



UNIVERSIDADE DE COIMBRA
FACULDADE DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELECTROTÉCNICA E DE COMPUTADORES

Dissertação de Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Comunicação Óptica Sem Fios Baseada em Díodos Emissores de Luz Branca

Celestino Sanches Martins

Júri

Presidente: António Paulo Mendes Breda Dias Coimbra

Orientador: Henrique José Almeida da Silva

Vogal: Luís Alberto da Silva Cruz

Coimbra
Setembro de 2011

Agradecimentos

É com muita satisfação que, neste pequeno texto, registo o mais profundo agradecimento àqueles que de várias formas contribuíram para que a realização deste trabalho fosse possível. Sendo o espaço destinado para o efeito relativamente pequeno, não é possível citar os nomes de todos, resta-me, desde já, endereçar os meus mais sinceros agradecimentos àqueles que directa ou indirectamente me apoiaram durante todo o percurso académico, cujos nomes não figuram neste texto.

Agradeço: Ao meu orientador o Professor Doutor Henrique J. A. da Silva a quem dedico este trabalho, por ter-me acolhido como orientando, pelas inúmeras horas dispensadas em virtude do esclarecimento das minhas incessantes dúvidas que, num clima descontraído, estimulando em mim a paixão pela investigação e cultivando o meu orgulho pela área que despertou o meu interesse durante o meu percurso académico, pela simpatia gratuita e pela dedicação incondicional para que este trabalho não fique longe do conjunto dos aplaudidos.

Ao Demilson Morais, pela amizade e companhia incondicional disponibilizada, nesta longa caminhada, marcada por um energético laço de amizade e acompanhada de um valente espírito de inter-ajuda, acabando por merecer uma grande gratificação minha.

Ao Arlindo Veiga e Paulo Ferreira, pela simpatia e prontidão em disponibilizar o seu tempo em várias circunstâncias, acabando sempre numa grande ajuda.

Aos meus pais, Antónia e Camilo, a quem também dedico este trabalho, por iluminarem em mim o caminho da vida. A estes, não me parece que haja uma lista de adjetivos que aqui possa apresentar que caracterize a minha profunda gratidão.

Aos meus irmãos, aos meus cunhados, aos meus primos e aos meus sobrinhos pelo amor perpétuo que nunca hesitaram em demonstrar, encorajando-me sempre nas minhas ousadas aventuras, estas que nunca cessarão.

A todos os meus amigos e colegas de curso, pela camaradagem e cumplicidade singulares reveladas durante toda esta caminhada neste terreno íngreme e escorregadio, que é a nossa vida académica.

Resumo

A presente dissertação aborda a realização de sistemas de comunicação sem fios que utilizam luz visível como suporte de transmissão. Nestes sistemas, as fontes são LEDs, emissores de luz branca, que são usados simultaneamente para iluminação e transmissão de dados a débito elevado. Tirando partido dos conhecimentos tecnológicos existentes sobre sistemas de comunicação sem fios utilizando o espectro dos infravermelhos e das vantagens dos LEDs brancos, vários estudos têm sido feitos sobre estes sistemas, por serem potenciais candidatos na área de comunicação óptica sem fios em ambientes interiores.

O trabalho apresentado começa com uma introdução aos sistemas de comunicação na banda visível. Segue-se uma breve apresentação da evolução destes sistemas e dos mais recentes trabalhos sobre aplicações em ambientes interiores. São considerados dois modelos para a modelação do sistema VLC: modelo para sistema que usa a codificação NRZ-OOK; modelo para sistema que usa a modulação DMT. A descrição dos modelos implementados é feita por módulos que integram os diagramas funcionais dos sistemas, sendo que o módulo de codificação DMT mereceu maior detalhe. Também são apresentadas as propriedades básicas dos LEDs emissores de luz branca, os componentes da secção frontal do módulo receptor, e são descritas diversas fontes de ruído óptico e suas influências nas possíveis aplicações.

O desempenho dos modelos é caracterizado por várias medidas de desempenho do sistema, tais como a BER, a SNR, a iluminância, o diagrama de olho, a constelação de sinal e o débito binário máximo suportado. Os valores das medidas de desempenho foram obtidos a partir de simulações dos sistemas. A partir dos resultados do desempenho dos modelos foi possível fazer várias considerações sobre a aplicação prática dos sistemas e simular a transmissão a um débito máximo de aproximadamente 300 Mbps. Os resultados confirmam a viabilidade dos sistemas de comunicação sem fios na banda visível, e demonstram que esta é uma tecnologia promissora para um futuro próximo.

Abstract

This thesis addresses the implementation of wireless communication systems that use visible light as support for transmission. In these systems, the sources are white LEDs that emit visible light, which are used simultaneously for illumination and data transmission at high data rate. Profiting of the existing technological knowledge about wireless communication systems using the infrared spectrum and of the advantages of white LEDs, various studies have been made about these systems because they are potential candidates in the area of wireless optical communications for indoor environments.

The work presented starts with an introduction to the communication systems in the visible band. This is followed by a brief presentation of the evolution of these systems and of the most recent about applications for the indoor environments. Two models are considered for the VLC system: model for a system that uses the NRZ-OOK coding; model for a system using DMT coding. The description of the implemented models is done by modules that integrate the systems functional diagrams, and the DMT encoding module was more detailed. The basic properties of white light LEDs are also presented, as well as the components of the receiver front-end, and several sources of optical noise and their influence on possible applications are described.

The performance of the models is characterized by several measures of system performance, such as the BER, the SNR, the illuminance, the eye diagram, the signal constellation, and the maximum binary transmission rate supported. The values of the performance measures were obtained by simulations of the systems. From the results of the models performance it was possible to make several considerations about practical application of the systems and to simulate the transmission at a maximum speed of approximately 300 Mbps. The results confirm the feasibility of wireless communication systems in the visible band, and demonstrate that it is a promising technology for the near future.

Lista de Figuras

Figura 1.1: O espectro electromagnético	2
Figura 1.2: Exemplo do sistema VLC em ambiente interior.....	3
Figura 2.1: Geração de luz branca usando LED azul revestido por camada de fósforo ...	7
Figura 2.2: Espectro de luz branca usando LED azul revestido por camada de fósforo.....	10
Figura 3.1: Diagrama de blocos do sistema NRZ-OOK.....	12
Figura 3.2: Diagrama de bloco do sistema usando modulação DMT.....	14
Figura 3.3: Bloco codificador DMT.....	14
Figura 3.4: Diagrama de radiação lambertiana normalizada.....	21
Figura 3.5: Exemplo do canal do sistema VLC.....	22
Figura 4.1: Resposta em frequência normalizada do LED.....	35
Figura 4.2: Modelo da distribuição dos equipamentos dentro da sala.....	36
Figura 4.3: Modelo da sala considerada.....	37
Figura 4.4: A distribuição da iluminância horizontal dentro da sala.....	38
Figura 4.5: A influência da dimensão da sala sobre o componente difuso do canal óptico	39
Figura 4.6: A influência do valor médio de coeficiente de reflexão sobre o componente difuso do canal óptico	40
Figura 4.7: A influência de FOV sobre o componente difuso do canal óptico	40
Figura 4.8: Módulo da resposta em frequência total do canal óptico	41
Figura 4.9: A distribuição do SNR dentro da sala	42

Figura 4.10: BER em função do débito binário no sistema VLC usando a codificação NRZ-OOK para a largura de banda do sistema de 20 MHz.....	43
Figura 4.11: BER em função do débito binário no sistema VLC usando a codificação NRZ-OOK para a largura de banda do sistema de 50 MHz.....	43
Figura 4.12: Diagrama de olho para o débito binário de 40 Mbps e SNR 68 dB.....	44
Figura 4.13: Diagrama de olho para o débito binário de 100 Mbps e SNR 68 dB.....	44
Figura 4.14: BER em função da SNR usando a modulação M-QAM.....	46
Figura 4.15: BER em função da SNR usando a modulação M-PSK.....	46
Figura 4.16: Diagrama de constelação usando a modulação 16-QAM sem estimação de canal.....	47
Figura 4.17: Diagrama de constelação usando a modulação 16-QAM com estimação de canal.....	48
Figura 4.18: Débito binário em função da SNR.....	49
Figura A.1: Modulação multi-portadora.....	53
Figura A.2: Espectro das subportadoras do sinal DMT.....	54

Índice

Agradecimentos	i
Resumo	ii
Abstract	iii
Lista de Figuras.....	iv
Índice.....	vi
Acrónimos	viii
Simbologia.....	x
Capítulo 1	1
Introdução.....	1
1.1 Motivação.....	1
1.2 Objectivos e Contribuições	3
1.2.1 Objectivos.....	3
1.2.2 Contribuições.....	4
1.3 Estrutura.....	4
Capítulo 2	6
Sistema de comunicação óptica sem fios na banda visível – Revisão do estado de arte ..	6
2.1 A história do VLC	6
2.2 Trabalhos Recentes.....	8
2.2.1 Modulação DMT.....	8
2.2.2 Sistema MIMO.....	9
2.2.3 Igualização e melhoramento da largura de banda de modulação de LED emissor de luz branca.....	10
Capítulo 3	11
Modelação do Sistema VLC e Medidas de Desempenho	11
3.1.1 Sistema VLC - NRZ-OOK.....	11
3.1.2 Sistema VLC - DMT	13
3.1.2.3 Codificação do Canal	18
3.1.2.4 Estimação do Canal.....	19
3.2 Características de um LED emissor de luz branca	20
3.2.1 Propriedades Básicas da luz emitida pelo LED	20
3.2.2 Diagrama de radiação	21
3.2.3 Iluminância	21

3.3 Canal Óptico Sem Fio.....	22
3.3.1 Efeitos de Propagação no canal óptico sem fio	22
3.3.2 Modelo para o canal óptico sem fios.....	25
3.3.2.2 Componente linha de vista (LOS) do canal	26
3.4 Receptor	28
3.4.1 Concentrador óptico e filtro óptico	28
3.4.2 Fotodetector para o sistema VLC.....	30
3.4.3 Análise de ruídos e medidas de desempenho	30
Capítulo 4	34
Experiências de Simulação.....	34
4.1 Fonte de transmissão de dados	34
4.1.1 Modelo do LED	34
4.1.2 Iluminância de LED	35
4.2 Canal Óptico Sem Fios em Ambientes Interiores	38
4.3 Medidas de Desempenho do Sistema	41
4.3.1 Distribuição de SNR dentro do quarto	41
4.3.2 BER, Diagramas de olho e Diagramas de constelação	42
Capítulo 5	50
Conclusões.....	50
5.1 Propostas para o trabalho futuro	51
Anexo A	52
Teoria básica da transmissão multi-portadora.....	52
A.1 Princípios básicos	52
A.2 A Ortogonalidade	53
A.3 Prefixo Cíclico e Dispersão do canal.....	54
A.4 Factor do Pico.....	55
Bibliografia.....	56

Acrónimos

ADSL – Asymmetric Digital Subscriber Line

ADC – Analogue to Digital Converter

BER – Bit Error Rate

BPSK – Binary Phase Shift Keying

DAC – Digital to Analogue Converter

DSL – Digital Subscriber Line

DMT – Discrete Multi-Tone

DC – Direct Current

EVM – Error Vector Magnitude

FEC – Forward Error Correction

FOV – Field-Of-View

FFT– Fast Fourier Transform

GSPA – Gerador de Sequência Pseudo-Aleatória

IFFT – Inverse Fast Fourier Transform

IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers

IR – Infra Red

ISI – Inter-Symbol Interference

ISO – International Standardization Organization

LED – Light Emitting Diode

LOS – Line-Of-Sight

LS – Least Square

QAM – Quadrature Amplitude Modulation

QPSK – Quadrature Phase Shift Keying

RF – Radio Frequency

MAP – Maximum a Posteriori

MIMO – Multi Input Multi Output

NRZ – Non Return to Zero

OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing

OOK – On Off Keying

OC – Optical Concentrator

PD – Photodiode

PIN – Positive-Intrinsic-Negative

PDA – Personal Digital Assistant

PLC – Power Line Communication

PSK – Phase Shift Keying

SNR – Signal-to-Noise Ratio

SER – Symbol Error Rate

TF – Transmission Filter

VLC – Visible Light Communication

Wi-Fi – Wireless Fidelity

WLAN – Wireless Local Area Network

VDSL – Very high speed Digital Subscriber Line

Simbologia

A - área activa do fotodetector

A_{eff} - área efectiva do detector

A_{rx} - área efectiva do receptor

B - largura de banda do sinal

B_c - largura de banda de coerência do canal

B_D - espalhamento de Doppler

B_w - largura de banda do sistema

c - velocidade da luz

D_{RMS} - valor eficaz de dispersão (ou espalhamento) de atraso

FOV - campo de visão

f_{source} - frequência da fonte

f_0 - frequência de corte a 3 dB do canal difuso

h - altura do quarto

I - valor médio da corrente detectada por um fotodetector

$I(0)$ - intensidade luminosa máxima radiada pelo LED

I_{sig} - fotocorrente gerada devido ao componente do sinal transmitido

I_{bg} - fotocorrente gerada devido ao componente de luz do fundo

K_B - constante de Boltzmann

K_m - Factor de normalização correspondente à visibilidade máxima

l - comprimento do quarto

L_{CP} - comprimento do prefixo cíclico da trama DMT

m - ordem da emissão lambertiana

N - número de subportadoras

n - índice de refração de material que compõe concentrador óptico

P_{bg} - potencia de sinal de fundo

P_{tx} - potência emitida pela fonte

P_{rx} - potência recebida

q - carga do electrão

R - responsividade do fotodetector

r - distância entre emissor e o receptor

R_b - débito binário

R_L - resistência de carga
 T_a - temperatura absoluta
 T_c - tempo de coerência do canal
 T_f - coeficiente de transmissão do filtro óptico
 T_{fall} - tempo de descida da resposta de LED
 T_{rise} - tempo de subida da resposta de LED
 T_s - período do símbolo
 μ - atraso médio
 μ_{Diff} - atraso médio da resposta do canal difuso
 v - velocidade relativa dos objectos
 V_{room} - volume do quarto
 w - largura do quarto
 w_c - frequência de corte a 3 dB
 φ - ângulo de incidência
 θ - ângulo da irradiância
 η_{LOS} - perda de percurso de componente de sinal LOS
 η_{Diff} - perda de percurso de componente de sinal difuso
 $\Delta\tau_{Diff}$ - atraso de componente difuso
 τ - constante de decaimento de exponencial
 σ_s^2 - variância do ruído quântico
 Δf - largura de banda efectiva de ruído
 σ_T^2 - variância do ruído térmico
 σ_{tot}^2 - variância total do ruído
 ρ_{bg} - irradiância da luz do fundo
 $\Delta\lambda$ - largura de banda do filtro óptico
 $\langle A_s(M) \rangle$ - valor médio de amplitude dos símbolos QAM
 $\langle t \rangle$ - tempo médio entre duas reflexões
 Ω - ângulo sólido

Capítulo 1

Introdução

O sistema de comunicação sem fios na banda visível, sistema VLC (*Visible Light Communication*), é uma tecnologia recente na área da comunicação sem fios. Este sistema utiliza os raios luminosos que ocupam a banda visível do espectro electromagnético, cujos objectivos primários são a iluminação, para a transmissão de dados.

A iluminação de espaços é uma técnica que o Homem tem desenvolvido desde dos tempos primordiais, e é indispensável em todos os meios e no dia-a-dia das pessoas. Actualmente existe uma panóplia de soluções tecnológicas e têm sido realizados muitos trabalhos de investigação na área de iluminação com o objectivo de melhorar a eficiência energética dos equipamentos emissores de luz, destacando-se o aparecimento do LED (*Light Emitting Diode*) emissor de luz branca. O LED emissor de luz branca é um promissor potencial candidato para substituir as lâmpadas incandescentes e fluorescentes nas próximas décadas. O LED pode ser também utilizado para transmitir dados e, assim sendo, a presença dos LEDs nos sistemas para iluminação de interiores é uma oportunidade para integrar este sistema com o sistema de comunicações de dados.

Este trabalho explora a possibilidade de utilização dos LEDs utilizados nos sistemas de iluminação para implementar um sistema de comunicações de dados.

1.1 Motivação

A actual sociedade está muito dependente das tecnologias de informação existentes, principalmente no âmbito dos dispositivos móveis e das aplicações na área da comunicação sem fios. Os computadores portáteis e outros dispositivos móveis como os PDAs (*Personal Digital Assistants*) e os telemóveis são equipamentos largamente utilizados e, muitas vezes, constituem necessidades básicas do dia-a-dia das pessoas. Esses equipamentos impulsionaram o desenvolvimento nas áreas de comunicação sem fios principalmente devidos às suas características de portabilidade e mobilidade.

A tecnologia baseada na comunicação sem fios por radiofrequência (RF) tem sido, desde o início, dominante relativamente às outras existentes, como é o caso da comunicação óptica sem fios na banda infravermelha, IR (*Infra-Red*). No entanto, a

banda infravermelha apresenta algumas vantagens relativamente à radiofrequência, principalmente no que diz respeito a maior largura de banda do canal e a simplicidade da implementação.

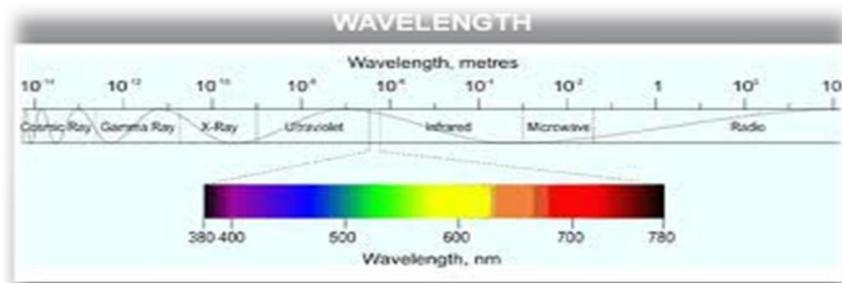


Figura 1.1: O espectro electromagnético.

A comunicação na banda infravermelha possui algumas inconveniências, sendo a principal a insegurança dos utilizadores quando sujeitos ao sinal de elevada potência emitido pela fonte (geralmente um laser). Se as radiações emitidas pela fonte incidirem sobre os olhos com uma intensidade superior a um determinado valor podem causar lesões graves. Esta desvantagem obriga a impor um limite para a potência máxima disponível no sistema de IR, e isso limita a taxa de transmissão de dados e o desempenho do sistema. No entanto, a comunicação óptica sem fios é muito promissora, pelo que as inconveniências do sistema IR podem ser colmatadas por outra tecnologia, a comunicação óptica sem fios na banda visível. A banda visível ocupa uma larga faixa do espectro electromagnético e tem a vantagem de não ser necessária uma licença para o uso desta banda da frequência. Além disso, tem maior largura de banda do que um sistema de RF e não causa qualquer interferência com outros sistemas de RF já existentes. Pelo facto de os raios luminosos não atravessarem objectos opacos, o acesso ao sinal por indivíduos que estejam no exterior não é possível e, portanto, constitui uma vantagem sobre os sistemas de RF, tornando os sistemas VLC mais seguros para utilização em ambientes interiores tais como os hospitais, dada a sua não interferência com outros equipamentos electrónicos e por não haver limitação da potência da fonte.

A banda de comprimento de onda usada no sistema de comunicação por IR, de 780 a 950 nm, está muito próxima da banda visível, de 380 a 750 nm, como ilustra a Figura 1.1. Deste modo e qualitativamente, os sinais apresentam o mesmo comportamento no que diz respeito à propagação, permitindo desta forma que os modelos e algumas técnicas já disponíveis em sistemas de IR sejam facilmente adaptados ao sistema VLC.

As fontes usadas no sistema VLC são LEDs emissores de luz branca. Prevê-se que esses LEDs irão substituir as outras fontes de iluminação, designadamente as lâmpadas incandescentes e fluorescentes, nas próximas décadas, uma vez que apresentam muitas vantagens, destacando-se a eficiência energética. Relativamente aos outros equipamentos de iluminação, os LEDs emissores de luz branca apresentam maior brilho, muito baixo consumo de energia, longo tempo de vida útil, maior tolerância à

humidade e, em geral, menor custo de manutenção. A característica fundamental que torna esses LEDs utilizáveis para transmissão de dados é a sua rápida resposta a modulação. Sendo assim, estas fontes podem ser simultaneamente usadas para iluminação e transmissão de dados.

Existem muitas aplicações promissoras para sistemas VLC em ambientes interiores, tais como a transmissão de sinais de TV e outros conteúdos multimédia. Pode-se utilizar lâmpadas de tecto ou de mesa, ligadas ao sistema VLC. A Figura 1.2 ilustra aplicações possíveis em ambientes interiores. Além destas, há muitas aplicações em ambientes exteriores, como por exemplo a comunicação entre veículos e iluminação de tráfego, fornecendo aos condutores dados sobre o tráfego, entre outros.

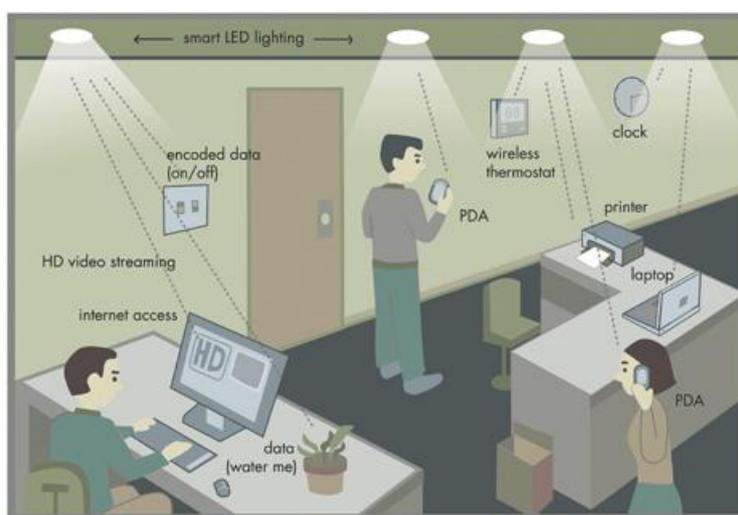


Figura 1.2: Exemplo do sistema VLC em ambientes interiores.

Uma vez que o sistema VLC tem todas estas vantagens e uma vasta área de aplicação, esta dissertação foi elaborada como prova de conceito para futuro desenvolvimento experimental nesta área.

1.2 Objectivos e Contribuições

1.2.1 Objectivos

O principal objectivo desta dissertação é o estudo e o desenvolvimento, usando a simulação, do sistema de comunicação óptica sem fios usando LEDs emissores de luz branca. Para atingir o objectivo pretendido foram realizadas várias tarefas descritas ordenadamente como:

- Estudo e compreensão dos conceitos do sistema VLC (Resumo do estado da arte);
- Modelação dos componentes do transmissor, canal e receptor do sistema;
- Implementação do sistema usando a codificação NRZ (*Non Return to Zero*) e modulação multi-tons discreta (DMT – *Discrete Multi-Tone*);
- Análise do ruído no sistema e medidas do desempenho;
- Simulação do sistema e obtenção dos resultados.

1.2.2 Contribuições

Sendo o sistema VLC um promissor sistema de comunicação óptica sem fios em ambientes interiores, o presente estudo tem impacto directo e indirecto no desenvolvimento desta área. Dado que ainda não existem simuladores comerciais específicos para esse tipo de sistema, este trabalho pode ser uma contribuição valiosa para futuros desenvolvimentos de simuladores.

1.3 Estrutura

A presente dissertação está dividida em cinco capítulos e estes são subdivididos em várias secções. O actual capítulo, capítulo 1, começa por fazer uma breve introdução sobre o sistema VLC e em seguida, na secção 1.1 fala-se sobre as motivações que levaram ao desenvolvimento deste trabalho e depois desta subsecção os principais objectivos e contribuições são introduzidos na secção 1.2. A estrutura da dissertação é apresentada nesta secção.

No capítulo 2 é apresentada história do sistema VLC, o resumo do estado de arte sobre o sistema VLC e alguns trabalhos já realizados nesta área e correspondentes resultados obtidos.

O capítulo 3 é dividido em quatro secções, dedicadas à modelação do sistema VLC. Na primeira secção, 3.1, são descritos os sistemas usando a codificação NRZ-OOK (*Non Return to Zero – On Off Keying*) e usando a modulação DMT. Seguidamente é apresentada a codificação e estimação do canal e por fim, as características de LEDs emissores de luz branca. A seguir, na secção 3.2 caracteriza-se o canal óptico sem fios em ambientes interiores, e na secção 3.3 são descritos os componentes usados no receptor. A última secção deste capítulo é dedicada às fontes de ruído no sistema VLC e às medidas de desempenho.

O capítulo 4 é dedicado à apresentação dos resultados obtidos nas experiências de simulação realizadas.

Por fim, no capítulo 5 são referidas as conclusões obtidas com a realização deste trabalho. Várias considerações sobre os resultados obtidos e as orientações seguidas são

apresentadas e termina-se este capítulo com apresentação de algumas propostas para o trabalho futuro.

Capítulo 2

Sistema de comunicação óptica sem fios na banda visível – Revisão do estado de arte

Os sistemas de comunicação desempenham um papel crucial na sociedade moderna. Muitas formas de comunicação têm sido desenvolvidas, destacando-se a comunicação sem fio. Os sistemas de comunicação baseados em RF têm dominado esta área, mas estão a atingir a saturação relativamente a largura de banda disponível. Por isso, houve a necessidade de uma tecnologia complementar. Foram por isso desenvolvidos sistemas de comunicação óptica sem fios na banda de infravermelhos (IR) [1], apresentando muitas vantagens em relação aos sistemas de RF. Mas estes sistemas nunca chegaram a ser uma tecnologia dominante, tendo sido proposto recentemente o sistema VLC, como alternativa. Vários estudos foram feitos nesta área, direccionados para várias áreas de aplicação e aproveitando da melhor forma as vantagens existentes nesses sistemas.

Este capítulo começa com uma breve apresentação histórica do sistema VLC, e a seguir uma breve revisão sobre os mais recentes progressos no que diz respeito ao aumento de taxa de transmissão de dados, resultante do aumento da largura de banda total do sistema.

2.1 A história do VLC

Um dos primeiros sistemas de comunicação sem fios usando luz visível foi apresentado por Alexander Graham Bell. No ano 1880, ele e o seu assistente Charles Tainter conseguiram, pela primeira vez, transmitir uma mensagem telefónica através do espaço livre, a uma distância de 213 metros, usando “*photophone*”, um dispositivo por ele inventado [2]. A luz do sol foi usada como portadora, e modulada pelas vibrações das ondas sonoras convertidas por um espelho que funciona como emissor. O sinal modulado é capturado por um espelho parabólico com células de selenium fotocondutivo, que converte as vibrações em sons no receptor. Apesar desta implementação bem sucedida, o sistema VLC só começou a ser realmente implementado após o aparecimento do equipamento mais apropriado para este fim.

Até ao ano de 1990, devido à falta de eficientes LEDs emissores de luz nos comprimentos de onda azul e verde, não foi possível obter LEDs emissores de luz

branca. A partir dessa altura, com o aparecimento de LEDs emissores de luz azul (baseados em InGaN) e verde (baseados em GaP), foi possível obter LEDs emissores de luz branca, pela mistura das três cores primárias, azul, verde e vermelho, em porções correctas. Com este método de geração de luz branca, consegue-se obter uma elevada largura de banda de modulação dos LEDs, o que os torna muito adequados para a transmissão a débitos elevados. Entretanto, existem algumas limitações que restringem o seu uso, designadamente a complexidade de modulação.

Surgiu recentemente um outro tipo de LED emissor de luz branca, este fabricado a partir do LED emissor de luz azul, revestido por uma camada de fósforo. A luz emitida pelo LED emissor de azul é absorvida, em parte, pela camada de fósforo e esta por sua vez, emite a energia absorvida na forma de luz amarela (Figura 2.1). A luz amarela combina-se com a fracção da luz azul não absorvida pela camada de fósforo, originando assim a luz branca. Esta técnica tem a vantagem de obter LEDs mais simples, de baixo custo e com o processo de modulação mais simples, embora apresentem reduzida largura de banda de modulação.

Os LEDs emissores de luz branca têm muitas vantagens relativamente aos outros equipamentos de iluminação convencionais, principalmente devido à sua elevada eficiência energética.

Os sistemas de informação de tráfego baseados em LEDs brancos foram propostos em 1999-2000 [3], [4], [5]. Em 2000 foram propostos, nos trabalhos [6], [7], [8] os sistemas de comunicação sem fios usando LEDs emissores de luz branca para ambientes interiores. A partir daí, muitos estudos foram desenvolvidos nesta área e muitas publicações foram produzidas, das quais as mais recentes serão descritas na secção 2.2. Em paralelo, têm sido desenvolvidos projectos conducentes à normalização do sistema VLC, na sua maioria realizados no Japão [9].

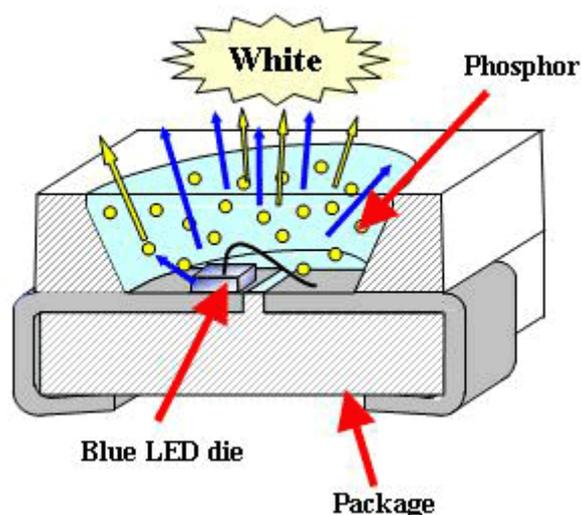


Figura 2.1: Geração de luz branca usando LED azul revestido por camada de fósforo [10].

2.2 Trabalhos Recentes

2.2.1 Modulação DMT

A largura de banda do sistema VLC é muito baixa, limitada pela largura de banda de modulação do LED e pela largura de banda do canal. Uma solução possível para a transmissão de dados com um débito elevado é a utilização de técnicas de modulação mais sofisticadas como é o caso de OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*). Sobre este assunto, muitos trabalhos foram desenvolvidos.

Em [11], usando a técnica de modulação OFDM, obteve-se por simulação e experimentalmente uma BER (*Bit Error Rate*) de aproximadamente 10^{-3} para uma distância entre o transmissor e o receptor de 1 m, o que mostra a fiabilidade do sistema VLC usando OFDM. Noutro trabalho, reportado em [12], usando um único LED e para uma distância de 1 cm conseguiu-se a transmissão de dados com débito binário de 101 Mbps e com uma BER inferior a 10^{-4} . Na sequência do estudo anterior, em [13], aumentou-se o número de LEDs no transmissor (para 20 LEDs), e a uma distância de 0.75 m do receptor obtve-se experimentalmente o débito binário de 90 Mbps para uma BER de 4.5×10^{-4} .

Muitas outras experiências foram realizadas, como por exemplo as descritas em [14], [15], onde foram testados vários tipos de modulação: BPSK (*Binary Phase Shift Keying*); QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*); e 16-QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*). Em [14] concluiu-se que, para um SER (*Symbol Error Rate*) de 10^{-4} , o melhor desempenho é para a modulação BPSK, uma vez que precisa de menos 3.5 dB e menos 10.5 dB relativamente aos outros tipos de modulação, QPSK e 16-QAM respectivamente. Uma BER reduzida é conseguida a custa de baixo débito binário. Em [15], usou-se um transmissor com nove LEDs e no receptor um único detector. Foram feitas medidas numa sala com iluminação natural (apenas com a luz de sol), e no emissor usou-se a codificação de canal convolucional para várias taxas de codificação, 1/2, 2/3 e 3/4. Para a modulação 16-QAM, e usando a codificação de canal à taxa de 3/4, obteve-se uma BER menor que 10^{-6} para distâncias até 2 m e uma SNR de 18 dB. No entanto, para a modulação 64-QAM e com a codificação de canal à taxa de 2/3, conseguiu-se uma BER menor que 10^{-5} e um valor de SNR de 33 dB, maior do que para 16-QAM. Com a modulação 64-QAM e usando a codificação de canal à taxa de 1/2, conseguiu-se uma BER menor que 10^{-6} para a uma distância de 1.75 m e uma SNR de 18 dB. Sem a codificação de canal, conseguiu-se uma BER mínima de 10^{-5} . Concluiu-se que para uma distância de 1 m, uma largura de banda de 20 MHz, uma SNR de 20dB e usando a modulação 64-QAM com a codificação de canal à taxa de 2/3, é possível transmitir dados a uma taxa superior a 80 Mbps.

Em outros trabalhos, [16], [17], [18], foi demonstrada a transmissão com débito binário superior a 100 Mbps. Em [16], conseguiu-se um débito de 208 Mbps, usando a modulação 16-QAM. Em [18], obteve-se um débito binário de 513 Mbps para uma BER

de 2×10^{-3} , e em [17] foi conseguido um débito binário de 201.5 Mbps para uma BER de 1.8×10^{-3} . Este elevado débito binário deve-se sobretudo à exploração eficiente da largura de banda do LED.

Em [19], é usada codificação de canal com “turbo codes” antes do bloco de modulação QPSK. O receptor implementa o algoritmo Max-log MAP (*Maximum a Posteriori*) para decodificar os dados recebidos. O resultado obtido por simulação mostra que se obtém uma melhoria de 5 dB com este tipo de codificação, relativamente ao sistema OFDM VLC sem a codificação, para uma BER de 10^{-3} . Também se verificou que o aumento da taxa da codificação fazia baixar o valor da BER.

Outro importante parâmetro a considerar nos sistemas que usam a modulação OFDM é a distorção não linear. Para o sistema VLC, a principal fonte da distorção é o LED, devido ao seu comportamento não linear. Deste modo, é importante que a operação da fonte LED seja na região linear da sua curva I-V. Em [20], estudou-se a influência da característica não linear dos LEDs no desempenho dos sistemas OFDM. Para isso, foi feita uma simulação de um sistema OFDM onde são calculados, para vários pontos de polarização do LED, os valores da BER e da EVM (*Error Vector Magnitude*). Para cada ponto de polarização, utilizaram-se as técnicas da modulação BPSK, QPSK e 16-QAM. O resultado da simulação mostrou que é possível obter uma BER menor que 10^{-4} com as modulações BPSK e QPSK. No entanto, a modulação 16-QAM é mais sensível à distorção. Concluiu-se que, em sistemas práticos, o ponto de polarização deve ser ajustado em função da potência e da ordem de modulação. Este ajuste deve ser feito dinamicamente, usando uma técnica de modulação adaptativa.

2.2.2 Sistema MIMO

Uma outra técnica potencialmente favorável para melhorar a taxa de transmissão num sistema VLC, em que a largura de banda é reduzida, é a técnica MIMO (*Multi Input Multi Output*). Com esta técnica consegue-se implementar um sistema de transmissão em paralelo, usando um conjunto de transmissores e receptores. Vários estudos foram realizados nesse âmbito, como por exemplo [21] e [22]. Em [21] estuda-se a técnica MIMO para um sistema em ambientes interiores. No esquema proposto, utilizaram-se quatro canais LOS (*Line-Of-Sight*) experimentais, LEDs como transmissores e receptores com a configuração “non-imaging”, que é caracterizada pelo tipo de concentrador óptico utilizado no receptor. Conseguiu-se transmissão de dados a um débito binário de 1 Mbps/canal para distâncias até 1 m. A continuação do estudo anterior foi realizada em [22], e neste trabalho utilizou-se nos receptores a configuração “imaging”, usando o concentrador óptico desse tipo. Analisando a distribuição da BER dentro do quarto, concluiu-se que a configuração “imaging” tem melhor desempenho e garante melhor alinhamento no que diz respeito aos componentes LOS transmitidos e recebidos entre o transmissor e o receptor.

2.2.3 Igualização e melhoramento da largura de banda de modulação de LED emissor de luz branca

Dado que os LEDs mais utilizados para comunicação óptica sem fios são os LEDs azuis, e atendendo a que a largura de banda desses LEDs é muito reduzida (aproximadamente 3 MHz), a técnica de igualização é importante uma vez que permite o aumento da largura de banda do sistema. Desta forma, vários estudos foram realizados sobre técnicas de igualização, usando pré-igualização, pós-igualização e também a filtragem do componente amarelo do espectro de luz branca (Figura 2.2), permitindo assim um aumento do débito binário dos dados transmitidos. Nestes trabalhos foi utilizado o formato de transmissão NRZ-OOK. Em [23], [24], [25], [26] foi utilizada a técnica de pré-igualização. Em [23], aumentou-se a largura de banda total do sistema para 25 MHz. Deste modo, através da simulação verificou-se ser possível a transmissão de dados a 40 Mbps com uma BER menor do que 10^{-6} . Em [24], conseguiu-se o aumento da largura de banda do sistema para 45 MHz, usando a técnica de pré-igualização, o que permitiu a transmissão de dados a 80 Mbps. Em [25], usou-se a filtragem do componente amarelo do espectro de luz branca e pós-igualização, aumentando deste modo a largura de banda do sistema para 50 MHz, possibilitando assim a transmissão de dados a 100 Mbps. Em [26], através da combinação de pré-igualização e pós-igualização, obteve-se a largura de banda total de sistema no valor de 65 MHz. Através de simulação, mostrou-se que é possível transmitir a 75 Mbps com um valor de BER de 10^{-6} .

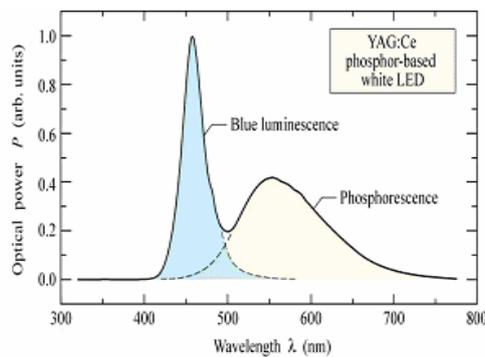


Figura 2.2: Espectro de luz branca usando LED azul revestido por camada de fósforo.

Capítulo 3

Modelação do Sistema VLC e Medidas de Desempenho

Como outros sistemas de comunicação, o sistema VLC é modelado como sendo constituído por três módulos principais, módulos estes designados por transmissor, canal e receptor. No transmissor efectua-se a codificação, a modulação e o envio de dados para o canal considerado, através de uma fonte. No presente sistema, a fonte utilizada é um LED emissor de luz branca, um promissor dispositivo para iluminação nas próximas décadas. O LED emissor de luz branca, além da função primária de iluminação, irá servir também como fonte para transmissão de dados. Desta forma, o sinal na banda base modula a radiação luminosa emitida pelo LED. O canal pelo qual se propaga a radiação luminosa é o espaço livre de um ambiente interior e é modelado como sendo um canal com linha de vista (LOS), um canal difuso ou a combinação dos dois. Nos dois últimos casos é tida em consideração a dispersão multi-percurso do canal, sendo esta a principal limitação do canal nestes sistemas. O responsável pela captura e conversão do sinal óptico em sinal eléctrico é o módulo receptor. Devido à característica difusa do canal óptico sem fios e do ruído no receptor, usam-se um concentrador e um filtro óptico na secção frontal do receptor. No entanto, o dispositivo responsável pela conversão do sinal óptico recebido em sinal eléctrico é o fotodetector. Depois da conversão, seguem-se várias operações sobre o sinal até à sua recuperação. Neste trabalho, consideraram-se a codificação NRZ e a modulação DMT na modelação do sistema.

Neste capítulo apresenta-se uma breve descrição dos modelos de sistemas usados, e em seguida as características e propriedades básicas dos LEDs emissores de luz branca. Depois faz-se a descrição do canal óptico sem fios e do modelo para ele considerado. Após esta secção passa-se para a descrição do receptor e por fim discutem-se as fontes de ruído no sistema VLC e as medidas de desempenho a utilizar no simulador.

3.1.1 Sistema VLC - NRZ-OOK

Como referido em cima, o sistema é modelado por três módulos principais, como mostra a figura 3.1. Começa-se com o transmissor, onde o primeiro módulo é o gerador de sequências binárias pseudo-aleatórias (GSPA) de comprimento máximo, que representa a fonte de informação. Este módulo é implementado através de uma função

com a possibilidade de seleccionar o comprimento da sequência a simular, e serve como entrada do módulo codificador de canal e circuito de comando, que tem como entrada a sequência de bits gerada pelo módulo GSPA e à saída a corrente de comando, ou seja, converte sequência de bits fornecida pelo módulo GSPA numa representação digital de corrente com formato NRZ-OOK. Para simular o efeito da resposta do bloco codificador de canal e circuito de comando, o impulso à saída deste módulo tem o valor de tempo de subida e descida diferente de zero, podendo ser ajustado para o valor pretendido. O sinal à saída deste módulo modula directamente a potência emitida pelo LED, pois o sistema utiliza a modulação directa de intensidade com detecção directa no receptor. Assim, à entrada do LED o sinal está no domínio eléctrico e à sua saída no domínio óptico. A radiação óptica emitida pelo LED, depois de passar pelo canal óptico sem fios é colectada no receptor pelo filtro e concentrador óptico, e incide no fotodetector. O sinal é em seguida convertido para o domínio eléctrico usando um fotodíodo PIN, gerando assim uma fotocorrente que contém a contribuição do sinal emitido pelo LED e também o ruído de fundo (raios solares e/ou luzes de outras fontes artificiais, tais como as lâmpadas fluorescentes e incandescentes). A seguir a este módulo é usado o módulo do amplificador com o objectivo de amplificar o sinal para um nível adequado ao processamento posterior. Depois deste, o sinal passa pelo circuito de decisão, que determina se o impulso recebido corresponde ao bit 1 ou ao bit 0 com base no limiar de decisão e instante de amostragem estabelecidos, e desta forma é recuperada a sequência de bits transmitida.

Na simulação, os módulos pré-igualizador e pós-igualizador são tidos em consideração aumentando a largura de banda do modelo do LED utilizado.

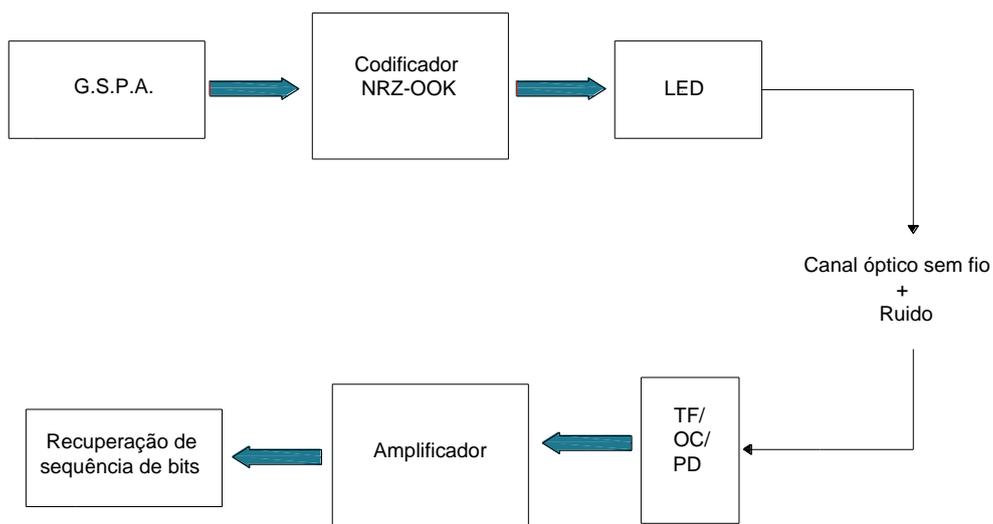


Figura 3.1: Diagrama de blocos do sistema NRZ-OOK

3.1.2 Sistema VLC - DMT

Neste sistema, além dos principais módulos considerados anteriormente, os módulos codificador e decodificador do transmissor e receptor são por sua vez subdivididos em três módulos principais designados por, codificador/descodificador de canal, entrelaçador/desentrelaçador e codificador/ decodificador DMT, como indicado na figura 3.2.

A técnica de modulação DMT, que é implementada no módulo codificador DMT, corresponde à versão em banda base da modulação OFDM, a mais conhecida na literatura. A modulação OFDM é bem conhecida em aplicações tais como *Wireless Fidelity* (WiFi), *Wireless Local Area Networks* (WLAN) e *Terrestrial Digital Video Broadcasting* (DVB-T), enquanto a modulação DMT tem a sua maior aplicação em *Digital Subscriber Lines* (DSL), como são os casos de ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*) e VDSL (*Very high speed Digital Subscriber Line*).

Visto que ambas as técnicas de modulação OFDM e DMT se baseiam no mesmo conceito, e uma vez que há muitas publicações sobre OFDM [27], [28], [29], [30] e DMT [31], [32], na secção a seguir será feita uma breve descrição sobre a modulação DMT e no anexo A descreve-se o princípio básico da transmissão multi-portadora, juntamente com alguns outros detalhes. Por fim, faz-se uma breve introdução sobre a codificação de canal e a técnica da estimação de canal usada neste trabalho.

3.1.2.1 Descrição da modulação DMT

A modulação DMT é caracterizada como modulação multi-portadora, em que uma sequência de dados de débito elevado é dividida em N sequências de débito menor [31]. Estas por sua vez modulam N subportadoras diferentes e ortogonais entre si, posteriormente combinadas e transmitidas simultaneamente. A modulação e desmodulação das N subportadoras são realizadas eficientemente através do uso do algoritmo rápido de Fourier, IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) e FFT (*Fast Fourier Transform*), respectivamente. Ao contrário da modulação OFDM, o sinal à saída do bloco DMT deve ser real, permitindo deste modo que a complexidade e custo do sistema sejam bastante reduzidos. Neste caso, o uso de apenas um conversor digital analógico e apenas um conversor analógico digital é suficiente para gerar e capturar a sequência do sinal DMT.

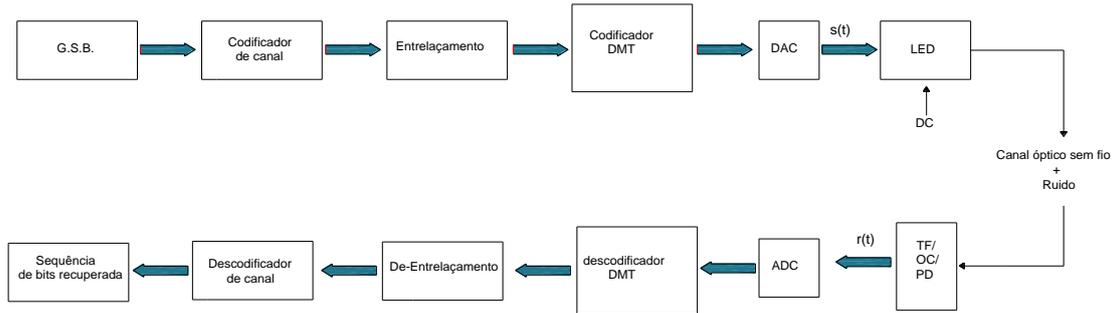


Figura 3.2: Diagrama de bloco do sistema usando modulação DMT

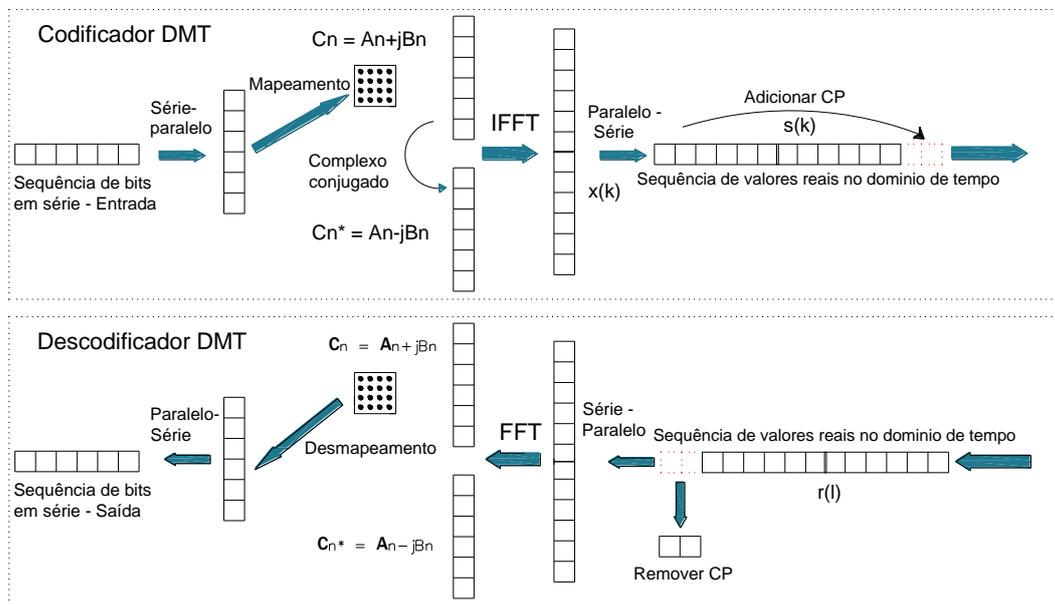


Figura 3.3: Blocos codificador e decodificador DMT

O princípio da modulação DMT é ilustrado na figura 3.3. A sequência binária em série de débito elevado, depois de gerada, codificada e entrelaçada, é dividida em N sequências binárias paralelas de débito N vezes menor. Para cada uma destas sequências, indexadas por n , onde $n = 0, 1, \dots, N - 1$, os bits são agrupados de M em M , formando grupos de bits de comprimento M . Esses grupos de bits são depois mapeados em símbolos complexos, $C_n = A_n + jB_n$, conforme a modulação complexa usada, geralmente do tipo QAM ou PSK (*Phase Shift Keying*), com 2^M símbolos possíveis. Depois disso, estes valores complexos, que representam os símbolos a transmitir, são modulados em N subportadoras de frequência diferentes e mutuamente ortogonais entre si [33]. Isso é conseguido de um modo eficiente usando o algoritmo IFFT.

Para que o sinal à saída do módulo codificador DMT seja real usa-se uma conhecida propriedade da DFT [34]. De acordo com esta propriedade, para uma sequência de N subportadoras são necessários $2N$ pontos para o algoritmo IFFT. Entre esses $2N$ pontos, a primeira metade corresponde aos números complexos C_n , enquanto a segunda metade corresponde aos complexos conjugados de C_n , conforme a propriedade da simetria hermitiana expressa por:

$$C_{2N-n} = C_n^*, \quad (3.1)$$

para $n = 1, \dots, N-1$, e $Im(C_0) = Im(C_N) = 0$. O operador $Im(*)$ corresponde à parte imaginária. Na prática, geralmente consideram-se C_0 e C_N iguais a zero, de modo a que a sequência DMT gerada não transporte a componente DC (*Direct Current*) e assim não desperdice potência transmitida, uma vez que esta componente não transporta informação útil.

A saída do módulo codificador DMT corresponde a amostras com valores reais no domínio tempo, expressas analiticamente por:

$$x(k) = \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{2N-1} C_n e^{j2\pi n \frac{k}{2N}} \quad (3.2a)$$

$$= \frac{1}{2N} C_0 + \frac{1}{2N} \sum_{n=1}^{N-1} C_n e^{j2\pi n \frac{k}{2N}} + \frac{1}{2N} \sum_{n=1}^{N-1} C_n^* e^{-j2\pi n \frac{k}{2N}} \quad (3.2b)$$

$$= \frac{1}{2N} C_0 + \frac{1}{2N} \sum_{n=1}^{N-1} 2\Re_e \left(C_n e^{j2\pi n \frac{k}{2N}} \right) \quad (3.2c)$$

$$= \frac{1}{2N} C_0 + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N-1} \left(A_n \cos \left(2\pi n \frac{k}{2N} \right) - B_n \sin \left(2\pi n \frac{k}{2N} \right) \right) \quad (3.2d)$$

$$= \frac{1}{2N} C_0 + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N-1} \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \cos \left(\frac{2\pi n k}{2N} + \arctg \frac{B_n}{A_n} \right), \quad (3.2e)$$

para $k = 0, 1, \dots, 2N-1$. O operador $\Re_e(*)$ corresponde à parte real.

Pela equação (3.2.e) conclui-se que a saída do módulo codificador DMT consiste na soma de $N-1$ valores reais das amostras das co-sinusóides.

O prefixo cíclico é adicionado à sequência $x(k)$ antes de esta passar pelo DAC (*Digital to Analogue Converter*). O prefixo cíclico consiste na cópia de uma fracção das últimas amostras da sequência $x(k)$, e é colocado na frente da sequência $x(k)$. Para o prefixo cíclico de comprimento L_{CP} , a sequência total gerada passa a ser representada analiticamente por:

$$s(k) = \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{2N-1} C_n e^{j2\pi n \frac{k-L_{CP}}{2N}}, \quad k = 0, 1, \dots, 2N-1 + L_{CP} \quad (3.3)$$

Esta sequência de comprimento $2N + L_{CP}$ corresponde às amostras no domínio do tempo discreto da sequência multi-portalora DMT a serem transmitidas. Nesta dissertação esta sequência é designada por trama DMT. Tendo em consideração a taxa de amostragem do DAC, a equação anterior é escrita na seguinte forma:

$$s(k) = \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{2N-1} C_n e^{j2\pi n \frac{(k-L_{CP})\Delta t_s}{T}}, \quad k = 0, 1, \dots, 2N - 1 + L_{CP} \quad (3.4)$$

onde $\Delta t_s = 1/f_s$ é definido como período da amostragem do DAC e f_s é a correspondente frequência de amostragem. T representa o período da trama DMT, e é dado por:

$$T = (2N + L_{CP})\Delta t_s, \quad (3.5)$$

onde $1/T = f_{sc}$ é definido como espaçamento na frequência das subportadoras e corresponde ao menor espaçamento para o qual as subportadoras se mantêm ortogonais entre si. Note-se que este parâmetro, f_{sc} , não pode ser definido livremente, pois depende de outros parâmetros que entram no dimensionamento do sistema, tais como N (número de subportadoras), L_{CP} (comprimento do prefixo cíclico) e também o período de amostragem do DAC, Δt_s .

Dependendo da forma da resposta a impulso do DAC, o sinal contínuo no domínio de tempo após o DAC é dado por:

$$s(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{2N-1+L_{CP}} s(k)\delta(t - k\Delta t_s) \otimes h_{DAC}(t), \quad (3.6)$$

onde o operador \otimes corresponde a convolução e $\delta(t)$ é o impulso de Dirac.

Supondo transmissão num canal linear e não ruidoso, o sinal recebido correspondente a uma trama DMT, antes do ADC (*Anologue to Digital Converter*) é dado por:

$$r(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{2N-1+L_{CP}} s(k)\delta(t - k\Delta t_s) \otimes h(t), \quad (3.7a)$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{2N-1+L_{CP}} s(k)p(t - k\Delta t_s), \quad (3.7b)$$

onde $p(t)$ é a forma do impulso, e é dado por:

$$p(t) = \delta(t) \otimes h(t) \quad (3.8a)$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\tau)h(t - \tau)d\tau, \quad (3.8b)$$

e $h(t) = h_{DAC}(t) \otimes h_{ch}(t)$ corresponde à convolução da resposta a impulso do conversor digital analógico com a resposta a impulso do canal.

Para que as tramas DMT recebidas sejam desmoduladas correctamente, há que satisfazer as duas condições seguintes:

- O comprimento da trama DMT, que sem o prefixo cíclico é dado por $T - L_{CP}\Delta t_s$, tem que ser maior ou igual à dispersão máxima no canal óptico sem fio, a fim de evitar interferência entre tramas consecutivas.
- O comprimento do prefixo cíclico, L_{CP} , deve ser dimensionado de forma que a sua duração, $L_{CP}\Delta t_s$, seja maior ou igual à dispersão máxima no canal.

Supondo que o instante de amostragem é o ideal e que não ocorre nenhum desvio da frequência de amostragem, todas as tramas DMT recebidas são amostradas pelo ADC, em que a frequência de amostragem é dada por $f_s = 1/\Delta t_s$, resultando em amostras dadas por:

$$r(l\Delta t_s) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{2N-1+L_{CP}} s(k)p(l\Delta t_s - k\Delta t_s), \quad (3.9a)$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{2N-1+L_{CP}} s(k)p[(l-k)\Delta t_s], \quad (3.9b)$$

em que l seria idealmente um número inteiro no intervalo $]-\infty, \dots, +\infty[$. Entretanto a desmodulação, tal como no caso da modulação, é realizada eficientemente através do algoritmo FFT usando $2N$ pontos, o que permite que $r(l\Delta t_s)$ consista em apenas $2N$ pontos por trama DMT. Se o valor de L_{CP} dimensionado for tal que a sua duração seja superior à dispersão máxima do canal, e escolhendo $l = L_{CP}, L_{CP} + 1, \dots, 2N - 1 + L_{CP}$, o resultado da desmodulação de uma trama DMT, $r(l\Delta t_s)$, será dado por:

$$\widehat{C}_n = \sum_{l=L_{CP}}^{2N-1+L_{CP}} r(l\Delta t_s) e^{-j2\pi n \frac{l-L_{CP}}{2N}} \quad (3.10a)$$

$$= \sum_{l=L_{CP}}^{2N-1+L_{CP}} \sum_{k=0}^{L_{CP}} s(k)p[(l-k)\Delta t_s] e^{-j2\pi n \frac{l-L_{CP}}{2N}} \quad (3.10b)$$

$$= H_n \sum_{l=L_{CP}}^{2N-1+L_{CP}} s(l) e^{-j2\pi n \frac{l-L_{CP}}{2N}} \quad (3.10c)$$

$$= H_n \sum_{l=L_{CP}}^{2N-1} x(k) e^{-j2\pi n \frac{k}{2N}} \quad (3.10d)$$

$$= |H_n| e^{-j\phi_n} C_n \quad n = 0, 1, \dots, 2N - 1. \quad (3.10e)$$

em que H_n caracteriza a resposta em frequência do canal com resposta a impulso $h(t)$, para cada uma das n subportadoras, onde $n = 0, 1, \dots, 2N - 1$. Esta resposta pode

também ser representada por um ganho $|H_n|$ e um desvio de fase $e^{-j\phi_n}$ para cada subportadora da trama DMT.

Geralmente, $|H_n|$ e $e^{-j\phi_n}$ são estimados através da transmissão de símbolos pilotos conhecidos tanto no transmissor como no receptor, juntamente com os símbolos que transportam a informação útil (carga). Isto permite que no receptor seja realizada uma igualização simples, referida como correcção linear no domínio da frequência do tipo *zero-forcing*, que corresponde a uma simples multiplicação do símbolo \widehat{C}_n recebido pelo inverso do valor do coeficiente do canal estimado, $1/H_n$, resultando no símbolo transmitido C_n .

A partir da equação anterior, conclui-se que a inclusão do prefixo cíclico permite a passagem da convolução linear entre a trama DMT, $s(t)$, e a resposta a impulso total, $h(t)$, para convolução circular. Por esse motivo a recuperação de símbolos transmitidos consiste na simples multiplicação dos símbolos recebidos pelo inverso da resposta do canal estimada. No caso de não usar o prefixo cíclico, a desmodulação usando FFT resulta em interferência entre subportadoras. Porém, o uso de prefixo cíclico tem o custo da redundância adicionada.

3.1.2.2 DMT no sistema óptico IM/DD

No sistema óptico de baixo custo, como é o caso de um sistema óptico sem fios em que a fonte é não coerente, o sinal deve ser representado pela sua intensidade, ou seja, o sinal tem que ser real e positivo. Desta forma usa-se a modulação da intensidade e detecção directa, no transmissor e receptor respectivamente. Nestes casos apenas a intensidade da luz é modulada, não havendo informação de fase no sinal transmitido.

Geralmente, esta técnica é diferente da usada no sistema eléctrico padrão, onde o sinal na banda base usado é geralmente complexo e bipolar. Entretanto, a intensidade da luz à saída da fonte óptica apenas pode tomar valores positivos. De modo a satisfazer esta condição no sistema com IM/DD, é adicionada uma corrente de polarização ao sinal DMT bipolar, passando este a ser unipolar [31]. Deste modo, antes do sinal bipolar ser aplicado ao LED, este é polarizado. Uma outra técnica, muito usada nos sistemas com IM/DD, é a *asymmetrically-clipped OFDM* (ACO-OFDM), em que o sinal bipolar é cortado ao nível zero, removendo toda parte negativa do sinal [31]. Sendo assim, apenas é transmitida a parte positiva do sinal. Também é usada a modulação de amplitude do impulso DMT, PAM-DMT, para contornar esse problema [35]. Devido à sua simplicidade, nesta dissertação é usada a primeira técnica.

3.1.2.3 Codificação do Canal

Nesta secção pretende-se apresentar uma breve introdução à codificação de canal usada neste sistema, uma vez que no presente estudo se usam as funções *convenc.m* e *vitdec.m*

do Matlab para desempenhar as funções de codificação e decodificação, respectivamente.

Os bits codificados no transmissor em forma de sinais eléctricos atravessam canais ruidosos, e portanto estão sujeitos à possibilidade de detecção errada no receptor. Assim, há necessidade de proteger os dados contra os erros de transmissão, de modo que no receptor seja possível detectar ou mesmo corrigir esses erros. Desta forma, é importante em transmissão digital utilizar algoritmos de codificação de canal, sendo um exemplo a codificação convolucional. Esta é muito utilizada na correcção de erros em canais ruidosos, apresentando boa capacidade de correcção mesmo em canais muito ruidosos ($BER \approx 10^{-3}$).

O módulo de codificador convolucional é constituído basicamente por registos de deslocamento e somadores, e é um codificador com memória. No caso da codificação binária, para cada k bits de entrada produzem-se n bits na saída, obtendo-se deste modo a taxa de codificação de k/n .

Neste trabalho utiliza-se a codificação de canal do tipo convolucional, em que os parâmetros principais são o polinómio gerador, o comprimento de restrição e a taxa de codificação. O polinómio gerador descreve a ligação entre os vários registos de deslocamento e somadores, e é geralmente designado na forma octal. O comprimento de restrição indica-nos o número de registos de deslocamento, e é dado por este número mais um. Por fim, a taxa de codificação dá-nos a relação entre o número de bits de entrada e o número de bits de saída no codificador.

No receptor, o algoritmo de decodificação usado é o de Viterbi com *hard decision*, por ser considerado o algoritmo óptimo para decodificação de um código convolucional. Este algoritmo, dada a sequência de entrada, reconstrói o caminho de máxima verosimilhança que, no caso de *hard decision*, é dado pela distância de *Hamming*.

Depois de codificada, a sequência de bits é entrelaçada antes do mapeamento em símbolos complexos, para proporcionar maior robustez contra erros de rajada (ver figura 3.2). No presente estudo usou-se a função *matintrlv.m* do Matlab para o entrelaçamento de bits. No receptor é realizada a operação inversa desta, implementada pela função *matdeintrlv*, antes da decodificação dos bits recebidos.

3.1.2.4 Estimação do Canal

Como foi descrito na secção 3.1.2.2, o sinal no domínio do tempo gerado à saída do módulo codificador DMT é depois transmitido sobre o canal óptico sem fios. O sinal recebido no receptor é geralmente distorcido devido às características do canal. Por conseguinte, há necessidade da estimação e compensação dos efeitos do canal de modo a recuperar os bits transmitidos correctamente. Visto que as subportadoras podem ser consideradas independentes, uma vez que são ortogonais entre si, no receptor cada componente da subportadora é expresso pela multiplicação do sinal transmitido e correspondente componente do canal. Assim, o sinal transmitido pode ser facilmente recuperado pela estimação da resposta do canal para cada subportadora.

Em geral, o canal é estimado usando símbolos pilotos conhecidos tanto no receptor como no transmissor, e empregando técnicas de interpolação de modo a estimar a resposta do canal em todas as subportadoras entre os símbolos pilotos transmitidos.

No presente estudo, a estrutura de pilotos usada é do tipo *comb*, em que são enviados símbolos pilotos em cada trama DMT, com espaçamentos iguais. No receptor, depois de recuperar os símbolos pilotos enviados, é feita a interpolação no domínio da frequência, de modo a estimar a resposta em frequência do canal nas correspondentes subportadoras [15], [11], [14].

A técnica de estimação de canal usada neste caso é a dos mínimos quadrados (LS, *Least Square*), juntamente com a interpolação linear (usando a função *interp1.m* do Matlab).

Depois de estimados os componentes da resposta do canal para cada subportadora, estes são multiplicados pela correspondente componente das subportadoras para assim recuperar os símbolos transmitidos.

3.2 Características de um LED emissor de luz branca

3.2.1 Propriedades Básicas da luz emitida pelo LED

Nesta secção são descritas as propriedades básicas da luz emitida pelo LED. Há duas grandezas que caracterizam a luz emitida pelo LED, designadas por intensidade luminosa [cd] e potência óptica transmitida [W]. A intensidade luminosa, definida como quantidade fotométrica, é uma grandeza que indica o fluxo luminoso por ângulo sólido, podendo ser usada para quantificar o brilho da iluminação do LED. Por outro lado, a potência óptica transmitida, que é uma quantidade “radiométrica”, representa a potência total radiada pelo LED, e é um parâmetro com interesse do ponto de vista da comunicação óptica [36]. Analiticamente, a intensidade luminosa é dada por:

$$I = \frac{d\Phi}{d\Omega} \quad (3.11)$$

onde Ω é o ângulo sólido e Φ é o fluxo luminoso [lm], que está relacionado com o fluxo de energia Φ_e através de:

$$\Phi = K_m \int_{380}^{780} V(\lambda) \Phi_e(\lambda) d\lambda, \quad (3.12)$$

onde $V(\lambda)$ representa o espectro da eficiência luminosa (função da sensibilidade ao olho) e K_m é um factor de normalização correspondente à visibilidade máxima Para $\lambda \approx 555$ este factor é aproximadamente 683 lm/W.

A potência óptica transmitida pelo LED é dada pelo integral do fluxo de energia em todas as direcções, e analiticamente é dada por:

$$P_t = K_m \iint_{\Lambda_{\min}}^{\Lambda_{\max}} \Phi_e(\lambda) d\theta d\lambda, \quad (3.13)$$

onde Λ_{\max} e Λ_{\min} são determinados pela curva da sensibilidade do fotodíodo.

3.2.2 Diagrama de radiação

Considera-se neste trabalho que o diagrama de radiação do LED tem a forma Lambertiana, o que significa que é função do co-seno do ângulo θ formado pela direcção de radiação com a normal à superfície emissor. Por conseguinte, a intensidade é máxima na direcção normal à superfície do LED ($\theta = 0^\circ$), e a intensidade de radiação diminui para metade do valor máximo para um valor de θ dependente do parâmetro m , a ordem da emissão lambertiana. Para $m = 1$, $\theta = 60^\circ$, como se pode ver na Figura 3.4.

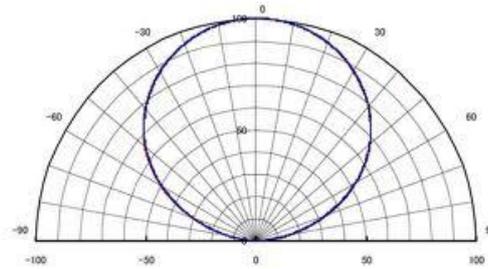


Figura 3.4: Diagrama de radiação lambertiana normalizado.

3.2.3 Iluminância

A iluminância [lux] quantifica o brilho sobre uma superfície iluminada, tendo como causa um determinado fluxo luminoso. A intensidade luminosa de uma fonte com emissão Lambertiana, onde a intensidade de radiação depende do ângulo de irradiação, é dada como:

$$I(\theta) = I(0) \cos^m \theta, \quad (3.14)$$

onde $I(0)$ corresponde à intensidade luminosa máxima radiada pelo LED, θ é o ângulo da irradiação e m é a ordem da emissão lambertiana, calculada através do ângulo em que a potência óptica diminui para metade e dada pela seguinte relação:

$$m = -\ln 2 / \ln (\cos \theta_{1/2}). \quad (3.15)$$

A partir da intensidade luminosa determinada anteriormente pode-se determinar a iluminância horizontal num ponto (x,y) com a expressão:

$$E_{hor} = I(0) \cos^m \theta / r^2 \cos \varphi, \quad (3.16)$$

em que r é a distância entre a fonte emissora, o LED, e a superfície do detector, e φ é o ângulo de incidência dos raios luminosos.

3.3 Canal Óptico Sem Fio

3.3.1 Efeitos de Propagação no canal óptico sem fio

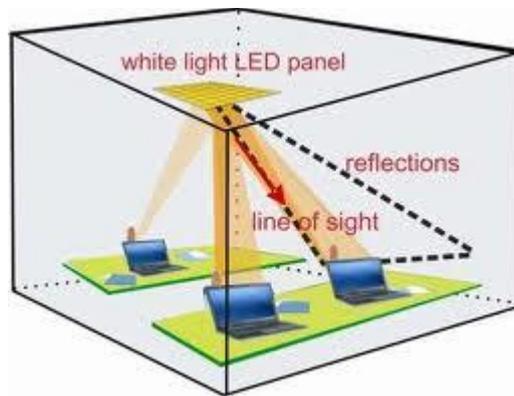


Figura 3.5: Exemplo do canal do sistema VLC

No canal óptico sem fio, em ambientes interiores (ver figura 3.5), os raios ópticos emitidos pela fonte (LED) na forma de luz seguem diferentes percursos, o que leva a que fiquem sujeitos a diferentes perdas e tempos de propagação (atrasos), bem como diferentes ângulos de incidência relativamente à superfície normal do receptor. Com a propagação multi-percurso, o sinal recebido consiste na sobreposição de várias réplicas do sinal transmitido, cada uma com atenuação e atraso diferentes visto que seguem percursos com comprimentos diferentes, interferindo entre si no receptor de forma construtiva ou destrutiva conforme a relação entre as suas fases relativas.

O efeito resultante sobre o sinal quando propaga entre o transmissor e receptor corresponde à variação da amplitude no tempo e no espaço. Este efeito é geralmente designado por desvanecimento multi-percurso, enquanto o espalhamento (ou dispersão) do sinal no tempo é referido como dispersão multi-percurso.

A propagação multi-percurso geralmente causa variação espacial da amplitude e fase do sinal recebido, de modo que o desvanecimento multi-percurso se torna significativo quando a área do detector for da ordem de grandeza do comprimento de onda. Afortunadamente, nesse sistema a área dos detectores típicos é da ordem de milhões

relativamente ao quadrado do comprimento de onda, o que resulta numa eficiente diversidade espacial, fazendo assim com que a influência do desvanecimento multi-percurso seja desprezável.

No entanto, a distorção multi-percurso ainda se verifica e é a responsável pelo alargamento dos impulsos, o que pode causar a interferência entre símbolos (ISI) quando o impulso é alargado por mais de um período de símbolo, limitando assim o débito simbólico (ou taxa de sinalização) máximo nestes sistemas. O canal é considerado como linear, tendo um efeito linear sobre o sinal recebido no receptor. A influência da ISI num canal multi-percurso é normalmente quantificada pelo valor eficaz da dispersão (ou espalhamento) de atraso, D_{RMS} , que é definida como a raiz quadrada do segundo momento central (desvio padrão) do quadrado da resposta a impulso do canal. Deste modo pode-se determinar o valor de D_{RMS} através da resposta a impulso do canal pela seguinte relação [37]:

$$D_{RMS} = \left[\frac{\int_{-\infty}^{\infty} (t-\mu)^2 h^2(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} h^2(t) dt} \right]^{1/2}, \quad (3.17)$$

onde μ é o atraso médio dado por:

$$\mu = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} (t-\mu) h^2(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} h^2(t) dt}, \quad (3.18)$$

e definido como o primeiro momento central do quadrado da resposta a impulso do canal óptico. Para minimizar a dispersão dos impulsos causada pela propagação multi-percurso, a dispersão de atraso tem que ser significativamente menor do que o período do símbolo, isto é, $T_s \gg D_{RMS}$.

Alternativamente, pode-se descrever o efeito da dispersão multi-percurso no domínio da frequência através do conceito de largura de banda de coerência do canal. Esta largura de banda refere-se ao intervalo de frequência dentro do qual as amplitudes ou as fases de dois sinais com frequências distintas apresentam um elevado grau de semelhança, ou seja, o intervalo de frequência em que a resposta do canal é considerada plana ou em que o canal afecta componentes espectrais adjacentes de um sinal da mesma forma. Esta largura de banda de coerência tem uma relação inversa com a dispersão de atraso, e é dada por:

$$B_c \approx \frac{1}{kD_{RMS}}, \quad (3.19)$$

onde o valor de k depende do espectro de emissão da fonte.

Consequentemente, como no caso anterior, para evitar o efeito da dispersão multi-percurso a largura de banda de coerência do canal tem que ser muito maior do que a largura de banda do sinal, isto é, $B_c \gg B$. Nesta condição o canal é considerado de

desvanecimento plano, permitindo que no receptor o processo de igualização seja simples, diminuindo assim a complexidade do receptor. No entanto, caso a relação anterior seja oposta, $B_c < B$, o canal é caracterizado como selectivo em frequência, o que possibilita que alguns dos componentes espectrais do sinal sejam afectados distintamente pelo canal, e assim se verifique o alargamento do sinal no domínio do tempo.

A resposta a impulso do canal óptico é função da posição do transmissor, do receptor e dos objectos reflectores intermédios, e é considerada como fixa quando estes estiverem estacionários. Contudo, quando estes se movem verifica-se um desvio da frequência do sinal por eles recebido em relação à frequência da fonte, designado por efeito de Doppler. Quando os objectos se aproximam da fonte, a frequência do sinal recebido é maior e quando se afastam a frequência é menor, relativamente à frequência da fonte. O espalhamento de Doppler é definido como:

$$B_D = f_{source} \frac{v}{c}, \quad (3.20)$$

onde f_{source} é a frequência da fonte, v a velocidade relativa dos objectos, e c a velocidade da luz. Através da relação inversa do espalhamento de Doppler pode-se descrever o efeito de Doppler em termos de tempo de coerência do canal, T_c , tempo pelo qual o efeito do canal sobre o sinal é considerado aproximadamente constante, dado por:

$$T_c \approx \frac{1}{B_D}. \quad (3.21)$$

O canal óptico pode ser classificado como canal de desvanecimento rápido quando $T_c < T_s$, e desvanecimento lento quando $T_c > T_s$, em que T_s é o período de símbolo. Quando se verifica a primeira condição, o sinal é espalhado na frequência e, portanto, para evitar a distorção do sinal devido à dispersão na frequência tem que se verificar a segunda condição. Nota-se assim que quanto maior for o tempo de coerência em relação à duração do símbolo, menos significativo é o efeito de Doppler no desempenho do receptor.

Normalmente, para velocidades típicas dos objectos em ambientes interiores e tendo em conta as taxas de transmissão alcançadas nestes sistemas, pode-se caracterizar o canal OW como invariante no tempo. Desta forma, o modelo equivalente do canal óptico na banda base é descrito como sistema linear e invariante no tempo (LIT), onde o sinal recebido é representado analiticamente como a convolução linear entre o sinal transmitido e a resposta a impulso do canal [34]. Sendo $s(t)$ a corrente instantânea à entrada da fonte óptica, no sistema sem ruído IM/DD o sinal no receptor depois de detectado (fotocorrente), é dado por:

$$y(t) = R s(t) \otimes h(t) = R \int_{-\infty}^{\infty} s(t) h(t - \tau) d\tau, \quad (3.22)$$

em que $h(t)$ é a resposta a impulso equivalente do canal óptico e R é a responsividade do detector usado no receptor.

3.3.2 Modelo para o canal óptico sem fios

O modelo analítico do canal óptico adoptado nesta dissertação foi descrito em [38], [39]. Este modelo foi desenvolvido para um canal não directivo, em que se considera tanto a componente de linha de vista (LOS) como a componente difusa do sinal transmitido. É um modelo simples com o qual é possível obter boas estimativas dos parâmetros fundamentais que caracterizam um canal óptico sem fios, tais como a largura de banda do canal e a perda de percurso. Contrariamente a outros modelos numéricos, onde se considera um pequeno número de reflexões com o objectivo de reduzir a complexidade da simulação [40], [41], este modelo permite que sejam, embora teoricamente, tidas em conta infinitas reflexões.

Em geral a resposta a impulso do canal óptico não direccionado consiste em dois componentes distintos. Estes são o componente LOS e o componente difuso. Em [39], verificou-se que a resposta do componente difuso do canal pode ser modelada com uma função exponencial decrescente, embora um canal real exiba alguns picos na resposta, devidos às primeiras reflexões, o que não se verifica numa função exponencial. A resposta a impulso do canal corresponde à sobreposição dos dois componentes, LOS e difuso, e analiticamente é definida por:

$$h(t) = h_{LOS}(t - \tau_{LOS}) + h_{Diff}(t - \Delta\tau_{Diff}) \quad (3.23a)$$

$$= \eta_{LOS} e^{-\frac{t-\tau_{LOS}}{\tau}} + \frac{\eta_{Diff}}{\tau} e^{-\frac{t-\Delta\tau_{Diff}}{\tau}} u(t - \Delta\tau_{Diff}), \quad (3.23b)$$

onde η_{LOS} e η_{Diff} representam as perdas de percurso dos componentes de sinal LOS e difuso, respectivamente, τ_{LOS} corresponde ao atraso de propagação da componente de sinal LOS entre o transmissor e receptor, $\Delta\tau_{Diff}$ é o atraso do componente difuso, $1/\tau$ é o constante de decaimento da função exponencial e $u(t)$ é a função de Heaviside (função degrau unitário).

Determinando a resposta em frequência do canal a partir da resposta a impulso, verifica-se que a resposta total do canal consiste na sobreposição de uma resposta plana e uma resposta passa-baixo, correspondendo respectivamente aos componentes do sinal LOS e difuso. Analiticamente é dada por:

$$H(f) = \eta_{LOS} e^{-j2\pi f \tau_{LOS}} + \eta_{Diff} \times \frac{e^{-j2\pi f \Delta\tau_{Diff}}}{1 + j \frac{f}{f_0}}, \quad (3.24)$$

onde f_0 é definida como frequência de corte a 3dB do canal difuso e é dada por:

$$f_0 = 1/2\pi\tau . \quad (3.25)$$

3.3.2.1 Modelo de componente difuso do canal

A partir de trabalhos experimentais, verificou-se que a resposta a impulso do canal difuso é aproximadamente passa-baixo, tendo a forma de uma função exponencial decrescente. Assim, modela-se a contribuição das reflexões por uma função com resposta passa-baixo.

Segundo esta aproximação, a perda do percurso foi determinada em [38], e é definida como:

$$\eta_{Diff} = \frac{P_{rx}}{P_{tx}} = \frac{A_{rx} \sin^2(FOV/2)}{A_{room}} \frac{\rho}{\rho+1}, \quad (3.26)$$

onde A_{rx} é a área efectiva do receptor e FOV (*Field-Of-Vision*) é designado por campo de visão e corresponde ao ângulo de incidência máximo dos raios ópticos. Na equação acima a sua influência é tida em conta através do factor $\sin^2(FOV/2)$ [1].

Como referido anteriormente, a frequência de corte a 3 dB do canal difuso, f_0 , é o inverso da constante de decaimento exponencial, que é dada por:

$$\tau = \frac{\langle t \rangle}{\ln(\rho)}, \quad (3.27)$$

onde $\langle t \rangle$ é definido como tempo médio entre duas reflexões e o factor $-1/\ln(\rho)$ é designado por número médio de reflexões que pode ocorrer desde a emissão de um fotão até a sua absorção no receptor. Similarmente ao modelo esférico, mas neste caso para uma sala rectangular, aproxima-se $\langle t \rangle$ por:

$$\langle t \rangle = \frac{4V_{room}}{cA_{room}} = \frac{2lwh}{c(lw+lh+wh)}, \quad (3.28)$$

onde c é a velocidade de luz, V_{room} o volume, l o comprimento, w a largura e h a altura da sala. Esta é uma boa estimativa do valor de $\langle t \rangle$ desde que as dimensões da sala não sejam muito diferentes, isto é, sejam similares, como é o caso do exemplo da sala em estudo, $5 \times 5 \times 3 \text{ m}^3$.

3.3.2.2 Componente linha de vista (LOS) do canal

A resposta do canal óptico sem fios no que diz respeito ao componente LOS é modelada por um impulso de Dirac (impulso muito curto), que é muito pouco alargado quando os raios ópticos atingem o receptor com uma dada inclinação. Por esta razão, a resposta do canal LOS é uma resposta aproximadamente plana. A perda de percurso da componente

LOS é função da geometria entre o transmissor e o receptor dentro da sala e é determinada a partir da característica de radiação da fonte, posição do transmissor e do receptor dentro da sala, e da orientação destes relativamente ao componente do sinal LOS.

Como visto na secção 3.2, o diagrama de radiação da fonte, neste caso um LED emissor de luz branca, tem a forma lambertiana [1], [42] e a intensidade de radiação é dada por:

$$I(\theta) = I(0) \cos^m \theta = P_{tx} \frac{m+1}{2\pi} \cos^m \theta, \quad (3.29)$$

em que θ é a direcção da radiação, $I(0) = P_{tx} \frac{m+1}{2\pi}$ representa a intensidade máxima, m corresponde à ordem da emissão lambertiana e é responsável pela forma da radiação emitida pela fonte, e P_{tx} é a potência emitida pela fonte. A partir deste obtém-se a potência recebida no receptor pela multiplicação da intensidade de radiação, $I(\theta)$, pelo ângulo sólido, $\Omega = A_{rx} \langle n_{rx}, -n_{LOS} \rangle / r^2$, (assumindo $A_{rx} \langle n_{rx}, -n_{LOS} \rangle \ll r^2$):

$$P_{rx} = P_{tx} \frac{m+1}{2\pi} \langle n_{tx}, n_{LOS} \rangle^m \frac{A_{rx}}{r^2} \langle n_{rx}, -n_{LOS} \rangle. \quad (3.30)$$

A representação $\langle n_i, n_j \rangle$ usada refere-se ao produto escalar entre dois vectores unitários, e n_{rx} , n_{LOS} e n_{tx} são vectores unitários. Nota-se que a perda do percurso LOS é zero quando $\langle n_{tx}, n_{LOS} \rangle$ ou $\langle n_{rx}, -n_{LOS} \rangle$ for menor que zero. Assim, raios ópticos da componente LOS existem se $\langle n_{tx}, n_{LOS} \rangle$ e $\langle n_{rx}, -n_{LOS} \rangle$ forem ambos positivos. Quando isto se verifica, a perda do percurso LOS é definida como:

$$\eta_{LOS} = \frac{P_{rx}}{P_{tx}} = \frac{A_{rx}}{r^2} \frac{m+1}{2\pi} \cos^m \theta \cos \varphi, \quad (3.31)$$

onde r é a distância entre transmissor e receptor.

Pode-se verificar facilmente que quanto maior for o valor de m , maior é a directividade da radiação e também maior é a intensidade de radiação máxima da fonte.

3.3.2.3 Sobreposição da resposta difusa e linha de vista do canal óptico

A resposta em frequência total do canal é modelada pela equação (3.24). Esta resposta é dependente de alguns parâmetros, tais como a frequência de corte a 3dB do canal difuso, f_0 , o desvio de fase, $2\pi f \Delta\tau_{Diff}$, e também a perda de percurso LOS e de percurso difuso.

Note-se que o desvio de fase é determinado pelo atraso do componente difuso relativamente ao componente LOS, $\Delta\tau_{Diff}$, e este é função da posição do transmissor em relação ao receptor dentro da sala. Em [38] verificou-se, numa sala com dimensões

$5 \times 5 \times 3 \text{ m}^3$, o valor médio de $\Delta\tau_{Diff} \cong 10\text{ns}$. O valor de $\Delta\tau_{Diff}$ é calculado pela seguinte fórmula:

$$\Delta\tau_{Diff} = \mu_{Diff} - \tau_{LOS}, \quad (3.32)$$

onde μ_{Diff} é o atraso médio da resposta do canal difuso, dado pela equação (3.18).

Foi determinada em [35], através de simulação, numa sala com dimensões $5 \times 5 \times 3 \text{ m}^3$, a distribuição de frequência de corte a 3 dB dentro da sala, e verificou-se o valor mínimo de 90 MHz. Por conseguinte, pode-se considerar o canal como plano para o intervalo de frequência de interesse, visto que a largura de banda total do sistema em estudo é limitada pela largura de banda do LED. Nesta condição, considera-se o canal como plano no intervalo de frequência de interesse.

$$|H(f_{3dB})|^2 = \frac{|H(f)|^2}{2}. \quad (3.33)$$

Verifica-se que a resposta do canal apresenta corte em forma de V, devido às interferências destrutivas dos dois componentes (LOS e Difuso), nas frequências em que a condição de fase,

$$\arg(H_{LOS}) - \arg(H_{Diff}(f)) = 2\pi f \Delta\tau_{Diff} + \arctan \frac{f}{f_0} = n\pi, \quad n = 1, 3 \dots \quad (3.34)$$

seja satisfeita, e o corte é mais profundo quando se verifica também a condição de amplitude:

$$|H_{LOS}| = |H_{Diff}(f)|. \quad (3.35)$$

3.4 Receptor

3.4.1 Concentrador óptico e filtro óptico

Nesta secção apresenta-se uma breve discussão teórica sobre os parâmetros mais relevantes do concentrador óptico e do filtro óptico, aplicados no sistema em estudo. A discussão baseia-se nos resultados publicados em [37], [42].

O desempenho do sistema aumenta com a potência óptica recebida, e esta é proporcional à área efectiva de detecção, isto é, à área colectora dos raios ópticos. No caso do uso do fotodetector sem filtro e concentrador óptico na parte frontal do receptor, a área efectiva do detector é dada por:

$$A_{eff}(\varphi) = \begin{cases} A \cos \varphi, & 0 \leq \varphi \leq \pi/2, \\ 0, & \varphi > \pi/2, \end{cases} \quad (3.36)$$

onde A é a área activa do fotodetector e φ é o ângulo da incidência do raio luminoso, relativamente ao eixo de orientação do fotodetector (vector unitário perpendicular à superfície do fotodetector). Assim, pode-se optar por aumentar a área do fotodetector para assim aumentar a potência recebida, mas esta opção resulta no aumento do custo do fotodetector e, ainda mais importante, conduz ao aumento da capacidade do fotodetector e assim à diminuição da largura de banda do receptor, e também permite ao aumento do ruído no receptor. Deste modo, é comum usar o concentrador óptico juntamente com o fotodetector aumentando assim a área efectiva do detector e consequentemente a potência óptica recebida para:

$$A_{eff}(\varphi) = \begin{cases} T_f g(\varphi) A \cos \varphi, & 0 \leq \varphi \leq \text{FOV} \\ 0, & \varphi > \text{FOV}, \end{cases}, \quad (3.37)$$

em que o factor T_f representa o coeficiente de transmissão do filtro óptico e $g(\varphi)$ o ganho do concentrador óptico. O factor T_f inclui as perdas devidas às reflexões e representa a valor médio da transmissão do filtro para diferentes comprimentos de onda (neste caso na banda visível) e diferentes raios luminosos incidentes.

O concentrador óptico, que pode ser dos tipos “non-imaging” e “imaging”, colecta os raios luminosos que incidem na sua área de abertura e redirecciona-os para o fotodetector. O ganho teórico para o tipo de concentrador óptico “non-imaging” é dado por [37]:

$$g(\varphi) = \begin{cases} \frac{n^2}{\sin \text{FOV}}, & 0 \leq \varphi \leq \text{FOV} \\ 0, & \varphi > \text{FOV}, \end{cases} \quad (3.38)$$

onde n corresponde ao índice de refração do material usado no concentrador óptico. Nota-se claramente que há um compromisso entre o ganho e o FOV do concentrador óptico.

Uma vez que para o sistema em estudo o canal é considerado não directivo (ambientes interiores), é desejável que o receptor tenha um elevado valor de FOV. Uma forma simples de atingir um FOV elevado é a utilização de um concentrador hemisférico. Este, quando correctamente dimensionado (i.e., quando o raio do concentrador óptico for maior do que o raio do fotodetector por um factor n^2), consegue obter um elevado valor de FOV ($\text{FOV} \approx \pi$) com o ganho omnidireccional, isto é, praticamente constante, $g(\varphi) \approx n^2$ [42].

O filtro óptico normalmente usado é do tipo passa-banda. Este atenua a luz de fundo, que pode ser a luz solar, ou luz de fontes incandescentes ou fluorescentes. Para a

aplicação em causa é utilizado um filtro passa-banda, porém no seu dimensionamento tem que se garantir que o espectro do sinal transmitido esteja dentro da largura de banda do filtro.

No presente estudo, considera-se que o filtro é dimensionado de modo a remover o lento decaimento da componente de radiação do fósforo, para assim aumentar a largura de banda do sistema. Desta forma, apenas é detectada a componente azul do espectro de luz branca, como indicado na Figura 2.2.

Conclui-se que o conjunto constituído pelo filtro óptico e pelo concentrador óptico permite aumentar a área do receptor óptico e diminuir o ruído em ambientes interiores.

3.4.2 Fotodetector para o sistema VLC

O fotodetector representa o principal componente do receptor no sistema de comunicação óptica sem fio, sendo o responsável pela conversão do sinal no domínio óptico em um sinal eléctrico. Quando na ausência de luz, a corrente gerada é muito baixa, sendo designada por corrente no escuro, e contribui para o ruído quântico no receptor. No caso contrário é gerado um par electrão-lacuna por cada fotão recebido, desde que a energia do fotão emitido seja suficiente.

Este módulo deve ser dimensionado de forma a apresentar alta sensibilidade na região espectral utilizada (banda visível), resposta rápida, ruído reduzido e também baixo custo. Além destas principais características, é também desejável que o fotodetector tenha uma área efectiva elevada, de modo a colectar o maior número possível de raios luminosos. Como explicado na secção 3.4.1, isto é conseguido usando um concentrador óptico. Os dois tipos de fotodetector geralmente usados são PIN e APD. Estes apresentam algumas vantagens, um relativamente ao outro. O fotodetector de avalanche (APD) tem maior sensibilidade, no entanto o PIN é mais simples e tem menor custo. Pode-se escolher um deles dependendo do sistema e dos parâmetros considerados. Neste caso, uma vez que no presente sistema o ruído dominante é o ruído quântico, e este é directamente proporcional à corrente fotodetectada, o uso do fotodetector PIN garante maior relação sinal-ruído, relativamente ao APD.

O fotodetector PIN com maior sensibilidade na banda visível é o de silício, e é este o mais usado na prática, no sistema VLC. No presente trabalho o fotodetector é modelado simplesmente pela sua responsividade.

3.4.3 Análise de ruídos e medidas de desempenho

A mais importante fonte do ruído no canal óptico sem fio, em ambientes interiores, é a luz de fundo. No sistema em estudo, a fonte principal é a luz natural, que contém radiação numa larga banda de comprimento de onda, tendo o pico na região visível. Esta luz é considerada praticamente estacionária e é responsável pela geração do ruído

quântico no receptor, que é o tipo de ruído dominante no sistema VLC. Além da luz natural, também as luzes devidas às lâmpadas incandescentes e fluorescentes contribuem para o ruído quântico no receptor.

Além deste mecanismo do ruído, nos receptores ópticos também existe um outro tipo de ruído, designado por ruído térmico. Este é o principal responsável pela flutuação da fotocorrente gerada, quando a potência óptica incidente for baixa.

O ruído quântico deve-se à geração aleatória dos electrões que formam a fotocorrente, e consiste numa corrente flutuante que se soma à corrente fotodetectada média. A corrente flutuante gerada é normalmente modelada como um processo aleatório estacionário. Na prática, devido à sua alta intensidade, é aproximada pela distribuição Gaussiana com a variância dada por [43]:

$$\sigma_s^2 = 2qI\Delta f, \quad (3.39)$$

onde q é carga do electrão e $I = RP_{rx}$ é o valor médio da corrente detectada por um fotodetector de responsividade R , quando a potência óptica do sinal incidente for constante, P_{rx} . Δf é a largura de banda efectiva de ruído.

O ruído térmico tem como causa o movimento aleatório dos electrões numa resistência de carga à temperatura ambiente, gerando assim uma corrente flutuante modelada como um processo estacionário Gaussiano com variância dada por:

$$\sigma_T^2 = \frac{4K_B T_a}{R_L} \Delta f, \quad (3.40)$$

em que K_B é constante de Boltzmann, T_a a temperatura absoluta e R_L a resistência de carga.

Ambos os processos referidos atrás são independentes e podem ser considerados ruído branco Gaussiano. Desta forma, pode-se obter a variância total do ruído pela soma das duas variâncias, obtendo-se assim:

$$\sigma_{tot}^2 = \sigma_s^2 + \sigma_T^2. \quad (3.41)$$

O ruído quântico pode ser gerado tanto pela potência óptica incidente no fotodetector, com origem no sinal transmitido, como a partir da luz de fundo. Portanto, a variância total é dada por:

$$\sigma_s^2 = \Delta f 2q(I_{sig} + I_{bg}), \quad (3.42)$$

onde I_{sig} e I_{bg} correspondem às fotocorrentes geradas pela componente do sinal transmitido e pela luz do fundo, respectivamente. $I_{bg} = RP_{bg} = R\rho_{bg}\Delta\lambda A_{eff}$, em que ρ_{bg} e $\Delta\lambda$ representam respectivamente a irradiância do fundo e a largura de banda do

filtro óptico passa-banda. A_{eff} corresponde à área efectiva do detector, como definida em (3.37).

Ignorando as outras fontes de ruído, designadamente a corrente no escuro (ruído quântico) e o ruído dos amplificadores (ruído térmico), o ruído total (A^2) no receptor é dado por:

$$\sigma_{tot}^2 = \sigma_s^2 + \sigma_T^2 = \Delta f 2q(I_{sig} + I_{bg}) + \frac{4K_B T}{R_L} \Delta f. \quad (3.43)$$

Deste modo, pode-se facilmente determinar a relação sinal ruído eléctrica (SNR) através da relação:

$$SNR = \frac{I^2}{\sigma_{tot}^2} = \frac{R^2 P_{rx}^2}{\Delta f 2q(I_{sig} + I_{bg}) + \frac{4K_B T}{R_L} \Delta f}, \quad (3.44)$$

onde P_r é a potência recebida no fotodetector, dada por:

$$P_{rx} = H(0)P_t \quad (3.45)$$

em que $H(0)$ e P_t são respectivamente o ganho do canal DC e a potência óptica transmitida pela fonte.

Em seguida determina-se a taxa de erros, BER, a partir do valor de SNR. No caso de um sinal transmitido do tipo NRZ-OOK, a BER é dada por [43]:

$$BER = Q(\sqrt{SNR}), \quad (3.46)$$

com

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-y^2/2} dy, \quad (3.47)$$

enquanto que com codificação DMT e usando a modulação M-QAM no mapeamentos dos símbolos complexos, a BER é dada por [35]:

$$BER \cong \frac{4}{\log_2 M} \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} Q\left(\frac{\sqrt{N}}{N-1} \frac{\sqrt{SNR}}{\langle A_S(M) \rangle}\right), \quad (3.48)$$

onde N é o número de subportadoras usadas e $\langle A_S(M) \rangle$ corresponde ao valor médio de amplitude dos símbolos QAM, dado por:

$$\langle A_S(M) \rangle = \frac{4}{M} \sum_{a=1,3,\dots}^{\sqrt{M}-1} \sum_{b=1,3,\dots}^{\sqrt{M}-1} \sqrt{a^2 + b^2}. \quad (3.49)$$

No caso de transmissão do sinal NRZ-OOK, uma BER de 10^{-6} é obtida para SNR de 15.6 dB. Deste modo a taxa transmissão para este modelo de sistema é apenas limitada pela largura de banda do sistema.

No segundo caso determina-se pela equação (3.48) a ordem máxima da modulação QAM para um determinado valor da BER estabelecido em função da SNR. A partir deste é determinado o débito binário máximo neste sistema em função da restrição imposta anteriormente. Este é dado por [35]:

$$R_b = \frac{2(N-1)}{2N+L_{CP}} B_w \log_2 M, \quad (3.50)$$

em que B_w é a largura de banda do sistema e L_{CP} o comprimento do prefixo cíclico da trama DMT.

Capítulo 4

Experiências de Simulação

De forma a validar o presente estudo sobre o sistema VLC, foi desenvolvido um simulador em MATLAB com o qual foram obtidos todos os resultados a seguir apresentados.

Os resultados a seguir apresentados referem-se aos modelos do transmissor e do canal, e às medidas do desempenho. Começa-se por apresentar a resposta em frequência do modelo usado para o LED emissor de luz branca, onde o principal parâmetro é a largura de banda de modulação do LED. A seguir, na segunda secção, além de apresentar a resposta em frequência do canal óptico sem fio, é apresentada uma breve discussão sobre a influência dos vários parâmetros na resposta do canal. No final, são apresentados os resultados sobre medidas do desempenho, designadamente a BER, o diagrama de constelação, a SNR e o diagrama de olho. Para isso usam-se os dois tipos de sistemas descritos no capítulo 3, validando desta forma o desempenho do simulador.

4.1 Fonte de transmissão de dados

4.1.1 Modelo do LED

Experimentalmente verificou-se que a resposta de LED é semelhante a uma resposta do tipo passa-baixo, e por isso é modelado como um filtro RC de primeira ordem [25]. O tempo de subida (T_{rise}) e o tempo de descida (T_{fall}) da resposta do LED obtidos por medição são aproximadamente 20 ns e 130 ns, respectivamente, o que permite considerar um tempo de resposta total do LED de aproximadamente 150ns. O longo tempo de descida deve-se ao lento decaimento do componente de fósforo de LED que emite luz branca, como explicado no capítulo 2.

De acordo a o que foi referido em cima, a resposta a impulso do LED é modelada como uma função exponencial

$$h_{LED}(t) = e^{-wc \times t}, \quad (4.1)$$

onde wc é a frequência de corte a 3 dB, dada por:

$$WC = \frac{p}{T_{rise} + T_{fall}}, \quad (4.2)$$

em que p é um parâmetro determinado experimentalmente. Através da resposta em frequência do LED, verifica-se que o LED tem uma frequência de corte a 3 dB de aproximadamente 3 MHz (ver Figura 4.1), como é o caso prático dos LEDs que emitem luz branca.

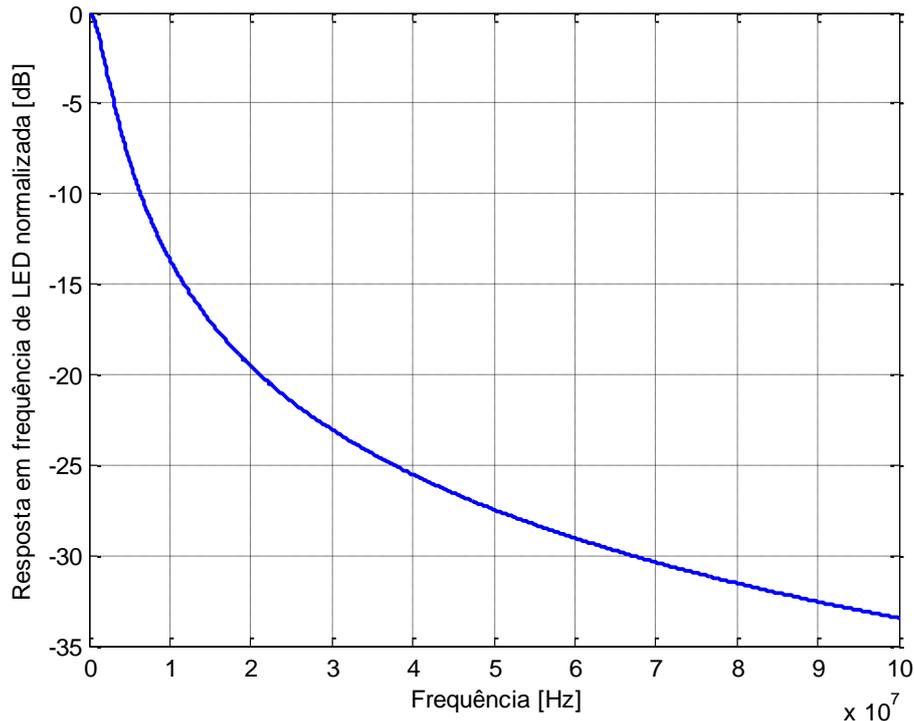


Figura 4.1: Resposta em frequência normalizada do LED.

4.1.2 Iluminância de LED

Nesta secção é discutida a distribuição da iluminância horizontal à superfície de uma mesa dentro da sala, baseada na discussão apresentada na subsecção 3.2.3. O modelo do arranjo das fontes (transmissor de dados) dentro da sala considerada é apresentado nas Figuras 4.2 e 4.3. A partir deste modelo, produziu-se o gráfico da distribuição da iluminância dentro da sala. Os parâmetros considerados apresentam-se na tabela 1.

A iluminância é normalizada pela organização internacional da normalização, ISO (*International Organization for Standardization*) e esta requer que a iluminância na área de trabalho em ambientes interiores tenha um valor entre 300 e 1500 lux. Desta forma, pela Figura 4.4, nota-se que esta condição é satisfeita em todo o espaço dentro da sala

considerada. Assim, garante-se com este resultado que os LEDs possam ser usados como fonte de iluminação.

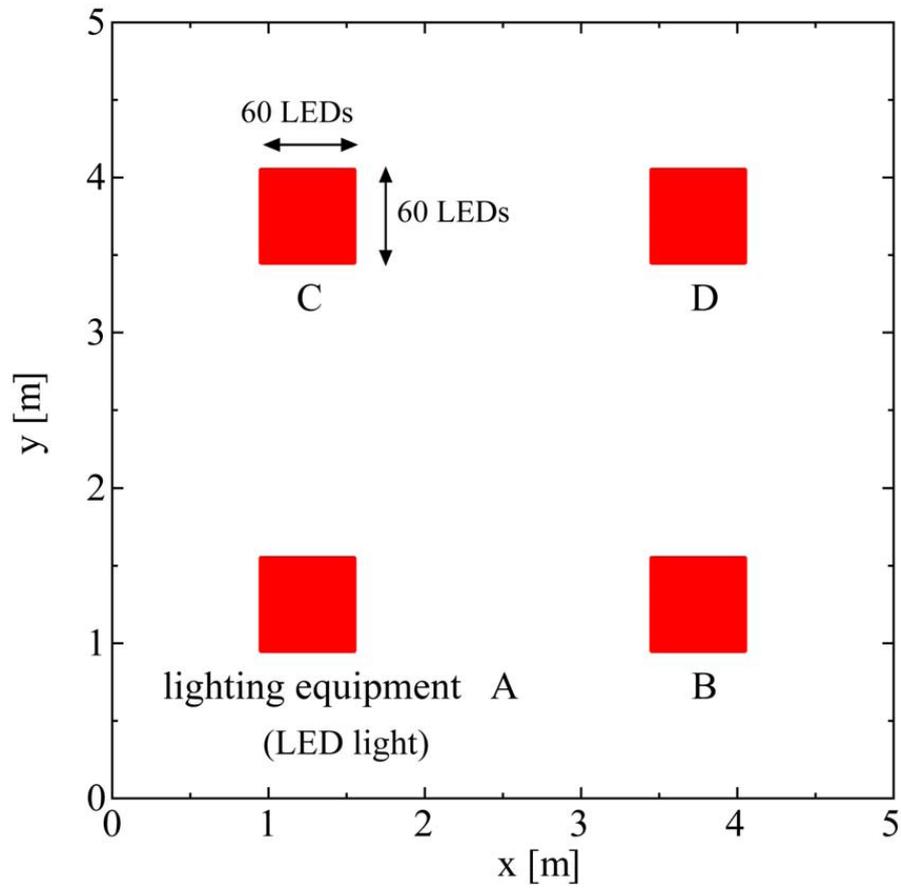


Figura 4.2: Modelo da distribuição dos equipamentos dentro da sala [24].

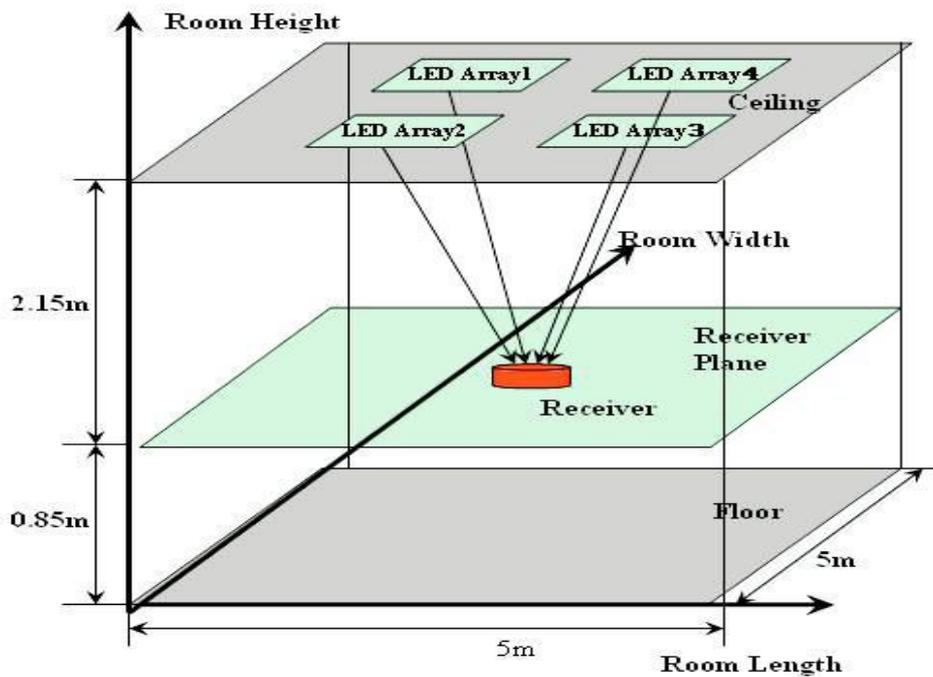


Figura 4.3: Modelo da sala considerada [24].

Tabela 1: Parâmetros de simulação.

Parâmetros	Valores
Dimensão da sala (l,w,h)	(5,5,3) m
Posição dos equipamentos LEDs (x,y)	A (1.25,1.25) m B (3.75,1.25) m C (1.25,3.75) m D (3.75,3.75) m
Ordem lambertiana m	1
Intensidade luminosa máxima	9.5 cd
Coeficiente de reflexão	0.6
Número de LEDs por equipamento	900 (30x30)
Altura do tecto ao ponto receptor	2.15 m
Tempo de subida do LED	20 ns
Tempo de descida do LED	130 ns
FOV	120°
Potência transmitida pelo LED	63 mW
Área de detecção do fotodíodo	1 cm ²
Responsividade do fotodíodo	0.28 A/W
Índice de refração do concentrador óptico	1.5
Valor médio do coeficiente de reflexão	0.6
Parâmetro P	2
Carga do electrão	1.602176487E-19 C
Irradiância da luz do sol	5.8 μW/(nm-cm ²)
Coeficiente de transmissão do filtro óptico	0.8
Largura de banda efectiva do ruído	20 MHz

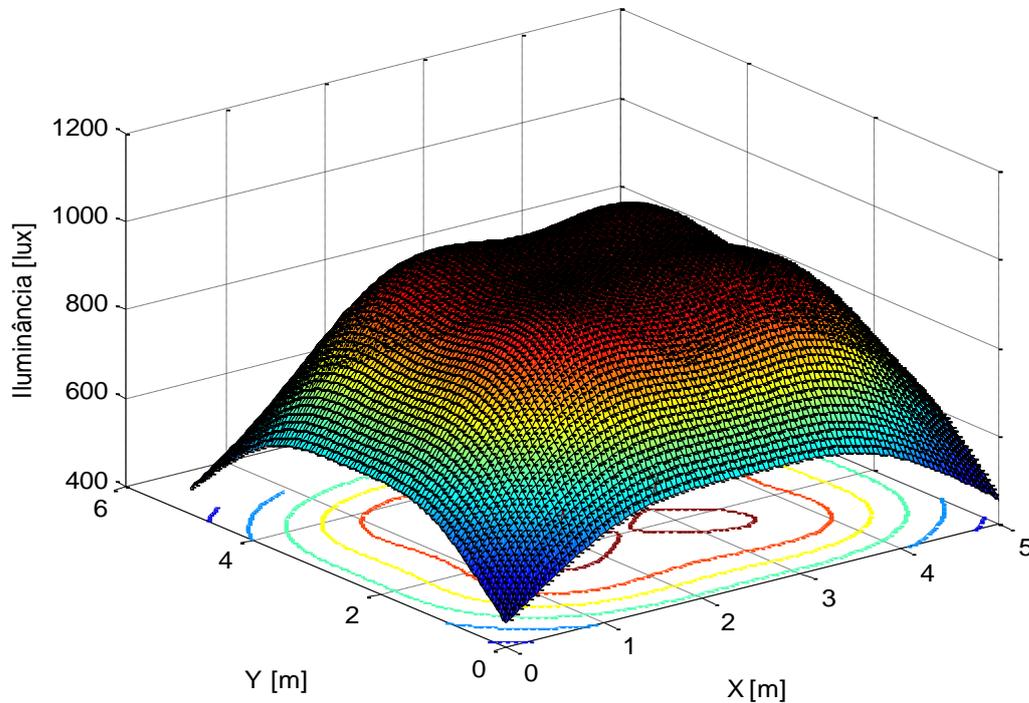


Figura 4.4: A distribuição da iluminância dentro da sala.

4.2 Canal Óptico Sem Fios em Ambientes Interiores

Tendo em conta a discussão apresentada na secção 3.3, o canal óptico é modelado com base no estudo apresentado em [38]. Sendo assim, o canal consiste na sobreposição de dois componentes de sinal, LOS e difusa.

As simulações realizadas baseiam-se no cenário ilustrado na figura 3.5. Este representa a comunicação entre um ponto fixo (Transmissor) e um terminal (Receptor) que pode mover-se dentro da sala. Assume-se o receptor em qualquer ponto dentro da sala, sobre uma mesa, a uma distância r da fonte. Os parâmetros utilizados nas simulações reúnem-se na tabela 1.

Vários parâmetros, tais como a área do quarto, FOV e coeficiente da reflexão, influenciam a resposta do canal, no que diz respeito à perda do percurso e frequência de corte.

A Figura 4.5 mostra-nos três respostas em frequência do canal difuso, cada uma correspondendo a uma determinada dimensão da sala, para o coeficiente de reflexão de 0.6 e o FOV de 120° . Verifica-se deste modo que a dimensão da sala influencia a

resposta do canal difuso, em características tais como a frequência de corte a 3dB e a perda de percurso. Assim, como mostra a figura, quanto maior for a dimensão da sala, menor é a perda de percurso, isto porque os raios ópticos têm menor probabilidade de serem colectados no receptor (para a mesma área efectiva do receptor). Nota-se também, neste caso, que o tempo médio entre duas reflexões é maior, fazendo com que a frequência de corte do canal seja menor.

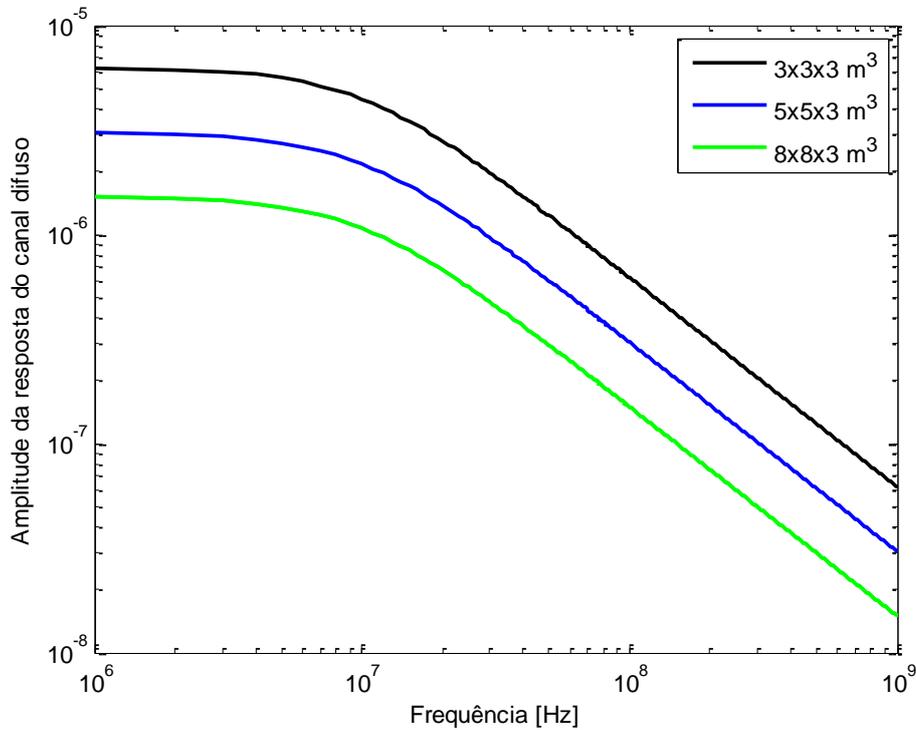


Figura 4.5: A influência das dimensões da sala sobre o componente difuso do canal óptico.

Outra característica da sala que influencia a resposta do canal difuso é o coeficiente de reflexão, mais especificamente o seu valor médio. Assim, quanto maior for o valor do coeficiente de reflexão, maior é a quantidade de sinal reflectido pelas superfícies intermediárias e assim maior é a quantidade do sinal incidente no receptor, conseqüentemente menor será a perda do percurso difuso. De modo semelhante, o número médio de reflexões é também maior, resultando em menor frequência de corte, como pode observar-se na Figura 4.6, onde a dimensão de quarto foi $5 \times 5 \times 3$ e $\text{FOV}=120^\circ$.

No que diz respeito à influência do FOV na resposta do canal, observa-se a variação do valor da perda de percurso e verifica-se que a menor perda é obtida para o receptor plano ($\text{FOV}=180^\circ$), isto porque nesse caso o receptor tem maior probabilidade de colectar raios ópticos (Figura 4.7). Este resultado foi obtido considerando a dimensão do quarto $5 \times 5 \times 3$ e o coeficiente de reflexão de 0.6.

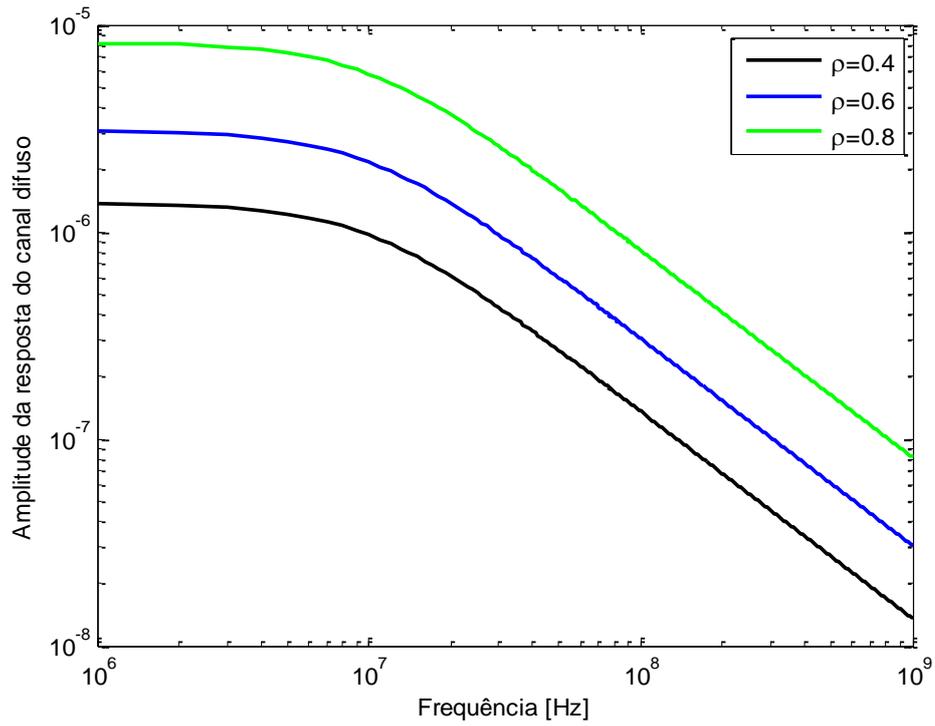


Figura 4.6: A influência do valor médio de coeficiente de reflexão sobre o componente difuso do canal óptico.

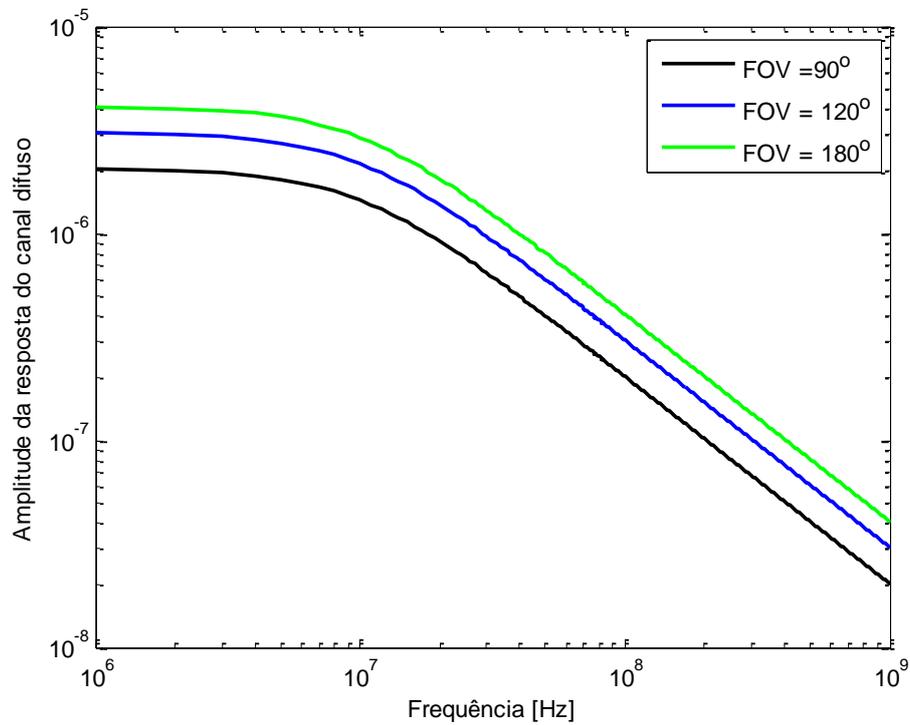


Figura 4.7: A influência de FOV sobre o componente difuso do canal óptico.

Através da representação do módulo da resposta em frequência total do canal óptico (Figura 4.8), mostra-se que o componente do sinal LOS é o componente que praticamente determina a resposta em frequência total do canal, sendo assim o mais influente na determinação da largura de banda total do canal óptico. Quando o componente LOS for bloqueado ou for muito fraco, a resposta total do canal é praticamente igual à do canal difuso, e assim o canal terá uma resposta quase passa-baixo. Entretanto, quando o componente do sinal LOS for significativo, a resposta total do canal é bastante melhorada. Por conseguinte, pode-se considerar o canal como plano para o intervalo de frequência de interesse, visto que a largura de banda total do sistema em estudo é limitada pela reduzida largura de banda de modulação do LED.

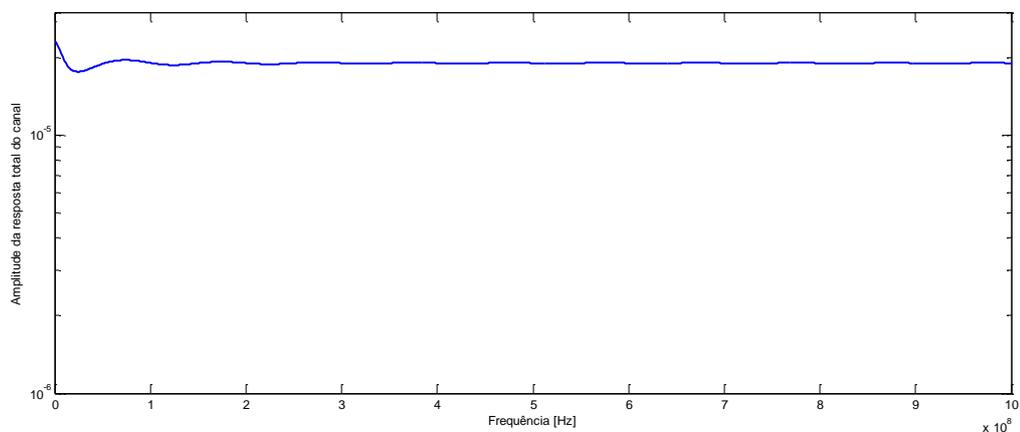


Figura 4.8: Módulo da resposta em frequência total do canal óptico.

4.3 Medidas de Desempenho do Sistema

Este assunto foi discutido na secção 3.4, onde foi apresentada a sua base teórica. Aqui são discutidos os resultados obtidos nas simulações realizadas. As principais medidas de desempenho do sistema, consideradas nesta secção, são a SNR, o diagrama de olho, a BER e o diagrama de constelação.

4.3.1 Distribuição de SNR dentro do quarto

A Figura 4.9 ilustra a distribuição da SNR dentro do quarto. Da análise desta figura confirma-se o elevado valor da SNR no sistema VLC, devido à elevada potência emitida pelas fontes (LEDs). Estando o valor da SNR no intervalo de 60 a 75 dB, conclui-se que este permite o dimensionamento do sistema a débitos elevados. Os parâmetros usados na produção desta figura encontram-se reunidos na tabela 1 e o modelo do arranjo da sala corresponde à Figura 4.2.

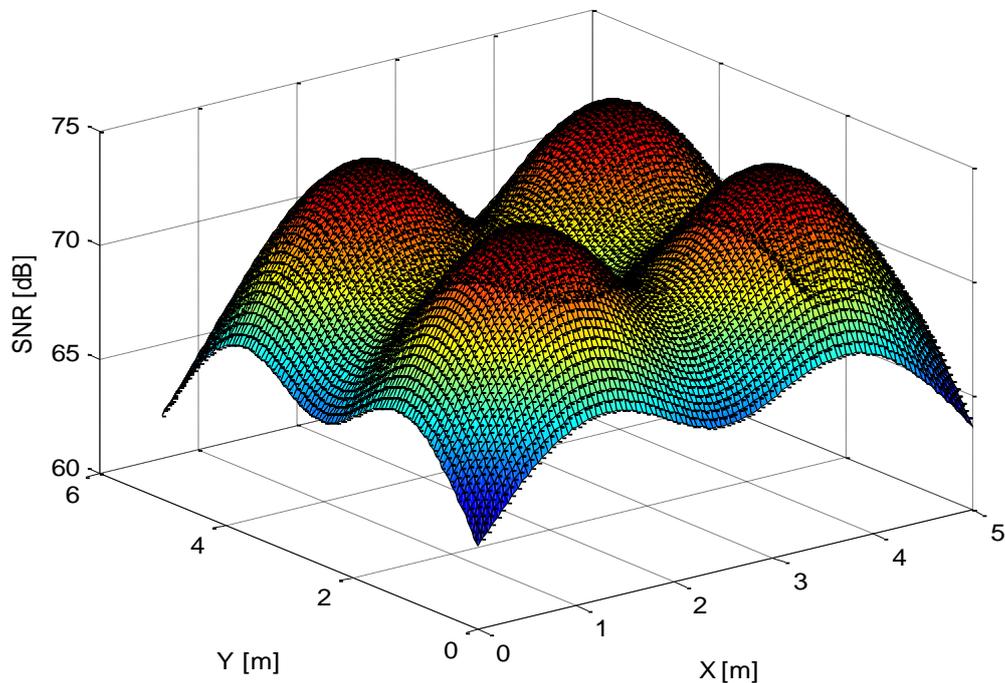


Figura 4.9: A distribuição da SNR dentro da sala.

4.3.2 BER, Diagramas de olho e Diagramas de constelação

Para o cálculo da BER, de modo a avaliar o desempenho dos sistemas em estudo, os sistemas VLC, foram simulados os dois tipos de sistemas descritos no capítulo 3.

A simulação foi realizada considerando dois valores de largura de banda do sistema. No primeiro caso considerou-se a largura de banda de 20 MHz, conseguida em [12] através da filtragem da componente da luz emitida pelo fósforo. No segundo caso usa-se a largura de banda de 50 MHz, conseguida em [26] usando, além da técnica de pré-igualização, também a pós-igualização e a filtragem da componente amarela da luz branca.

De modo a obter a largura de banda de 20 MHz e 50MHz, os parâmetros tempo de subida e tempo de descida de LED tiveram que ser ajustados. A Figura 4.10 mostra-nos o resultado da simulação do sistema usando a codificação NRZ-OOK, em que o transmissor e receptor estão localizados no centro da sala (2.5,2.5), para a largura de banda do sistema de 20 MHz e a SNR de 68 dB. Da figura conclui-se que neste caso se consegue transmitir um débito binário máximo de 40 Mbps.

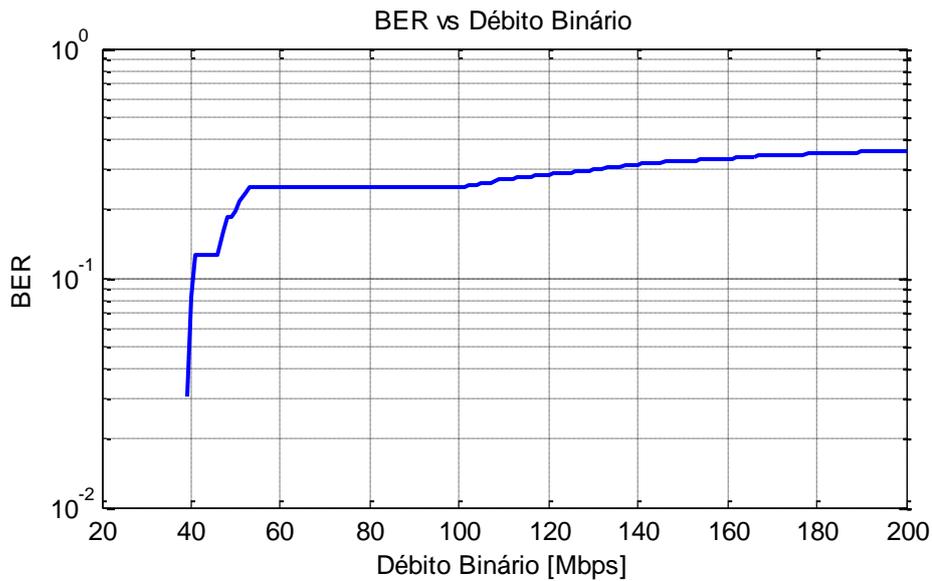


Figura 4.10: BER em função do débito binário no sistema VLC usando a codificação NRZ-OOK para a largura de banda do sistema de 20 MHz.

No caso da largura de banda de 50 MHz e SNR de 68 dB, a transmissão é realizada com o débito máximo de 100 Mbps, mostrando desse modo que o uso das técnicas referidas acima é muito importante para aumentar a capacidade do sistema VLC. A Figura 4.11 mostra-nos a BER em função do débito binário.

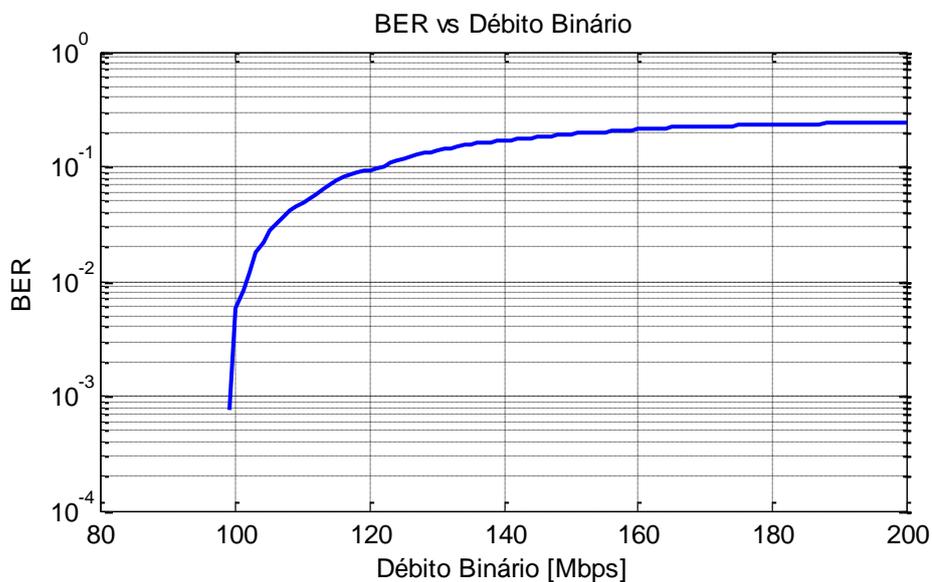


Figura 4.11: BER em função do débito binário no sistema VLC usando a codificação NRZ-OOK para a largura de banda do sistema de 50 MHz.

Além da BER também foi obtido o diagrama de olho correspondente à transmissão de sequência de dados com formato NRZ-OOK a 40 Mbps e 100 Mbps, para larguras de banda de 20 MHz e 50 MHz respectivamente e a SNR de 68 dB. Devido ao elevado valor da SNR disponível dentro da sala, observa-se nas Figuras 4.12.e 4.13 que a abertura do olho é bastante aberta, mostrando desse modo que a SNR não limita o débito máximo nestes sistemas.

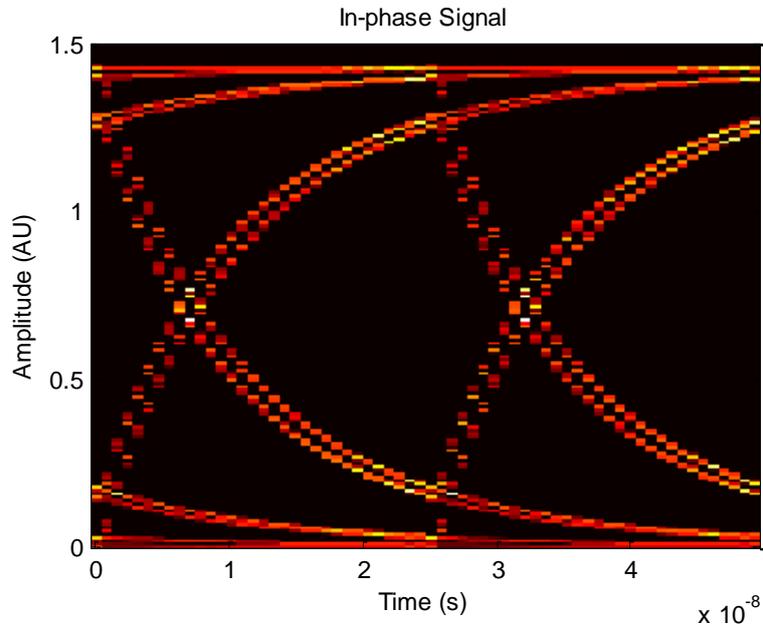


Figura 4.12: Diagrama de olho para o débito binário de 40 Mbps e SNR de 68 dB.

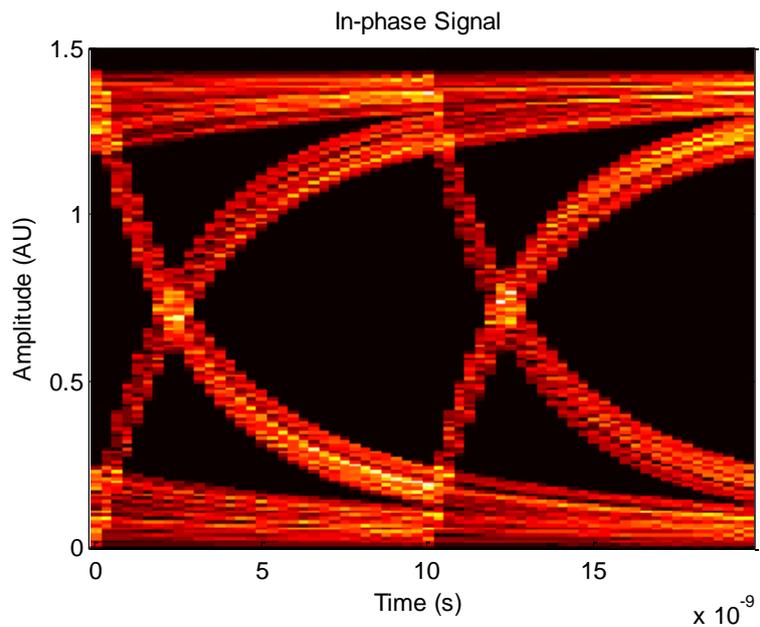


Figura 4.13: Diagrama de olho para o débito binário de 100 Mbps e SNR de 68 dB.

Comparativamente com outros estudos feitos, como por exemplo [24], [25], [26], verifica-se que os resultados obtidos estão de acordo com o esperado, validando desta forma o simulador desenvolvido para o sistema VLC.

Além da codificação NRZ-OOK, foi também simulado o sistema usando a codificação DMT. Como no caso anterior, todos os resultados a seguir apresentados são considerados para o transmissor e receptor na posição média da sala. Os parâmetros mais relevantes usados na simulação são apresentados na Tabela 2, e foram seleccionados de forma a podermos comparar os resultados obtidos com os estudos apresentados em [12], [35].

O valor do prefixo cíclico é escolhido de forma que a sua duração seja maior do que a dispersão máxima do canal óptico. Como verificado anteriormente, o canal óptico neste sistema é dominado pelo componente do sinal LOS, em que o atraso máximo calculado foi de 5.5 ns [35]. Assim, como verificado em [35], para o sinal em que a largura de banda é limitada a 20 MHz, largura de banda de modulação de LED, o comprimento do prefixo cíclico é de 0.125 % do comprimento da trama DMT é suficiente para garantir a ortogonalidade entre as subportadoras.

Em primeiro lugar apresenta-se nas Figura 4.14 e 4.15 o gráfico que indica como varia a BER com a SNR. Foram usados dois tipos de modulação, M-QAM e M-PSK, em que o valor de M, a ordem da modulação, é 16. Observa-se que o valor da BER diminui com o aumento da SNR, e também que a modulação QAM precisa de menos SNR para os mesmos valores de BER e M. Além disso nota-se que para um valor da SNR um pouco menor do que 20 dB obtém-se uma BER menor que 10^{-3} . Uma vez que, como referido antes, o valor mínimo da SNR dentro do quarto é aproximadamente de 63 dB, o elevado valor da SNR possibilita que a taxa de transmissão de dados seja elevada.

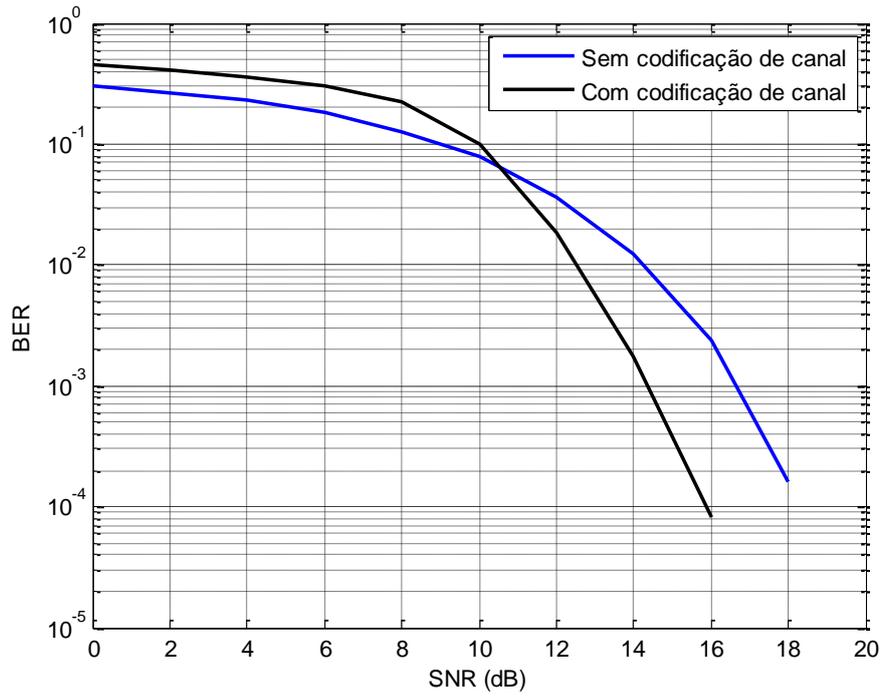


Figura 4.14: BER em função da SNR usando a modulação M-QAM.

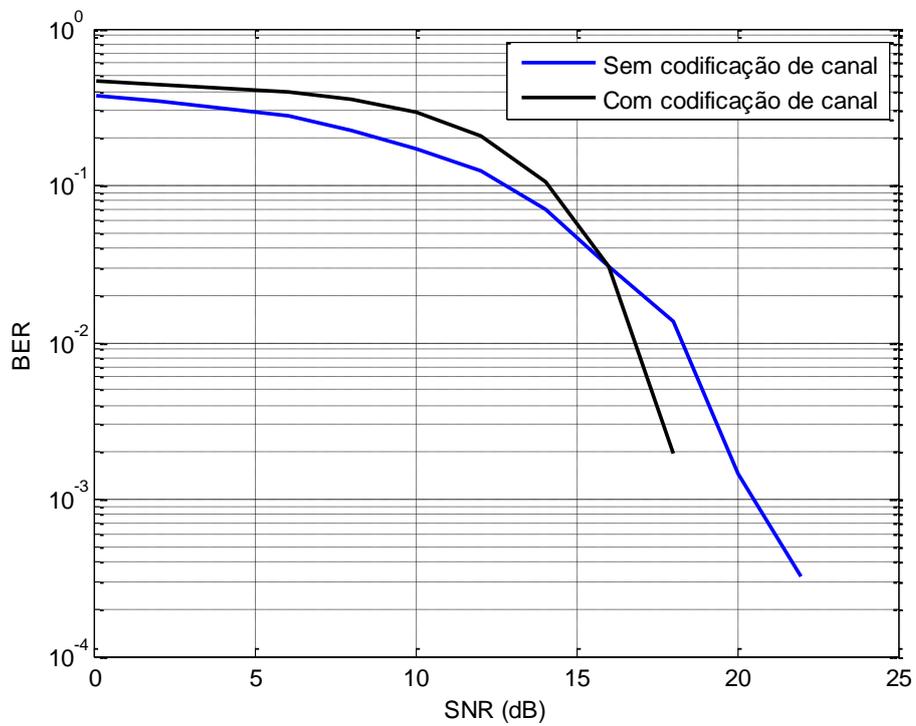


Figura 4.15: BER em função da SNR usando a modulação M-PSK.

A BER apresentada nas Figuras 4.14.e.415 foi obtida para um sistema incluindo o módulo codificador do canal e também sem esse módulo. Da análise dos gráficos nota-se que o uso do codificador de canal convolucional, neste caso à taxa de 1/2, melhora o desempenho do sistema visto que permite diminuir o valor da BER para o mesmo valor da SNR.

Além destes, também foram obtidos os gráficos das constelações sem e com estimação do canal para o débito binário de 67 Mbps, SNR de 32 dB e usando a modulação M-QAM, apresentados nas Figuras 4.16 e 4.17. Destas figuras conclui-se que o uso da estimação do canal melhora muito o desempenho do sistema, aumentando deste modo a sua capacidade.

Também se verifica que o diagrama de constelação é bastante claro, isto não só devido à estimação de canal implementada, mas também devido ao elevado valor da SNR disponível neste sistema.

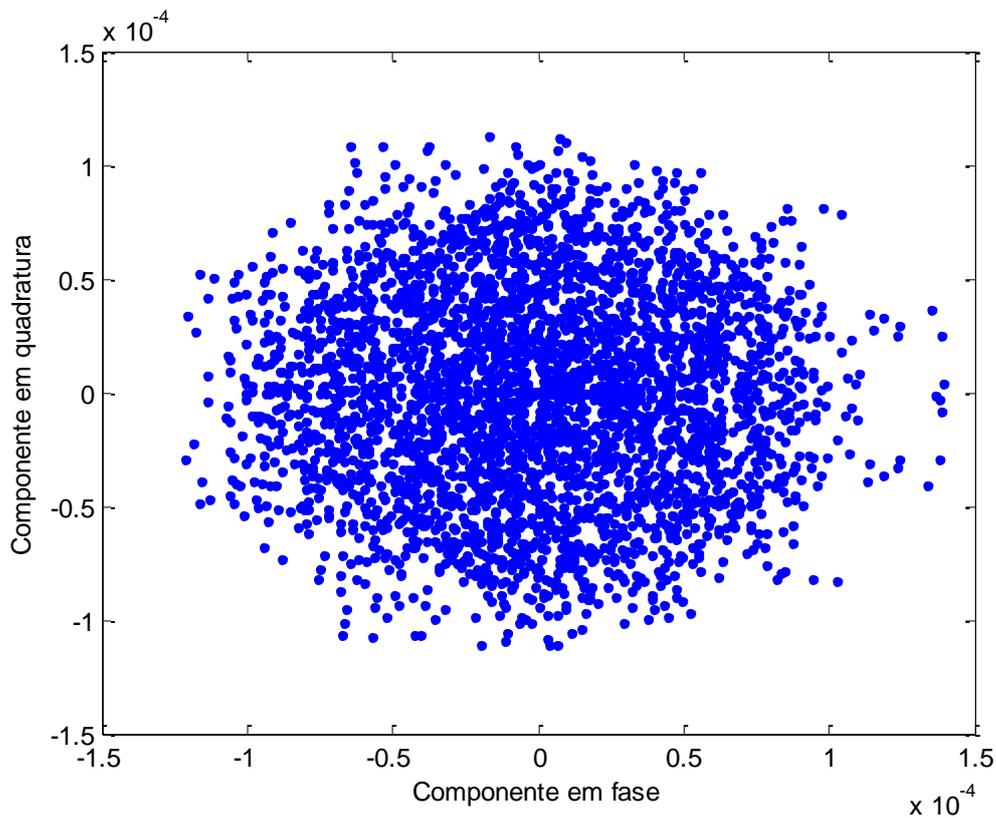


Figura 4.16: Diagrama de constelação usando a modulação 16-QAM, sem estimação de canal.

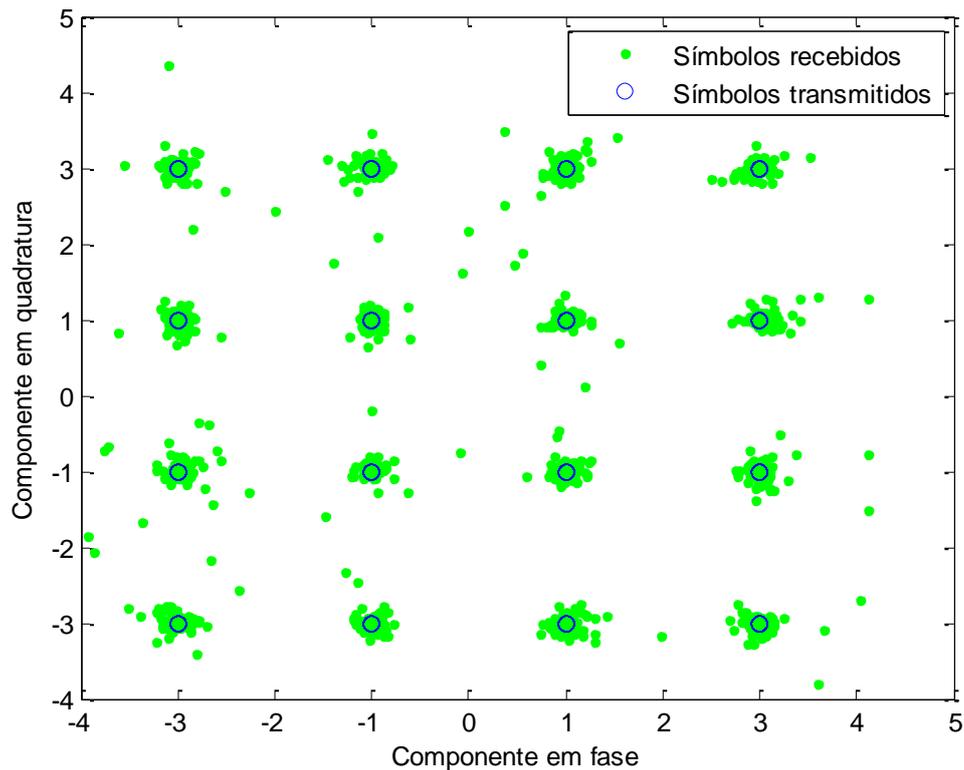


Figura 4.17: Diagrama de constelação usando a modulação 16-QAM, com estimação de canal.

Tabela 2: Parâmetros de simulação do sistema usando codificação DMT.

Parâmetros	Valores
Número de subportadoras	16
Comprimento do prefixo cíclico	0.125%
Tipo de modulação	QAM
Largura de banda de sistema	20 MHz
Taxa de codificação convolucional	$\frac{1}{2}$

O débito binário máximo conseguido neste sistema é dado pela equação (3.50), e nesta verifica-se que o débito binário máximo para um determinado valor da BER é determinado pelo valor máximo de SNR, que por sua vez determina a ordem máxima da modulação M-QAM/M-PSK que pode ser usada. Pela equação (3.48), para BER menor do que 10^{-3} e SNR de 73 dB, valor máximo de SNR obtido nesse sistema, o valor máximo para M é 18. A partir destes valores e pela equação (3.50) calcula-se o débito binário máximo correspondente de aproximadamente 318 Mbps. Nesta condição, da simulação conseguiu-se o débito binário máximo de 300 Mbps, o que corresponde à ordem máxima de modulação de 17.

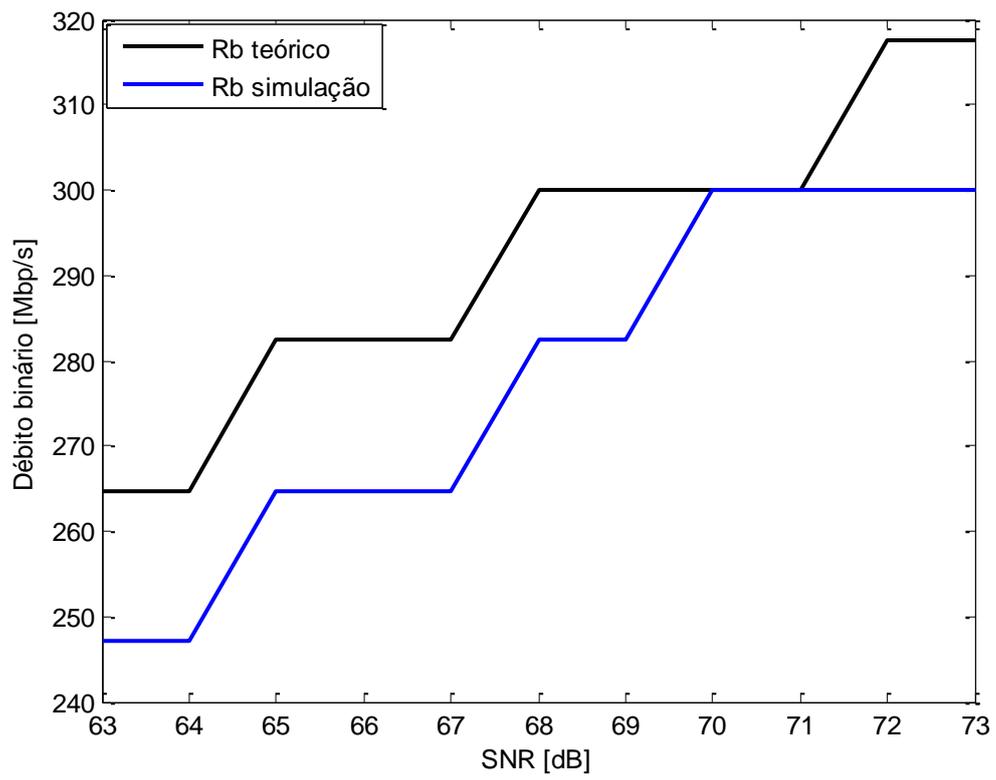


Figura 4.18: Débito binário em função da SNR.

Capítulo 5

Conclusões

Várias conclusões podem ser extraídas do trabalho apresentado nesta dissertação. Como foi verificado, o sistema VLC parece ser uma tecnologia viável e com boas possibilidades, devido às suas múltiplas vantagens referidas anteriormente, para se tornar uma tecnologia dominante na área de comunicação sem fios em ambientes interiores, no futuro próximo. Isto é confirmado pelos resultados obtidos na simulação realizada, que servem de prova aos comentários feitos a seguir.

Sendo que é esperado que o LED emissor de luz branca desempenhe simultaneamente a função da iluminação, a principal função, e a de transmissão de dados, foram obtidos gráficos, um indicando a distribuição de iluminância e outro de SNR dentro de uma sala. A partir destes gráficos verifica-se que a iluminância e a SNR mínimas dentro da sala são 400 lux e 63 dB, respectivamente. Este valor mínimo de iluminância está de acordo com o valor mínimo estabelecido pela ISO.

A maior limitação encontrada nesse sistema é a reduzida largura de banda de modulação do LED, na ordem dos 3 MHz, como mostrado na Figura 4.1. No entanto, vários estudos foram feitos para aumentar a largura de banda do sistema, e em [35], [26] foram conseguidos aumentos da largura de banda para 20 MHz e 50 MHz, respectivamente. Deste modo, a largura de banda do sistema é limitada a estes valores, uma vez que na secção 4.2 foi mostrado que o canal óptico neste sistema é considerado praticamente plano no intervalo de frequência de interesse, devido à elevada contribuição do componente do sinal LOS.

Para avaliar o desempenho do sistema VLC foram simulados dois sistemas, o primeiro usando a codificação NRZ-OOK e o segundo usando a codificação DMT. No primeiro caso verificou-se que o débito binário máximo é limitado apenas pela largura de banda do sistema, e para as larguras de banda de 20 MHz e 50 MHz foram obtidos os débitos binários máximos de aproximadamente 40 Mbps e 100 Mbps, respectivamente, o que está de acordo com os resultados obtidos em [24], [26]. Além destes resultados, também se obteve o diagrama de olho, e deste conclui-se que o elevado valor de SNR garante o bom desempenho do sistema VLC, visto que os diagramas produzidos estão bastante abertos. No segundo caso foram obtidos gráficos da BER em função da SNR tanto para a modulação QAM como para a modulação PSK. Da análise destes gráficos conclui-se que a modulação QAM tem melhor desempenho, relativamente a PSK. Também se

conclui que o uso de codificação de canal melhora o desempenho do sistema, uma vez que é preciso menor valor da SNR para o mesmo valor da BER. Além destes resultados, também se verificou que o débito binário máximo para a largura de banda de 20 MHz e BER menor que 10^{-3} está próximo dos 300 Mbps.

Deste modo, conclui-se, a partir dos resultados obtidos, a viabilidade do sistema VLC, sendo uma potencial tecnologia para aplicação na área de comunicação óptica sem fios em ambientes interiores.

5.1 Propostas para o trabalho futuro

A fim de a completar o presente estudo sobre o sistema VLC, e melhorar o seu desempenho, principalmente o aumento a capacidade máxima, várias considerações podem ser feitas. No que diz respeito ao aumento da capacidade do sistema pretende-se usar uma técnica de modulação adaptativa juntamente com os algoritmos *Bit Loading* e *Power Loading*, de modo a maximizar a capacidade do sistema. Além destes, pretende-se também integrar o sistema VLC com o sistema PLC, de modo a ter o sistema completo. Também seria importante integrar o sistema MIMO, de modo a aproveitar todas as vantagens do sistema VLC. É também desejável realizar trabalho experimental com este sistema.

Anexo A

Teoria básica da transmissão multi-portadora

A.1 Princípios básicos

Geralmente, os canais dispersivos têm a propriedade da selectividade dos componentes espectrais do sinal, no domínio da frequência. Deste modo, vários componentes espectrais do sinal transmitido, com largura de banda B , são diferentemente afectados pelo canal. Neste caso, o processo de igualização do sinal no receptor é complexo. Entretanto, o processo de igualização pode ser feito de uma maneira mais simples e mais eficiente, dividindo a largura de banda do sinal, B em múltiplas sub-bandas. Assim, as informações são transmitidas em múltiplas sub-bandas, e transmitidas em paralelo. Esta aproximação é referida como modulação multi-portadora. Considerando a largura de banda das sub-bandas muito menor do que B , os sinais correspondente a cada sub-banda, vêem o canal como plana, tornando a igualização destes mais simples.

A figura A.1 mostra como é realizada a modulação multi-portadora. A sequência de dados de entrada é dividida em várias (N) sequências de dados paralelas, cada uma modulada em uma subportadora diferente com frequência f_1, \dots, f_N .

Para uma sequência de dados ocupando a largura de banda B , depois da conversão série-paralela, $1:N$, as sequências geradas passam a ter o débito simbólico N vezes menor do que a sequência original, R/N , e os sinais modulados nas diferentes subportadoras ocupam a largura de banda mais estreita, B/N . Equivalentemente, as durações dos intervalos dos símbolos paralelos são N vezes maiores. Isto permite que o espalhamento do atraso do canal corrompa uma menor percentagem do período dos símbolos. Deste modo, vê-se que N amostras do sinal de entrada, são transmitidas paralelamente. Este bloco de N amostras é designado nesta dissertação por uma trama.

O efeito dispersivo do canal óptico sem fio, geralmente causa interferências inter-tramas, afectando uma certa percentagem das amostras das tramas. Isto é facilmente evitado usando o prefixo cíclico, como será explicado mais adiante. No entanto, além da interferência inter-tramas, também pode haver interferências inter-portadoras. Para evitar isto, usa-se portadoras ortogonais entre si, isto é, portadoras com frequências igualmente espaçadas. Desta forma, para uma trama com duração T , as subportadoras ortogonais ocupam frequências múltiplas da frequência fundamental, $1/T$.

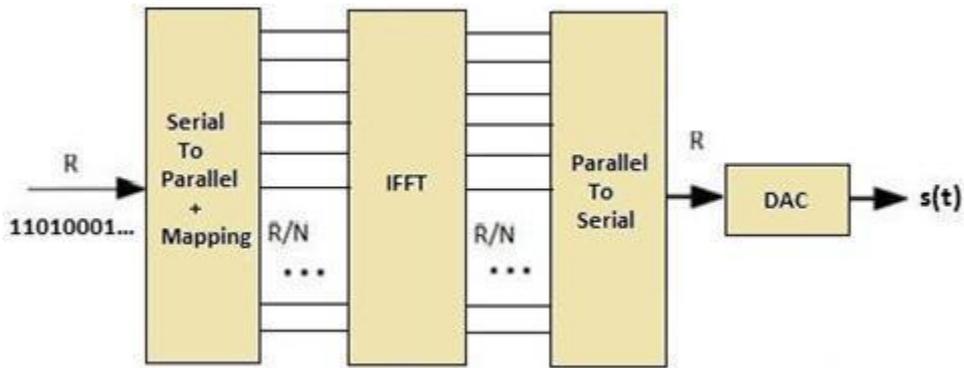


Figura A.1: Modulação multi-portalora

A.2 A Ortogonalidade

De modo a garantir alta eficiência espectral do sinal DMT, os espectros dos sinais correspondentes a cada subportadora têm que se sobrepor umas às outras. Contudo, para que seja possível a separação dos espectros de cada subportadora no receptor, estes têm que ser ortogonais entre si.

A ortogonalidade é uma propriedade que permite que os sinais sejam transmitidos sobre o mesmo canal e detectados sem interferência. Contudo, a perda da ortogonalidade conduz à mistura de sinais e degradação do desempenho do sistema.

Duas funções são consideradas ortogonais quando satisfazem a seguinte condição:

$$\int_0^T S_i(t)S_j(t)dt = \begin{cases} C & i = j \\ 0 & i \neq j. \end{cases}$$

Além disso, conjunto de sinais ortogonais pode ser dado por:

$$\psi_n(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T_{trm}}} e^{j2\pi f_n t} & t \in [0, T_{sym}] \\ 0 & \text{caso contrário,} \end{cases}$$

com $f_n = f_0 + n\Delta f$, e $n = 0, 1, \dots, N$.

Na equação em cima, f_n corresponde à frequência da subportadora de índice n e f_0 é a frequência fundamental. O espaçamento entre as subportadoras tem que satisfazer a condição, $\Delta f = 1/T = R/N$, em que T é a duração da trama DMT como referido em cima.

A resposta em frequência de cada subportadora tem a forma da função sinc, cada uma centrada na correspondente frequência f_n e com o máximo nessa frequência. A razão da ortogonalidade entre as subportadoras advém do espaçamento existente entre subportadoras, em que o pico máximo de cada subportadora corresponde a zero de todas as outras subportadoras. Isso pode ser visto na figura em baixo.

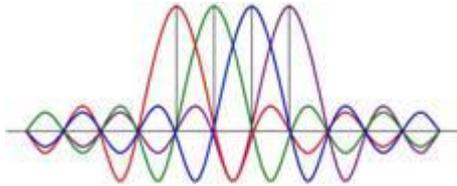


Figura A.2: Espectro das subportadoras do sinal DMT

A.3 Prefixo Cíclico e Dispersão do canal

Uma das importantes razões que leva ao uso da modulação DMT, é o facto de através do uso do prefixo cíclico, ser possível combater o espalhamento do sinal causado pela dispersão multi-percurso presente no canal óptico sem fio.

Desta forma, a robustez da técnica DMT perante a dispersão multi-percurso do canal óptico sem fio, deve-se à combinação do uso da transmissão paralela de dados em múltiplas subportadoras e do uso do prefixo cíclico. O uso da transmissão paralela de dados por múltiplas subportadoras permite que o período da trama DMT seja muito maior do que o período de símbolo no caso da transmissão em série. No entanto, quando não se usa o prefixo cíclico, para poder minimizar o efeito da dispersão, tem que se aumentar o período do símbolo DMT, e uma maneira de conseguir isto, para valor fixo de f_s , consiste em aumentar o número de subportadoras usadas na transmissão de dados. Sendo assim, a interferência inter-tramas devido a dispersão corrompe apenas uma pequena fracção do símbolo DMT conforme a dispersão máxima do atraso (correspondente L_{CP} amostras) no canal. Sendo que as tramas DMT são transmitidas umas a seguir a outra, cada trama (excepto a primeira e a última) corrompe a trama a seguir a ela, em L_{CP} amostras e também ela mesma é corrompida por L_{CP} amostras devido à trama anterior. Contudo, mesmo para pequenas interferências inter-tramas, esta é suficiente para tornar as subportadoras não ortogonais entre si, o que resulta na degradação do desempenho do sistema. Porém, quando se usa o prefixo cíclico, desde que o seu comprimento seja maior do que a dispersão máxima do canal, pode facilmente remover a pequena interferência inter-tramas existente, garantindo deste modo a ortogonalidade entre subportadoras, e a correcta desmodulação das subportadoras.

Além da dispersão multi-percurso do canal óptico sem fio, a limitação da largura de banda dos componentes do transmissor e/ou receptor no domínio de frequência, pode ser ultrapassada usando a técnica de modulação multi-portadora, como o caso da modulação DMT.

A.4 Factor do Pico

O sinal DMT, basicamente consiste na sobreposição de várias subportadoras moduladas independentemente. Neste caso, as subportadoras moduladas podem incidentalmente adicionar construtivamente, gerando deste modo sinal com elevado valor do pico da amplitude. Deste modo, a sobreposição de N subportadoras, pode gerar sinal com pico de amplitude instantâneo N vezes maior do que o valor médio da amplitude do sinal. Sendo a trama DMT designada por $s(t)$, o seu factor de pico é dado por:

$$\mu = \frac{s_{peak}}{s_{rms}},$$

onde s_{peak} corresponde ao valor do pico da amplitude e s_{rms} corresponde ao valor médio quadrático do sinal $s(t)$ e é dado por:

$$s_{rms} = \sqrt{\langle s^2(t) \rangle},$$

em que $\langle s^2(t) \rangle$ representa a potência média do sinal $s(t)$, sendo a média efectuada sobre elevado números de tramas DMT.

O clipping é uma técnica simples usada para minimizar o efeito do elevado pico de amplitude do sinal DMT, apesar de introduzir algumas distorções no sinal. Porém, quando esta for aplicada correctamente, pode aumentar o desempenho do sistema [44].

Bibliografia

- [1] U. B. F. R. Gfeller, "Wireless In-House Data Communication via Diffuse Infrared Radiation," *Proceedings of the IEEE*, vol. 67, pp. 1474-1486, Nov. 1979.
- [2] A. Bell, "Upon the Production of Sound by Radiant Energy," *American Journal of Sciences*, vol. XX, pp. 305-324, 1880.
- [3] T. K. e. a. Grantham Pang, "Optical Wireless based on High Brighthness Visible LEDs," *IEEE Conference of Industry Applications*, vol. 3, pp. 1693-1699, Oct. 1999.
- [4] T. K. C.-H. C. G.Pang, "LED wireless," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 8, pp. 21-28, Jan. 2002.
- [5] Y. T. e. a. Masako Akanegawa, "Basic Study on Traffic Information System Using LED Traffic Lights," *IEEE TRANSACTIONS ON INTELLIGENT TRANSPORTATION SYSTEMS*, vol. 2, pp. 197-203, Dec. 2001.
- [6] Y. Tanaka, "A basic study of optical OFDM system for indoor Visible Communication utilizing Plural White LEDs as Ligthing," *International Symposium on Microwave and Optical Technology*, pp. 303-306, 2001.
- [7] T. K. e. a. Yuichi Tanaka, "Indoor Visible Communication utilizing Plural White LEDs as Lighting," *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 2, pp. 81-85, 2001.
- [8] S. H. e. a. Yuichi Tanaka, "Wireless Optical Trasnsmissions with white colored LED for Wireless Home Links," *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 2, pp. 1325-1329, 2000.
- [9] Visible Light Communications Consortium website, available at. [Online]. <http://www.vlcc.net>
- [10] <http://www.inovacaotecnologica.com.br/noticias/noticia.php?artigo=010110060412>.
- [11] H. H. e. a. Mostafa Z. Afgani, "Visible Light Communication Using OFDM," *TRIDNTCOM*, pp. 128-134, Nov. 2006.
- [12] S. R. e. a. J. Grubor, "Bandwidth-efficient Indoor Optical Wireless Communications with White Light-emitting Diodes," *International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing*, pp. 165-169, Jul. 2008.

- [13] J. W. W. e. a. S. C. J. Lee, "Discrete Multitone for Novel Application Areas of Optical Communications," *LEOSST*, pp. 163-164, 2008.
- [14] Z. G. e. a. S.K.Hashemi, "Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Indoor Optical Wireless Communications using Visible Light LEDs," *CNSDSP*, pp. 174-178, Jul. 2008.
- [15] R. M. e. a. Hany Elgala, "Indoor Broadcasting via White LEDs and OFDM," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 55, pp. 1127-1134, Aug. 2009.
- [16] R. P.-J. e. a. O. González, "Adaptive OFDM system for communications over the indoor wireless optical channel," *IEE Proc.-Optoelectron*, vol. 153, pp. 139-144, Aug. 2006.
- [17] J. V. e. a. Klaus-Dieter Langer, "Advances and Prospects in High-Speed Information Broadcast using Phosphorescent White-Light LEDs," *International Conference on Transparent Optical Networks*, pp. 1-6, Jun. 2009.
- [18] C. K. e. a. Jelena Vucic, "513 Mbit/s Visible Light Communications Link Based on DMT-Modulation of a White LED," *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, vol. 28, pp. 3512-3518, Dec. 2010.
- [19] J. S. P. e. a. SungWanKoo, "High Speed VLC System Based on Turbo-Coded OFDM Scheme," *ICACT*, pp. 1534-1537, Feb. 2009.
- [20] R. M. a. H. H. Hany Eialat, "A Study of LED Nonlinearity Effects on Optical Wireless Transmission using OFDM," *Proceedings of the Sixth international conference on Wireless and Optical Communications Networks*, pp. 388-392, 2009.
- [21] D. O'Brien, "Optical Multi-Input Multi-Output Systems for short-range free-space data transmission," *CSNDSP*, pp. 517-521, 2010.
- [22] D. C. O. e. a. Lubin Zeng, "High Data Rate Multiple Input Multiple Output (MIMO) Optical Wireless Communications Using White LED Lighting," *IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS*, vol. 27, pp. 1654-1662, Dec. 2009.
- [23] D. O. e. a. Hoa Le Minh, "High-Speed Visible Light Communications Using Multiple-Resonant Equalization," *IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS*, vol. 20, pp. 1243-1245, Jul. 2008.
- [24] D. O. e. a. Hoa Le Minh, "80 Mbit/s Visible Light Communications Using Pre-Equalized White LED," *ECOC*, vol. 5, pp. 1-2, Sep. 2008.
- [25] H. L. M. ., e. a. Lubin Zeng, "Equalisation for High-Speed Visible Light Communications using White-LEDs," *CNSDSP*, pp. 170-173, Jul. 2008.
- [26] M. D. O. e. a. Hoa Le, "100-Mb/s NRZ Visible Light Communications Using a Postequalized White LED," *IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS*, vol. 21, pp. 1063-1065, Aug. 2009.

- [27] J. K. W. Y. Y. C. G. K. Yong Soo Cho, *MIMO-OFDM WIRELESS COMMUNICATIONS WITH MATLAB*. John Wiley & Sons, 2010.
- [28] R. Prasad, *OFDM for Wireless Communications Systems*. Artech House, 2004.
- [29] V. Kühn, *Wireless Communications over MIMO Channels Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems*. John Wiley & Sons, 2006.
- [30] A. Goldsmith, *WIRELESS COMMUNICATIONS*. Cambridge University Press, 2005.
- [31] J. Armstrong, "OFDM for Optical Communications," *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, vol. 27, pp. 189-204, Feb. 2009.
- [32] J. M. Cioffi. (2008, Jun.) A Multicarrier Primer.. [Online]. <http://www-isl.stanford.edu/~cioffi/pdf/multicarrier.pdf>
- [33] R. P. R. van Nee, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Artech House, 2000.
- [34] R. W. S. A. V. Oppenheim, *Discrete-Time Signal Processing*. PRENTICE HALL, 1989.
- [35] S. R. e. a. Jelena Grubor, "Broadband Information Broadcasting Using LED-Based Interior Lighting," *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, vol. 26, pp. 3883-3892, Dec. 2008.
- [36] E. F. SCHUBERT, *L I G H T - E M I T T I N G D I O D E S*. Cambridge University Press, 2006.
- [37] S. M. I. Z. S. Roberto Ramirez-Iniguez, *Optical Wireless Communications IR for Wireless Connectivity*. Auerbach Publications, 2008.
- [38] V. P. e. a. V. Jungnickel, "A physical model of the wireless infrared communication channel," *IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS*, vol. 20, pp. 631-640, Apr. 2002.
- [39] V. J. e. a. V. Pohl, "A channel model for wireless infrared communications," *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 1, pp. 297-303, Sep. 2000.
- [40] H. P. e. a. Kwonhyung Lee, "Indoor Channel Characteristics for Visible Light Communications," *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, vol. 15, pp. 217-219, Feb. 2011.
- [41] P. K. Jeffrey B. Carruthers, "Iterative Site-Based Modeling for Wireless Infrared Channels," *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, vol. 50, pp. 759-765, May 2002.
- [42] J. R. B. JOSEPH M. Kahn, "Wireless Infrared Communication," *PROCEEDINGS OF THE IEEE*, vol. 85, pp. 265-298, Feb. 1994.

- [43] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*. John Wiley & Sons, 1997.
- [44] R. M. a. H. H. Elgala Hany, "An LED Model for Intensity-Modulated Optical Communication Systems," *IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS*, vol. 22, no. 11, pp. 835-837, Jun. 2010.