381X. Citado na página 59.

KRONGOLD, B. S.; JONES, D. L. Par reduction in ofdm via active constellation extension. *IEEE Transactions on broadcasting*, IEEE, v. 49, n. 3, p. 258–268, 2003. Citado na página 43.

LEE, K.; PARK, H.; BARRY, J. R. Indoor channel characteristics for visible light communications. *IEEE Communications Letters*, v. 15, n. 2, p. 217–219, February 2011. ISSN 1089-7798. Citado 4 vezes nas páginas 15, 51, 52 e 53.

LEE, S. H.; JUNG, S.-Y.; KWON, J. K. Modulation and coding for dimmable visible light communication. *IEEE Communications Magazine*, IEEE, v. 53, n. 2, p. 136–143, 2015. Citado na página 27.

LOWERY, A.; ARMSTRONG, J. Orthogonal-frequency-division multiplexing for optical dispersion compensation. In: *Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference, 2007. OFC/NFOEC 2007. Conference on.* [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–3. Citado na página 59.

MCKINLEY, M. D. et al. *EVM Calculation for Broadband Modulated Signals*. [S.1.], 2005. Citado 2 vezes nas páginas 89 e 90.

MULLER, S. H.; HUBER, J. B. A comparison of peak power reduction schemes for ofdm. In: IEEE. *Global Telecommunications Conference*, 1997. *GLOBECOM'97.*, *IEEE*. [S.l.], 1997. v. 1, p. 1–5. Citado na página 43.

O'NEILL, R.; LOPES, L. Envelope variations and spectral splatter in clipped multicarrier signals. In: IEEE. Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1995. PIMRC'95. Wireless: Merging onto the Information Superhighway., Sixth IEEE International Symposium on. [S.1.], 1995. v. 1, p. 71–75. Citado na página 42.

PELED, A.; RUIZ, A. Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms. In: *Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on ICASSP '80.* [S.l.: s.n.], 1980. v. 5, p. 964–967. Citado na página 30.

PEREIRA ESEQUIEL DA VEIGA, J. A. L. S. M. E. V. S. Transmissão de sinais ofdm com envoltória constante em sistemas Ópticos com deteção coerente. In: *Universidade Federal do Espírito Santo, 2017.* [S.l.: s.n.], 2017. v. 1. Citado na página 44.

PINTO, E. L.; ALBUQUERQUE, C. P. de. A técnica de transmissão ofdm. *Revista Científica*, v. 1516, p. 2338, 2002. Citado 3 vezes nas páginas 36, 37 e 41.

POPOOLA, W. O.; GHASSEMLOOY, Z.; STEWART, B. G. Pilot-assisted papr reduction technique for optical ofdm communication systems. *Journal of Lightwave Technology*, IEEE, v. 32, n. 7, p. 1374–1382, 2014. Citado na página 44.

PROAKIS, J.; SALEHI, M. *Digital Communications, 5th Edition.* [S.I.]: McGraw-Hill Education, 2007. ISBN 0072957166. Citado 3 vezes nas páginas 38, 41 e 42.

RAJAGOPAL, S.; ROBERTS, R. D.; LIM, S.-K. Ieee 802.15. 7 visible light communication: modulation schemes and dimming support. *IEEE Communications Magazine*, IEEE, v. 50, n. 3, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 26.

RUIZ, A.; CIOFFI, J. M.; KASTURIA, S. Discrete multiple tone modulation with coset coding for the spectrally shaped channel. *IEEE Transactions on Communications*, v. 40, n. 6, p. 1012–1029, Jun 1992. ISSN 0090-6778. Citado 2 vezes nas páginas 38 e 39.

SHAFIK, R. A.; RAHMAN, M. S.; ISLAM, A. R. On the extended relationships among EVM, BER and SNR as performance metrics. In: 2006 International Conference on Electrical and Computer Engineering. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2006. Disponível em: http://dx.doi.org/10.1109/icece.2006.355657. Citado 3 vezes nas páginas 89, 90 e 91.

SILVA, J.; CARTAXO, A.; SEGATTO, M. A papr reduction technique based on a constant envelope ofdm approach for fiber nonlinearity mitigation in optical direct-detection systems. *Optical Communications and Networking, IEEE/OSA Journal of*, v. 4, n. 4, p. 296–303, April 2012. ISSN 1943-0620. Citado na página 43.

SILVA, J. A. L. Citado 5 vezes nas páginas 34, 44, 47, 59 e 65.

SONG, J. H.; LIM, J. S.; KIM, H. M. A modified a-law companding scheme for indoor visible light communication. In: 2014 IEEE Fourth International Conference on Consumer Electronics Berlin (ICCE-Berlin). [S.l.: s.n.], 2014. p. 254–255. ISSN 2166-6814. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 50.

STEFAN, I. A. Enabling Networked Visible Light Communications. Tese (Doutorado) — Jacobs University Bremen, 2014. Citado na página 49.

SUPPLEMENT to IEEE standard for information technology telecommunications and information exchange between systems - local and metropolitan area networks - specific requirements. Part 11: wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: high-speed physical layer in the 5 GHz band. *IEEE Std* 802.11a-1999, p. –, Dec. 1999. Citado na página 89.

THOMPSON, S. C. et al. Constant envelope ofdm phase modulation: spectral containment, signal space properties and performance. In: IEEE. *Military Communications Conference, 2004. MILCOM 2004. 2004 IEEE.* [S.I.], 2004. v. 2, p. 1129–1135. Citado na página 44.

THOMPSON, S. C. et al. Constant envelope ofdm. *IEEE transactions on communications*, IEEE, v. 56, n. 8, 2008. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 47.

TSAI, Y.; ZHANG, G.; PAN, J.-L. Orthogonal frequency division multiplexing with phase modulation and constant envelope design. In: IEEE. *Military Communications Conference*, 2005. MILCOM 2005. IEEE. [S.1.], 2005. p. 2658–2664. Citado na página 44.

UC-LIGHT. Sistema de comunicação via luz visível proposto por ubiquitous communication by light (uc-light). disponível em https://www.engadget.com/2009/07/20/uc-light-project-puts-leds-to-work-in-communication-networks/. In: . [S.l.: s.n.], 2009. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 51.

URICK, V.; QIU, J.; BUCHOLTZ, F. Wide-band QAM-over-fiber using phase modulation and interferometric demodulation. *IEEE Photonics Technology Letters*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 16, n. 10, p. 2374–2376, oct 2004. Disponível em: http://dx.doi.org/10.1109/lpt.2004.834551. Citado na página 92.

VUCIC, J.; LANGER, K. D. High-speed visible light communications: State-of-the-art. In: *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2012 and the National Fiber Optic Engineers Conference.* [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–3. ISSN pending. Citado na página 25.

WANG, K. et al. Full-duplex gigabit indoor optical wireless communication system with cap modulation. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 28, n. 7, p. 790–793, April 2016. ISSN 1041-1135. Citado na página 59.

WEINSTEIN, S.; EBERT, P. Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform. *IEEE Transactions on Communication Technology*, v. 19, n. 5, p. 628–634, October 1971. ISSN 0018-9332. Citado na página 30.

XU, J. et al. Asymmetrically reconstructed optical ofdm for visible light communications. *IEEE Photonics Journal*, IEEE, v. 8, n. 1, p. 1–18, 2016. Citado na página 51.

YAMANOUCHI, S.; KUNIHIRO, K.; HIDA, H. OFDM error vector magnitude distortion analysis. *IEICE Transactions on Electronics*, Institute of Electronics, Information and Communications Engineers (IEICE), E89-C, n. 12, p. 1836–1842, dec 2006. Disponível em: <<u>http://dx.doi.org/10.1093/ietele/e89-c.12.1836></u>. Citado na página 90.

YU-MAN, S. et al. White light-emitting diodes (leds) at domestic lighting levels and retinal injury in a rat model. *Environmental Health Perspectives (Online)*, National Institute of Environmental Health Sciences, v. 122, n. 3, p. 269, 2014. Citado na página 26.

ZHANG, G. et al. A survey on ofdm-based elastic core optical networking. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, v. 15, n. 1, p. 65–87, First 2013. ISSN 1553-877X. Citado na página 31.

ZHANG, H.; YUAN, Y.; XU, W. Papr reduction for dco-ofdm visible light communications via semidefinite relaxation. *IEEE Photonics Technology Letters*, IEEE, v. 26, n. 17, p. 1718–1721, 2014. Citado na página 64.

ZHAO, C.; BAXLEY, R. J. Error vector magnitude analysis for ofdm systems. In: 2006 Fortieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2006. p. 1830–1834. ISSN 1058-6393. Disponível em: http://dx.doi.org/10.1109/acssc.2006.355078>. Citado 2 vezes nas páginas 89 e 90.

Apêndices

APÊNDICE A – EVM (Error Vector Magnitude)

Além de expressar a qualidade da recepção de sistemas de modulação digital, a EVM (*Error Vector Magnitude*) provê uma simples e quantitativa figura de mérito de sinais modulados digitalmente, pelo fato de representar a diferença entre os vetores de símbolos transmitidos e recebidos de uma determinada diagrama de constelação [Shafik, Rahman e Islam 2006]. É indicada para sistemas de comunicação em que torna-se necessária a transmissão de grande quantidade de informação, dada a rapidez de sua medição quando comparada com a tradicional taxa de erro de bits ¹ BER (*Bit Error Rate*) [McKinley et al. 2005]. Além de informações acerca da amplitude do erro de sinal, a EVM também contém informações relacionadas à diferença de fase entre os símbolos complexos gerados e medidos, o que permite uma melhor caracterização dos efeitos físicos de um canal de comunicação. A sua capacidade em identificar as distorções provocadas por não linearidades, desbalançamento IQ, ruído de fase, entre outros, possibilitaram a sua especificação como figura de mérito dos padrões IEEE 802.11a–1999, WCDMA (wideband code division access) e as rede sem fio LAN (local area network) e MAN (metropolitan area network) [Supplement to IEEE standard for information technology telecommunications and information exchange between systems - local and metropolitan area networks - specific requirements. Part 11: wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: high-speed physical layer in the 5 GHz band 1999, [Zhao e Baxley 2006].

A.1 Definição

Para um melhor entendimento do procedimento de medida da EVM, considere o quadrante de um diagrama de constelação da Figura 29, onde são apresentados o vetor de referência X_k relativo a um dos possíveis símbolos transmitidos (sinal ideal) de coordenadas $X_I = 1$ e $X_Q = j$, para $j = \sqrt{-1}$, o vetor medido Y_k que ilustra a trajetória de um símbolo recebido (sinal medido) de coordenadas (Y_I, Y_Q) , e o vetor de erro $D_k = Y_k - X_k$, o qual representa a distancia Euclidiana entre tais sinais. Sendo cada ponto do plano I (*In phase*) versus Q (*Quadrature*) a especificação de um dos 2^n possíveis símbolos gerados pela combinação de *n* bits, qualquer desvio neste provocado por ruído ou distorção, linear ou não, inerentes aos sistemas de telecomunicações, cria uma distancia escalar entre os referidos fasores cuja magnitude de erro $E_k = |Y_k| - |X_k|$ e o erro de fase $\phi_k = \angle(Y_k) - \angle(X_k)$

¹ Para uma $BER = 10^{-9}$ necessita-se transmitir 10^9 de bits para obter-se 1 bit errado; onerosa tarefa em simulações computacionais.

são perfeitamente mensuráveis pela métrica EVM [YAMANOUCHI, KUNIHIRO e HIDA 2006].



Figura 29 – Diagrama de constelacao ilustrativo.

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

$$EVM_{RMS} = \left[\frac{\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}|Y_k - X_k|^2}{\frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1}|X_k|^2}\right]^{\frac{1}{2}} = \left[\frac{\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}|Y_I - X_I|^2 + |Y_Q - X_Q|^2}{\frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1}|X_I|^2 + |X_Q|^2}\right]^{\frac{1}{2}}, \quad (36)$$

onde N representa a quantidade de símbolos transmitidos/recebidos, $X_k = X_I + jX_Q$ e $Y_k = Y_I + jY_Q$ os símbolos complexos ideais e medidos respectivamente [Shafik, Rahman e Islam 2006], [McKinley et al. 2005]. Entretanto, é comum encontrar na literatura a definição matemática da EVM conforme

$$EVM = \sqrt{\frac{\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}|Y_k - X_k|^2}{X_{max}^2}} = \sqrt{\frac{\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}|D_k|^2}{X_{max}^2}},$$
(37)

para X_{max} o ponto da constelação da maior amplitude. Esta designação detém a vantagem de facilitar e/ou diminuir a implementação computacional da citada métrica [Zhao e Baxley 2006].

A.2 Relações Matemáticas entre SNR, EVM, e BER

Análise de desempenho computacional nos termos taxa de erro de bits BER, e relação potência de sinal e potência de ruído SNR, é por motivos de simplicidade de comparação uma das mais utilizadas em sistemas de comunicação. A medição direta da potência do sinal sobre a potência do ruído permite predizer a quantidade de bits errados ou não no processo de decisão do receptor [Shafik, Rahman e Islam 2006]. Existem tabuladas na literatura enumeras relações probabilísticas que numericamente descrevem o comportamento de sinais com modulação digital em canais com ruído gaussiano. Para tanto, considere a transmissão em canais AWGN de sinais uni/multiportadoras, com modulação M-QAM de sequência de bits codificados com código Gray, e com detecção coerente. A probabilidade de erro de bits, ou taxa de erro de bits é dada por

$$BER = \frac{2\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)}{\log_2(M)} \cdot erfc\left(\sqrt{\frac{3SNR}{(2M-2)}}\right),\tag{38}$$

onde $erfc(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-y^2} dt$ é a função erro complementar, M é o tipo de modulação empregada (para 16-QAM, M = 16) e a SNR matematicamente descrita pela razão

$$SNR = \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N} \left[(X_I)^2 + (X_Q)^2 \right]}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N} \left[(n_I)^2 + (n_Q)^2 \right]},$$
(39)

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

$$SNR = \frac{E_s}{N_0} = \frac{\log_2(M)E_b}{N_0},$$
 (40)

onde $E_s = log_2(M)E_b$ é a energia de cada símbolo constelação e E_b a energia de cada bit que o compõem.

É possível afirmar que a EVM é, essencialmente, o erro de magnitude normalizada entre a constelação medida e a constelação gerada. Em um canal com ruído gaussiano branco, a relação entre a SNR e a EVM é evidenciada por

$$EVM_{RMS} \approx \left[\frac{1}{SNR}\right]^{\frac{1}{2}} \approx \left[\frac{N_0}{E_s}\right]^{\frac{1}{2}},$$
(41)

que em dB torna-se $EVM_{RMS} \approx -20 \times log_{10}(SNR)$ [Shafik, Rahman e Islam 2006]. Assim, sabendo que $SNR \approx \frac{1}{EVM_{RMS}^2}$ reescreve-se (38) como

$$BER = \frac{2\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)}{\log_2(M)} \cdot erfc\left(\sqrt{\frac{3}{EVM_{RMS}^2(2M - 2)}}\right),\tag{42}$$

como relação matemática entre a BER e a EVM medida diretamente de diagramas de constelações quadradas M-QAM. A Figura 30 mostra tais relações obtidas através da simulação de um sistema OFDM de L = 100 sinais de N = 1024 subportadoras, em uma largura de banda $B_w = 10$ GHz e taxa de transferência $R_b \approx 35$ Gbps em um canal AWGN

para variados valores de SNR e níveis de modulação QAM. A relação empírica entre a EVM e a SNR refere-se ao resultado da simulação, ou seja, a EVM é obtida via simulação computacional que aplicada à relação (41) resulta na resposta com marcas circulares. O traço referente ao EVM versus SNR Teórico consiste em aplicar os valores de SNR dados como entrada na equação equação (41). O comportamento empírico do gráfico de desempenho BER versus SNR provém da simulação do sistema OFDM parametrizado conforme descrito anteriormente. Os traços Teórico e Semi-Empírico são provenientes do uso das equações (38) e (42) respectivamente. Observa-se uma diferença de aproximadamente 1.5 dB na comparação entre o EVM por SNR Empírico (simulado) e o Teórico para a SNR = 2 dB. Uma ponderação sobre essa pequena discrepância sugere a delimitação de um valor a partir do qual emprega-se a relação (41). Deve-se no entanto realçar a exatidão das curvas de desempenho em termos da taxa de erro de bits, SNR e EVM, exaltando a gama de valores acima de 10^{-6} de real interesse em sistemas de telecomunicações.

No entanto, em sistemas ópticos em que não se conhece a estatística e a proveniência do ruído dominante, torna-se apropriada a definição da grandeza taxa de erro de modulação MER (*Modulation Error rate*) conforme

$$MER = -20log_{10}(EVM) + 10log_{10}\left(\frac{\langle V^2 \rangle}{V_{max}^2}\right), \qquad (43)$$

onde $\langle V^2 \rangle$ é o valor quadrático médio da tensão de todos os pontos da constelação e V_{max} a tensão do ponto da constelação de maior amplitude [Urick, Qiu e Bucholtz 2004]. Em (43), $EVM = r_e/V_{max}$ para r_e a magnitude do raio do vetor do dados recebidos determinada pelo valor médio quadrático do desvio dos dados recebidos dos pontos da constelação. Torna-se, portanto, desnecessária a normalização do diagrama de constelação, desde que os tons pilotos; em casos em que estes são utilizados para reconhecimento de canal e ou sincronismo; sejam retirados antes da avaliação da métrica. Como valor médio da SNR de toda a constelação, a MER pode assim ser aplicada na equação (42) para a determinação aproximada de uma taxa de erro de bits referencial. A Figura 31 mostra a avaliação de desempenho via simulação do referido sistema OFDM com a figura de mérito da equação 43.

Nota-se na Figura 31 a exatidão das curvas de simulação computacional (Empírica) e Teórica na avaliação do desempenho do sistema em termos de EVM por MER (SNR). O mesmo acontece na BER versus MER, onde também estão dispostos as curvas teóricas 4-QAM e 64-QAM. Estes resultados sugerem a adoção da relação (43) como parâmetro SNR a ser especificado nas relações EVM e BER.



Figura 30 – Relação EVM, SNR e BER para Modulação 16-QAM de um sistema OFDM em canal AWGN.



Figura 31 – Relação EVM, MER e BER para Modulação 4,16 e 64-QAM de um sistema OFDM em canal AWGN.