

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
Escola de Engenharia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Douglas Katakai Paixão

**CONTROLE DE POTÊNCIA PARA AUMENTO DA EFICIÊNCIA
ENERGÉTICA ÓPTICA EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES ÓPTICAS POR
LUZ VISÍVEL**

Belo Horizonte
2022

Douglas Kataki Paixão

**Controle De Potência Para Aumento Da Eficiência Energética Óptica Em
Sistemas De Comunicações Ópticas Por Luz Visível**

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Linha de Pesquisa: Antenas, Propagação de Ondas de Rádio e Eletromagnetismo Aplicado

Orientador: Prof. Dr. Andrea Chiuchiarelli

Coorientador: Prof. Dr. Davies William de Lima Monteiro.

Belo Horizonte
2022

P149c

Paixão, Douglas Kataki.

Controle adaptativo de potência para aumento da eficiência energética em sistemas de comunicações ópticas por luz visível [recurso eletrônico] / Douglas Kataki Paixão. - 2022.

1 recurso online (111 f. : il., color.) : pdf.

Orientador: Andrea Chiuchiarelli.

Coorientador: Davies William de Lima Monteiro.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Anexos: f. 90-111.

Bibliografia: f. 87-89.

Exigências do sistema: Adobe Acrobat Reader.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Comunicações ópticas - Teses.
3. Eficiência energética - Teses. 4. Sistemas de comunicação - Teses.
I. Chiuchiarelli, Andrea. II. Monteiro, Davies William de Lima.
III. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia.
IV. Título.

CDU: 621.3(043)



UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

FOLHA DE APROVAÇÃO

"CONTROLE ADAPTATIVO DE POTÊNCIA PARA AUMENTO DA EFICIÊNCIA ENERGÉTICA EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES ÓPTICAS POR LUZ VISÍVEL"

DOUGLAS KATAKI PAIXÃO

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 18 de julho de 2022. Por:

Prof. Dr. Andrea Chiuchiarelli
DELT (UFMG) - Orientador

Prof. Dr^a. LUCIANA PEDROSA SALLES
DEE (UFMG)

Prof. Dr. Vítor Gouvêa Andrezo Carneiro
Departamento de Engenharia Elétrica (IME)



Documento assinado eletronicamente por **Andrea Chiuchiarelli, Professor do Magistério Superior**, em 10/08/2022, às 19:49, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.ufmg.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **1609687** e o código CRC **3317AF7C**.

Agradecimentos

Os agradecimentos principais são direcionados aos meus pais Mary e José, que me deram todo o suporte necessário que eu precisava para conseguir os conhecimentos suficientes para continuar a minha jornada acadêmica. Para a minha tia Rosa que sempre me apoiou e me ajudou bastante quando estava estudando para entrar no Instituto Militar de Engenharia. Agradeço também aos professores Dra. Maria Thezera e Dr. Vitor Andrezo que me ajudaram bastante durante a minha formação em Engenharia de Telecomunicações no Instituto Militar de Engenharia, tanto na parte teórica quanto na parte prática. Agradeço também aos amigos e colegas da minha turma de Engenharia de Telecomunicações, em que foram empenhadas diversas horas de estudos e compartilhamento de conhecimento para conseguir a formação nesse ramo da Engenharia.

Não obstante, para o meu orientador, professor Dr. Andrea Chiuchiarelli, que conseguiu me apoiar nas decisões a serem seguidas, nos passos futuros com relação às pesquisas e referências, durante o *debugging* e melhoria nos códigos das simulações em Matlab e nesta dissertação como um todo.

Resumo

Palavras-chave: Comunicações em Luz Visível, Óptica no Espaço Livre, Controle de Potência, Potência Óptica, Eficiência Energética

Comunicações Ópticas sem Fio ou *Optical Wireless Communications* (OWC) é uma tecnologia bastante emergente, com alto interesse pela indústria e pela academia. Esse alto interesse nessa tecnologia é devido a esta ser uma proposta alternativa complementar ou substitutiva para os sistemas em rádio frequência (RF). Esta motivação está bastante atrelada à escassez do espectro de frequências utilizado nas comunicações RF. Os sistemas OWC podem ser classificados como, *indoor* e *outdoor*, e são utilizados para sua transmissão LED ou laser. Em particular, os sistemas baseados em LED são conhecidos como Sistemas de Comunicações em Luz Visível ou *Visible Light Communications* (VLC), sistemas esses que ganharam mais relevância devido a ampla difusão dos LEDs como fontes de iluminação. A economia de energia elétrica decorrente do uso dos LEDs é provavelmente um dos benefícios mais importantes que podem ser obtidos usando-se sistemas VLC. Podemos considerar que um dos maiores consumos de energia elétrica hoje é devido a utilização de lâmpadas para luz ambiente e por essa razão, o desenvolvimento de fontes de luz mais eficientes é demasiadamente importante. Algumas vantagens dos sistemas VLC em relação à sua contraparte em RF são: amplo espectro para utilização, fácil implementação, baixo custo, alta eficiência energética, seguro para a saúde humana, não interferem com sistemas RF e podem ser aplicados nas áreas de segurança da informação. Neste contexto, surge a necessidade de garantir uma eficiência energética óptica cada vez maior em sistemas VLC, o que pode ser alcançado por meio de estratégias de controle de potência utilizado na transmissão de dados. Este trabalho traz uma análise por meio de equações que modelam matematicamente os sistemas VLC de diversos cenários em que são aplicados um controle na potência óptica transmitida para que a potência recebida permaneça entre limites pré-estabelecidos. Além do controle da potência executado, foi também incluído um sistema de posicionamento interno utilizando a tecnologia VLC. Esse sistema tem por objetivo conseguir a posição do receptor e aliado a esta informação, direcionar a potência transmitida para este ponto, no intuito de despendar uma potência que satisfaça às condições impostas ao controle da potência.

Abstract

Keywords: Visible Light Communication, Free Space Optics, Adaptive Control, Optical Power, Energy Efficiency

Optical Wireless Communications (OWC) is a technology very emerging, with high interest in industry and academia. This high interest in this technology is due to this being a complementary or substitutive alternative proposal for the radio frequency (RF) systems. This motivation is closely linked to spectrum scarcity of frequencies used in RF communications. OWC systems can be classified as indoor and outdoor, and are used for your LED or laser transmission. In particular, LED based systems are known as Visible Light or Visible Communications Systems Light Communications (VLC), systems that have gained more relevance due to the wide diffusion of LEDs as sources of lighting. The energy savings resulting from the use of LEDs is probably one of the most important benefits that can be gained by using VLC systems. We can consider that one of the biggest consumptions of electric energy today is due to the use of lamps for ambient light and for that reason, the development of light more efficiently is all too important. Some advantages of VLC systems in comparison to its RF counterpart are: broad spectrum for use, easy implementation, low cost, high energy efficiency, safe for human health, do not interfere with RF systems and can be applied in the areas of information security. In this context, the need arises to ensure an increasing optical energy efficiency in VLC systems, which can be achieved through power control strategies used in data transmission. This work brings an analysis through equations that mathematically model the systems VLC of different scenarios in which a control is applied on the optical power transmitted so that the received power remains within pre-established limits. In addition to power control executed, an internal positioning system was also included using the technology VLC. This system aims to obtain the position of the receiver and, together with this information, direct the transmitted power to this point, in order to expend a power that satisfies the conditions imposed on the power control.

Lista de ilustrações

Figura 2.2.1–Diagrama de blocos de um sistema óptico sem fio de comunicações.	26
Figura 2.5.1–Gráfico da responsividade pelo comprimento de onda do fotodiodo DET08CFC retirado do seu respectivo manual.	31
Figura 2.6.1–Diagrama em blocos de um canal funcionando de acordo com IM/DD.	37
Figura 3.2.1–Tipos de enlaces LOS: (a) e (b) diretos; (c) e (d) não diretos.	42
Figura 3.2.2–Tipos de enlaces NLOS: (a) e (b) diretos; (c) e (d) não diretos.	43
Figura 3.2.3–Sala em perspectiva apresentando algumas reflexões que podem ocorrer.	44
Figura 3.4.1–Sala de referência utilizada para as simulações, junto do sistema de coordenadas adotado.	46
Figura 3.5.1–Radiância emitida de um reflexão difusa.	49
Figura 3.5.2–Observação da radiação de uma reflexão difusa.	50
Figura 3.6.1–Fonte e receptor com os seus respectivos parâmetros.	53
Figura 4.3.1–Modulação OOK-NRZ, onde a) representa o símbolo 0 e b) representa o símbolo 1.	62
Figura 4.3.2–Modulação OOK-RZ ($\gamma = 0,5$), onde a) representa o símbolo 0 e b) representa o símbolo 1.	62
Figura 4.3.3–Diagrama em blocos de um sistema OOK.	64
Figura 4.3.4–Filtro saída do filtro casado para detecção de um pulso OOK-NRZ, onde a) é o símbolo enviado, b) o pulso casado e c) é a convolução dos pulsos.	66
Figura 5.4.1–Lateralização triangular para o sistema de posicionamento	73
Figura 5.4.2–Configuração para o localizador utilizando um sistema VLC	74
Figura 6.1.1–Distribuição de potência em uma sala padrão vazia, onde o transmis- sor está localizado no meio do teto	80
Figura 6.1.2–Distribuição de potência ao adicionar o efeito das reflexões de pri- meira ordem à distribuição anterior	82
Figura 6.1.3–Distribuição da SNR.	83
Figura 6.2.1–Distribuição de Potência para o transmissor com coordenadas $(x_t/2, y_t/2, h)$ e o receptor com coordenadas $(x_r/2, y_r/2, 0)$	84

Figura 6.2.2-Distribuição da SNR para o transmissor com coordenadas $(x_t/2, y_t/2, h)$ e o receptor com coordenadas $(x_l/2, y_l/2, 0)$	85
Figura 6.3.1-Configuração do sistema de controle.	87
Figura 6.3.2-Controle na potência transmitida pelo foto-transmissor.	88
Figura 6.3.3-Controle na potência recebida pelo fotodetector.	89
Figura 6.3.4-Gráfico do $\log(\text{BER})$ durante a trajetória do foto-receptor.	90
Figura 6.3.5-Curvas com os valores de ΔP_{max} de acordo com tamanhos diferentes de sala.	91
Figura 6.3.6-Interpolação dos valores de ΔP_{max} medidos para cada um dos comprimentos da sala.	92
Figura 6.4.1-Configuração do sistema com a adição do localizador do receptor. . .	93
Figura 6.4.2-Gráfico da potência recebida pelo fotodetector.	95
Figura 6.4.3-Gráfico da taxa de erro de bit durante o percurso circular.	96
Figura 6.4.4-Gráfico da potência transmitida por dois transmissores para o fotodetector.	97
Figura 6.4.5-Gráfico da medida do erro relativo à adição do localizador ao sistema. . .	98
Figura 6.5.1-Gráfico da potência recebida pelo fotodetector.	99
Figura 6.5.2-Gráfico da taxa de erro de bit durante o percurso aleatório.	100
Figura 6.5.3-Gráfico da potência transmitida por dois transmissores para o fotodetector.	101

Lista de abreviaturas e siglas

AIM	<i>Analogue Intensity Modulation</i>
AOA	<i>Angle of Arrival</i>
AWGN	<i>Additive White Guassian Noise</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BSI	<i>British Standards Institution</i>
CD	<i>Compact Disk</i>
CIE	<i>International Commission on Illumination</i>
CNR	<i>Carrier Noise Ratio</i>
CSKM	<i>Color Shift Keying Modulation</i>
DD	<i>Direct Detection</i>
DMT	<i>Discrete Multitones</i>
DPIM	<i>Digital Pulse Internal Modulation</i>
DWDM	<i>Dense Wavelength Division Multiplexing</i>
FEC	<i>Forward Error Correction</i>
FOV	<i>Field Of View</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
IM	<i>Intensity Modulation</i>
ISI	<i>Inter Symbol Interference</i>
LBS	<i>Location Based Service</i>

LDPC	<i>Low Density Parity Check</i>
LED	<i>Light Emission Diode</i>
LOS	<i>Line of Sight</i>
MAC	<i>Media Access Layer</i>
NLOS	<i>Non Line of Sight</i>
NRZ	<i>Non Return to Zero</i>
OBPF	<i>Optical Band Pass Filter</i>
OFDM	<i>Orthogonal frequency-division Multiplexing</i>
OWC	<i>Optical Wireless Communications</i>
PAM	<i>Pulse Amplitude Modulation</i>
PHY	<i>Physical Layer</i>
PMOPR	<i>Peak to Mean Optical Power Ratio</i>
PPM	<i>Pulse Position Modulation</i>
PSK	<i>Phase-shift Keying</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
RFID	<i>RF Identification</i>
RLL	<i>Run Length Limited</i>
RSS	<i>Received Signal Strength</i>
RZ	<i>Return to Zero</i>
SNR	<i>Signal Noise Ratio</i>
UWB	<i>Ultra Wide Band</i>

VLC	<i>Visual Light Communications</i>
VPPM	<i>Variable Pulse Width Modulation</i>
WLA	<i>Wireless Local Area Network</i>
WLED	<i>White LED</i>

Lista de símbolos

α	Letra grega minúscula alfa
β	Letra grega minúscula beta
δ	Letra grega minúscula delta
η	Letra grega minúscula eta
ϵ	Letra grega minúscula épsilon
γ	Letra grega minúscula gama
λ	Letra grega minúscula lambda
μ	Letra grega minúscula mu
ν	Letra grega minúscula nu
ω	Letra grega minúscula ômega
ξ	Letra grega minúscula csi
π	Letra grega minúscula pi
ϕ	Letra grega minúscula fi
ψ	Letra grega minúscula psi
ρ	Letra grega minúscula rô
σ	Letra grega minúscula sigma
θ	Letra grega minúscula teta
ζ	Letra grega minúscula zeta
Δ	Letra grega maiúscula delta

Γ	Letra grega maiúscula gama
Ω	Letra grega maiúscula ômega
Φ	Letra grega maiúscula fi
\mathbb{N}	Conjunto dos números naturais
\forall	Símbolo para qualquer que seja
\in	Símbolo de elemento que pertence a um conjunto
\mathcal{R}	Letra R com a fonte matemática <i>mathcal</i>
\mathcal{S}	Letra S com a fonte matemática <i>mathcal</i>
$f(\cdot)$	Símbolo para a função f
$h^{(n)}(t)$	Ordem n-ésima das reflexões em uma sala
\hat{n}_S	Vetor normal à superfície S
\otimes	Operação de convolução
\int	Símbolo da operação de integral
dx	Símbolo da variável diferencial para integração
Σ	Símbolo da operação de Somatório
\approx	Símbolo de aproximadamente
\ll	Símbolo muito menor que
$ x $	Símbolo do valor do módulo de x
$\ln(\cdot)$	Símbolo para função logaritmo na base natural
$\cos(\cdot)$	Símbolo para função cosseno
$\sin(\cdot)$	Símbolo para função seno

Sumário

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	Motivação	18
1.2	Vantagens e aplicações	19
1.3	Padrões	21
I	REFERENCIAIS TEÓRICOS	23
2	FUNDAMENTOS DAS COMUNICAÇÕES ÓPTICAS SEM FIO	24
2.1	Introdução	24
2.2	Diagrama em blocos de um sistema OWC	25
2.3	Modulação em Intensidade/Detecção Direta	27
2.4	Transmissores Ópticos	28
2.4.1	Lasers	28
2.4.2	LEDs	29
2.5	Receptores Ópticos	29
2.5.1	Características dos Receptores	30
2.5.2	Ruído no receptor	32
2.6	Características de propagação no canal para sistemas OWC	34
2.7	Restrições das luzes de LED	38
2.7.1	Controle de brilho	38
2.7.2	Comunicação sem cintilação	40
3	ANÁLISE DE MODELOS DE CANAIS INTERNOS	41
3.1	Introdução	41
3.2	Configurações da Fonte e do Receptor	41
3.3	Passos para modelagem de um ambiente interno	45
3.4	Modelos de salas e outras superfícies refletoras	45
3.5	Padrões de Radiação	46
3.5.1	Padrões de Radiação em Fontes Pontuais	47

3.5.2	Padrões de Radiação das Reflexões	47
3.5.2.1	Padrão de reflexão Lambertiano	48
3.6	Potência recebida de um enlace LOS	51
3.7	Potência recebida de um enlace NLOS	53
3.7.1	Algoritmo de Barry	54
4	TÉCNICAS DE MODULAÇÃO	57
4.1	Introdução	57
4.2	Modulação Analógica em Intensidade	60
4.3	Modulação Digital	61
4.3.1	Modulação OOK	61
4.3.2	Performance do Erro em canais Gaussianos para modulação OOK	63
5	MÉTODOS DE LOCALIZAÇÃO PARA POSICIONAMENTO INTERNO	68
5.1	Introdução	68
5.2	Triangulação	69
5.3	Regressão Linear	69
5.3.1	Equação da Regressão Linear	70
5.3.2	Notação Matricial	70
5.3.3	Método dos Mínimos Quadrados	71
5.3.4	Regressão Múltipla	71
5.4	Design do sistema de posicionamento interno	72
II	RESULTADOS	77
6	SIMULAÇÕES REALIZADAS	78
6.1	Sala padrão com um foto-transmissor no meio da sala	78
6.1.1	Enlace com visada direta	79
6.1.2	Enlace com reflexões de primeira ordem e adição de ruídos	80
6.1.3	Distribuição da SNR	81
6.2	Sala padrão com foto-transmissor rotacionando	82

6.2.1	Transmissor	83
6.3	Controle de potência	85
6.3.1	Relação entre variação de potência e tamanho da sala	89
6.4	Adição do localizador de posição do receptor	92
6.5	Foto-receptor com trajetória aleatória	96
7	CONCLUSÃO	102
7.1	Trabalhos futuros	103
	REFERÊNCIAS	105
	APÊNDICES	109
	APÊNDICE A – MATLAB	110
A.1	Domínio da frequência	110
A.1.1	HLOS_func.m	110
A.1.2	NHLOS.m	111
A.1.3	sigma2_background.m	116
A.1.4	sigma2_thermal.m	117
A.1.5	LLSEstimation4.m	117
A.1.6	Novocontrole.m	119
A.1.7	Nlampadas_Rot.m	126

1 Introdução

1.1 Motivação

As Comunicações Ópticas sem Fio ou *Optical Wireless Communications* (OWC) tiveram sua demanda aumentada nas áreas de pesquisa, isso devido ao seu potencial de resolver problemas complicados de comunicações, tais como, a falta de espectro livre em rádio frequência (RF), interferência e a necessidade de transmissões de dados em altas taxas utilizando sistemas ópticos sem fio. Enlaces ópticos sem fio podem estabelecer canais de comunicações mesmo com uma distância de dezenas de quilômetros, como por exemplo na comunicação entre satélites em missões espaciais. Em distâncias pequenas, como por exemplo em ambientes externos terrestres, esses enlaces no espaço livre são uma ótima escolha para estabelecer comunicações entre alguns quilômetros, como por exemplo em comunicações no espaço livre (STOTTS et al., 2011).

Além das várias aplicações de sistemas ópticos sem fio já em uso, provavelmente, o motivador principal do foco nessa área é a possibilidade de mitigar o aumento do uso do espectro de radiofrequências, já escasso. Esse aumento da utilização do espectro está associado também à constante demanda por transmissão de dados em altas velocidades em dispositivos móveis, como por exemplo, celulares, tablets, computadores pessoais, etc, em que a utilização da faixa de espectro em 1,9 GHz ou 2,4 GHz já está extremamente ocupada. Além disso, os usuários estão hoje mudando para faixas de frequências em 5,0 GHz, o que indica que a procura e a pesquisa de sistemas alternativos de transmissão de dados tornou-se altamente desejável.

Os sistemas OWC podem ser classificados como internos ou externos e além disso, podem ser divididos em duas categorias baseadas no tipo de fonte óptica utilizada, ou seja, via *Light Emission Diode* (LED) ou *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation* (laser). Uma das diferenças entre esses dois tipos de fontes ópticas está no tamanho da largura de banda suportada por eles. De fato, o LED possui uma largura de banda elétrica muito menor que a do laser e conseqüentemente, se uma alta taxa de transmissão, na faixa dos Gbps, é requerida, então a escolha mais popular para este

caso é a utilização de laser. Além disso, os lasers emitem sinais de luz monocromáticos, ou seja, somente um comprimento de onda. As comunicações via LEDs envolvem basicamente as comunicações por luz visível ou *Visible Light Communications* (VLC) usando LEDs brancos, conhecidos como *WLEDs*, e os lasers usam somente fontes com altas velocidades no infravermelho.

A economia de energia decorrente do uso dos WLEDs é provavelmente um dos mais importantes benefícios que podem ser obtidos usando-se VLC. Podemos considerar que um dos maiores consumos de energia elétrica hoje é devido à utilização de lâmpadas para luz ambiente e por essa razão, o desenvolvimento de fontes de luz mais eficientes é demasiadamente importante. Sendo assim, realizar a troca de lâmpadas fluorescentes e incandescentes é extremamente importante, pois esta ação irá diminuir o consumo de energia elétrica.

Complementar a introdução falando o que são sistemas VLC

1.2 Vantagens e aplicações

A Comunicação utilizando Luz Visível possui muitos atrativos comparada à comunicação via RF. Desta forma, a seguir serão apresentadas algumas vantagens e aplicações da utilização de sistemas VLC:

1. Amplo espectro para utilização: como existe a demanda contínua por maiores velocidades em serviços sem fio e o espectro para rádio frequência já está bastante ocupado. O espectro das ondas rádio é limitado de 3 kHz a 300 GHz, enquanto o espectro da luz visível é pelo menos 1000 vezes maior, a qual está compreendido entre 400 THz até 780 THz (PARIKH et al., 2013).
2. Ausência de interferência eletromagnética: como o espectro óptico é bem distante do espectro de RF, os sistemas VLC não sofrem interferências eletromagnéticas por sistemas que operam em radiofrequências, podendo ser utilizados em ambientes com bastante interferência eletromagnética, tais como hospitais, usinas nucleares e aviões.

3. Fácil implementação: os módulos VLC podem ser pequenos e compactos, ou seja, podem simplesmente ser implementados em infraestruturas que já possuem iluminação.
4. Baixo custo: a implementação de sistemas VLC é relativamente simples. Ao invés de projetar um sistema completo para comunicações sem fio, o VLC reutiliza a infraestrutura de iluminação e a adição e/ou adaptação de alguns módulos ao sistema. Além disso, a indústria de LED está em crescente desenvolvimento e conseqüentemente, o custo para produzir transceivers VLC é esperado que diminua.
5. Alta eficiência energética: os LEDs são dispositivos verdes ou *green devices*¹, além disso eles têm a capacidade de reduzir o consumo de energia elétrica.
6. Seguro para a saúde humana: Diferentemente dos LEDs infravermelhos ou lasers possuindo concentradores de potência ópticos com raios estreitos, as lâmpadas LED são fontes de iluminação difusa. Então, isso permite seu uso em diversos cenários em que a emissão de altas potências ópticas pode representar um risco para a saúde dos usuários. Além disso, as lâmpadas LED não geram radiação como as fontes RF, como por exemplo, micro-ondas, e por isso, as lâmpadas LED não apresentam perigo para a saúde humana.
7. Segurança da informação: a segurança é um elemento importante em comunicações RF pois as ondas rádio conseguem penetrar as paredes e por isso, podem gerar um vazamento de informações, já que as ondas rádios estão sendo distribuídas para todos que conseguem recebê-las. Como a luz não consegue penetrar um objeto opaco, os sistemas VLC ficam confinados em um ambiente interno, um local fechado e, dessa forma, são mais seguros do que as comunicações RF.

Os recursos apresentados anteriormente ajudam a direcionar diversas aplicações tanto para ambientes internos quanto para ambientes externos em sistemas VLC. A aplicação mais requerida nos tempos atuais é o acesso à Internet com altas velocidades em um ambiente interno para telefones celulares e computadores. As pessoas normalmente utilizam muito do seu tempo em ambientes internos, como por exemplo nos escritórios,

¹ São dispositivos que foram feitos para reduzir o consumo energético mesmo quando estão em modo de espera e também são feitos com materiais recicláveis.

nas escolas ou universidades, em centros comerciais, ou até mesmo em suas casas. Desta forma, seria conveniente possuir um acesso à Internet utilizando lâmpadas LED como dispositivos transmissores. A largura de banda inerente da modulação dos LED, da ordem de centenas de MHz, é capaz de prover uma transmissão de dados muito maior do que o Wi-Fi ou outras redes móveis. Com a utilização de técnicas avançadas, como por exemplo modulação em multi-portadora, multiplexação em comprimento de onda e equalização, a taxa de transferência de dados pode ser aumentada na ordem de Gbps. (AZHAR; TRAN; O'BRIEN, 2013).

Além de escritórios ou casas, ambientes sensíveis a eletromagnetismo também requerem serviços sem fio confiáveis e seguros. A luz visível não causa interferência eletromagnética em equipamentos elétricos, por isso ela é ideal para ser utilizada em comunicações nesse tipo de ambiente. Em hospitais, por exemplo, alguns equipamentos sofisticados e muito caros, tais como, equipamento de imagem de ressonância magnética, devem ser isoladas de interferências magnéticas. Outro exemplo são os dispositivos eletrônicos que irradiam ondas eletromagnéticas nas cabines dos aviões que são proibidos durante a decolagem e o pouso, devido a possíveis interferências causadas por essas ondas.

Existe também a possibilidade da utilização dos LEDs para localização e algoritmos de triangulação para prever a posição de dispositivos. Como resultado, o posicionamento muito preciso em ambientes internos e navegação podem se tornar realidade com os LEDs, com um funcionamento parecido com o de um sistema GPS em ambientes externos. Os LEDs podem também enviar sinais de controle para robôs inteligentes e guiá-los com movimentações precisas até que eles consigam chegar no seu destino, como é o caso, por exemplo, de sistemas VLC utilizados para posicionamento em usinas nucleares, onde existem locais de extremo perigo de acesso pelos seres humanos (XIE; HUANG; WU, 2020).

1.3 Padrões

Com a rápida evolução das tecnologias VLC, é imperativo o desenvolvimento dos padrões no intuito de harmonizar os protocolos da camada física, *physical layer* (PHY) e os protocolos da camada de controle de acesso de mídia, *media control access*

(MAC).

O primeiro padrão internacional de VLC foi publicado por um grupo de trabalho da IEEE (IEEE 802.15.7) que trabalhava com redes sem fio em ambientes privados em 2011 (IEEE . . . , 2011). O padrão claramente especifica as camadas PHY e MAC para comunicações sem fio em curta distância utilizando-se luz visível em ambientes internos e externos. A norma IEEE 802.15.7 acomoda 3 (três) diferentes tipos de camadas PHY, ou seja, PHY I, PHY II e PHY III, respectivamente. A camada PHY I suporta baixas taxas de transferência (11,6-266,6 kbps) e aplicações em longas distâncias. A camada PHY II suporta maiores taxas (1,25-96 Mbps) para sistemas trabalhando em ambientes internos e aplicações ponto a ponto. A camada PHY III foi projetada para suportar a mesma taxa da camada PHY II com detecção/fontes multi-color de luz. As camadas PHY I e PHY II, adotam as modulações *On Off Keying* (OOK) e *Variable Pulse Position Modulation* (VPPM), o que é uma combinação do 2-PPM e o *Pulse Width Modulation*(PWM). A modulação *Color Shift Keying* (CSK) geralmente é utilizada usando 3 (três) fontes coloridas, nas cores vermelha, verde e azul, para realizar a transferência de dados, e uma vantagem da utilização da modulação CSK é que a potência do envelope do sinal transmitido é fixa e conseqüentemente, esta modulação reduz o potencial de complicações relativas à saúde humana quando existem flutuações na intensidade da luz. Diferentes tipos de códigos *Forward Error Correction* (FEC) e códigos *Run Length Limited* (RLL) são adicionados para aumentar a robustez do canal a efeitos de degradação. Na camada MAC, existe um suporte para três tipos de topologias, que são estrela, *peer-to-peer* e *broadcast*. Além disso, a camada MAC é responsável pela maioria das tarefas do protocolo: iniciar/manter os procedimentos, associação/dissociação dos procedimentos, mecanismo de suporte para função de cores, mecanismo de controle de iluminação e brilho, mecanismo de suporte para mobilidade, estabilização de cor, etc.

Além do IEEE 802.15.7, o *International Telecommunication Union* (ITU) estabeleceu um grupo de estudo (chamado de SG15) para padronizar a tecnologia VLC dentro do *framework* G.vlc em setembro de 2015 (ALEXEEV et al., 2021). A comunidade de pesquisa, em conjunto com alguns membros chave da indústria, como por exemplo Huawei e Marvell, estão construtivamente e juntamente desenvolvendo um padrão VLC de alta velocidade. Até agora, G.vlc especificou formatos de modulação, controle de brilho, modelos de canal e fontes e topologia de redes.

Parte I

Referenciais teóricos

2 Fundamentos das Comunicações Ópticas sem Fio

2.1 Introdução

Comunicações Ópticas sem Fio (OWC) envolvem transmissão e recepção de sinais onde a frequência da portadora pertence ao espectro óptico (entre 100 THz e 1000 THz), enquanto em sistemas de comunicações baseados em RF a portadora pode possuir uma frequência entre 30 MHz até 5 GHz, e para comunicação satelital, pode chegar até uma frequência de 300 GHz. Como no domínio óptico as frequências normalmente estão na faixa de THz, normalmente as portadoras nesses sistemas são denotadas pelo seu comprimento de onda.

Essa grande diferença entre as portadoras em sistemas RF e sistemas ópticos proporciona também outras diferenças em suas implementações, como por exemplo, a utilização de antenas em sistemas RF, tanto para transmissão e recepção, é trocada em sistemas ópticos por fontes que emitem luz e receptores que detectam luz. Outras partes que são requeridas em sistemas RF, como por exemplo, os amplificadores de potência, são substituídos por circuitos que guiam as fontes de luz nas comunicações ópticas.

Outro ponto que será discutido nesse capítulo é que o efeito de esvanecimento por multi-caminho, característico de sistemas de comunicação RF, não aparece em canais de comunicação óptica sem fio. As multi-reflexões, por outro lado, são presentes e o resultado é a interferência inter-simbólica ou *Inter Symbol Interference* (ISI) em comunicações de altas velocidades. Iremos também caracterizar os dois principais tipos de fontes utilizadas em sistemas ópticos, os lasers e os LEDs, as características dos receptores ópticos e seus parâmetros. E por fim, iremos também discutir um pouco sobre as características de propagação no canal para sistemas OWC, mostrando alguns dos pontos principais da propagação

2.2 Diagrama em blocos de um sistema OWC

Um completo diagrama em blocos de um sistema de comunicação que utiliza uma portadora óptica é mostrado na figura 2.2.1. Alguns desses blocos funcionam de maneira similar aos sistemas de comunicações RF. Primeiramente, bits são enviados para o codificador de fonte no intuito de comprimir os dados para transmiti-los de uma maneira mais eficiente. Alguns exemplos de codificação de fonte são por exemplo, MP3, AAC para áudios e JPEG, PNG para imagens. O próximo bloco é o codificador de canal, que adiciona bits redundantes aos dados transmitidos no intuito de conseguir recuperar os dados no receptor mesmo se ocorrer uma corrupção devido a ruídos ou condições adversas no canal. Esse codificador é de extrema importância nas comunicações RF, onde podemos realizar essa medida utilizando a taxa de erro de bit, ou *Bit Error Rate* (BER). Existem algumas técnicas para codificação e decodificação de canal como por exemplo códigos de Reed-Solomon, códigos turbo, códigos *Low Density Parity Check* (LDPC), dentre outros. Nas comunicações ópticas, esses dois blocos apresentados, codificador de fonte e de canal, podem ser usados de uma maneira semelhante às comunicações RF. Em seguida, o bloco *interleaver* pode ser adicionado depois do codificador de canal. Esse bloco tem o objetivo de prevenir que o decodificador de canal falhe devido a efeitos de rajada de erros causados pelas condições adversas do canal. Com a adição do bloco *interleaver*, existe a necessidade da adição do bloco correspondente no receptor. Esse bloco seria o *de-interleaver*, bloco este colocado antes do bloco de decodificação de canal. Em canais ópticos sem fio, dependendo da aplicação, se os erros de rajada são esperados, então os blocos *interleaver* e *de-interleaver* são adicionados.

Seguindo a sequência dos blocos, existem diferenças entre os sistemas RF e ópticos para os seguintes: modulador, transmissor, receptor e demodulador. Os moduladores de sistemas RF podem trabalhar com quaisquer tipos de modulações que produzem sinais em banda base reais ou complexos. Contudo, as transmissões em sistemas ópticos sem fio podem geralmente ser modeladas como transmissões em banda base, e para o transmissor e receptor, esse processo é chamado de modulação em intensidade/detecção direta ou *intensity modulation/direct detection* (IM/DD). Este tipo de modulação não prevê a utilização de sinais complexos no transmissor e, conseqüentemente, o receptor tem como saída um sinal que é sempre real. Isso significa que os blocos modulador e o demodular trabalham somente com sinais com valores reais para os sistemas OWC.

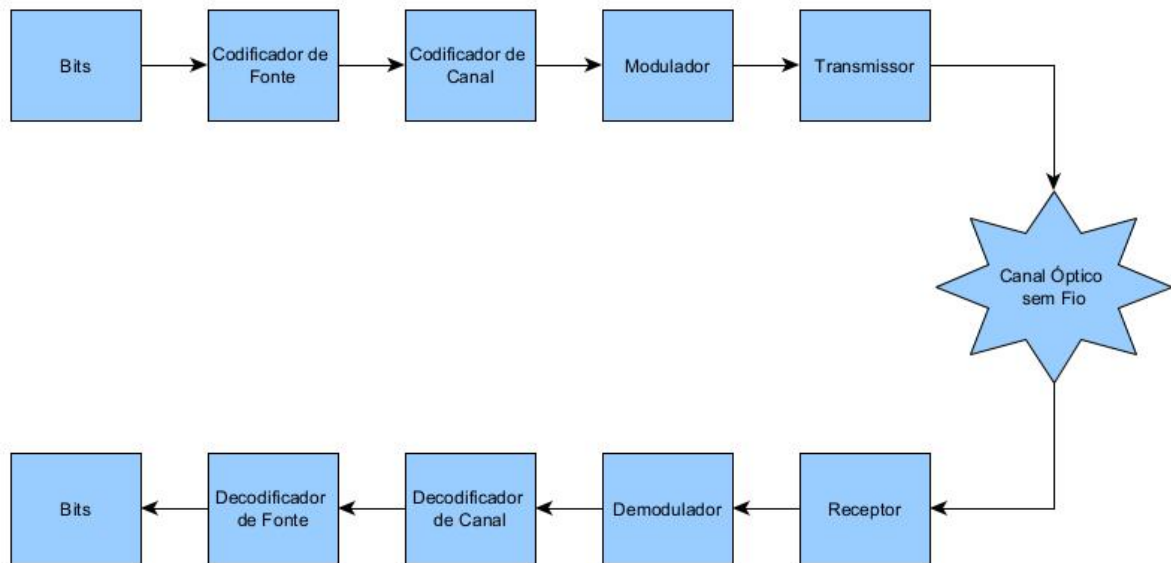


Figura 2.2.1 – Diagrama de blocos de um sistema óptico sem fio de comunicações.

Isso pode apresentar vantagens com relação à complexidade do sistema, mas não permite alcançar a mesma eficiência espectral atrelada às modulações que produzem constelações complexas, com por exemplo, *M Quadrature Amplitude Modulation* (M-QAM), *M Phase Shift Keying* (M-PSK), etc. Normalmente, em sistemas de comunicações ópticas, as modulações de altas ordem, com por exemplo, *M Pulse Amplitude Modulation* (M-PAM) ou *L Pulse Position Modulation* (L-PPM) podem ser utilizadas para produzir sinais banda base reais. Modulações com multi-portadora, tais como *Orthogonal frequency-division Multiplexing* (OFDM), podem ser utilizados em sistemas OWC, com a diferença que a saída do modulador OFDM deve ser real, o que força os símbolos de entrada do bloco do OFDM a serem hermitianos simétricos, reduzindo assim a eficiência espectral. Além disso, a saída do OFDM é bipolar, o que significa que para o caso óptico deve ser convertido para unipolar, o que pode ser feito ou com um DC-biasing ou um clipping da parte negativa do sinal, porém isso implica que a utilização do OFDM óptico possui uma menor eficiência espectral comparada ao caso RF (PROAKIS, 2007).

O bloco do transmissor é completamente diferente em sistemas ópticos sem fio, quando comparado com os sistemas RF. Ao invés de possuir antenas que irradiam ondas eletromagnéticas na faixa de MHz-GHz, os transmissores em sistemas ópticos

sem fio emitem luz. Lasers e LEDs emitem luz com características bem diferentes das ondas eletromagnéticas em RF, e essas características serão discutidas nas próximas subseções deste capítulo. Ambos dispositivos precisam de um circuito *driver* que produz uma corrente proporcional à onda elétrica modulada, esta que direciona os lasers ou LEDs e modifica a intensidade da luz emitida. Esse é o princípio básico para a *Intensity Modulation* ou Modulação em Intensidade (IM) que será discutida posteriormente.

Após a luz ser emitida no canal óptico sem fio, ela precisa ser detectada e para isso, são necessários dispositivos receptores conhecidos como fotodetectores, responsáveis por gerar uma corrente proporcional à intensidade do sinal óptico recebido, permitindo converter o sinal do domínio óptico de volta para o elétrico.

2.3 Modulação em Intensidade/Detecção Direta

Em sistemas de transmissão IM, a intensidade da luz emitida pelas fontes varia de acordo com algumas características do sinal modulado. Normalmente, a amplitude do sinal modulado é usada como sendo a propriedade em que a potência instantânea de saída do sinal óptico seja variável. Existem algumas consequências para esse tipo de consideração que diferem dos casos em sistemas RF que utilizam antenas para transmissão. Como a intensidade da radiação varia de acordo com a amplitude do sinal modulado e a intensidade é um parâmetro físico real, então o sinal modulado também precisa possuir um valor real. É possível utilizar sinais complexos modulados em banda base, e assim como nos sistemas RF é necessário introduzir uma portadora com uma alta frequência para que o resultado final seja real e possa ser utilizado para variar a intensidade da luz. Contudo, esse tipo de modulação não é geralmente utilizada em transmissões ópticas sem fio porque é necessária uma portadora com uma alta frequência e isso implica em possuir uma fonte de luz que possua uma grande largura de banda para a transmissão IM. Deste mesmo modo, o receptor óptico também precisará ser capaz de detectar uma grande largura de banda para essa alta frequência da portadora. Então, quando uma modulação em intensidade é especificada, normalmente isso implica que o sinal modulado é real em sua banda base.

Detecção direta (DD) é aplicável para todos os fotodetectores em óptica, onde a corrente ou voltagem proporcional é produzida para intensificar a luz que irradia na

área do fotodetector. Os fotodetectores possuem diferentes sensibilidades para diferentes comprimentos de onda da luz, e desta forma, existe uma certa dependência com relação ao comprimento de onda.

2.4 Transmissores Ópticos

Como foi mencionado anteriormente, existem dois tipos principais de transmissores utilizados para comunicações ópticas sem fio, que são lasers e LEDs. A seguir são relacionados alguns fatores principais com relação ao funcionamento de cada um deles.

2.4.1 Lasers

A palavra laser é um acrônimo que se traduz como sendo amplificação de luz por emissão estimulada de radiação, ou do inglês, *light amplification by stimulated emission of radiation*. Esse acrônimo descreve como é o funcionamento básico de um laser. Os lasers são fontes de energia que podem produzir radiação com alta coerência espacial e temporal. sendo caracterizados por um espectro de emissão relativamente estreito (quase-monocromático).

As características de propagação dos lasers permitem que eles possam ser utilizados em diversas aplicações nas quais não é possível o uso de fontes baseadas em emissão espontânea, como por exemplo, gravação de CDs, impressoras laser, aplicações militares, corte de metais, etc. Ademais, os feixes lasers conseguem percorrer longas distâncias com o mínimo de dispersão se forem propriamente guiados, o que é uma característica muito importante a ser considerada. Devido a essa característica, eles também são utilizados em medições e meteorologia, como por exemplo para medir a distância da Terra a Lua (BENDER et al., 1973).

A característica de alta coerência espectral do laser faz com que ele seja a fonte de luz mais utilizada em sistemas em fibra óptica, além de ser bastante utilizados em sistemas OWC.

2.4.2 LEDs

Os LEDs são definitivamente as fontes mais populares em optoeletrônica e uma das características marcantes é que eles são mais baratos e consomem menos energia do que os lasers. O princípio de operação de como os LEDs emitem radiação pode ser descrito primeiramente a partir de uma junção p-n de semicondutor (diodo). Em alguns materiais semicondutores, há emissão de radiação luminosa quando os elétrons da banda de condução se recombinam com os buracos na banda de valência. Um LED funciona baseado na emissão espontânea de radiação, que não guarda as mesmas características de coerência temporal do fenômeno de emissão estimulada. Em geral, um LED emite num intervalo de comprimentos de onda muito amplo, o que limita seu alcance, devido a efeitos de dispersão do meio de transmissão. Contudo, por ser a fonte de luz mais utilizada para iluminação de ambientes *indoor*, o LED é a escolha primária em sistemas de comunicação na faixa do visível, ou seja, para sistemas VLC (UIGA, 1995).

2.5 Receptores Ópticos

Os receptores ópticos são chamados de fotodetectores e o propósito deles é de produzir uma corrente ou voltagem de saída proporcional à intensidade do sinal de luz que chega na área de detecção deles. O tipo mais comum de fotodetectores são os detectores fotoelétricos. Esses detectores incluem fotodiodos e foto-transmissores em que os elétrons nos semicondutores são liberados como resultado de uma irradiação de fótons na superfície do semicondutor, o qual pode ser uma junção ou um *bulk*.

Um fotodiodo do tipo junção é um semicondutor do tipo *p* e *n*, uma junção similar às junções utilizadas em um LED. Contudo, a função de um fotodiodo de junção é exatamente inversa ao LED de junção. Em um LED de junção, os fótons são liberados como resposta de uma corrente que flui através da junção; já no fotodiodo de junção, os fótons são absorvidos, resultando dessa forma portadoras livres que se tornam uma corrente através da junção (KEISER, 2003). E como esses tipos de fotodetectores são baratos, confiáveis e pequenos, estes se tornaram um dos principais componentes para a tecnologia opto-eletrônica moderna.

Os fotodiodos possuem geralmente uma limitada largura de banda, que depende de vários fatores, podendo variar entre alguns MHz e algumas dezenas de GHz. Quanto

maior a largura de banda, menor fica a área ativa para detecção. Contudo, uma área menor de detecção significa uma necessidade de receber mais potência óptica para produzir uma mesma quantidade de corrente em comparação com um fotodiodo com área de detecção maior. Então, existe um *trade-off* no sentido de que para aumentar a largura de banda do fotodiodo, existe a necessidade de aumentar a intensidade da luz recebida para conseguir uma mesma corrente de saída.

2.5.1 Características dos Receptores

A seguir serão definidos alguns parâmetros importantes sobre fotodiodos. A primeira característica importante dos fotodiodos é sua eficiência quântica η , e essa grandeza relaciona o número de pares elétrons-buracos que são gerados pelos fótons incidentes na frequência ν , de energia $h\nu$, e podem ser relacionados de acordo com a equação a seguir:

$$\eta = \frac{I_p/q}{P_0/h\nu} \quad (2.1)$$

onde I_p é a corrente média de saída do fotodiodo e q é a carga do elétron.

Então a razão I_p/q resulta no número de pares elétron-buraco n_e que são gerados na junção com um corrente média de saída $I_p = n_e q/t$ para um certo tempo t . Cada fóton carrega uma quantidade de energia $h\nu$, então a potência média P_0 carregada por n_p fótons durante um intervalo de tempo t é $P_0 = n_p h\nu/t$. Na prática, em um fotodiodo, cada 100 fótons criarão entre 50 a 95 pares elétron-buraco e por consequência, isso apresenta uma eficiência quântica entre 50 a 95%.

Outra característica do fotodiodo é sua responsividade, que é representada por R , e é definida como:

$$R = \frac{I_p}{P_0} = \frac{\eta q}{h\nu} [A/W] \quad (2.2)$$

A responsividade varia com o comprimento de onda e com o material utilizado. A figura 2.5.1 mostra um gráfico de exemplo do fotodiodo DET08CFC feito pela empresa Thorlabs Inc. Verifica-se que entre 1500 nm a 1600 nm a responsividade consegue alcançar valores superiores à 1 A/W e fora dessa faixa, esse valor diminui. Desta forma, é de

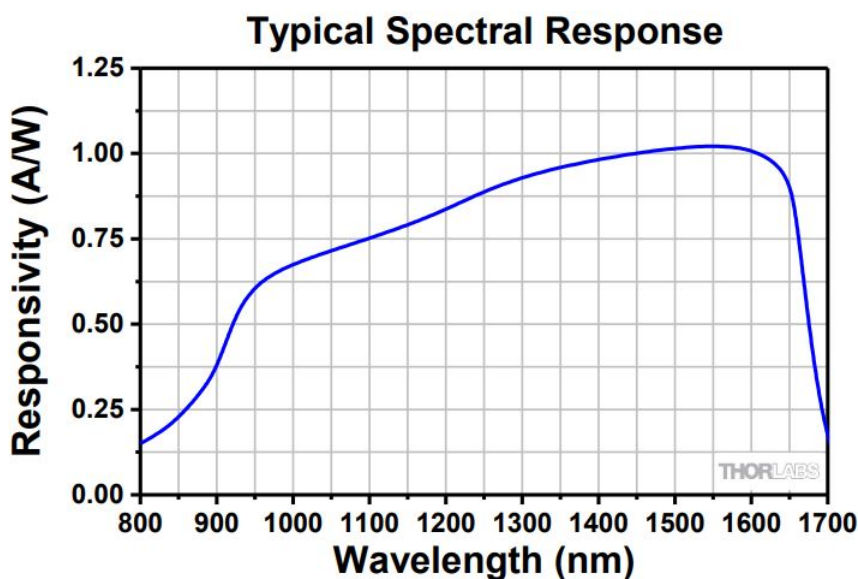


Figura 2.5.1 – Gráfico da responsividade pelo comprimento de onda do fotodiodo DET08CFC retirado do seu respectivo manual.

muita importância a escolha de um fotodiodo apropriado para um certo comprimento de onda escolhido para o sistema de comunicação óptico sem fio. Caso um LED seja usado como fonte, a corrente de saída do fotodetector dependerá de uma faixa ampla de comprimentos de onda, então é recomendado que seja escolhido um fotodiodo cujo gráfico de responsividade seja próximo de uma reta de valor constante para os comprimentos de onda gerados pelo LED.

Para a medida da largura de banda de um fotodiodo, o tempo de subida e de descida são parâmetros importantes, e serão explicados a seguir. O tempo de subida é a medida do tempo de resposta do fotodiodo para uma entrada de luz do tipo degrau. Ela é definida como o tempo requerido para que a saída mude de 10% para 90% de um nível de saída estável. O tempo de descida é medido de forma similar, porém a medida do tempo é feita para que a saída mude de 90% para 10% de um nível de saída estável. A largura de banda de um fotodiodo é relacionada aos tempos de subida e descida, e esses tempos indicam que existe um decaimento gradual no nível de saída além de uma certa frequência. O ponto no qual a potência óptica cai para 50% de seu valor para baixas frequências é chamado de ponto de 3 e este ponto define a largura de banda no receptor.

No caso em que os tempos de subida e descida são iguais, a largura de banda de 3 dB pode ser estimada com o valor de tempo de subida t_r por (THORLABS, 2019):

$$f_{BW} = \frac{0.35}{t_r} \quad (2.3)$$

2.5.2 Ruído no receptor

Existem quatro tipos principais de ruídos de corrente na saída de um fotodiodo: ruído de corrente de escuro *dark*, ruído quântico *shot*, ruído térmico e ruído de *background*.

A corrente *dark* ou escura normalmente é gerada devido à formação aleatória de elétrons e buracos dentro da região de depleção do dispositivo, e essa corrente deve ser considerada na calibragem do diodo caso ele seja utilizado para uma medida óptica precisa. Ela também é uma fonte de ruído quando um fotodiodo é utilizado em um sistema óptico de comunicação, independentemente com ou sem fio. Vale ressaltar que essa corrente está sempre presente, mesmo quando não há fótons entrando na área de detecção.

O ruído *shot* aparece devido à natureza estatística da produção e coleta de fotoelétrons. Para descrever a origem desse ruído em mais detalhes, podemos denotar como sendo P_0 a potência da luz média medida após alguns ciclos. Existem flutuações nessa potência que são transferidas para a fotocorrente I_{ph} . A ideia do sinal óptico clássico é assumir que este sinal apresente uma amplitude e fase constantes, e então, não ocorrerão flutuações na corrente I_{ph} esperada. Contudo, de acordo com a mecânica quântica, sinais ópticos ideais consistem em sequências independentes de fótons que são distribuídos de acordo com a distribuição de Poisson no tempo (FOX, 2006). Cada fóton gera um par elétron-buraco com probabilidade η , a qual é a eficiência quântica descrita anteriormente. Então, a fotocorrente I_{ph} consiste em um fluxo de cargas elementares estatisticamente independentes que são distribuídas em Poisson no tempo.

Existe também uma terceira fonte de ruído, sempre presente em um *front-end* que faz uso de componentes eletrônicos, que é o ruído térmico, conhecido também como ruído Johnson. Isso é causado pelas flutuações térmicas dos elétrons em quaisquer materiais condutores em uma dada temperatura. Os elétrons estão em constante movimento

e por isso, eles colidem frequentemente com átomos ou moléculas de uma substância. Este ruído pode ser modelado como sendo um ruído branco, pois sua densidade espectral de potência é independente da frequência (GHASSEMLOOY; POPOOLA; RAJBHANDARI, 2012).

A seguir são apresentadas as formulações matemáticas das variâncias de cada um dos ruídos citados (GRUBOR et al., 2008):

$$\sigma_{shot}^2 = 2qI_{ph}B \quad (2.4)$$

$$\sigma_{dark}^2 = 2qI_dM^2FB \quad (2.5)$$

$$\sigma_{thermal}^2 = \frac{8\pi kT}{G_{ol}}C_{pd}A_rI_2B^2 + \frac{16\pi^2 kT\Gamma}{g_m}C_{pd}A_r^2I_3B^3 \quad (2.6)$$

onde q é a carga elementar do elétron, B é a largura de banda do fotodetector, M é o fator de ganho do fotodetector, F é o excesso de ruído determinado entre a média $\langle g^2 \rangle$ e o ganho de corrente g , k é a constante de Boltzmann, T é a temperatura absoluta no fotodetector, C_{pd} é a capacitância fixa do fotodetector por unidade de área, G_{ol} é o ganho de voltagem em circuito aberto, B é a largura de banda do fotodetector, Γ é o fator de ruído do canal, g_m é a transcondutância do FET, I_2 e I_3 são fatores de ruídos de largura de banda.

Outro tipo de ruído gerado a partir da detecção de fótons é o ruído de *background*, que é gerado pelo ambiente. Existem dois tipos de fontes que contribuem para o ruído de *background*: o Sol e o Céu. A contribuição de outros corpos celestes é desconsiderada para a análise em ambientes internos. Sendo assim, podemos calcular as contribuições da irradiância para o Céu e para o Sol da seguinte forma (KOPEIKA; BORDOGNA, 1970):

$$I_{sky} = \frac{N(\lambda)\Delta\lambda\pi\Omega^2}{4} \quad (2.7)$$

$$I_{sun} = W(\lambda)\Delta\lambda \quad (2.8)$$

onde $N(\lambda)$ e $M(\lambda)$ são respectivamente, as radiâncias do Céu e do Sol, $\Delta\lambda$ é a largura de banda do Filtro Óptica Passa Banda ou *Optical Band Pass Filter* (OBPF) que precede o fotodetector e Ω é o ângulo de detecção, ou *field of view* (FOV) do fotodetector, em radianos. Escolhendo um receptor com uma pequena abertura de FOV e $\Delta\lambda$, o impacto para o ruído de *background* pode ser amplamente reduzido. Valores empíricos de $N(\lambda)$ e $M(\lambda)$ sobre diferentes condições de operações podem ser encontrados na literatura e em sites na Internet especializados nessa medição. Desta forma, podemos então calcular a corrente de *background* da seguinte forma, utilizando-se as equações 2.7 e 2.8:

$$\sigma_{bkg}^2 = 2qBR(I_{sky} + I_{sun}) \quad (2.9)$$

Dessa forma, a partir das equações 2.6, 2.5, 2.6 e 2.9, podemos calcular o ruído total por:

$$\sigma_{ruído}^2 = \sigma_{shot}^2 + \sigma_{dark}^2 + \sigma_{thermal}^2 + \sigma_{bkg}^2 \quad (2.10)$$

E desta forma, utilizando a equação 2.10, podemos calcular a razão sinal ruído para o caso da IM/DD da seguinte forma:

$$SNR = \frac{I_p^2}{\sigma_{ruído}^2} = \frac{(RP_r)^2}{\sigma_{shot}^2 + \sigma_{dark}^2 + \sigma_{thermal}^2 + \sigma_{bkg}^2} \quad (2.11)$$

2.6 Características de propagação no canal para sistemas OWC

Como foi feita a caracterização básica de transmissores e receptores, é possível então descrever as características do canal sem fio óptico com maior detalhamento. Primeiramente, vamos descrever um fenômeno que foi mencionado anteriormente, que é a não existência do desvanecimento por multi-caminho ou *multipath fading* em canais ópticos sem fio. Existem, obviamente, efeitos de multi-caminho presentes nesses tipos de canais, devido à reflexão de luz em superfícies refletoras, que pode chegar no receptor. Contudo, diferentemente dos canais RF, isso não é um esvanecimento por multi-caminho.

Em canais sem fio RF, os efeitos por multi-caminho, cancelamentos e adições de multi-caminho ocorrem assim que os sinais chegam na antena receptora. Para ilustrar melhor esse fato, vamos a seguir apresentar uma formulação matemática para a representação do sinal em banda base:

$$s(t) = \text{Re}\{x(t)e^{jw_0t}\}, \quad (2.12)$$

onde $x(t)$ é o sinal em banda base e w_0 é a frequência da portadora em radianos. O sinal recebido, após passar pelo canal, pode ser representado por:

$$y(t) = \text{Re}\{\rho(t)e^{jw_0t}\}, \quad (2.13)$$

onde $\rho(t)$ é a soma de todas as componentes de multi-caminho e sua representação matemática é dada por:

$$\rho(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k x(t - t_k) e^{j\theta_k}, \quad (2.14)$$

onde a_k , t_k e θ_k são a amplitude, o atraso temporal e a k -ésima componente de fase do multi-caminho, respectivamente, considerando que existem N componentes de multi-caminho. Se for transmitido um sinal com um "envelope" constante, ou seja $x(t) = 1$, podemos então simplificar a 2.13 na seguinte forma:

$$y(t) = \text{Re}\left\{\sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j\theta_k}\right\} \quad (2.15)$$

E assim, o resultado da componente *envelope* e *in-phase* do sinal recebido podem ser dadas por:

$$a = \left| \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j\theta_k} \right| \quad (2.16)$$

$$\theta = \text{arg} \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j\theta_k} \quad (2.17)$$

Na equação 2.15, a fase do sinal recebido θ_k é variável e depende de vários caminhos relativos às diferentes componentes atreladas multi-caminho. A fase varia em

2π para cada mudança no comprimento de onda e por essa razão o sinal recebido varia de forma esparsa. Algumas das frequências nos sistemas de comunicação sem fio RF ficam na faixa de frequência entre 800 MHz à 2 GHz, então as flutuações no espaço de sinais causadas devido ao multi-caminho são separadas por comprimentos na faixa de 37.5 cm a 15 cm. Em contraste, os sinais ópticos situam-se frequentemente na região dos tera-hertz e por isso possuem espaçamentos na ordem de nanômetros. Os fotodiodos utilizados como receptores ópticos em sistemas sem fio possuem áreas de detecção muito maiores que esses espaçamentos. Contudo, essas flutuações são bem rápidas, e em média não são notáveis na saída do fotodiodo.

No caso dos sistemas RF, o tamanho da antena é pequeno comparado ao comprimento de onda. Já por outro lado, um fotodiodo que possui uma área de 1 cm^2 já é muito maior que o comprimento de onda óptico. Isso implica que a potência total recebida permanecerá a mesma nos casos em que um detector seja deslocado alguns milhares de comprimentos de onda. Isso pode ser considerado um ótimo contraste comparado com os sistemas RF sem fio onde o canal pode mudar se a antena receptora é movida algumas frações de comprimentos de onda.

Uma outra diferença entre os receptores ópticos sem fio e as antenas receptoras RF é que as antenas são sensíveis à rotação. As transmissões RF são omnidirecionais, e se houver uma rotação na antena, pequenas variações no sinal recebido podem ser observadas. Já nas transmissões ópticas, as quais são normalmente direcionais, uma rotação no receptor irá resultar em uma diminuição da potência óptica recebida, comprometendo dessa forma somente a potência incidida. (KAVEHRAD; CHOWDHURY; ZHOU, 2016).

A seguir, será demonstrado matematicamente que em um sistema óptico sem fio IM/DD, o meio de propagação pode ser trocado pelo seu equivalente canal banda base. Para isso, vamos considerar um sinal de mensagem $m(t)$, tal que $-1 \leq m(t) \leq 1$. Desta forma, existe a necessidade de converter o sinal com variações negativas para possuir somente variações positivas. Isso é feito pois quando é utilizada a luz, não é possível enviar sinais com valores negativos. A figura 2.6.1 mostra como é o modelo proposto para esta análise. Desta forma, o sinal pode ser convertido para um sinal com componentes somente positivas:

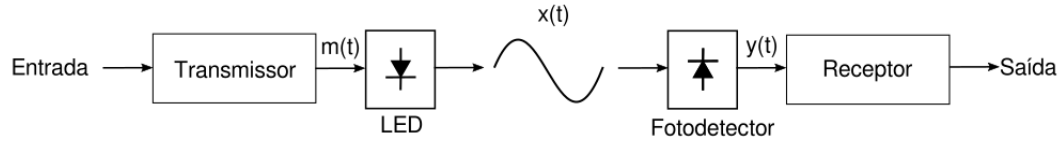


Figura 2.6.1 – Diagrama em blocos de um canal funcionando de acordo com IM/DD.

$$I_T(t) = |f_T(t)|^2 = A[1 + \mu x(t)] \quad (2.18)$$

onde A é o *DC-offset*, μ é uma constante, $0 < \mu \leq 1$ e $f_T(t)$ é a radiação óptica do campo eletromagnético complexo.

A seguir, será apresentado o campo complexo de um sinal recebido após k , $k = 0, 1, \dots, N - 1$ reflexões em um ponto na superfície do diodo:

$$f_k(t) = \sqrt{\alpha_k} \sqrt{A[1 + \mu x(t - t_k)]} e^{-j\omega_0(t - t_k)} \quad (2.19)$$

onde α_k é o fator de atenuação que é considerado como sendo dependente do inverso do quadrado da distância da potência por perda de caminho, perdas por reflexão e assim por diante, ω_0 é a frequência da portadora óptica em radianos e t_k é o atraso temporal da k -ésima componente do multi-caminho. Assim, a potência total do sinal recebido será:

$$f_R(t) = \sum_{k=0}^{N-1} f_k(t) \quad (2.20)$$

Em seguida, utilizando as equações 2.18, 2.19 e 2.20, podemos então conseguir calcular a intensidade total recebida:

$$I_R = |f_R(t)|^2 = f_R(t) f_R^*(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} \beta_{kl} e^{j\omega_0(t_k - t_l)}, \quad (2.21)$$

onde:

$$\beta_{kl} = \sqrt{\alpha_k \alpha_l} \sqrt{A[1 + \mu x(t - t_k)]} \sqrt{A[1 + \mu x(t - t_l)]} \quad (2.22)$$

A equação 2.21 pode ser alterada da seguinte forma, realizando manipulação matemática dividindo os N^2 termos em N termos onde $k = l$ e $N(N - 1)$ onde $k \neq l$:

$$I_R(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_k A [1 + \mu x(t - t_k)] + \sum_{k=0, k \neq l}^{N-1} \sum_{l=0, k \neq l}^{N-1} \beta_{kl} e^{j\theta_{kl}}, \quad (2.23)$$

onde $\theta_{kl} = \omega_0(t_k - t_l)$ é muito sensível às mudanças de comprimento de caminho. Quando os comprimentos dos caminhos mudam por uma unidade de comprimento de onda, ele muda em 2π . Além disso, o excesso de comprimentos de onda $c(t_k - t_l)$ são da ordem de centímetros ou metros, ou seja, da ordem de aproximadamente dez mil comprimentos de onda ópticos, onde nessa expressão c é a velocidade da luz no vácuo. Então, θ_{kl} pode ser modelado como sendo uma variável aleatória possuindo distribuição uniforme em $[0, 2\pi]$, $\forall k, k \neq l$. Desta forma, podemos calcular o valor esperado, definido como sendo a operação entre colchetes, da intensidade por:

$$\begin{cases} I(t) = E[I_R(t)] = \\ = \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_k A [1 + \mu x(t - t_k)] + \sum_{k=0, k \neq l}^{N-1} \sum_{l=0, k \neq l}^{N-1} \beta_{kl} [e^{j\theta_{kl}}] \end{cases} \quad (2.24)$$

O valor esperado calculado na equação 2.24 é equivalente à integração de área sob a superfície do diodo receptor. Como a superfície do diodo é do tamanho de milhares de comprimentos de onda, o segundo termo da equação 2.24 que possui rápidas flutuações do fator θ_{kl} é eliminado na integral, além disso, durante a integração esse termo é nulo devido à consideração da variável aleatória ser uniforme em $[0, 2\pi)$. Desta forma, podemos então analisar somente o primeiro termo, que é aproximadamente constante. Ademais, podemos converter então a variação de intensidade de luz em corrente elétrica e então remover o DC offset. Ou seja, temos que a expressão da corrente elétrica é dada por:

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k x(t - t_k), \quad (2.25)$$

onde a_k é constante. Desta forma, está demonstrado que o processo pode ser modelado como sendo uma transmissão em banda base.

2.7 Restrições das luzes de LED

2.7.1 Controle de brilho

Para descrever o brilho da luz percebida pelos olhos humanos, é definida a função de eficiência espectral da luminosidade ($V(\lambda)$) pela *International Commission on*

Illumination (CIE), o qual indica que o sistema visual humano é mais sensível a luz com comprimento de onda médios comparado com pequenos ou longos comprimentos de onda. A percepção da potência da luz é medida como fluxo de luminosidade, a qual é definida por (WYSZECKI; STILES, 1982):

$$\Phi = K_m \int_{\lambda} P(\lambda)V(\lambda)d\lambda \quad (2.26)$$

onde K_m é uma constante com valor de 683 lm/W para converter a irradiância em iluminância e $P(\lambda)$ é a distribuição espectral de potência.

Os LEDs são dispositivos semicondutores que emitem luz incoerente quando uma corrente elétrica é passada por eles. Desta forma, uma informação que é passada para o LED precisa ser convertida, e essa conversão normalmente é uma transformação feita em potência óptica instantânea. O circuito utilizado para isso, normalmente, deve possuir um conjunto de transistores que combina o sinal brilhante com a modulação e os LEDs.

Em tempos mais recentes, os sistemas VLC são demandados para transmissões com altas taxas, porém a qualidade e consumo de energia/potência, aspectos cruciais para os sistemas VLC, normalmente não possuem tanta importância quanto a requisição de altas taxas de transmissão. Os requisitos para cenários internos normalmente possuem aplicações específicas, como por exemplo, um quarto ou sala podem requerer uma iluminação baixa devido a aspectos estéticos ou para o conforto das pessoas que estão no local. Um nível de iluminação de 300 lux (lumens por metro quadrado) é preferível para leitura e escrita, enquanto 30 lux é suficiente para trabalho com computadores (ZAFAR; KARUNATILAKA; PARTHIBAN, 2015). Outras localidades, tais como corredores e escadas, possuem um requisito variável de brilho. O brilho de um LED é ajustável pois ele é de acordo com a corrente fornecida a ele e esse brilho pode ser classificado como: analógico, digital ou híbrido. Brilhos analógicos ajustam a amplitude da corrente linearmente de acordo com o fluxo óptico irradiado. O brilho digital utiliza a modulação PWM, onde o período de tempo (T) deste sinal é fixo e o seu *duty cycle* varia proporcionalmente com os requisitos dos níveis de brilho. Por fim, o brilho híbrido combina o brilho analógico e digital com o intuito de reduzir a percepção das mudanças cromáticas (GANCARZ; ELGALA; LITTLE, 2013).

2.7.2 Comunicação sem cintilação

Cintilação é definida como sendo uma flutuação periódica ou não na potência óptica (brilho) a qual um olho humano consegue perceber (DRIVING..., 2019). Ela pode fatigar os olhos rapidamente e até mesmo deteriorar a visão caso a pessoa seja exposta um um cintilar notório durante um longo período temporal.

Aparentemente, a tecnologia para mitigar a cintilação é de extrema importância em sistemas VLC e uma solução para mitigá-la é possuir um sinal com o DC-offset, no intuito de que o valor médio da intensidade do sinal não mude. Para conseguir essa propriedade, pode-se empregar códigos de modulação para o componente DC-offset. A tecnologia de mitigação de cintilação é classificada em mitigações intra-frame e inter-frame no padrão IEEE 802.15.7 (RAJAGOPAL; ROBERTS; LIM, 2012). A mitigação do cintilar intra-frame mira em eliminar a cintilação dentro do quadro de dados da transmissão. Para as modulações OOK e VPPM, sua implementação é feita usando o OOK para controle do brilho e códigos de linha RLL. Códigos de linha RLL são adotados para evitar longos 1's e 0's os quais podem causar problemas de cintilação, além de perda de sincronismo no receptor. Vários códigos de linha tais como Manchester, 4B6B e 8B10B são definidos no padrão 802.15.7 e cada um deles possui um *tradeoff* entre o *overhead* do código e sua facilidade de implementação. Já a mitigação para o inter-frame é aplicada tanto na transmissão de dados quanto nos períodos ociosos. Enquanto o sistema está ocioso, padrões visíveis ou padrões ociosos podem ser usados para garantir que a luz emitida por um transmissor em um sistema VLC tenha o mesmo brilho médio em períodos adjacentes de máxima cintilação (WANG et al., 2017).

3 Análise de modelos de canais internos

3.1 Introdução

No capítulo 2, foram discutidos alguns conceitos básicos de transmissores e receptores ópticos em sistemas de comunicações sem fio. Foi descrita também a modulação IM/DD, modulação utilizada para comunicação em ambientes fechados, e também foi ressaltado que o canal OWC não possui desvanecimento por multi-caminho e que esse tipo de sistema pode ser modelado como um sistema de transmissão em banda base. No presente capítulo, iremos mostrar algumas diferenças entre configurações de fontes e receptores para sistemas *indoor* e métodos para calcular as respostas ao impulso no canal interno. Essa teoria será de fundamental apoio para os resultados a serem apresentados na presente dissertação.

3.2 Configurações da Fonte e do Receptor

Os canais OWC são amplamente classificados entre canais com visada direta ou *line-of-sight* (LOS), e sem visada direta ou *non-line-of-sight* (NLOS), sendo essas definições baseadas na ocorrência de uma obstrução no caminho óptico entre o transmissor e o receptor. Ambos os canais podem ser utilizados em sistemas de comunicações e isso depende somente das configurações necessárias para o transmissor e para o receptor. Os transmissores são utilizados para envio de sinais de *downlink* e, normalmente, são fixos em um local, como por exemplo, no teto de uma sala ou de um quarto. Já os receptores podem ser colocados em quaisquer pontos de um local. Caso exista um caminho não obstruído entre o transmissor e o receptor, o canal é definido como canal LOS. Contudo, devido a diversas variações que podem ocorrer nas configurações da sala, como por exemplo, troca de mobílias, pessoas andando dentro do local, um caminho obstruído pode ocorrer também, sendo este definido como canal NLOS.

Classificações além das apresentadas anteriormente, são possíveis em termos de

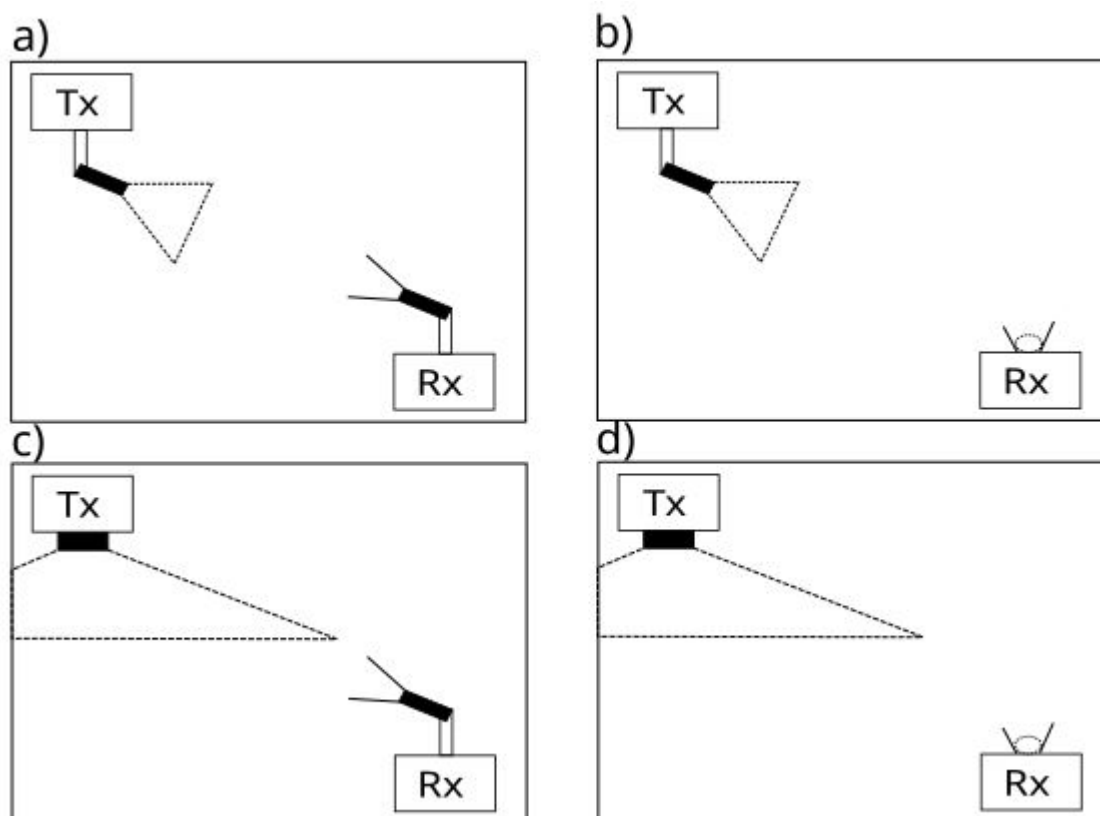


Figura 3.2.1 – Tipos de enlaces LOS: (a) e (b) diretos; (c) e (d) não diretos.

quando a transmissão direta é propriamente para o receptor ou para superfícies refletoras com pequenas áreas no intuito de maximizar a quantidade de luz recebida no receptor. Esses casos são denominados como enlaces diretos, onde o transmissor mantém a sua direção de emissão diretamente para o receptor. No entanto, se o transmissor emite luz na direção de uma superfície ampla ao invés de um ponto, os enlaces são ditos não diretos. Os enlaces podem também ser classificados dependendo do tipo de receptor empregado para o sistema. O receptor pode ter um campo de visão ou *field-of-view* (FOV) pequeno, então ele receberá em maior parte a luz emitida diretamente a ele, ou se tiver um campo de visão grande, poderá receber luz de uma emissão mais ampla.

A figura 3.2.1 mostra algumas configurações possíveis de enlaces LOS e a seguir será feita a apresentação de cada um dos itens, de a) a d) da respectiva figura de acordo com as respectivas configurações. A figura a) e b) mostram enlaces LOS diretos onde

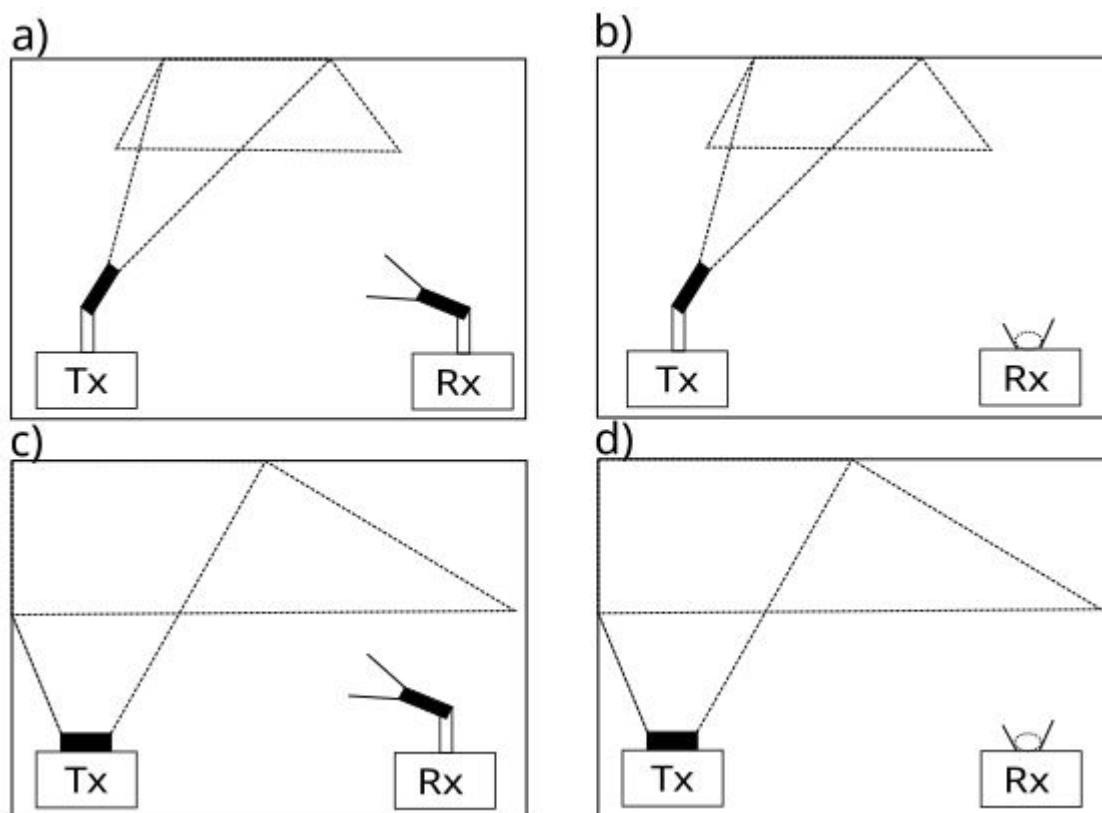


Figura 3.2.2 – Tipos de enlaces NLOS: (a) e (b) diretos; (c) e (d) não diretos.

o transmissor é um laser ou um LED muito bem direcionado. Existem diferenças nas arquiteturas dos receptores, como é mostrado na figura 3.2.1 a), onde o receptor possui um pequeno FOV e na figura b), onde o receptor possui um grande FOV. A figura c) e d) ilustram enlaces LOS não direcionais onde o transmissor é uma fonte difusa, normalmente um LED, ou um laser que passa por um difusor. Além disso, as figuras c) e d) mostram o caso de um detector com FOV pequeno e com FOV amplo, respectivamente.

A figura 3.2.2 mostra algumas configurações possíveis de enlaces NLOS, nas mesmas topologias já analisadas no caso de enlaces LOS de (a) até (d).

Para enlaces NLOS, os fótons emitidos do transmissor não chegam diretamente ao receptor, mas são refletidos por superfícies. Dessa forma, eles podem ser absorvidos e/ou emitidos com menor energia, dependendo do coeficiente de reflexão da superfície. Depois de diversas colisões entre fótons e as superfícies do ambiente interno, esses

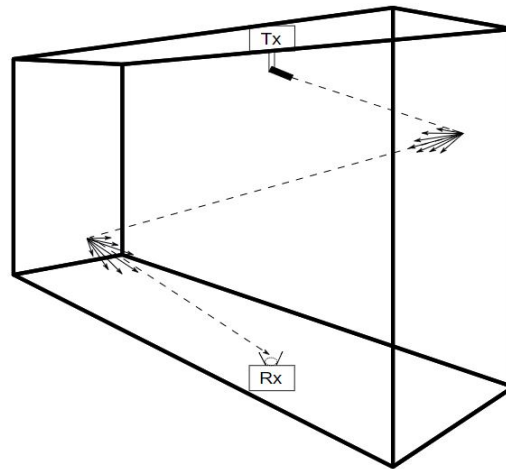


Figura 3.2.3 – Sala em perspectiva apresentando algumas reflexões que podem ocorrer.

fótons chegam então no receptor. A figura 3.2.3 mostra algumas possíveis reflexões que podem ocorrer no ambiente estudado, em que é utilizada uma fonte direcional e seus raios tornam-se difusos ao incidirem a superfície refletora. Esta radiação difusa refletida se propaga através da sala e depois de sofrer outras reflexões chega no receptor. Na figura, é mostrado um único raio com algumas reflexões como uma exemplificação de uma situação para os enlaces NLOS.

Desta forma, para os casos dos enlaces NLOS, o sinal transmitido sofre o fenômeno do multi-caminho, e o pulso emitido é alargado com o aparecimento de atrasos temporais. As reflexões do multi-caminho podem ser importantes em alguns canais LOS, onde por exemplo o transmissor não é um laser direcional para o receptor, mas um LED com amplo ângulo de emissão. O principal efeito das reflexões de multi-caminho é o de gerar ISI, que pode se tornar fator limitante na largura de banda do canal.

Então, a importância das análises experimentais e teóricas do fenômeno do multi-caminho em ambientes internos é bastante evidente. Experimentalmente, a resposta em frequência do canal é determinada, então é aplicada a transformada inversa desta resposta para que seja extraída a resposta ao impulso do canal. A largura de banda do canal pode ser obtida a partir da resposta em frequência, enquanto outros parâmetros importantes

como, por exemplo, o atraso médio e a média quadrática do espalhamento do atraso podem ser calculados a partir da resposta ao impulso.

3.3 Passos para modelagem de um ambiente interno

Primeiramente, para modelar os sistemas OWC precisa-se definir um sistema de eixo de coordenadas para o ambiente a ser estudado. Esse sistema de coordenadas será muito útil para a definição das posições das fontes emissoras e dos receptores. Além disso, os modelos que geram raios e analisam a propagação desses raios utilizam sistemas de coordenadas para descrever a direção dos raios, ou seja, definidos os eixos, fica bem mais simples aplicar os modelos que descrevem os raios. Após a definição do sistema de eixos coordenados, é necessários definir os modelos das fontes emissoras e dos receptores, e para isso será usado um modelo bem comum que utiliza fontes pontuais que são difusas e para modelar as reflexões em quaisquer superfícies será utilizado o padrão de emissão Lambertiano (KAVEHRAD; CHOWDHURY; ZHOU, 2016).

O próximo passo é calcular a potência recebida dos enlaces LOS que podem existir entre os transmissores e receptores. Neste passo, existem modelos que dividem todas as superfícies refletoras do ambiente interno em pequenas elementos refletores que podem ser considerados com sendo receptores que recebem luz do transmissor. A porção NLOS da resposta ao impulso precisa ser calculada e nesse caso existem modelos diferentes para o seu cálculo. A seguir serão apresentados os métodos utilizados para realizar o cálculo das potências LOS e NLOS para o presente estudo.

3.4 Modelos de salas e outras superfícies refletoras

Normalmente, o ambiente padrão para um sistema óptico sem fio *indoor* consiste em uma sala, com a possível adição de móveis. Essa sala geralmente é definida como sendo composta por seis superfícies refletoras, as quais são perpendiculares entre si e as móveis dentro da sala podem ser modeladas como sendo paralelepípedos possuindo superfícies refletoras. Para este estudo, foram considerados somente as paredes como sendo superfícies refletoras e não foram adicionadas móveis, ou seja, foi considerada somente uma sala padrão vazia.

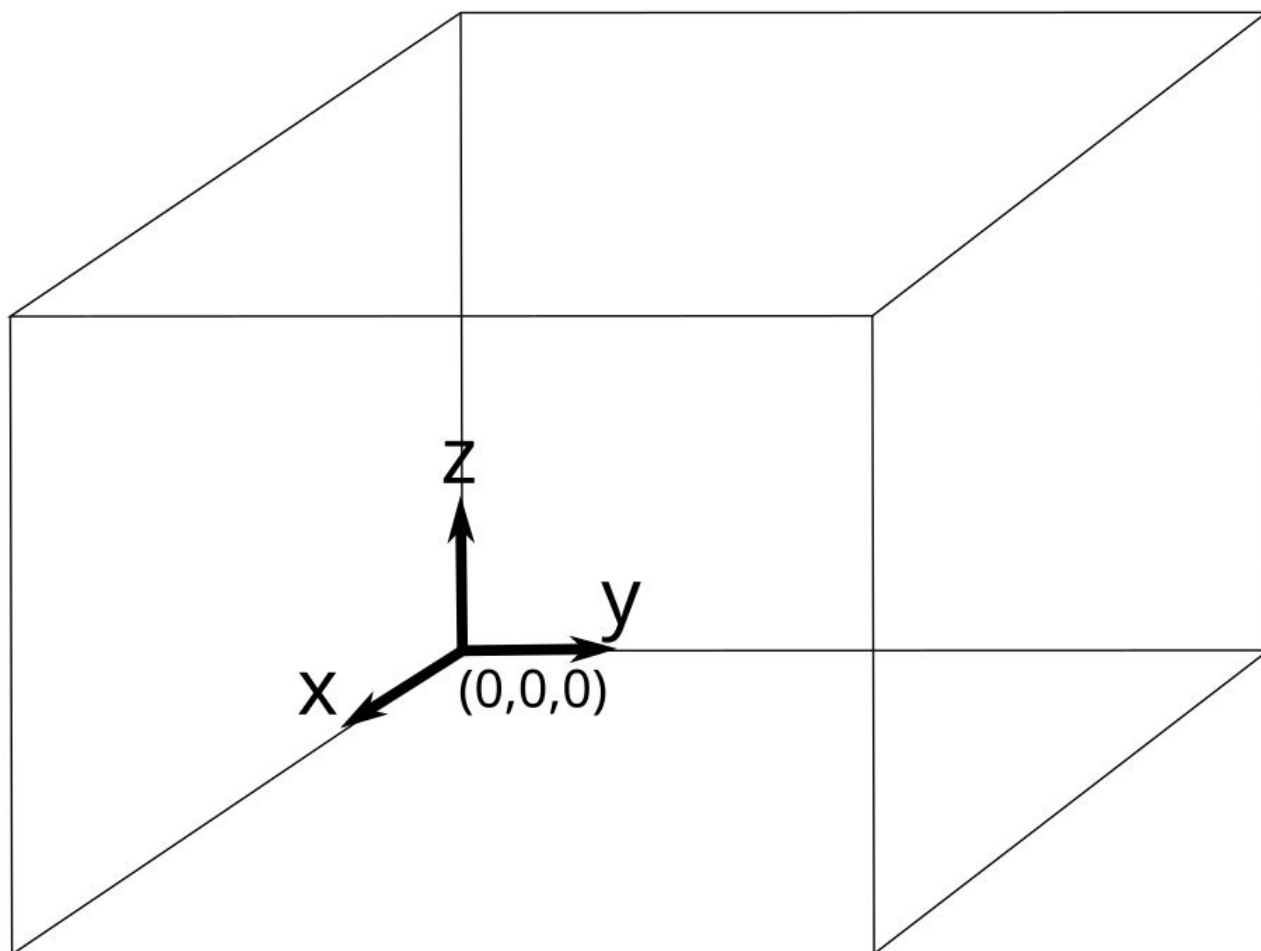


Figura 3.4.1 – Sala de referência utilizada para as simulações, junto do sistema de coordenadas adotado.

A convenção do sistema de coordenadas é importante, pois desta forma conseguimos aplicar os diversos modelos matemáticos para a análise de propagação do sinal. A figura 3.4.1 demonstra como foi feita a convenção para o sistema de eixos coordenados na sala a ser analisada.

3.5 Padrões de Radiação

A fonte ou as fontes que são utilizadas em diferentes modelos de algoritmos são consideradas fontes pontuais. Além das fontes emissoras, existem também fontes

secundárias, que são formadas quando os raios de luz emitidos pelas fontes emissoras encontram as superfícies da sala. Geralmente, as fontes LED não são fontes pontuais pois elas possuem uma área bem definida, contudo, para pequenas fontes LED, como por exemplo, lâmpadas que são utilizadas em casa na substituição de lâmpadas incandescentes, suas áreas finitas podem ser ignoradas e então, pode-se assumir que estas sejam fontes pontuais.

3.5.1 Padrões de Radiação em Fontes Pontuais

A distribuição angular de radiação da potência de saída de uma fonte pontual pode ser melhor modelada de acordo com o padrão generalizado Lambertiano, ou lei do cosseno de Lambert, da seguinte forma (PEDROTTI; PEDROTTI, 1993):

$$\begin{cases} dP_S(\Omega) = \frac{n+1}{2\pi} P_S \cos^n(\theta) d\Omega \\ dP_S(\theta, \varphi) = \frac{n+1}{2\pi} P_S \cos^n(\theta) d\theta d\varphi \end{cases} \quad (3.1)$$

onde P_S é a potência óptica total emitida pela fonte, dP_S é a potência óptica emitida pelo ângulo sólido $d\Omega$, n é o modo do Lambertiano que define o padrão de diretividade, θ é ângulo entre a normal da fonte e a direção da radiação emitida com $\theta \in [0, \pi/2]$ e φ é o ângulo entre o plano formado pela normal da fonte, a direção da emissão de radiação e o plano formado pela fonte e o eixo de referência do sistema de coordenadas no plano de superfície da fonte com $\varphi \in [0, 2\pi]$. O termo $\frac{n+1}{2\pi}$ que aparece na equação 3.1 é necessário para que a potência total da fonte quando integrada percorrendo todos os valores possíveis de θ e φ seja igual a P_S , ou seja, $P_S = \int_0^{\pi/2} \int_0^{2\pi} dP_S(\theta, \varphi)$.

3.5.2 Padrões de Radiação das Reflexões

Quando um raio incide em uma superfície refletora, uma fonte pontual é gerada no ponto de impacto do raio com a superfície. Essa fonte é utilizada para modelar a reflexão de raios, sendo que as reflexões podem conter ambas as componentes especular e difusa. As características das reflexões de qualquer superfície depende de fatores tais como o material da superfície, o tamanho do comprimento de onda do raio incidente e o ângulo de incidência do raio, com relação à normal da superfície no ponto de incidência. A rugosidade da superfície relativa ao comprimento de onda é um fator

de bastante importância, pois ela determina o formato do padrão de radiação refletido. Uma superfície que é lisa pode ser considerada como um espelho, ou seja, ela possui características que permitem a reflexão de um raio incidente em uma única direção, e essa direção pode ser calculada simplesmente utilizando o ângulo de incidência. Uma superfície rugosa, por outro lado, reflete os raios incidentes em diversas angulações. Geralmente, adota-se o critério de Rayleigh para modelar o padrão de radiação de superfícies rugosas. Esse critério pode ser usado para determinar a rugosidade de uma superfície relativa ao comprimento de onda da radiação incidente, e pode ser calculada com a seguinte expressão matemática (PINEL; CHRISTOPHE; SAILLARD, 2010):

$$\zeta < \frac{\lambda}{8 \sin(\theta)}, \quad (3.2)$$

onde ζ é a altura máxima das irregularidades da superfície, λ é o comprimento de onda da radiação de incidência, e θ é o ângulo de incidência. Baseados nisso, existem dois modelos amplamente aplicados para estimar os padrões de reflexão em superfícies interno, que são: (i) Padrão de reflexão Lambertiano e (ii) o modelo de Phong. Para este estudo será feita a utilização do padrão de reflexão Lambertiano, então iremos suprimir a apresentação do modelo de Phong.

3.5.2.1 Padrão de reflexão Lambertiano

O mesmo padrão discutido na seção 3.5.1 pode ser utilizado também para aplicações em modelos de reflexão difusas. A equação 3.1 mostra o padrão de radiação generalizado Lambertiano onde para reflexões difusas, n é igual a 1. Normalmente, quando um padrão Lambertiano é discutido sem a especificação de qualquer outro parâmetro, é entendido que este seja um padrão generalizado Lambertiano com modo n igual a 1. A seguir, será apresentada a equação para o cálculo da radiância (PEDROTTI; PEDROTTI, 1993):

$$L_e = \frac{dI_e}{dA \cos(\theta)}, \quad (3.3)$$

onde, I_e é a intensidade da radiância e dA é o elemento da superfície.

No caso em que n é igual a 1, retratado na figura 3.5.1, podemos verificar que a radiância observada é a mesma em todas as direções, característica fundamental para

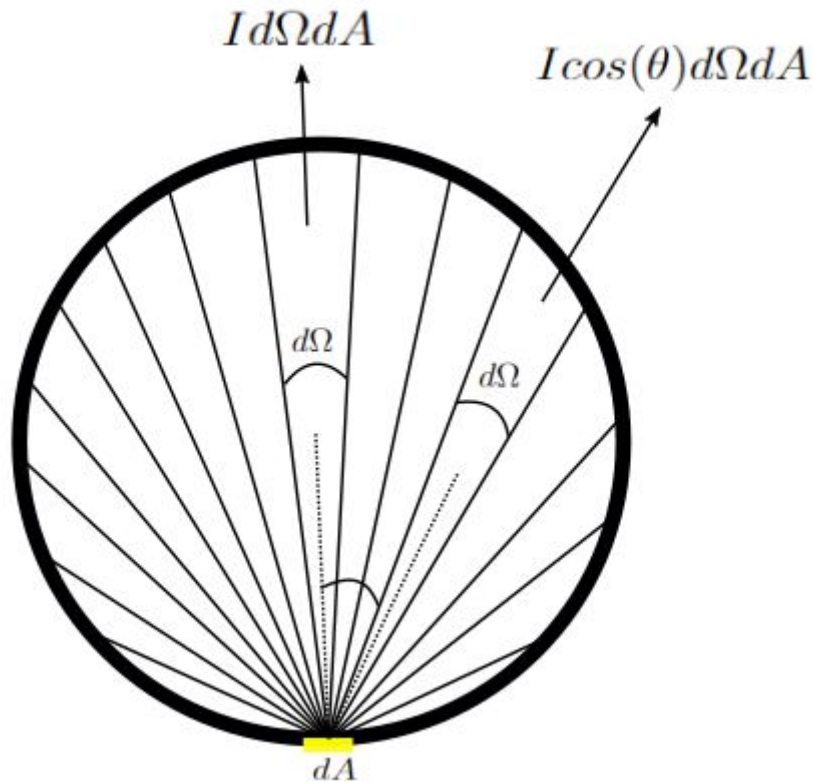


Figura 3.5.1 – Radiância emitida de um reflexão difusa.

ser considerado um padrão lambertiano, e essa comprovação será demonstrada a seguir. Nessa figura, a radiância emitida pela fonte em uma reflexão difusa, pode ser vista na normal da superfície do plano e também pode ser vista a um ângulo θ com relação a esta normal. Se a radiância na normal é dada por I [$Wsr^{-1}m^{-2}$], a radiância em um ângulo θ será de $I \cos(\theta)$ [$Wsr^{-1}m^{-2}$]. Desta forma, o fluxo óptico ou a potência óptica emitida pela superfície com área dA com ângulo sólido de $d\Omega$ é $I dA d\Omega W$ na normal à superfície e $I \cos(\theta) dA d\Omega W$ no ângulo θ com relação à normal da superfície.

A figura 3.5.2 ilustra a radiância recebida por um observador situado na direção normal à superfície e um outro situado a um ângulo θ com relação à normal. O observador da normal à superfície vê através da abertura dA_0 e a superfície de área dA subtende um ângulo sólido $d\Omega_0$ na direção do observador.

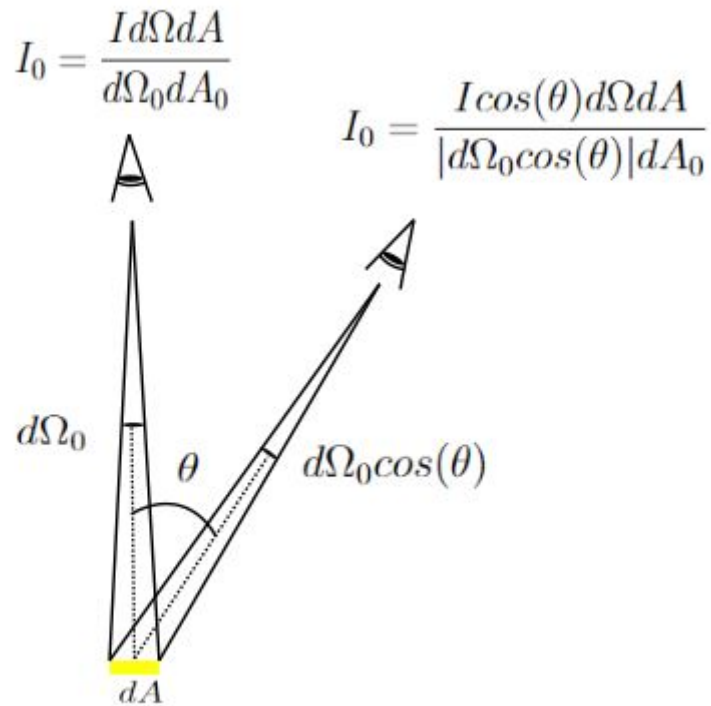


Figura 3.5.2 – Observação da radiação de uma reflexão difusa.

Iremos assumir que a abertura de área dA_0 subtende o ângulo sólido $d\Omega$ quando visto da superfície cujo elemento de área é dA . Então, a radiância observada pelo observador na normal à superfície é dada por:

$$I_0 = \frac{I dA d\Omega}{d\Omega_0 dA_0} \quad (3.4)$$

O fluxo emitido pelo elemento de superfície dA no ângulo θ com relação à normal para o ângulo sólido $d\Omega$ subtendido pela abertura do observador é dado por $I \cos(\theta) dA d\Omega$ [W] e o ângulo sólido subtendido pelo elemento de superfície na direção da abertura para esse observador é dado por $d\Omega_0 \cos(\theta)$. Utilizando esses dados, podemos então encontrar o valor da radiância observada pelo observador no ângulo θ com relação

à normal à superfície, sendo este dado por:

$$I_0 = \frac{I \cos(\theta) dA d\Omega}{d\Omega_0 \cos(\theta) dA_0} = \frac{I dA d\Omega}{d\Omega_0 dA_0} \quad (3.5)$$

Logo, a radiância observada por uma reflexão difusa é a mesma em todas as direções e por consequência, o brilho observado de uma superfície que reflete difusamente é o mesmo observado em outras direções.

3.6 Potência recebida de um enlace LOS

Em enlaces LOS, a potência óptica de uma fonte pode ser recebida proveniente de um sistema ou por um pequeno elemento de uma superfície refletora, caso essa superfície seja considerada como uma composição de vários elementos refletores de pequenas dimensões. Para o caso dos elementos refletores pequenos, estes atuam como fontes pontuais depois de receberem a potência óptica da fonte emissora. A potência emitida por essas fontes pontuais é a potência recebida pelo elemento multiplicada por um coeficiente da superfície. Esse padrão de emissão pode ser modelado de acordo com padrão Lambertiano, assim como foi descrito na seção 3.5.2.1.

Quando um enlace LOS existe entre a fonte e o transmissor, a resposta ao impulso do canal pode ser expressada por:

$$h^0(t; \mathcal{S}, \mathcal{R}) \approx \frac{n+1}{2\pi} P_s \cos^n(\theta) \text{rect}\left(\frac{\psi}{FOV}\right) \delta\left(t - \frac{d}{c}\right) d\Omega, \quad (3.6)$$

onde \mathcal{S} e \mathcal{R} denotam que as respostas ao impulso são definidas por uma configuração especial das fontes e dos receptores, respectivamente, n é a modo do Lambertiano para a fonte, P_s é a potência emitida pela fonte, θ é o ângulo entre a normal da fonte \hat{n}_S e a direção do raio emitido para o receptor, ψ é ângulo entre a normal do receptor \hat{n}_R e a direção do raio incidente emitido pela fonte, FOV é o campo de visão, d é a distância entre a fonte e o receptor, c é a velocidade da luz no ambiente, $d\Omega$ é o ângulo sólido subtendido pela área A_R do receptor, ou seja, $d\Omega \approx \cos(\psi)(A_R/d^2) \ll d^2$, o índice 0 (zero) na função h representa a consideração do canal LOS, e $\text{rect}(\cdot)$ é a função de rampa

de Heaviside definida por:

$$\text{rect}(x) = \begin{cases} 1, & \text{para } |x| \leq 1. \\ 0, & \text{para } |x| > 1. \end{cases} \quad (3.7)$$

Além disso, o número do modo do Lambertiano pode ser expressado diretamente com uma relação do semi-ângulo de meia potência do LED $\Phi_{1/2}$ (CHI, 2018):

$$n = -\frac{\ln 2}{\ln (\cos (\Phi_{1/2}))} \quad (3.8)$$

Para o cálculo da potência recebida no receptor, será feita a integral no tempo da equação 3.6, ou seja:

$$P_{r-los} = H_{los}P_t, \quad (3.9)$$

onde P_t é a potência transmitida pelo transmissor e H_{los} é definido como sendo aproximadamente:

$$H_{los} = \frac{A_r(n+1)}{2\pi d^2} \cos^n(\theta) T_s(\psi) g(\psi) \cos(\psi) \text{rect}\left(\frac{\psi}{FOV}\right), \quad (3.10)$$

onde A_r é a área efetiva do fotodetector, $T_s(\psi)$ é o ganho do filtro passa banda e $g(\psi)$ é o ganho óptico de concentrador ideal.

Adicionalmente, a fonte pontual \mathcal{S} é especificada como sendo $\mathcal{S} = \{r_S, \hat{n}_S, n\}$, onde r_S é o vetor posição da fonte, e para o receptor \mathcal{R} , as especificações a mais como sendo, $\mathcal{R} = \{r_R, \hat{n}_R, A_R, FOV\}$, onde r_R é o vetor posição do receptor. A figura a seguir mostra esses parâmetros de uma forma mais nítida.

Os vetores unitários \hat{n}_S e \hat{n}_R devem ser especificados em termos dos eixos coordenados de acordo com a sala. A fonte e o receptor podem possuir elevações e azimutes, os quais devem ser convertidos em vetores unitários \hat{n}_S e \hat{n}_R . A elevação da fonte é o ângulo que \hat{n}_S faz com relação ao plano xy , ou seja, se a fonte está apontando no sentido para baixo, a elevação será de -90° , e no caso contrário, se a fonte está apontando no sentido para cima, então sua elevação será de $+90^\circ$. O azimute da fonte é

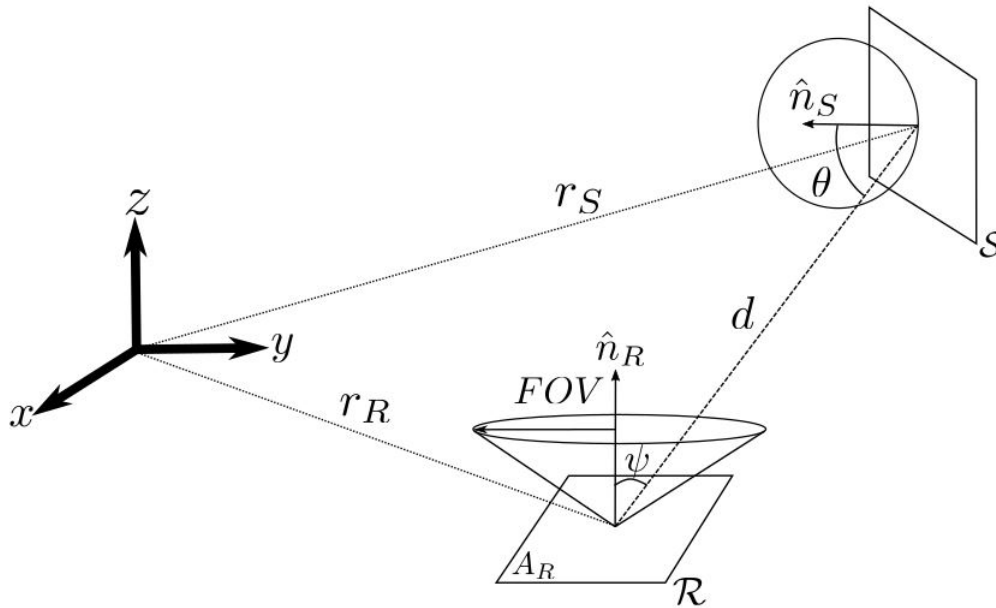


Figura 3.6.1 – Fonte e receptor com os seus respectivos parâmetros.

definido como sendo o ângulo que a projeção de \hat{n}_S no plano xy faz com relação ao eixo x do sistema de coordenadas.

As definições de elevação e azimute para o receptor são idênticas ao das definições da fonte, exceto que \hat{n}_R é utilizado nas definições ao invés de \hat{n}_S .

3.7 Potência recebida de um enlace NLOS

Nem todos os canais vão possuir enlaces LOS entre o transmissor e o receptor. Caso existam enlaces NLOS entre transmissor e receptor, o total da resposta ao impulso do canal corresponde à soma das respostas ao impulso relativas aos canais LOS e NLOS, dada por:

$$h(t; \mathcal{S}, \mathcal{R}) = \sum_{k=0}^{\infty} h^{(k)}(t, \mathcal{S}, \mathcal{R}) \quad (3.11)$$

onde $h^{(0)}$ é a resposta LOS calculada pela equação 3.6 e $h^{(k)}$, $k > 1$ são as respostas ao impulso das k -ésimas reflexões.

3.7.1 Algoritmo de Barry

O primeiro algoritmo para canais NLOS foi reportado por (BARRY et al., 1993), onde a ideia de calcular a potência total no receptor é feita numericamente integrando as reflexões em todas as paredes presentes na sala. Contudo, as simulações reportadas usando esse método eram limitadas somente às primeiras reflexões. As respostas ao impulso obtidas considerando somente as primeiras reflexões podem ser utilizadas como aproximações da potência total recebida. A resposta ao impulso total que inclui todas as reflexões em um ambiente interno pode ser descrita pela seguinte equação:

$$h^{(k)}(t; \mathcal{S}, \mathcal{R}) = \int_{\mathcal{S}} h^{(0)}(t; \mathcal{S}, \{r_i, \hat{n}_i, \pi/2, dr_i^2\}) \otimes h^{(k-1)}(t; \{r_i, \hat{n}_i, 1\}, \mathcal{R}), \quad (3.12)$$

onde as superfícies refletoras na sala, ou seja, as paredes, o teto, os móveis, são divididos em N pequenos elementos refletores e o símbolo \otimes representa a operação matemática de convolução. Para as primeiras reflexões, cada elemento é considerado como sendo um receptor que recebe luz proveniente do transmissor primário em um enlace LOS. Em seguida, cada elemento é considerado como sendo um transmissor separado, onde é considerado que o transmissor emita luz em um padrão Lambertiano com modo $n = 1$ e, desta forma pode-se calcular o valor da potência óptica recebida no receptor primário do canal, somando a potência via enlaces LOS e NLOS. Esse método de cálculo mostra aproximadamente a contribuição das reflexões primárias para a resposta ao impulso total deste canal. Além disso, este método aproximado depende da quantidade de elementos refletores na sala, ou seja, ele melhora em sua precisão quando são considerados números elevados de elementos refletores, o que conseqüentemente aumenta o tempo computacional do algoritmo. Para as reflexões secundárias, um diferente conjunto de dados é gerado onde, para cada pequeno elemento refletor considerado como receptor, o restante dos elementos é considerado como sendo transmissores, excluindo o transmissor primário do canal. Então, de uma maneira similar ao caso das primeiras reflexões, a potência óptica recebida pode ser calculada. Isso dá a contribuição aproximada das reflexões secundárias para a resposta total ao impulso do canal. De forma similar, mais reflexões podem ser

consideradas para compor a análise, resultando assim em um método recursivo que consome bastante tempo computacional. Existem algumas soluções na literatura que têm como intuito diminuir o tempo computacional, como por exemplo, armazenamento dos resultados anteriores para diminuir o tempo para os cálculos seguintes, mudar para a análise de passos temporais e não em pequenos elementos refletoras, etc.

O valor quadrático médio do espalhamento de atraso (*delay spread*) é um parâmetro normalmente utilizado para quantificar as propriedades temporais-dispersivas de canais com multi-caminho e é definido da seguinte forma:

$$D_{rms} = \sqrt{\frac{\int (t - \mu)^2 h^2(t) dt}{\int h^2(t) dt}} \quad (3.13)$$

Enquanto o valor médio é definido da seguinte forma:

$$\mu = \frac{\int t h^2(t) dt}{\int h^2(t) dt} \quad (3.14)$$

Utilizando o algoritmo de Barry, via equação 3.12, podemos conseguir uma aproximação para reflexões de primeira ordem. Para isso, é considerado que para uma dada fonte \mathcal{S} e um receptor \mathcal{R}_x na sala a resposta ao impulso pode ser escrita da seguinte forma:

$$h_{nlos}(t; \mathcal{S}, \mathcal{R}_x) = \sum_{k=0}^{\infty} h_{nlos}^{(k)}(t; \mathcal{S}, \mathcal{R}_x), \quad (3.15)$$

onde $h_{nlos}^{(k)}(t; \mathcal{S}, \mathcal{R}_x)$ é a resposta ao impulso para exatamente k reflexões. Para múltiplas K fontes, podemos alterar a equação 3.15 para a seguinte:

$$h_{nlos}(t; \mathcal{S}, \mathcal{R}_x) = \sum_i^K \sum_{k=0}^{\infty} h_{nlosK}^{(k)}(t; \mathcal{S}, \mathcal{R}_x) \quad (3.16)$$

Desta forma, a resposta ao impulso depois de k reflexões $h^{(k)}(t; \mathcal{S}, \mathcal{R}_x)$ pode ser feita utilizando o algoritmo do Barry. Assim podemos encontrar a seguinte expressão

matemática (GHASSEMLOOY; POPOOLA; RAJBHANDARI, 2012):

$$h_{los}(t; \mathcal{S}, \mathcal{R}_x) = \frac{n+1}{2\pi} \sum_{j=1}^K \rho_j \cos^n(\phi_j) \frac{\cos(\psi)}{d_{Sj}^2} \text{rect}\left(\frac{2\psi}{\pi}\right) \otimes h_{nlos}^{(k-1)}\left(t - \frac{d_{Sj}}{c}; \mathcal{S}, \mathcal{R}_x\right) \Delta A, \quad (3.17)$$

onde ΔA é a área dos elementos refletores, K é o total de elementos refletores na sala, ρ_j é o coeficiente de reflexão do elemento j , d_{Sj} é a distância entre \mathcal{S} ao elemento j , $h^{(k-1)}(t; \mathcal{S}, \mathcal{R}_x)$ é a resposta ao impulso de ordem $k-1$ entre o refletor j e \mathcal{R}_x . Como $\|h^{(k)}(t; \mathcal{S}, \mathcal{R}_x)\| \rightarrow 0$ e $k \rightarrow \infty$, a resposta ao impulso do canal pode ser estimada considerando somente o primeiro \mathcal{R} .

Para calcular a difusão das primeiras reflexões, a sala é dividida em \mathcal{R} elementos refletores com área ΔA . O canal pode ser descrito como sendo a composição de dois componentes: primeiro, cada elemento de superfície com área ΔA é considerado um receptor e, segundo, cada elemento então é considerado como sendo uma fonte pontual que reemite o sinal de luz coletado e escalado pelo coeficiente de refletividade ρ_j . Então, a resposta ao impulso do canal depois de uma reflexão pode ser aproximada para:

$$h_{los}^{(1)}(t; \mathcal{S}, \mathcal{R}_x) = \sum_{j=1}^{\mathcal{R}} \frac{(n+1)\rho_j A_r \Delta A}{2\pi d_{Sj}^2 d_{Rj}^2} \cos^n(\phi_{Sj}) \otimes \cos(\psi_{Sj}) \cos(\psi_{Rj}) \delta\left(t - \frac{d_{Sj} + d_{Rj}}{c}\right) \quad (3.18)$$

4 Técnicas de Modulação

4.1 Introdução

A maioria dos sistemas OWC são feitos utilizando-se o esquema IM/DD tanto para aplicações internas quanto externas. Algumas condições atmosféricas, em particular neblina cerrada, são um dos maiores problemas para esse tipo de sistemas, pois a intensidade da luz que se propaga nessa condição é reduzida consideravelmente. Então, é intuitivo que uma possível solução para esse problema seja aumentar a potência óptica e focar esta em áreas pequenas. Porém, a segurança com relação aos olhos humanos introduz uma limitação na quantidade de potência óptica a ser transmitida e essa limitação ainda é maior para aplicação em ambiente internos. Além disso, os canais ópticos são diferentes dos canais RF e por isso, nem todos os tipos de modulações utilizadas nos canais RF podem ser utilizadas nos canais ópticos.

As potências empregadas para transmissão em sistemas OWC normalmente são limitadas em alguns fatores, como por exemplo, a restrição da segurança dos olhos, limitações físicas dos dispositivos utilizados no sistema e o próprio consumo energético. As modulações QAM em *discrete multitone* (DMT) e PAM multi-nível são modulações com alta eficiência espectral e por isso são adequadas para comunicações baseadas em LEDs. Contudo, estas modulações são menos eficientes em potência (KAHN; BARRY, 1997). O DMT é uma implementação em banda base de um OFDM mais generalizado, e ele é mais útil em canais com interferência ou fortes ruídos em baixas frequências, como por exemplo as fontes de luz artificiais ambientes (KOONEN, 2018). Outras modulações, como o L-PAM e o L-QAM podem prover maior eficiência de largura de banda com o custo da redução da eficiência de potência. Modulações como L-PPM ou L-*Digital Pulse Interval Modulation* (DPIM), podem alcançar maiores eficiências de potência, porém com o custo caro no aumento na requisição de largura de banda. Devido a essas limitações na potência óptica, é favorável a utilização de modulações com alta razão pico-média da potência óptica ou *peak-to-mean optical power ratio* (PMOPR), tais como o PPM e DPIM. A modulação OOK oferece requisitos similares de potência ao 2-PPM,

em que os esquemas de modulação passa banda tais como *Binary Phase Shift Keying* (BPSK) sofrem uma subtração de 1.8 dB em sua potência (HAYKIN, 2009). A largura de banda de sistemas com altas taxas de transmissão de dados é limitada devido a restrições da capacitância de fotodiodos com grandes áreas e desta forma, existe uma relação entre potência e largura de banda que deve ser encontrada para o correto dimensionamento dos sistemas.

Devido às razões anteriormente explicadas, é de extrema importância uma escolha de uma modulação adequada para o projeto do sistema de comunicações VLC. E antes de escolher o formato de modulação, é necessário definir critérios, como os listados abaixo:

- **Eficiência em Potência:** Para conseguir cumprir os requisitos de segurança para os olhos e a pele humana, a potência média emitida por um dispositivo óptico sem fio deve ser limitada (KAHN; BARRY, 1997). Além disso, outro fator de bastante importância é a economia de energia em dispositivos portáteis, o que já impõe restrições na potência óptica a ser transmitida. Conseqüentemente, um dos critérios mais importantes quando verificar se uma modulação é adequada para um sistema de comunicações óptico é medir a eficiência de potência. Cada tipo de modulação oferece uma certa potência média, e desta forma, essas modulações são comparadas em termos da potência média óptica requerida para conseguir uma certa BER ou SNR. Ou seja, a eficiência de potência pode ser medida da seguinte forma (LUEFTNER et al., 2003):

$$\eta_P = \frac{E_{pulse}}{\bar{E}_b}, \quad (4.1)$$

onde E_{pulse} é a energia por pulso e \bar{E}_b é a energia média por bit.

- **Eficiência em Largura de Banda:** Embora a portadora óptica consiga ter teoricamente uma banda ilimitada, existem outros componentes como por exemplo, área do fotodetector, capacidade do canal, que limitam a largura de banda do sistema. Para calcular esse impacto, utiliza-se a eficiência de banda, definida como (LUEFTNER et al., 2003):

$$\eta_B = \frac{R_b}{B}, \quad (4.2)$$

onde R_b é a taxa de bits alcançável e B é a largura de banda para um transceiver infravermelho. A relação entre as eficiências de largura de banda e potência depende da média do *duty cycle* γ dada por (LUEFTNER et al., 2003):

$$\eta_P = \frac{\eta_B}{\gamma} \quad (4.3)$$

Quando o ruído *shot* é a fonte de ruído dominante, a SNR recebida é proporcional à área de superfície do fotodetector. Contudo, existe uma grande capacitância associada a fotodetectores que possuem grandes áreas e esse efeito limita a banda de recepção do receptor. Além disso, para o LOS não direcional e configurações de propagação multi-caminho, a largura de banda do canal acaba sendo limitada. Então, pode-se concluir que uma requisição de uma modulação com alta largura de banda é mais susceptível a ISI para esses sistemas, e portanto, acarreta em uma grande penalidade em potência.

- **Confiabilidade na transmissão:** A técnica de modulação deve oferecer uma taxa de erro mínimo aceitável em condições adversas, assim como mostrar resiliência à ISI induzida por multi-caminhos e variações na componente DC do sinal (GREEN et al., 2008). Uma transição de longo tempo de 0's ou 1's pode ser problemática para recuperação de sincronismo por meio de um *digital phase-locked loop* (DPLL) (HIRT; HASSNER; HEISE, 2001). Além disso, múltiplos pulsos altos consecutivos devem ser evitados, pois o sinal resultante pode sair distorcido pelo filtro passa-altas no receptor (VITSAS; BARKER; BOUCOUVALAS, 2003). Ademais, a modulação deve ser resistente também a fatores como jitter na fase, extensão de pulso e distorção de pulsos (GREEN et al., 2008).
- **Outras considerações:** Os transceptores de sistemas ópticos sem fio feitos para aplicações em massa são mais prováveis a possuírem restrições de custos. Consequentemente, é altamente desejável que a modulação escolhida para o sistema de comunicação seja de simples implementação. Uma outra consideração relevante na escolha da modulação a ser utilizada é a habilidade de rejeitar a interferência proveniente de fontes de luzes ambientes artificiais e o método mais simples de reduzir o nível de potência de luzes ambientes é a utilização de um filtro passa alta

([MANOUSOU et al., 2019](#)). Consequentemente, é desejável que a modulação escolhida não tenha uma quantidade de potência significativa localizada na parte DC e em baixas frequências, desta forma permitindo a utilização de altas frequências de corte. No caso da utilização de modulações que requerem médias para altas taxas de transmissão em LOS não diretos ou enlaces difusos, a dispersão de multi-caminho se torna um problema e à vista disso, é desejável que essa modulação seja resistente à ISI proveniente da propagação de multi-caminho ([GHASSEMLOOY; POPOOLA; RAJBHANDARI, 2012](#)).

4.2 Modulação Analógica em Intensidade

A Modulação Analógica em Intensidade ou *Analogue Intensity Modulation* (AIM) é uma técnica simples e de baixo custo que pode ser utilizada em diversas aplicações. O método mais simples a ser utilizado nesse tipo de modulação é o IM/DD. Esta modulação não é compatível para aplicações em altas frequências e isso ocorre devido às características de limitação de largura de banda em fontes ópticas e as características não lineares dos fotodetectores.

O maior problema encontrado em sistemas que utilizam AIM é a linearidade da fonte óptica. Ambos LED e displays LCD são lineares em baixas potências, porém ao utilizar altas potências nesses elementos, eles se tornam não lineares e então, ocorre a aparição de harmônicos e distorções de inter-modulação ([ALEXEEV et al., 2021](#)). Essas distorções acabam se tornando fatores que devem ser mitigados nos sistemas analógicos e por isso, existem diversas técnicas, incluindo a pré-distorção, *feedback* e *feedforward*. O *feedback* negativo em volta da fonte de modulação óptica é mais útil, porém ele requer amplificadores rápidos no intuito de restringir o atraso no loop de *feedback* para um valor aceitável ([POZAR, 2000](#)). A técnica mais promissora é a compensação de *feedforward*, onde as características de uma fonte ideal podem ser utilizadas para modificar a forma de onda vinda do circuito *driver* no intuito de minimizar os efeitos não lineares ([POZAR, 2000](#)).

Em sistemas AIM, a largura de banda do sistema óptico é a mesma largura de banda do sinal em banda base, ou seja, $B_o = B_m$, onde B_o é a largura de banda do sinal óptico e B_m é a largura de banda do sinal em banda base.

A potência óptica média transmitida em termos de IM do sinal $x(t)$ é dada da seguinte forma:

$$P_t = P_0(1 + x(t)) = P_0(1 + m\cos(\omega_m t)), \quad (4.4)$$

onde P_0 é a potência DC e m é o índice de modulação, dado por: $(i_p/(I_b - I_{th}))$, onde i_p é a corrente de pico do laser diodo acima da corrente DC de I_b e I_{th} é a corrente de limiar deste diodo.

O fato de P_t ser limitada devido à segurança dos olhos humanos sugere que as modulações ofereçam um alto valor da razão pico-média de potência, onde isso geralmente é conseguido por um *trade off* entre eficiência de potência e eficiência de largura de banda. Quando o ruído *shot* é a fonte de ruído dominante, o valor da SNR é também proporcional à área superficial do fotodetector. Então, para elementos únicos receptores, uma grande área superficial é favorável a ser utilizada para esses sistemas. Contudo, com o aumento da área de superfície, temos também o aumento da capacitância interna da junção, o que implica numa limitação na largura de banda. Isso é um conflito direto da requisição de aumento de largura de banda associada à eficiência de potência da modulação utilizada.

4.3 Modulação Digital

Para este trabalho, foi feita a escolha da utilização da modulação OOK, tendo em vista que esta modulação está no padrão IEEE 802.15.7 e que existem diversos trabalhos que utilizam essa modulação para a análise em um sistema VLC.

4.3.1 Modulação OOK

A modulação OOK é a modulação mais utilizada para IM/DD em comunicações ópticas, devido à sua simplicidade de implementação. Um bit 1 (um) é representado por um pulso óptico que ocupa uma parte inteira ou parcial da duração de um bit e o bit 0 (zero) é representado pela ausência de um pulso óptico. As codificações de linha *return-to-zero* (RZ) e *non return-to-zero* (NRZ), podem ser utilizados para essa modulação. No caso do NRZ, um pulso com duração igual ao tempo de um bit é transmitido, representando o bit 1, enquanto no caso do RZ, um pulso ocupa uma parte da duração do bit. Essas

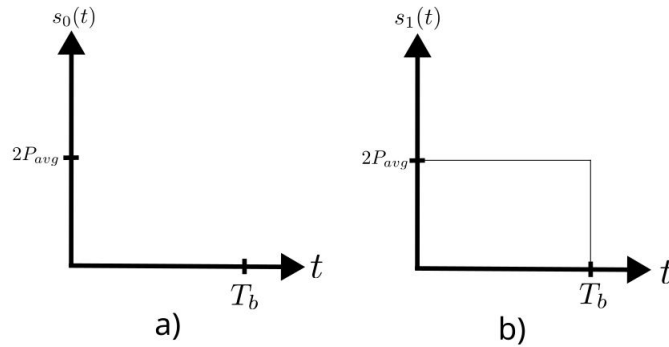


Figura 4.3.1 – Modulação OOK-NRZ, onde a) representa o símbolo 0 e b) representa o símbolo 1.

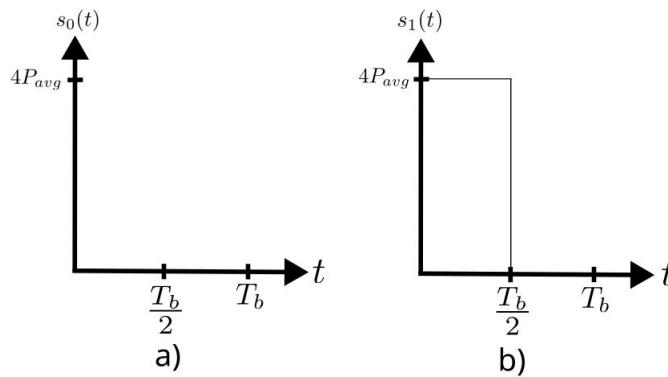


Figura 4.3.2 – Modulação OOK-RZ ($\gamma = 0,5$), onde a) representa o símbolo 0 e b) representa o símbolo 1.

configurações podem ser verificadas de acordo com as figuras 4.3.1 e 4.3.2, onde o *duty cycle* é igual a $\gamma = 0.5$ para a potência média transmitida. Então, o envelope para o OOK-NRZ pode ser definido da seguinte forma:

$$p(t) = \begin{cases} 2P_r, \forall t \in [0, T_b) \\ 0, c.c. \end{cases} \quad (4.5)$$

onde P_r é a potência média e T_b é a duração do bit.

A densidade espectral de potência elétrica dos OOK-NRZ e do OOK-RZ ($\gamma =$

0, 5) assumem distribuições identicamente independentes dadas por (HAYKIN, 2009):

$$S_{OOK-NRZ}(f) = (RP_r)^2 T_b \left(\frac{\sin(\pi f T_b)}{\pi f T_b} \right)^2 \left[1 + \frac{1}{T_b} \delta(f) \right], \quad (4.6)$$

$$S_{OOK-RZ(\gamma=0,5)}(f) = (RP_r)^2 T_b \left(\frac{\sin(\pi f T_b)}{\pi f T_b} \right)^2 \left[1 + \frac{1}{T_b} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T_b}\right) \right], \quad (4.7)$$

onde $\delta(\cdot)$ é a função delta de Dirac.

Para modulações em banda base, o requerimento para largura de banda é geralmente definido como sendo a faixa que começa na potência DC até o primeiro nulo da distribuição espectral de potência para o sinal transmitido (HAYKIN, 2009). Como esperado, o OOK-RZ ($\gamma = 0, 5$) possui um requerimento de banda duas vezes maior que o OOK-NRZ, pois estes pulsos possuem somente metade da largura. Ambos OOK-NRZ e OOK-RZ ($\gamma = 0, 5$) possuem pulsos discretos na componente DC, com peso P_r^2 . O OOK-RZ ($\gamma = 0, 5$) possuem também termos discretos em múltiplos ímpares. O impulso em $f = R_b$ pode ser utilizado para recuperar o sinal de relógio no receptor. Por outro lado, o OOK-NRZ, possui nulos espectrais em múltiplos da taxa de bits, e por consequência, acaba introduzindo algumas não linearidades quando for recuperar o relógio. Ambos OOK-NRZ e OOK-RZ possuem potências significantes em suas componentes DC e em baixas frequências. Essa característica significa que a filtragem elétrica passa alta não é efetiva em reduzir a interferência produzida por fontes artificiais de luz ambiente, pois as altas frequências de corte não podem ser utilizadas sem introduzir efeito de *baseline wander* (um ruído em baixa frequência que possui natureza não linear e não estacionária).

O OOK-NRZ possui eficiência de potência $\eta_P = 2$ e eficiência de largura de banda $\eta_B = 1$. O OOK-RZ possui a mesma eficiência de potência do que o OOK-NRZ, porém sua eficiência de largura de banda depende do *duty cycle* (HAYKIN, 2009).

4.3.2 Performance do Erro em canais Gaussianos para modulação OOK

A análise de erro para qualquer modulação será feita a partir das seguintes considerações:

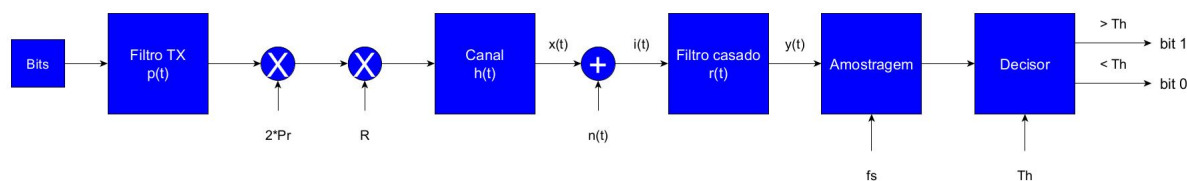


Figura 4.3.3 – Diagrama em blocos de um sistema OOK.

- O enlace de transmissão possui visada direta e o canal não impõe dispersão por multi-caminho ou perda pelo caminho.
- O ruído associado com o receptor é negligenciável e a fonte de ruído dominante é devido aos ruídos *background* e *shot*, os quais são assumidos como sendo ruídos Gaussianos brancos.
- Não existe interferência devido à luz artificial, isso remove a necessidade de um filtro passa altas no receptor e previne o efeito de *baseline wander*.
- Não existe limitação na largura de banda imposta pelo transmissor e receptor.

A máxima verossimilhança ideal de um receptor OOK na presença de um ruído Gaussiano aditivo ou *additive white Guassian noise* (AWGN) consiste em um filtro contínuo no tempo com resposta ao impulso $r(t)$, o qual é casado com o formato do pulso transmitido $p(t)$, seguido por um amostrador (*sampler*) e um decisor com um limiar colocado no meio entre o valor esperado para a potência do 1 e do 0, como é ilustrado na figura 4.3.3. O filtro transmissor possui uma resposta ao impulso retangular unitária $p(t)$, com a duração de um bit, T_b . A saída do filtro transmissor é escalada pelo pico de detecção do sinal pela fotocorrente de $2P_r$, onde P_r é a média da potência do sinal recebido. O ruído então $n(t)$ é adicionado e sua densidade espectral é dada por (PROAKIS, 2007):

$$\frac{N_0}{2} = qI_B, \quad (4.8)$$

onde q é a carga elemental do elétron e I_B é a fotocorrente média gerada pela luz de *background*.

O sinal detectado na entrada do filtro casado pode ser modelado da seguinte maneira:

$$i(t) = \begin{cases} I_P + n(t) & , \forall a_i = 1, \\ n(t) & , \forall a_i = 0, \end{cases} \quad (4.9)$$

onde $i \in \mathbb{N}$ e $n(t) \sim N(0, \sigma^2)$ é o ruído aditivo Gaussiano devido a luz ambiente, com densidade espectral bidirecional $N_0/2$, média zero e variância σ^2 , e I_P é o pico da fotocorrente.

Um símbolo digital 1 é assumido quando a potência recebida do sinal é maior que o limiar Th estipulado e caso contrário é considerado como sendo um símbolo 0. E a probabilidade de erro de bit é dada por (HAYKIN, 2009):

$$P_e = p(0) \int_{i_{th}}^{\infty} p(i|0) di + p(1) \int_0^{i_{th}} p(i|1) di, \quad (4.10)$$

onde i_{th} é o nível do limiar do sinal, p_0 e p_1 são as probabilidades dos bits 0 e 1, respectivamente, e as probabilidades marginais são definidas como:

$$p(i|0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(\frac{-i^2}{2\sigma^2}\right) \quad (4.11)$$

$$p(i|1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(\frac{-(i - I_P)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (4.12)$$

Para símbolos equidistantes, $p(0) = p(1) = 0.5$, então, o ponto ótimo para o limiar é $i_{th} = 0,5I_P$ e a probabilidade condicional de erro é reduzida pra:

$$P_e = Q\left(\frac{i_{th}}{\sigma}\right), \quad (4.13)$$

onde $Q(\cdot)$ é a função Q, que é a área sobre a distribuição normal, dada por:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\alpha^2/2} d\alpha \quad (4.14)$$

Para as formas de onda OOK-NRZ mostradas nas figuras 4.3.1 e 4.3.2 são desconsideradas quaisquer limitações de banda impostas pelo transmissor ou receptor. Um

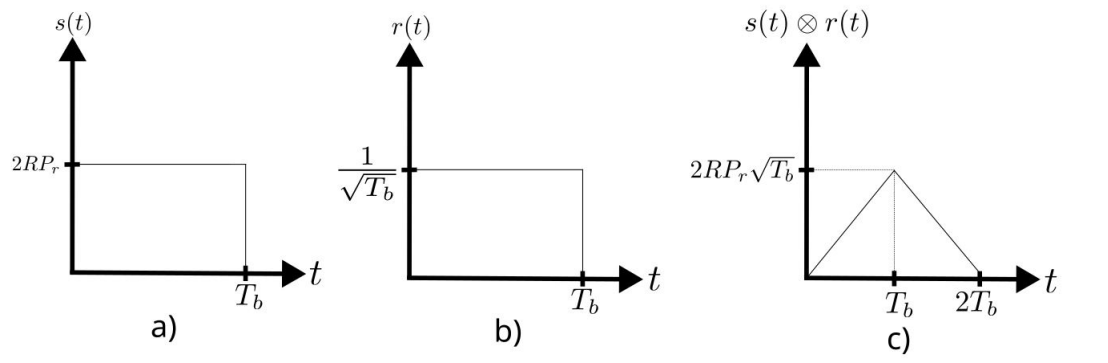


Figura 4.3.4 – Filtro saída do filtro casado para detecção de um pulso OOK-NRZ, onde a) é o úslbo enviado, b) o pulso casado e c) é a convolução dos pulsos.

receptor com filtro casado possui uma resposta ao impulso $r(t)$ com amplitude $1/\sqrt{(T_b)}$ e duração T_b , como pode ser conferido na figura 4.3.4. Nesta figura, considerando que não exista a ocorrência de ruídos, quando um bit 1 é transmitido, o seu pico é dado por $I_P = \sqrt{E_b} = 2RP_r\sqrt{T_b}$, onde R é a responsividade do fotodetector. Quando um bit 0 é transmitido, a saída do filtro casado é 0. Além disso, foi utilizado o operador \otimes para considerar a operação de convolução entre os sinais $s(t)$ e $r(t)$.

Neste caso, a saída do filtro casado relativa à equação 4.9, pode ser alterada para a seguinte forma:

$$i(t) = \begin{cases} E_P + n_i & , \forall a_i = 1 \\ n_i & , \forall a_i = 0 \end{cases} \quad (4.15)$$

Para um filtro casado, a variância das amostras de ruído na saída deste filtro dependem somente da densidade espectral de potência do ruído de entrada e da energia da resposta ao impulso do filtro casado (HAYKIN, 2009). Então, considerando um canal AWGN com densidade espectral de ruído bilateral $N_0/2$, a sua variância na saída do filtro casado é dada por (PROAKIS, 2007):

$$\sigma^2 = \frac{N_0}{2} \int_{t=0}^{T_b} r^2(t) dt \quad (4.16)$$

Então, o valor para o desvio padrão σ tem valor igual a:

$$\sigma = \sqrt{\frac{N_0 E_P}{2}} \quad (4.17)$$

logo, utilizando as equações 4.13, 4.15 e 4.17, temos (PROAKIS, 2007):

$$P_{e_bit_OOK} = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right), \quad (4.18)$$

onde a energia média por bit E_b é dada por:

$$E_b = \frac{E_P}{2} = 2(RP_r)^2 T_b \quad (4.19)$$

A razão E_b/N_0 é normalmente referida como sendo a relação sinal-ruído (SNR) por bit. Em um formato OOK-RZ, a energia média do bit é acrescentada pelo valor $1/\gamma$, da seguinte forma (PROAKIS, 2007):

$$E_b = \frac{E_P}{2} = 2(RP_r)^2 T_b / \gamma \quad (4.20)$$

Consequentemente, para um valor dado de P_r , OOK-RZ ($\gamma = 0,5$) possui o dobro do valor E_b/N_0 comparado ao OOK-NRZ. Então, com o intuito de conseguir a mesma performance para o erro, o OOK-RZ ($\gamma = 0,5$) requer um valor de 3 dB menor de potência elétrica ou uma potência óptica menos 1.5 dB comparado ao OOK-NRZ. Contudo, essa melhoria na eficiência da potência é alcançada com a utilização do dobro do valor de largura de banda requerida.

5 Métodos de localização para posicionamento interno

5.1 Introdução

O posicionamento rápido interno é difícil de se alcançar utilizando-se o sistema de posicionamento global ou *global positioning system* (GPS), pois os sinais rádios dos satélites não conseguem penetrar muito bem através de paredes de construções ou casas. Então, infelizmente esse serviço apresenta grandes erros de posicionamento ou até mesmo dificuldade na conexão com os satélites GPS. E com isso, para mitigar essa situação, existem duas alternativas, utilizando sistemas com técnicas baseadas em RF ou sistemas VLC.

As técnicas baseadas em RF incluem, mas não se limitam, às seguintes tecnologias: *wireless local area network* (WLAN), *RF identification* (RFID), celular, *ultra-wide band* (UWB) e Bluetooth. Esses métodos entregam um posicionamento com precisão entre 10 cm a alguns metros. Além dessas técnicas possuem baixa precisão em locais internos, elas também adicionam interferência eletromagnética no ambiente, e por essa razão os sistemas baseados em VLC ganharam mais atenção para esses tipos de aplicações (KOONEN, 2018).

O posicionamento interno utilizando-se VLC é uma área que tem ganhado bastante atenção durante os anos recentes. Suas aplicações fazem parte de uma ampla área em que a tecnologia pode ser incorporada em ambientes com produtos eletrodomésticos, com por exemplo, no caso de uma navegação em um ambiente fechado, além de ser utilizado em museus ou shoppings para guiar as pessoas durante a visitação ou até mesmo auxiliar pessoas com deficiências físicas durante o trajeto.

Outra possível aplicação é na detecção do local de produtos dentro de grandes armazéns, em que essa tecnologia de posicionamento pode automatizar o processo de gerenciamento de inventário. Quando as técnicas de posicionamento interno são utilizadas em produtos eletrônicos para os consumidores em geral, existem alguns serviços que

podem ser atrelados a essa técnica, como por exemplo, a utilização de serviços baseados em localização ou *location-based service* (LBS) para propagandas, preferências de compras do consumidor através de padrões de compra do local, dentre outros tipos de serviços (LEE; YOO; JUNG, 2012).

5.2 Triangulação

Triangulação é o nome dado geralmente à técnica de posicionamento que utiliza propriedades geométricas dos triângulos para conseguir estimar a posição de um objeto. A triangulação possui dois ramos: lateralização e angulação. Os métodos de lateralização estimam o posicionamento do alvo medindo as distâncias entre o alvo e diversos pontos de referência. Em todos os sistemas VLC propostos para resolver o problema do posicionamento, os pontos de referência são fontes de luz e o receptor óptico é o alvo que necessita de estimativa de localização. Como é praticamente impossível de conseguir a distância diretamente, a medição da distância é feita via *received signal strength* (RSS) e *time of arrival* (TOA) ou *time difference of arrival* (TDOA), os quais são usados para estimar matematicamente as distâncias entre os transmissores e o receptor. Angulação, por outro lado, mede os ângulos relativos a vários pontos referenciais, via *angle of arrival* (AOA). Então, a localização pode ser estimada encontrando as intersecções entre as direções das linhas, que são os raios traçados dos pontos de referência ao alvo. Para o caso do sistema de simulações foi escolhido o método de triangulação.

5.3 Regressão Linear

Regressão linear é um modelo matemático que encontra uma relação entre duas variáveis encaixando uma equação linear para os dados observados. Uma das variáveis é considerada como sendo a variável explanatória e outra variável é considerada como sendo a variável dependente. Por exemplo, um modelo possível para regressão linear poderia ser relacionar o peso de indivíduos com relação à sua altura. Dessa forma, com o modelo é possível aproximar uma equação linear que se aproxima da relação entre peso e altura das pessoas.

Modelos de regressão linear são frequentemente ajustados usando a abordagem

dos mínimos quadrados, mas também pode ser implementados de outras maneiras, tal como minimizando a "falta de ajuste" em alguma outra norma (com menos desvios absolutos de regressão), ou através da minimização de uma penalização da versão dos mínimos quadrados. Por outro lado, a abordagem de mínimos quadrados pode ser utilizada para se ajustar a modelos que não são modelos lineares.

5.3.1 Equação da Regressão Linear

Para se estimar o valor esperado é utilizada uma equação que determina a relação entre ambas as variáveis. A seguir é apresentada esta equação:

$$y_i = \alpha + \beta X_i + \epsilon_i, \quad (5.1)$$

onde, y_i é a variável explicada, variável que será prevista pelo modelo, α e β são constantes, coeficiente linear e angular respectivamente, X_i é a variável explicativa (independente) e ϵ_i representa todos os fatores residuais mais os possíveis erros de medição. Para que esse modelo possa ser aplicado, os erros possuem comportamento aleatório e por essa razão, algumas hipóteses devem ser satisfeitas, que são: os erros devem possuir distribuição normal, com a mesma variância σ^2 , ser independentes entre si e independentes da variável explicativa X (FREEDMAN, 2005).

5.3.2 Notação Matricial

A equação 5.1 pode ser reescrita da seguinte forma:

$$y = X\beta + \epsilon, \quad (5.2)$$

onde, y é um vetor de $n \times 1$ linhas, X é uma matriz de tamanho $n \times p+1$, com a primeira coluna sempre igual a um, representando a constante α , e p é a quantidade de variáveis explicativas, β é um vetor de $p+1$ variáveis explicativas e ϵ é um vetor de n linhas de resíduos.

Para estimar os fatores α e β , iremos utilizar o Método dos Mínimos Quadrados, técnica mais usual para realizar essa estimativa. E para isso, a seguir será explicada como é essa técnica.

5.3.3 Método dos Mínimos Quadrados

Este método é uma técnica de otimização matemática que procura encontrar o melhor ajuste para um conjunto de dados tentando minimizar a soma dos quadrados das diferenças entre o valor estimado e os dados observados (tais diferenças são chamadas de resíduos).

O objetivo desse método consiste em ajustar os parâmetros de uma função modelo para que ela se ajuste melhor a um conjunto de dados. Um conjunto de dados simples consiste em n pontos (pares ordenados) $(x_i, y_i), i = 1, 2, 3, \dots, n$, onde x_i é uma variável independente e y_i é uma variável dependente cujo valor é encontrado por observação.

A função modelo tem fórmula $f(x, \beta)$, onde m parâmetros ajustáveis são mantidos no vetor β . O objetivo é encontrar os valores dos parâmetros para o modelo que "melhor" se ajusta aos dados, e esse ajuste é feito a partir do resíduo, definido como a diferença entre o valor real da variável dependente e o valor predito pelo modelo, em outras palavras:

$$e_i = y_i - f(x_i, \beta) \quad (5.3)$$

O método dos mínimos quadrados, então, encontra a soma dos parâmetros ideais, minimizando a soma S , dos quadrados residuais:

$$S = \sum_{i=1}^n e_i^2 \quad (5.4)$$

5.3.4 Regressão Múltipla

Vamos considerar diversas variáveis explicativas x influenciando y ao mesmo tempo. Ou seja:

$$y_i = \beta_0 + x_{1i}\beta_1 + x_{2i}\beta_2 + \dots + x_{ki}\beta_k + e_i \quad (5.5)$$

Utilizando a notação de apóstrofo para a matriz transposta, temos o vetor coluna $\beta = (\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_k)'$, X é a matriz $(k+1, n)$ com os dados dependentes e e é o vetor

de erros $e = (e_1, e_2, \dots, e_n)'$. A solução de mínimos quadrados é alcançada a partir da minimização da soma do quadrado dos resíduos, 5.4. Utilizando a equação 5.2, temos:

$$S = \sum_{i=1}^n e_i^2 = e'e = (y - X\beta)'(y - X\beta) \quad (5.6)$$

Aplicando a derivada com relação a β na equação 5.6, temos (BERKELEY, 2011):

$$\frac{\partial S}{\partial \beta} = -2X'y + 2X'X\beta = 0 \Rightarrow \beta = (X'X)^{-1}X'y \quad (5.7)$$

5.4 Design do sistema de posicionamento interno

Os métodos de lateralização circular utilizam dois tipos de medidas: TOA e RSS, e para esse estudo será implementado um modelo baseado em RSS.

Tal modelo mede a RSS e calcula a perda de propagação do sinal emitido. Depois desse cálculo, um valor de distância é estimado empregando o modelo de propagação no canal, que neste caso é o canal óptico sem fio. A partir das distâncias calculadas entre o receptor e os transmissores, a lateralização circular pode ser utilizada para estimar a posição do receptor, como pode ser verificado na figura 5.4.1.

Métodos disponíveis baseados em RSS que usam a tecnologia WLAN são capazes de prover uma precisão de 4m com 90% de confiança. Sistemas baseados em VLC são uma promessa para prover um posicionamento mais preciso, devido aos efeitos fracos de multi-caminho comparados com os sistemas RF (YI; KIM; YI, 2015).

Nesse sistema, a informação RSS do sinal recebido é utilizada para estimar as distâncias do receptor para os transmissores no teto, os quais são utilizados para a triangulação do receptor. Cada lâmpada LED transmite seu próprio código, modulado em OOK, utilizando dessa forma um slot dentro de uma duração de um frame, enquanto entrega ao receptor uma potência constante. Desta forma, o receptor receberá um sinal modulado em cada instante na maioria do tempo. A modulação OOK utilizada nesse sistema possui uma profundidade de 12,5% para minimizar o problema de cintilação (KAVEHRAD; CHOWDHURY; ZHOU, 2016). Como a potência de emissão óptica é

linear e proporcional à amplitude do sinal elétrico, a diferença de potência entre os 0s e 1s lógicos no transmissor é dado por:

$$P_{diff} = \eta_{OOK} P_{const}, \quad (5.8)$$

onde, η_{OOK} é a profundidade da modulação OOK e nesse caso é igual a 0.125 para a simulação e P_{const} é a potência óptica emitida pela lâmpada LED sem modulação.

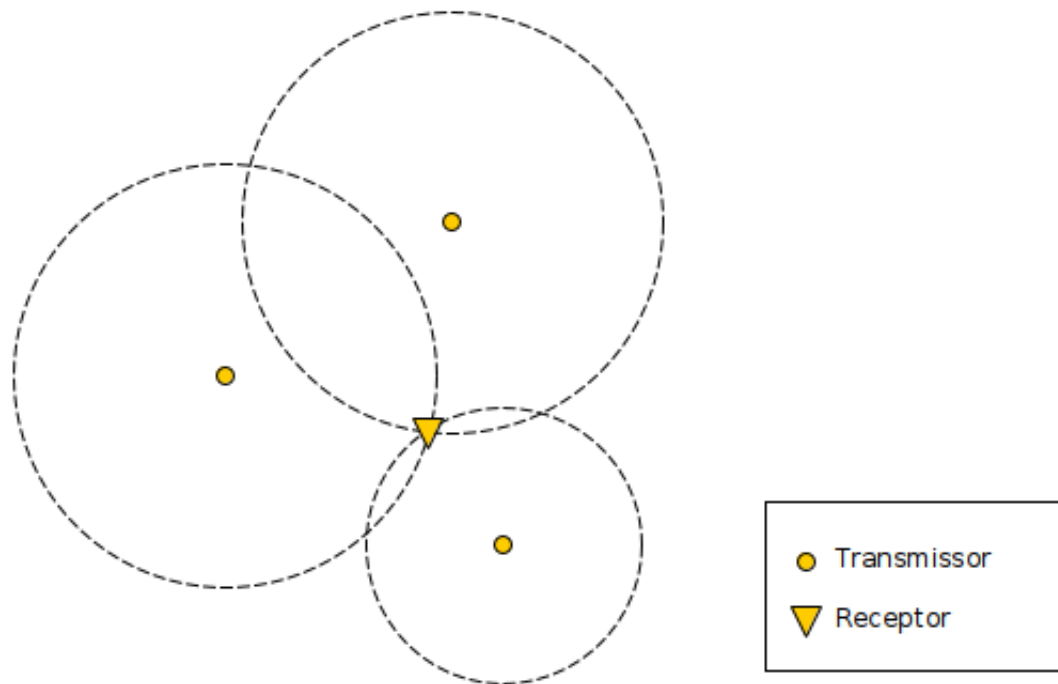


Figura 5.4.1 – Lateralização triangular para o sistema de posicionamento

Então a diferença na potência no receptor, utilizando a equação 3.10, é dada por:

$$P_{diff_r} = H_{los} P_{diff} = \frac{(m+1)}{2\pi d^2} A_r \cos^n(\theta) T_s(\psi) g(\psi) \cos(\psi) P_{diff} \quad (5.9)$$

A figura 5.4.2 representa a configuração desejada para o sistema de localização. Nessa figura, os transmissores são representados por P_{x1} , P_{x2} e P_{x3} , com suas posições sendo os centros das circunferências como pode ser verificados na figura 5.4.1.

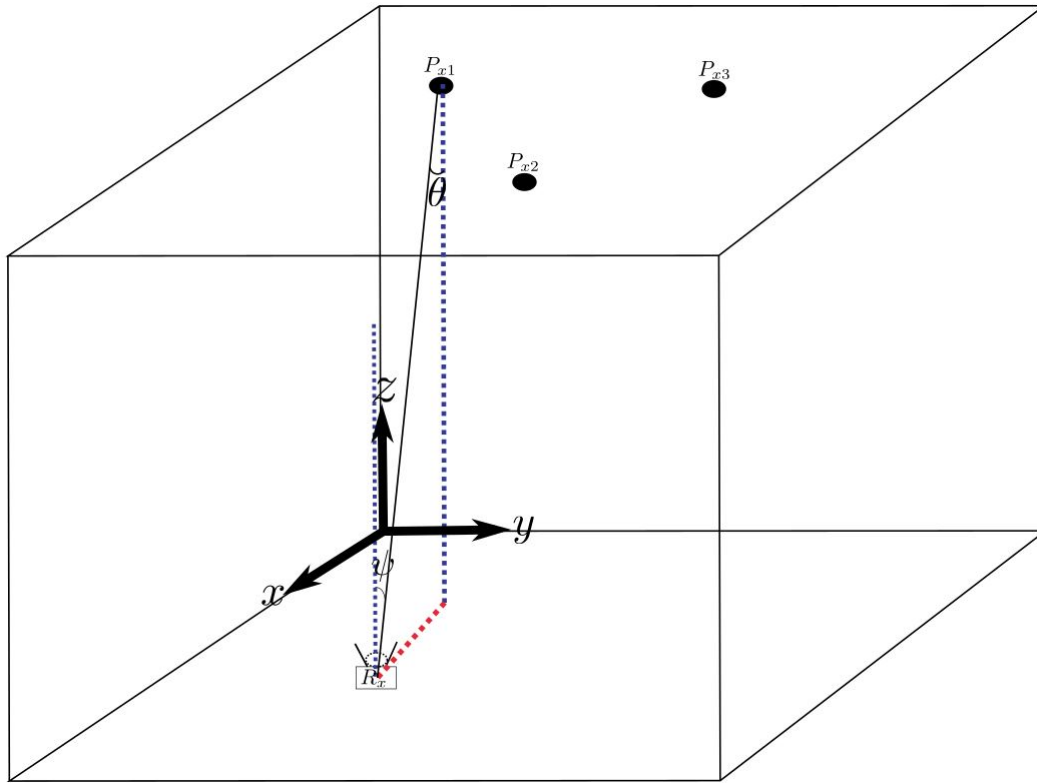


Figura 5.4.2 – Configuração para o localizador utilizando um sistema VLC

Considerando que o FOV do receptor é grande o bastante tal que $0 \leq \psi \leq \Psi_c$ sempre é válido, a distância entre o transmissor e o receptor pode ser estimada por:

$$d_{est} = \sqrt{\frac{(m+1)A \cos^n(\phi) T_s(\psi) g(\psi) P_{diff}}{2\pi P_{diff_r}}}, \quad (5.10)$$

onde o ganho óptico no concentrador é dado por:

$$g(\psi) = \begin{cases} \frac{n_c^2}{\sin^2(\Psi_c)}, & 0 \leq \psi \leq \Psi_c \\ 0, & \psi > \Psi_c \end{cases} \quad (5.11)$$

onde n_c denota o índice de refração no concentrador. Assumindo que tanto o transmissor quanto o receptor possuem tamanho muito pequeno comparados ao tamanho da sala,

então as seguintes equações podem ser consideradas:

$$d_{est} = \sqrt{d_{est-xy}^2 + H^2} \quad (5.12)$$

$$\cos(\theta) = \cos(\psi) = \frac{H}{d_{est}} \quad (5.13)$$

onde d_{est} é a distância horizontal estimada entre o transmissor e o receptor, H é a distância vertical entre o teto e o receptor, onde pode ser verificado melhor na figura 5.4.2. Todos os LEDs podem ser caracterizados como sendo fontes de tipo lambertiano de primeira ordem, ou seja, $n = 1$. Para simplificar, vamos considerar que o ganho do filtro de transmissão óptico e o ganho no concentrador são combinados em somente uma variável:

$$T_s(\psi)g(\psi) = G, \quad (5.14)$$

onde G é uma constante relacionada com as características do filtro e do concentrador. Consequentemente, utilizando-se as equações 5.10, 5.12 e 5.14, temos:

$$d_{est-xy} = \sqrt{\sqrt{\frac{AGP_{diff}H^2}{\pi P_{diff-r}}} - H^2} \quad (5.15)$$

Enquanto a posição dos LEDs de referência e seus diferentes códigos são conhecidos para o receptor, por coleção dos sinais de chegada de pelo menos 3 LEDs, o receptor será capaz de utilizar a técnica de triangularização para determinar a sua posição num plano 2D, assim como é mostrado na figura 5.4.1.

Para estimar a posição desconhecida do receptor, conhecendo as distâncias de vários pontos de referência, podemos então empregar o método dos mínimos quadrados, apresentado anteriormente na subseção 5.3.3. Sendo assim, vamos então demonstrar como utilizaremos este método para determinar a posição do receptor.

Depois de estimar a distância horizontal entre o receptor e os 3 transmissores (denotados como A, B e C), um sistema não linear com as equações das circunferências pode ser formado da seguinte forma:

$$(x - x_A)^2 + (y - y_A)^2 = d_A^2, \quad (5.16)$$

$$(x - x_B)^2 + (y - y_B)^2 = d_B^2, \quad (5.17)$$

$$(x - x_C)^2 + (y - y_C)^2 = d_C^2, \quad (5.18)$$

onde $[x_A, x_B, x_C]$ e $[y_A, y_B, y_C]$ são as coordenadas das lâmpadas LED de acordo com os eixos x e y , $[d_A, d_B, d_C]$ são as distâncias horizontais do receptor para as lâmpadas LED, ou os raios das circunferências, e (x, y) são as coordenadas estimadas do receptor.

Desta forma, vamos calcular as seguintes diferenças entre as equações 5.16 e 5.18 e também, entre 5.17 e 5.18. Desta forma, vamos obter o seguinte sistema de equações lineares com relação às coordenadas estimadas:

$$\begin{cases} 2x(x_A - x_C) + x_C^2 - x_A^2 + 2y(y_A - y_C) + y_C^2 - y_A^2 = d_C^2 - d_A^2 \\ 2x(x_B - x_C) + x_C^2 - x_B^2 + 2y(y_B - y_C) + y_C^2 - y_B^2 = d_C^2 - d_B^2 \end{cases} \quad (5.19)$$

Então, para conseguir uma estimativa da posição (x, y) , o vetor posição X pode ser calculado da seguinte forma:

$$X = [x \ y]' \quad (5.20)$$

$$A = \begin{bmatrix} x_B - x_A & y_B - y_A \\ x_C - x_A & y_C - y_A \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

$$B = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (d_A^2 - d_B^2) + (x_B^2 + y_B^2) - (x_A^2 + y_A^2) \\ (d_A^2 - d_C^2) + (x_C^2 + y_C^2) - (x_A^2 + y_A^2) \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

De uma maneira geral, utilizando o método dos mínimos quadrados para qualquer quantidade de variáveis, temos que:

$$X = (A'A)^{-1}A'B \quad (5.23)$$

Parte II

Resultados

6 Simulações Realizadas

Neste capítulo serão apresentados e analisados os resultados das simulações realizadas. Foram feitas diversas simulações durante esse estudo, a partir de um modelo mais básico utilizado para o estudo de um enlace LOS, com conseqüente adição dos efeitos de caminhos NLOS, rotação dos transmissores e controle de posição para acompanhamento de um receptor que percorre trajetórias determinísticas e aleatórias. Em todos os casos, o objetivo é analisar a distribuição da potência recebida de acordo com as variações na configuração do sistema, ajustando dinamicamente os valores de potência transmitida para garantir o correto funcionamento do sistema (em termos de qualidade do sinal recebido), com o menor consumo energético.

6.1 Sala padrão com um foto-transmissor no meio da sala

Primeiramente, será definida o que será considerada a sala padrão. Esta sala consiste em uma sala vazia que possui as seguintes dimensões: 5m x 5m x 3m. Além disso, como já foi elencado nas seções anteriores, tanto o transmissor quanto o receptor são considerados puntiformes.

Para o caso da sala padrão, foram utilizados os seguintes parâmetros, de acordo com a tabela a seguir:

Tabela 1 – Tabela com valores utilizados para alguns parâmetros da sala

Variável	valor
x_l	5 m
y_l	5 m
z_l	3 m
h	2,85 m

onde, x_l , y_l e z_l são as dimensões da sala, com relação ao eixos x, y e z, lembrando

que está sendo utilizado o referencial explicado na figura 3.4.1 e portanto, os tamanhos das sala são valores positivos em cada um dos eixos coordenados. A variável h é a altura do plano onde se encontra o transmissor. Foi escolhido este valor pois trata-se do valor normalmente escolhido para simulações de sistemas VLC na literatura.

6.1.1 Enlace com visada direta

Inicialmente, foi considerado somente a simulação onde existe visada direta entre o transmissor e o receptor. Desta forma, para conseguir realizar essa simulação, foram utilizados os dados a seguir, em conjunto com os dados da tabela 1.

Tabela 2 – Tabela com valores utilizados para o enlace LOS

Variável	valor
P_{led}	20 mW
$\theta_{1/2}$	60°
ψ	70°
x_{Tx}	$x_l/2$
y_{Tx}	$y_l/2$
z_{Tx}	h

Onde P_{led} é a potência utilizada para o LED transmissor, $\theta_{1/2}$ é o ângulo de meia potência, ψ é o ângulo de abertura do fotodetector, e x_{Tx} , y_{Tx} e z_{Tx} são as coordenadas do transmissor.

Para este caso, foi considerado somente um transmissor. Esse transmissor irradia potência nas diversas direções dentro da sala, de tal forma que cada ponto no chão da sala recebe uma quantidade de potência transmitida, que depende do ângulo entre transmissor e receptor e do campo de visão (FOV) do receptor. A distribuição de potência no plano do receptor é mostrada na figura 6.1.1.

Observando a figura 6.1.1 é possível verificar uma distribuição simétrica com relação ao meio da sala, onde o transmissor está localizado. Pode-se observar que nesta simulação não existem pontos cegos, ou seja, locais onde não há incidência de luz. Isso ocorre pois o ângulo de abertura do fotodetector permite que em qualquer local no chão da sala ocorra o recebimento de luz diretamente. Além disso, existe uma variação de

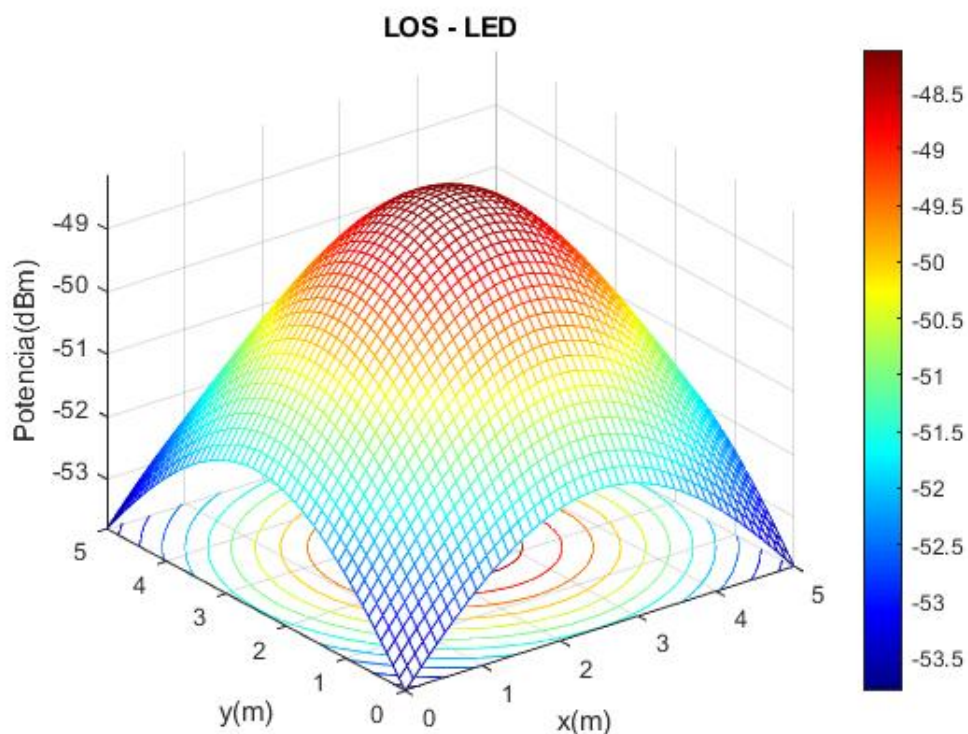


Figura 6.1.1 – Distribuição de potência em uma sala padrão vazia, onde o transmissor está localizado no meio do teto

aproximadamente 5 dB entre o maior valor de recebimento de potência óptica, que é o centro do chão da sala e o de menor valor, que são os cantos da sala ou os locais onde existe interseção entre as paredes dessa sala. Na próxima seção, será adicionado o efeito das reflexões de primeira ordem e também será apresentada a distribuição da SNR para este caso analisado. Foi feito desta forma, pois a primeira apresentação do caso LOS está sem a consideração de ruídos quaisquer e, por isso, foi decidido que seria melhor incluir a figura da distribuição de SNR junto da análise conjunto LOS e NLOS para esta simulação.

6.1.2 Enlace com reflexões de primeira ordem e adição de ruídos

Após a execução da simulação dos dados para visada direta, foi adicionado à simulação a influência das reflexões de primeira ordem. Para o cálculo da SNR, foram

adicionados os valores de variância dos termos de ruído. Para isso, foram utilizados os seguintes dados:

Tabela 3 – Tabela com valores utilizados para o enlace NLOS e ruídos

Variável	valor
ρ	0.8 (para todas as paredes)
B	100 Mbps
k	$1.3807 \cdot 10^{-23} \text{ m}^2 \text{ kg} / \text{K s}^2$
C_{pd}	$112 \text{ pF} / \text{cm}^2$
G_{ol}	10
Γ	1.5
g_m	30 mS
I_2	0.562
I_3	0.0868
$\Delta\lambda$	30 nm

Primeiramente, foi adicionada a equação 3.18 na simulação para a sala em estudo. Para isso, foi considerado que cada parede possuía 100 elementos refletores, ou seja $M = 10$ para cada um dos eixos coordenados. Desta forma, foi plotada a figura 6.1.2 considerando os dados da tabela 2 e os dados da tabela 3.

A figura 6.1.2 difere em alguns aspectos com relação à figura 6.1.1. O aspecto que chama mais atenção é a diferença da distribuição de potência ao se aproximar das paredes da sala. A princípio, a variação máxima de potência ainda é de aproximadamente 5 dB, porém, nas bordas ocorreu um aumento no valor da potência recebida. Isso pode ser explicado pelo fato de termos incluído as reflexões de primeira ordem no modelo. De forma análoga ao caso anterior, a distribuição da potência recebida ainda continua simétrica com relação ao centro da sala.

6.1.3 Distribuição da SNR

A figura 6.1.3 mostra a distribuição da SNR. Para isso foram utilizados os dados contidos nas tabelas 2 e 3, e para o ruído foram utilizadas as equações 2.10. É possível verificar que essa distribuição possui um formato bem semelhante ao da figura 6.1.1, porém neste caso, a escala de valores de SNR (medidos em dB) tem uma variação

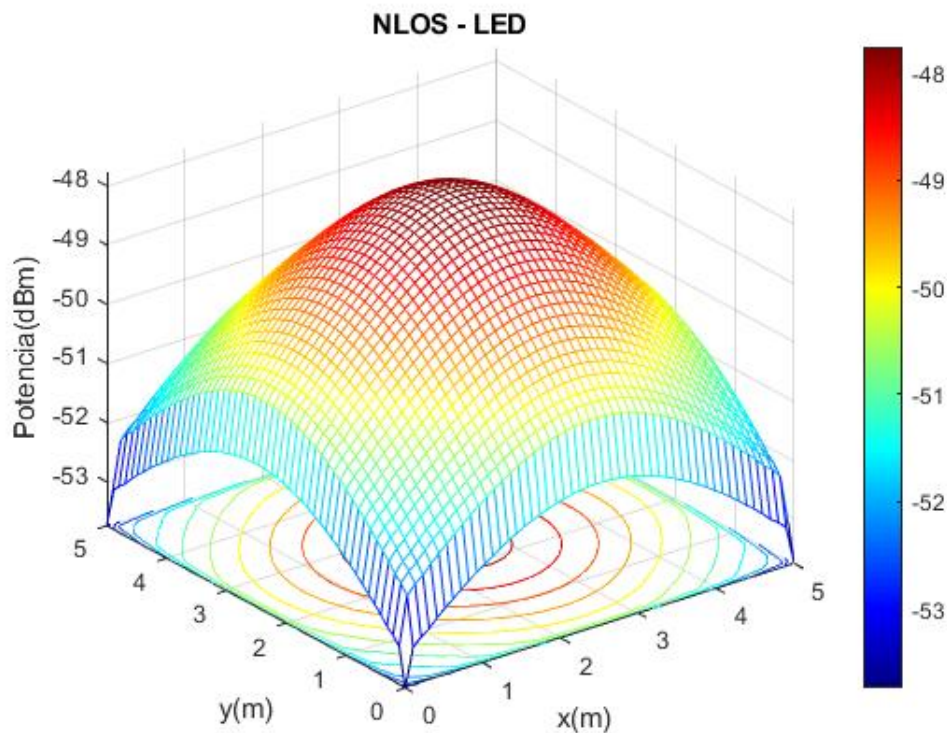


Figura 6.1.2 – Distribuição de potência ao adicionar o efeito das reflexões de primeira ordem à distribuição anterior

máxima de aproximadamente 10 dB. Além disso, como os valores de ruído não são tão relevantes, podemos verificar que este sistema possui altos valores de SNR.

6.2 Sala padrão com foto-transmissor rotacionando

O intuito dessa subseção foi dar apoio nas próximas simulações em que os transmissores consigam apontar para o receptor enquanto este executa um movimento no interior da sala, ou seja, exista uma rotação para o transmissor. Foi considerado o caso em que as rotações ocorrem em relação aos eixos x e y , sendo $\alpha \in [-\pi/2, \pi/2]$ o ângulo de rotação com relação ao eixo x e $\beta \in [-\pi/2, \pi/2]$ o ângulo de rotação com relação ao eixo y .

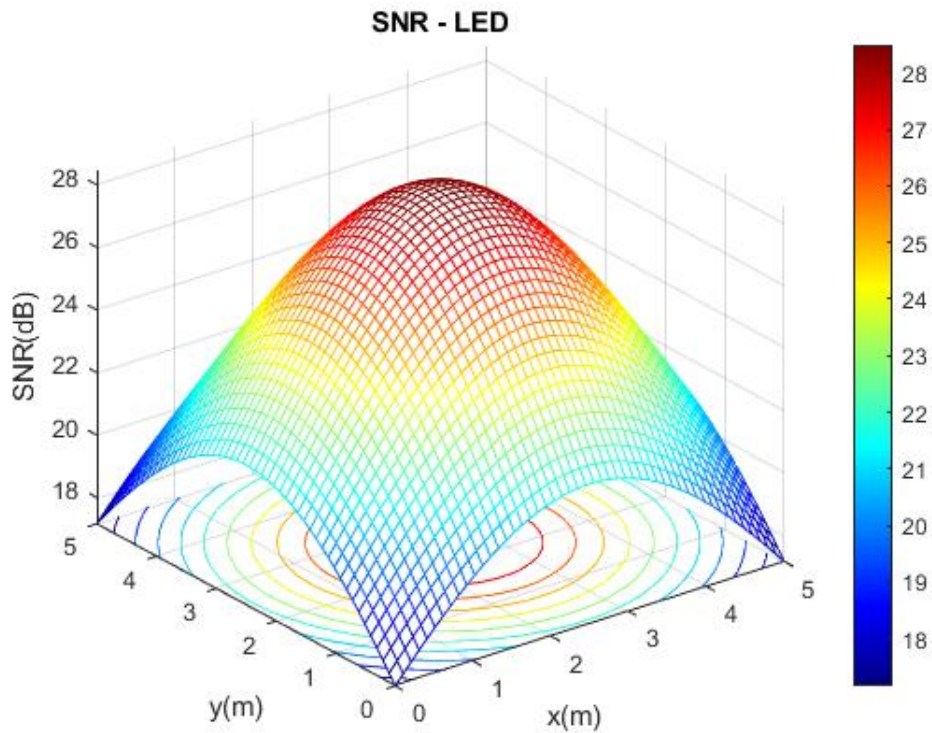


Figura 6.1.3 – Distribuição da SNR.

6.2.1 Transmissor

Inicialmente, será considerado que o transmissor encontra-se no centro da sala, de forma análoga aos dois primeiros casos de enlaces LOS e NLOS considerados anteriormente. Na seção 6.1, foi definida uma altura para o plano receptor e foi calculada a distribuição da potência recebida para cada um dos pontos no plano, junto com a SNR correspondente. Neste caso, será considerado somente um ponto para a posição do receptor, sendo este $x_{Rx} = x_l/2$, $y_{Rx} = y_l/2$ e $z_{Rx} = 0$, enquanto são variados os ângulos α e β entre $-\pi/2$ e $\pi/2$.

A figura 6.2.1 mostra a variação da potência recebida no ponto $[x_{Rx}, y_{Rx}]$ em função dos ângulos de rotação. Devido às condições iniciais impostas, a distribuição possui padrão simétrico com relação aos ângulos $\alpha = 0$ e $\beta = 0$. Comparado com o caso anterior (distribuição de potência no plano receptor), o que pode ser ressaltado nesta figura é que existe uma variação maior entre o valor máximo e mínimo de potência relativo às

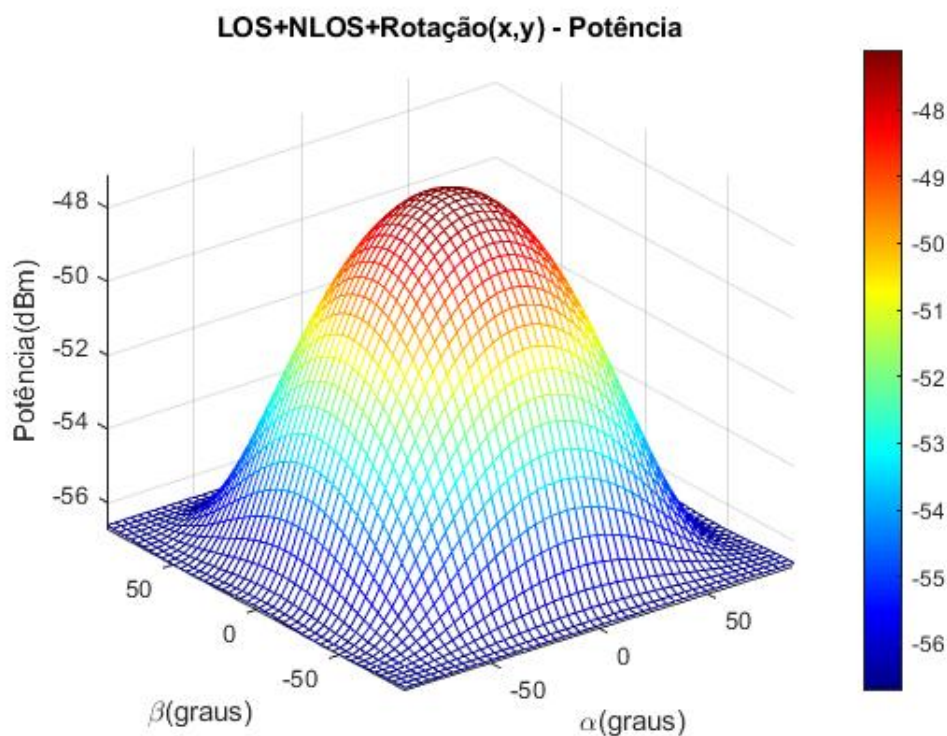


Figura 6.2.1 – Distribuição de Potência para o transmissor com coordenadas $(x_t/2, y_t/2, h)$ e o receptor com coordenadas $(x_r/2, y_r/2, 0)$

variações dos ângulos α e β , e que essa variação pode chegar a aproximadamente 12 dB, sendo que a máxima potência corresponde a um valor nulo de ambos os ângulos, o que equivale a dizer que o transmissor e o receptor estão alinhados. Outro fato interessante é que a potência é mínima quando os ângulos α e β são próximos de ângulos maiores ou iguais a 50° ou menores ou iguais a -50° .

Em seguida, foi calculada a SNR para o caso em análise, mostrada na figura 6.2.2. Para isso, foram considerados os dados já utilizados anteriormente para o cálculo dos ruídos, contidos na tabela 3.

A figura 6.2.2 apresenta o mesmo padrão da figura 6.2.1. Além disso, já era de se esperar que o padrão dessa figura fosse parecido, tendo em vista que foram adicionados os ruídos com contribuições de pequenas intensidades para o cálculo da SNR. Por essa razão, existe essa grande semelhança entre as figuras 6.2.1 e 6.2.2. Por isso, a análise

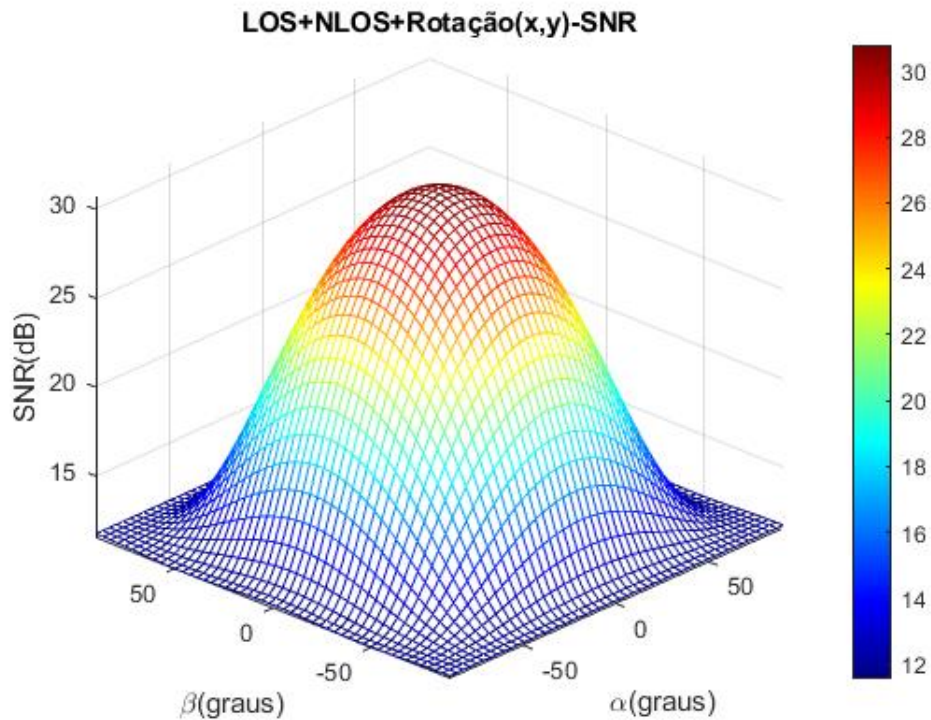


Figura 6.2.2 – Distribuição da SNR para o transmissor com coordenadas $(x_t/2, y_t/2, h)$ e o receptor com coordenadas $(x_r/2, y_r/2, 0)$

desta figura fica similar a feita com relação as figuras apresentadas na seção 6.1.

6.3 Controle de potência

Nesta seção foi adicionado ao sistema um ajuste dinâmico da potência transmitida, assumindo o caso de um fotodetector que percorre uma trajetória linear dentro da sala em que há somente um foto-transmissor. Para isso, foi considerado que o fotodetector iniciou seu movimento da parede que contém o eixo x até à parede diretamente oposta, com uma velocidade constante v . Para a realização dessa simulação, foram utilizados os dados das tabelas 1, 2 e 3, junto aos dados da tabela 4.

A tabela 4 apresenta os dados de velocidade do fotodetector, os valores de probabilidade de erro de bit mínimo e máximo impostos e as condições de saturação do

fotodetector com as potências mínima e máxima para realizar essa detecção. O motivo de se impor um intervalo limitado de variação na BER é devido ao fato de querer limitar a potência transmitida, mantendo um nível suficiente para poder operar dentro de uma determinada faixa de taxa de erro que possa ser considerada adequada para receber os dados sem perda de informação, assumindo o uso de códigos FEC com *overhead* limitado (7%). Dessa forma, um aumento da potência transmitida para reduzir arbitrariamente a taxa de erro pode se considerar desnecessário quando no intuito de minimizar o consumo energético do sistema.

De posse desses dados, a análise feita para o foto-transmissor foi a seguinte. Inicialmente foi calculado o valor da probabilidade de erro de bit de acordo com a equação 4.18 e para isso, foi necessário calcular os valores de E_b e N_0 . O valor de N_0 foi calculado de forma análoga às simulações anteriores, utilizando as equações previstas na seção 2.5.2. Para o cálculo dos valores de E_b , foi utilizado o valor da potência óptica recebida pelo fotodetector. Com base nesses valores foi possível calcular a probabilidade de erro P_e . O foto-transmissor considerado na simulação realiza o movimento de rotação, ou seja, consegue acompanhar o movimento do foto-detector de forma que o vetor normal à superfície do foto-transmissor esteja sempre apontando para o foto-detector.

Uma vez estimada P_e , verifica-se se esse valor fica dentro dos limites da faixa de operação estipulada. Caso essa condição seja satisfeita, não há variação na potência transmitida. Caso contrário, a potência transmitida é alterada para fazer com que a potência recebida volte a ficar no intervalo de operação. Após a alteração na potência transmitida, a potência recebida é recalculada de acordo com os parâmetros dos enlaces LOS e NLOS. Por fim, para exemplificar a configuração do sistema em análise, é apresentada a figura 6.3.1 a seguir.

Tabela 4 – Tabela com valores utilizados para o controle de potência na sala

Variável	valor
v	10 cm/s
P_{emin}	10^{-6}
P_{emax}	10^{-4}
P_{min}	100 mW
P_{max}	10000 mW

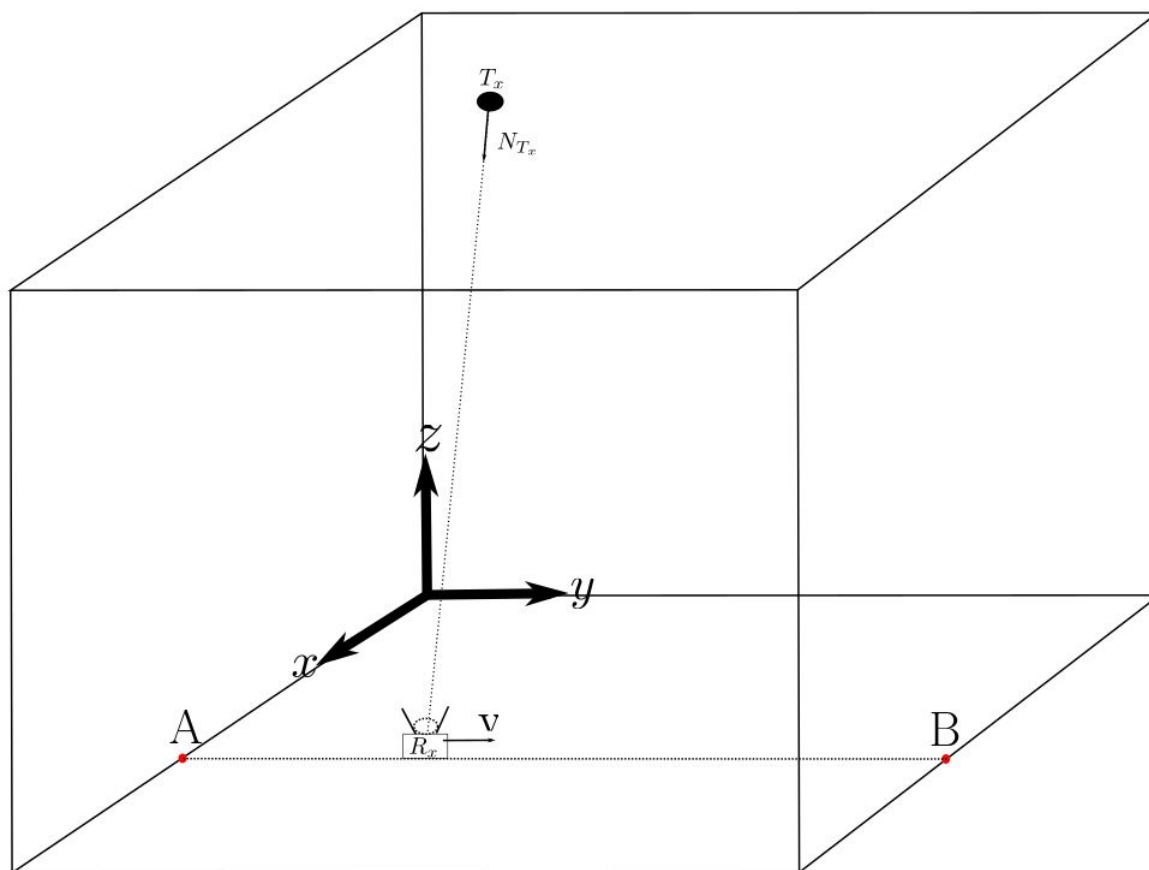


Figura 6.3.1 – Configuração do sistema de controle.

A figura 6.3.1 apresenta a configuração básica de análise para o caso de controle. Nesta figura, temos o foto-transmissor que está localizado no teto da sala, representado por T_x e seu vetor normal N_{T_x} , e o foto-receptor, representado por R_x , cujo deslocamento é realizado dos pontos A à B e sua velocidade é dada por v .

A figura 6.3.2 mostra a curva da potência transmitida pelo foto-transmissor durante o percurso realizado pelo fotodetector. Nesta figura podemos perceber que existe um grande aumento de potência inicial, isso acontece devido à condição imposta dos limites de probabilidade de erro de bit. Após isso, com o percurso progressivo do fotodetector, a distância entre este e o foto-transmissor diminui e por consequência, aumenta o valor da potência recebida pelo fotodetector. Sendo assim, a potência transmitida é reduzida de acordo, podendo ser observado um decaimento em seu valor até o tempo de

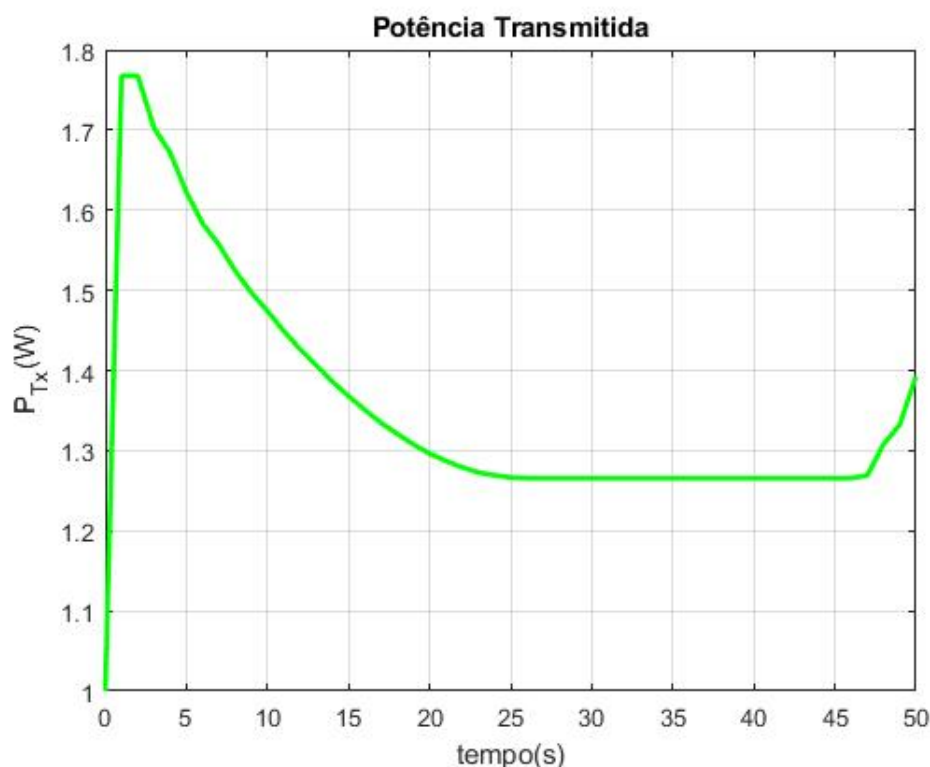


Figura 6.3.2 – Controle na potência transmitida pelo foto-transmissor.

aproximadamente 25s, onde o receptor se encontra no meio da sala, na menor distância do transmissor. Após este tempo, o valor da potência transmitida se mantém constante durante um certo intervalo de tempo, em que a potência recebida vai diminuindo conforme o receptor se afasta do transmissor, mas sem que a BER ultrapasse o limite superior do intervalo de operação do sistema. Por fim, aproximadamente em 47s, pode-se observar um reajuste na potência transmitida, devido ao fato da potência recebida chegar no limiar da probabilidade de erro de bit máxima, como pode ser conferido pela figura 6.3.3.

Na figura 6.3.3, que mostra a potência recebida em função do tempo, é possível observar a presença de limites superior e inferior. Tais limites correspondem às respectivas probabilidades de erro reportadas na tabela 4. De posse desses limites, verificamos que a evolução da potência recebida segue esta imposição. E tal como para a figura 6.3.2, pode-se verificar que a potência recebida cresce durante o início do trajeto, e se mantém constante até chegar no tempo de 25s, enquanto a potência transmitida diminui. Após

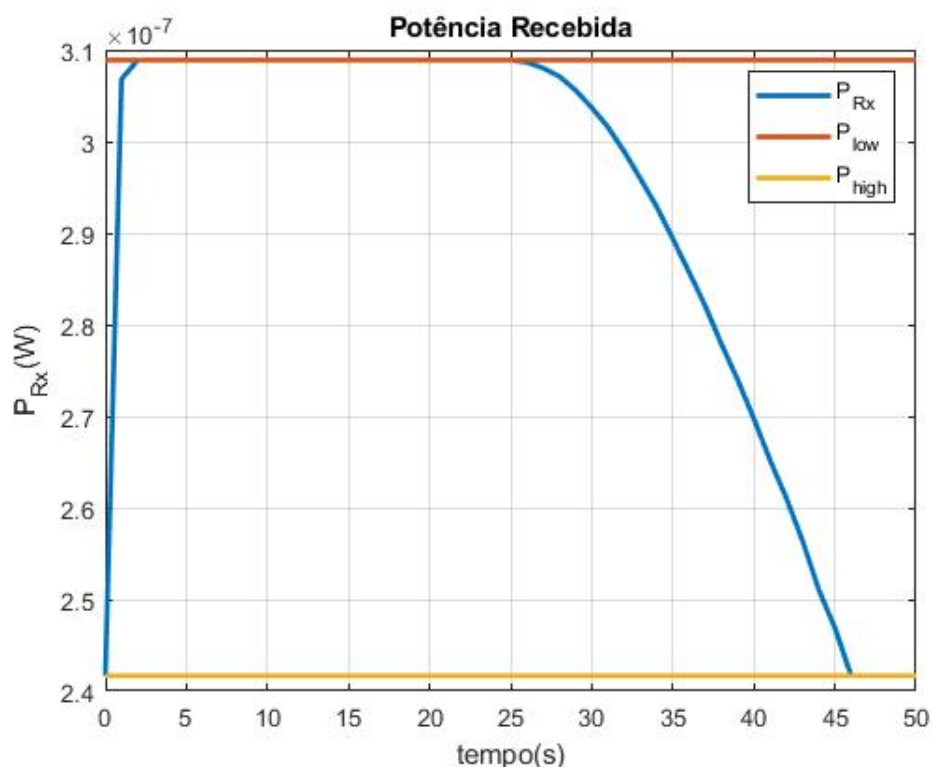


Figura 6.3.3 – Controle na potência recebida pelo fotodetector.

esse tempo, a potência recebida decai enquanto a potência transmitida não muda. Isso acontece pois a distância entre o foto-transmissor e o fotodetector aumenta.

Por fim, a figura 6.3.4 exemplifica como fica o perfil da $\log(\text{BER})$ durante o intervalo temporal da transição do fotodetector. Essa figura possui um perfil semelhante ao da figura 6.3.3, porém as variações ocorrem de forma espelhada, o que é de se esperar, uma vez que um aumento da potência recebida determina um correspondente aumento da SNR, e de consequência uma redução na BER, enquanto uma redução na potência recebida acarreta num aumento da taxa de erro. Vale ressaltar que o intervalo de variação da BER respeitou os limites impostos, de 10^{-6} à 10^{-4} .

6.3.1 Relação entre variação de potência e tamanho da sala

Nesta seção é realizada a comparação entre dois casos em que a potência é ajustada de forma dinâmica para acompanhar o movimento do receptor, sendo utilizado

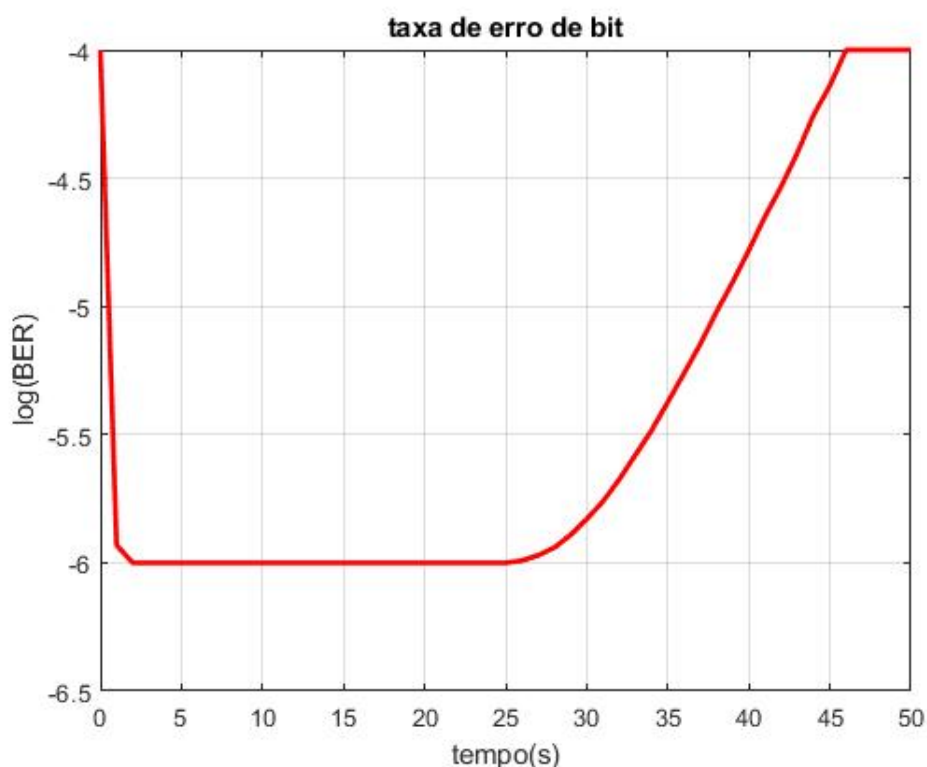


Figura 6.3.4 – Gráfico do log(BER) durante a trajetória do foto-receptor.

no primeiro caso um transmissor com ângulo de orientação variável (rotação) e no segundo caso com orientação fixa. Para os dois casos, foram consideradas salas de tamanho diferente, em que o comprimento da parede paralela à trajetória do receptor foi variado entre 3 e 10 m. Os resultados são mostrados nas figuras 6.3.5 e 6.3.6.

A figura 6.3.5 mostra a diferença entre a potência transmitida ao longo do tempo no caso de transmissor fixo e a potência transmitida assumindo um transmissor móvel, impondo como vínculo que a potência recebida se mantivesse dentro do intervalo de operação do sistema definido anteriormente. Foram considerados quatro diferentes valores de comprimento da sala, sendo 3m, 5m, 7m e 10m. O valor da velocidade do receptor foi considerado o mesmo para todos os casos.

Pode-se observar que, ao aumentar da distância percorrida pelo receptor, o uso de um transmissor móvel torna-se extremamente vantajoso comparado ao caso de um transmissor fixo, podendo garantir uma economia no valor de pico da potência transmitida

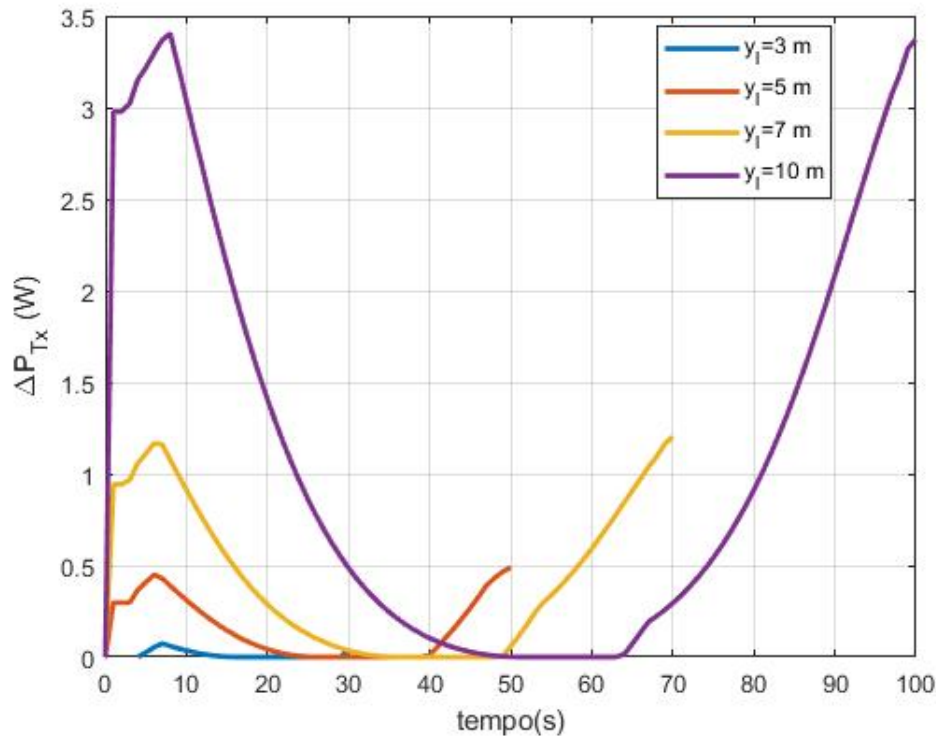


Figura 6.3.5 – Curvas com os valores de ΔP_{max} de acordo com tamanhos diferentes de sala.

de mais de 3 W, para uma trajetória de 10 m. Para todas as curvas é possível observar um ponto de mínimo, que ocorre quando o receptor fica embaixo do transmissor, na menor distância entre os dois. Nesse caso, sendo o ângulo relativo entre os dois nulo, não há diferença entre utilizar um transmissor fixo ou móvel, e a diferença de potência cai para zero.

Em seguida, foi considerado o valor máximo de variação de potência transmitida ΔP_{Tx} para os quatro casos em análise, comparando os valores obtidos em função do comprimento da sala. Os resultados são mostrados na figura 6.3.6. Foi realizada uma interpolação dos dados calculados utilizando polinômios de grau 2, 3 e 4. É possível observar que todos os polinômios se aproximam dos dados originalmente coletados, com os valores de normas dos resíduos de aproximadamente 0,1575, 0,0415 e $2,4377 \cdot 10^{-15}$, respectivamente para os graus 2, 3 e 4. Isso nos indica que uma boa aproximação para

essa curva pode ser alçada com um polinômio interpolador de grau 3.

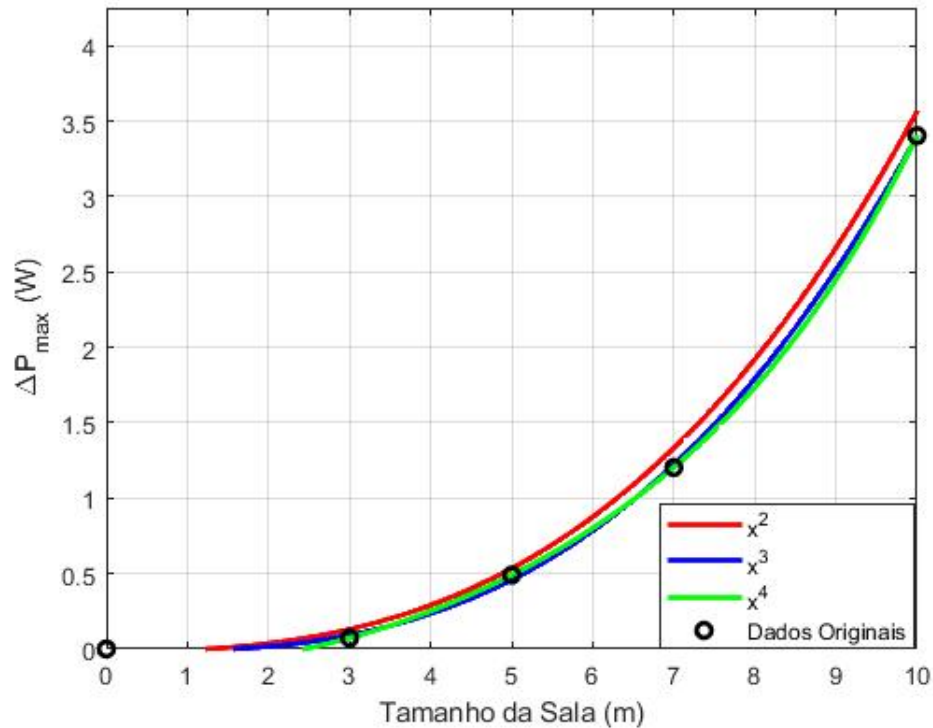


Figura 6.3.6 – Interpolação dos valores de ΔP_{max} medidos para cada um dos comprimentos da sala.

6.4 Adição do localizador de posição do receptor

Após a adição do controle de potência para o transmissor e receptor, foram realizados ajustes para a adição de um localizador de posição do foto-receptor utilizando 4 (quatro) lâmpadas LED. Matematicamente, a adição do algoritmo localizador aumenta a complexidade do algoritmo de estimação, pois é adicionada mais uma linha nas matrizes A e B descritas na equação 5.23, mas como o valor de 4 LED não é tão grande, essa adição não causa problemas relevantes com relação ao tempo de execução do controle. Além da adição do localizador, foi adicionado um transmissor a mais na simulação, ou seja, foram utilizados dois transmissores, e foi considerada uma trajetória circular do

receptor, descrita pela equação $(x - x_l/4)^2 + (y - y_l/4)^2 = 1^2$, como pode ser verificada na figura a seguir.

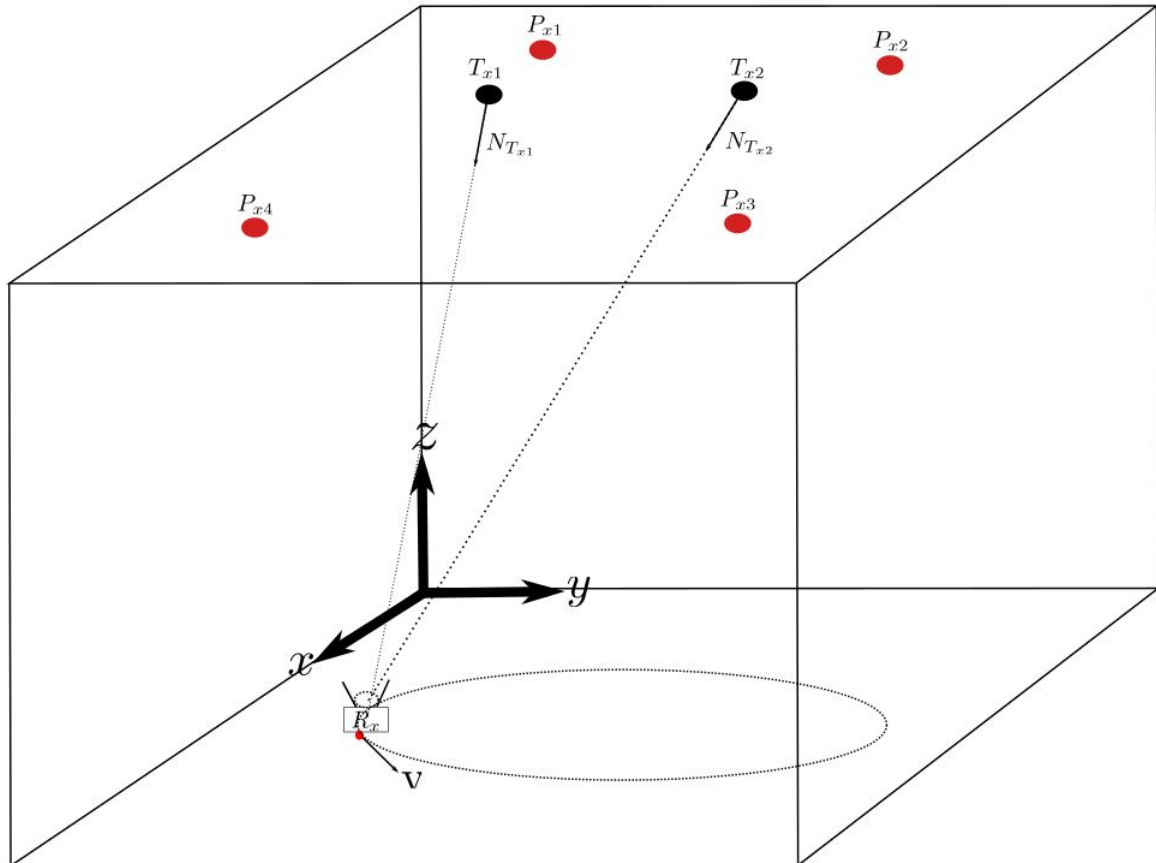


Figura 6.4.1 – Configuração do sistema com a adição do localizador do receptor.

A figura 6.4.1 apresenta a configuração para o sistema de controle, junto ao sistema de localização. Nesse sistema existem os foto-transmissores P_{x1} , P_{x2} , P_{x3} e P_{x4} pertencentes ao sistema de localização este estão localizados nos cantos do tetos, ou seja, nas respectivas coordenadas $(0, 0, z_l)$, $(0, y_l, z_l)$, $(x_l, 0, z_l)$ e (x_l, y_l, z_l) . Os transmissores, representados por T_{x1} e T_{x2} , nas posições $(x_l, y_l/12, z_l)$ e $(x_l, 5y_l/12, z_l)$, respectivamente, ambos possuem as mesmas configurações. Além disso, essa figura não está considerando as posições exatas e sim somente uma representação da configuração analisada.

Foram também utilizados os dados das tabelas 1, 2 e 3. A forma com que o algoritmo de controle funciona para controlar a potência desse caso é muito parecido com

o apresentado na seção 6.3, porém agora é feita considerando que a potência transmitida para o foto-detector é dada pela soma das potências dos foto-transmissores, que são ajustadas de forma independente. A partir dessa potência total, o controle funciona da mesma forma apresentada na seção 6.3.

A figura 6.4.2 mostra como fica o perfil da potência óptica recebida no tempo durante o trajeto circular executado pelo foto-receptor. Nesta figura, pode-se observar que a potência recebida é constante no início da trajetória. Aproximadamente após 30s, a potência recebida começa a aumentar. Isso ocorre pois, como pode ser visto na figura 6.4.4, a potência total transmitida se mantém constante e a distância entre o foto-detector e os transmissores diminui. Entre o tempo de 30s a aproximadamente 53s, a potência recebida aumenta. Aproximadamente no tempo de 55s, a potência total recebida se mantém constante e isso acontece pois a potência recebida atingiu o limite da BER mínima. Ao final, aproximadamente no intervalo entre 60s a 63s, a potência recebida decai, porém permanecendo entre os limites de BER determinados.

A figura 6.4.4 mostra o perfil da potência transmitida pelos foto-transmissores P_{TX1} , P_{TX2} e a somada das potências ópticas $sum P_{TX}$, representados pelas curvas nas cores azul, laranja e amarelo respectivamente. Durante o tempo inicial até aproximadamente 28s, ambos os foto-transmissores apresentam um gráfico crescente no tempo. Após o valor temporal de 28s, os gráficos de ambos os foto-transmissores mantêm a potência transmitida constante e isso pode ser constatado também na figura 6.4.2. No tempo de aproximadamente 53s ocorre um decaimento da potência P_{TX1} e o crescimento para a potência P_{TX2} . Neste momento é importante ressaltar que a curva na cor amarela, correspondente à soma das potências, decai e isso acontece pois, como pode ser observado na figura 6.4.2 é neste instante que a BER atinge seu valor mínimo. Desta forma, a única maneira de manter a potência recebida constante e de acordo com os limites impostos é diminuir a potência total emitida.

A figura 6.4.3 apresenta o perfil do $\log(\text{BER})$ com relação ao tempo. Nesta figura, podemos observar que ela tem um comportamento anti-simétrico com relação à figura da potência recebida, figura 6.4.2, assim como as outras curvas já previamente apresentadas para os perfis de $\log(\text{BER})$. Nesta figura, podemos verificar que entre 0s e aproximadamente 28s, o $\log(\text{BER})$ se mantém constante e com valor de -4. Em comparação com a figura 6.4.2. Logo após o tempo de 28s e até aproximadamente

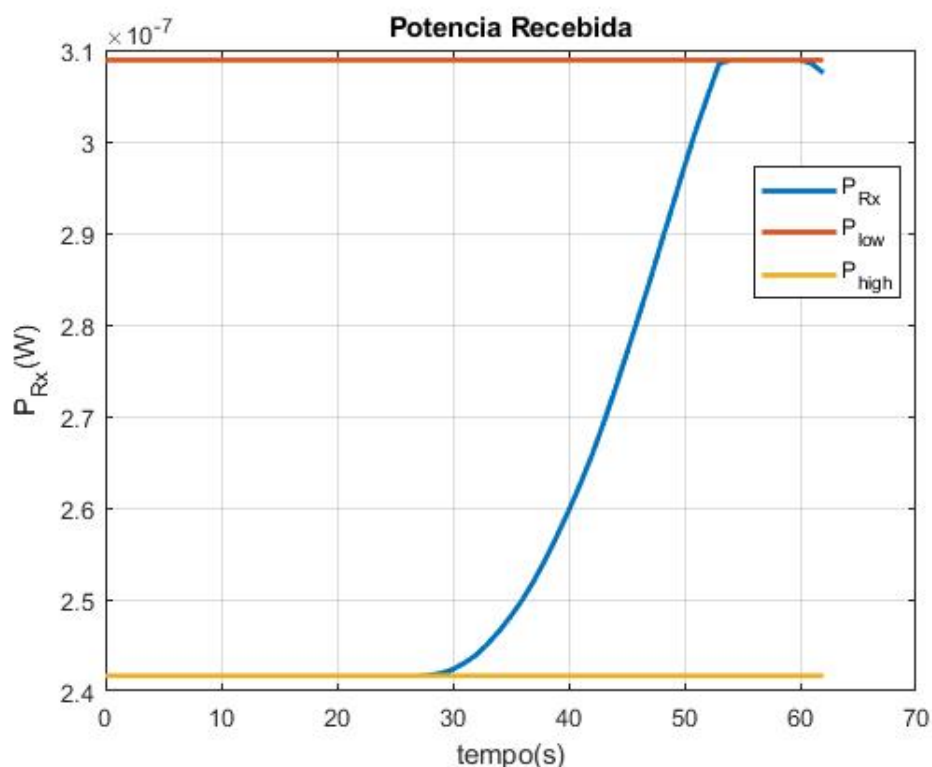


Figura 6.4.2 – Gráfico da potência recebida pelo fotodetector.

o tempo de 53s, o valor da curva $\log(\text{BER})$ decresce, ou seja, existe um aumento da potência recebida no foto-detector, o que também pode ser comprovado pela figura 6.4.2. Desta forma, a análise para esta curva torna-se bastante similar à realizada para a curva 6.4.2. Além disso, um fator importante é que podemos verificar que o controle realizado pela BER está de acordo com os limites impostos para esta simulação, ou seja, permanecem entre 10^{-4} e 10^{-6} .

A figura 6.4.5 mostra o perfil do erro calculado entre a potência óptica calculada utilizando o valor exato da posição do foto-receptor e a potência calculada baseado na posição estimada pelo localizador. Pode-se verificar que durante aproximadamente 28s, a diferença de potência é praticamente nula, ou seja, neste intervalo de tempo, o localizador consegue determinar a posição exata do foto-receptor. Contudo, após o tempo de 28s, ocorre uma pequena variação na potência óptica recebida. Pode-se observar que este erro aumenta até aproximadamente 44s e alcançando uma diferença mínima percentual

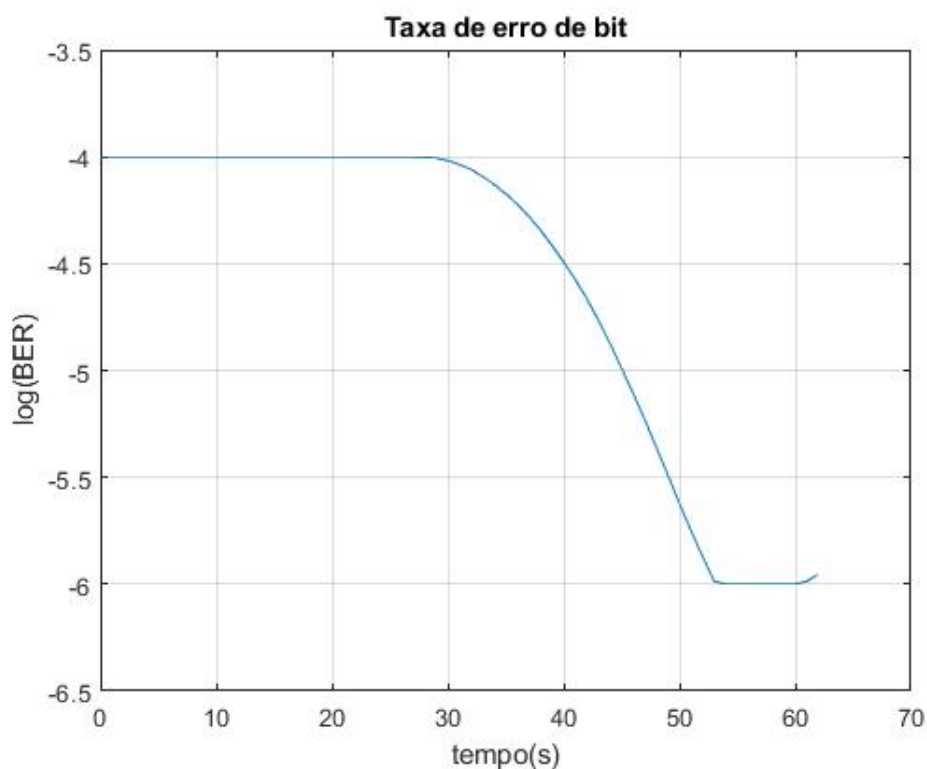


Figura 6.4.3 – Gráfico da taxa de erro de bit durante o percurso circular.

de potência óptica, com um valor de aproximadamente -4,2%. Já durante o intervalo temporal de 44s à aproximadamente 52s, o valor do erro cresce e chega ao valor de 2.5% no tempo aproximado de 48s. Durante o intervalo temporal de 52s até aproximadamente 54s, o valor do erro decai novamente para zero.

6.5 Foto-receptor com trajetória aleatória

Nesta seção, foi analisado o caso de um fotodetector percorrendo um caminho aleatórios no interior da sala. Para isso, foram feitas as seguintes considerações: o fotodetector possui o módulo da velocidade constante, ou seja, seu valor não é alterado durante o tempo do experimento; o tempo de realização do experimento determina quando ele irá finalizar, diferentemente dos experimentos anteriores que consideravam que o fotodetector completava um determinado caminho, retilíneo ou circular; o ângulo

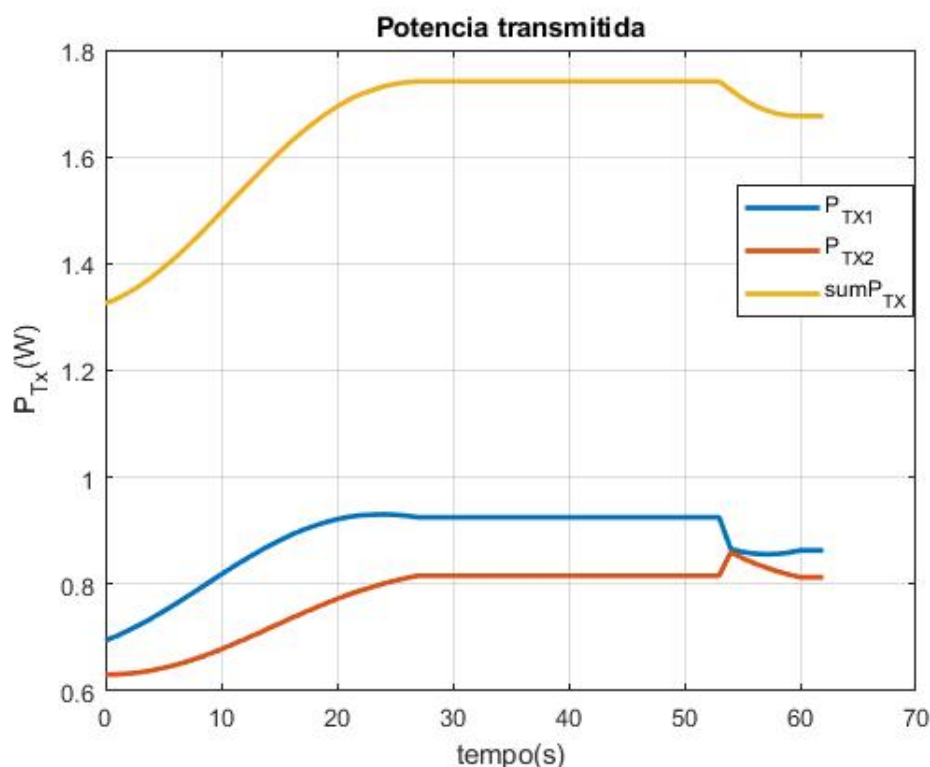


Figura 6.4.4 – Gráfico da potência transmitida por dois transmissores para o fotodetector.

de decomposição vetorial da velocidade com relação ao eixo x é uma variável aleatória uniformemente distribuída entre o intervalo $[0, 2\pi]$; e, o fotodetector está limitado às condições de contorno da sala, sendo neste caso as dimensões do chão da sala.

A seguir serão apresentados os resultados obtidos considerando dois foto-transmissores e um fotodetector que realiza um caminho aleatório no interior da sala. Vale ressaltar que o controle está sendo executado utilizando-se o localizador de posição do fotodetector.

Para esses resultados, foram omitidas as legendas das figuras, porém, já adiantando, elas seguem o mesmo padrão das figuras analisadas na seção 6.4. Além disso, foram utilizados os mesmos dados referenciados das tabelas 1, 2, 3, 4 e, por fim, foi considerado que o tempo total para essa simulação fosse de 1000 s, como poderá ser verificado nas próximas figuras. Esse intervalo temporal de 1000 s foi imposto para a simulação no intuito de exemplificar um percurso longo para o algoritmo de controle.

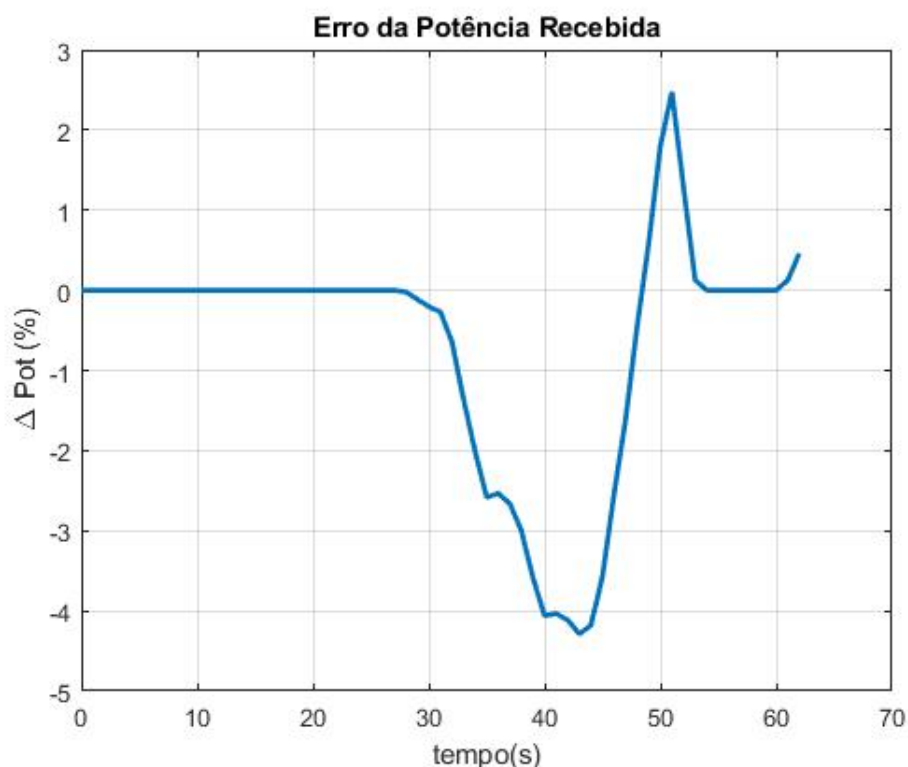


Figura 6.4.5 – Gráfico da medida do erro relativo à adição do localizador ao sistema.

A figura 6.5.1 representa os resultados no receptor executando um movimento aleatório. Podemos observar que existe um comportamento bastante caótico na evolução da potência. Isso pode ser traduzido nas oscilações que ocorrem entre os limites de potência estabelecidos para esse experimento. Esses limites são representados pelas retas laranja e amarela nesta figura, sendo que a reta laranja, reta superior, representa a potência para o menor valor de BER para o receptor, e a reta amarela, reta inferior, representa a potência para o maior valor de BER para o receptor. Vale notar que a potência recebida fica restrita entre esses valores limite, ou seja, isso indica que o controle de potência está sendo efetivo também para os casos de movimentos aleatórios.

A figura 6.5.2 representa a taxa de erro de bit durante o percurso do fotodetector na sala. Assim como as análises feitas anteriormente, esta figura da $\log(\text{BER})$ é uma figura anti-simétrica da potência recebida. Além disso, podemos verificar que essa figura mantém o padrão de aleatoriedade relacionado ao percurso do receptor e também que a

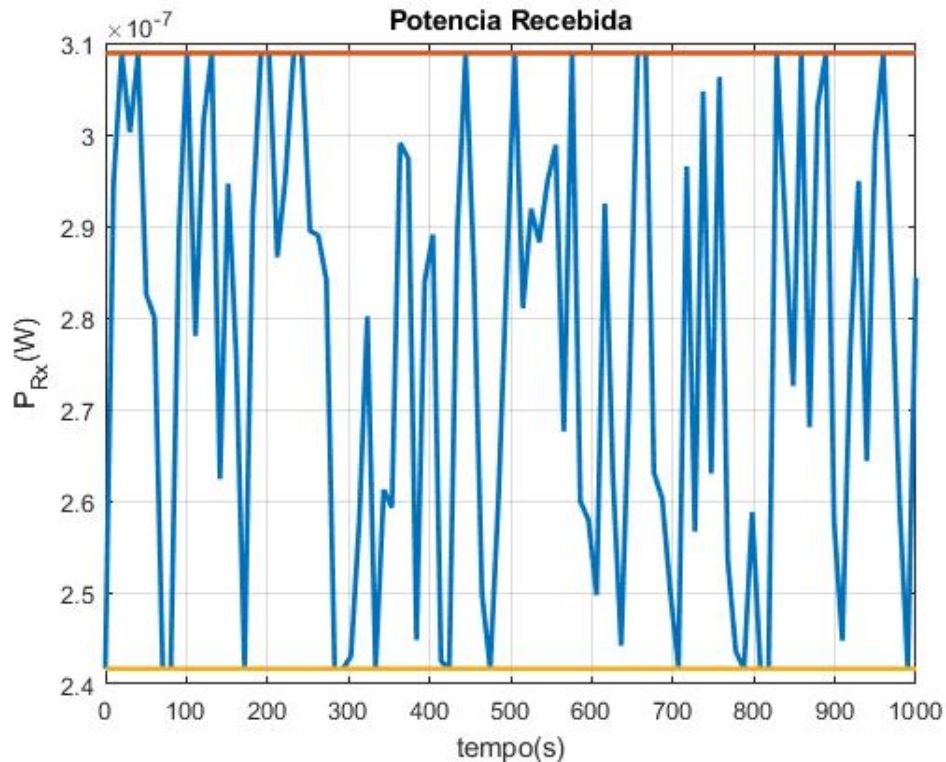


Figura 6.5.1 – Gráfico da potência recebida pelo fotodetector.

curva $\log(\text{BER})$ mantém seus limites inferior e superior entre os valores -6 e -4 , que são os valores impostos para para a simulação.

Por fim, a figura 6.5.3 representa a potência transmitida pelos dois transmissores e a soma das potências, sendo que as potências em separado são nas cores azul e laranja, curvas localizadas na parte inferior da figura e a soma das potências, é a curva na cor amarela, localizada na parte superior da figura. Podemos verificar que a curva na cor amarela tem variações entre valores de aproximadamente 1.4 W até aproximadamente 1.8 W , os quais são obtidos nos tempos respectivamente de aproximadamente 250 s e 810 s . Para a curva azul, curva para o primeiro foto-transmissor, possui variações entre aproximadamente $0,78 \text{ W}$ à $1,14 \text{ W}$, e a curva laranja, curva para o segundo foto-transmissor, apresenta variações entre aproximadamente $0,6 \text{ W}$ à $0,9 \text{ W}$. Um intervalo interessante ocorrido nesta simulação está apresentado entre os intervalos de tempo de aproximadamente 500 s à 580 s , onde as curvas dos foto-transmissores apresentam

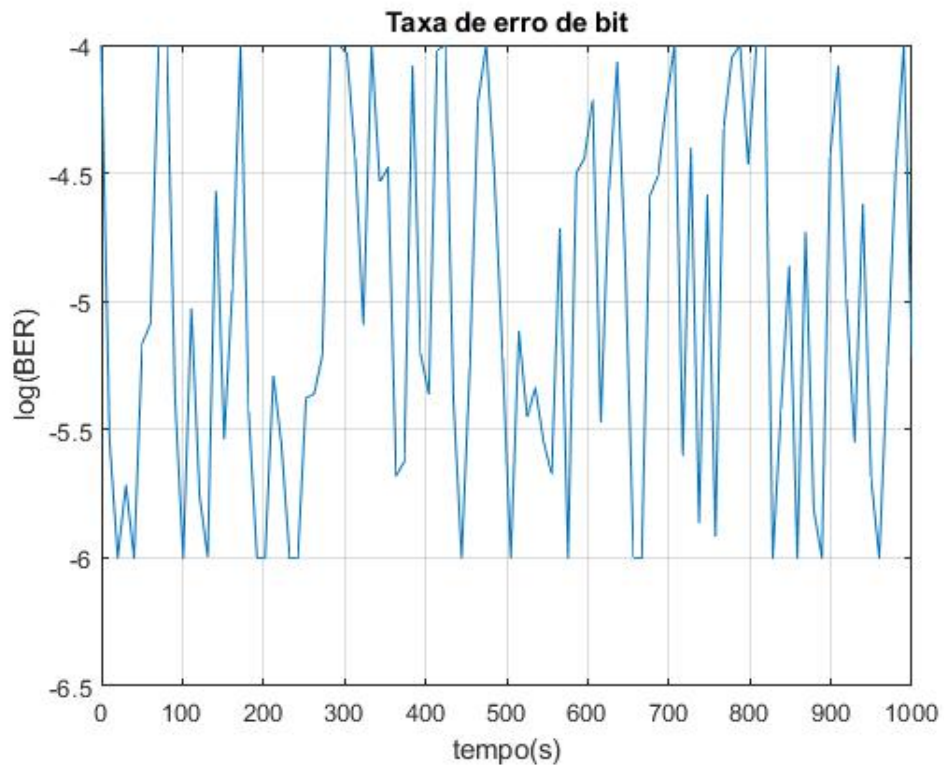


Figura 6.5.2 – Gráfico da taxa de erro de bit durante o percurso aleatório.

comportamentos antissimétricos.

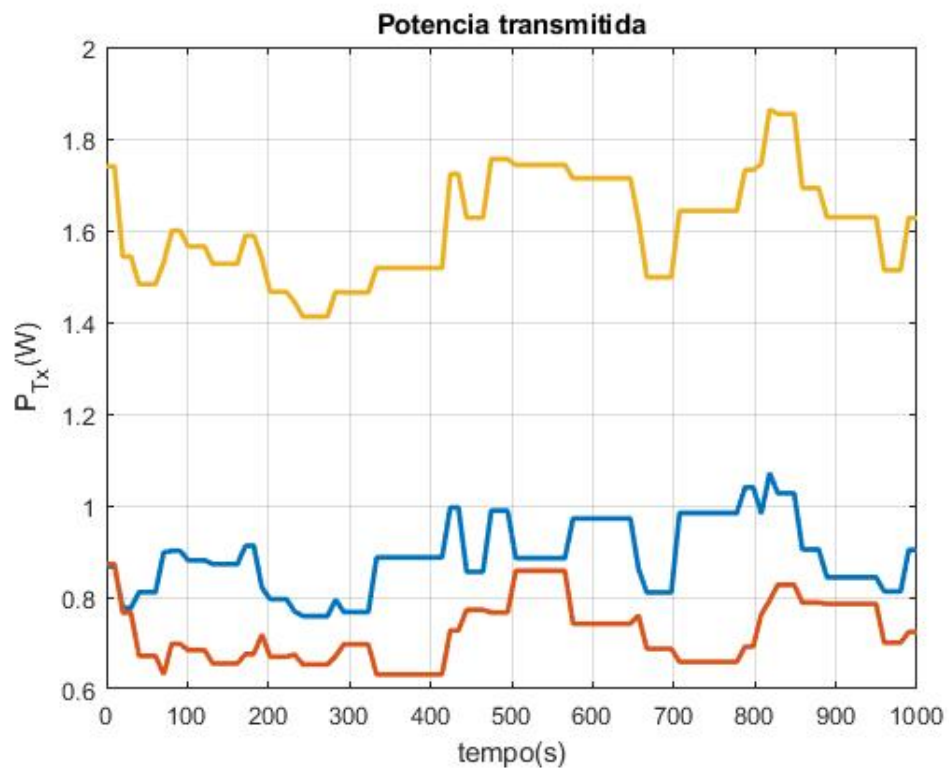


Figura 6.5.3 – Gráfico da potência transmitida por dois transmissores para o fotodetector.

7 Conclusão

Essa dissertação apresentou um controle de potência a ser executado em um sistema utilizando LED transmissores de forma que o fotodetector consiga receber uma potência óptica de acordo com os limites de BER pré-estabelecidos. Além disso, como pode ser analisado no capítulo II, esse controle pode ser feito com o LED receptor percorrendo uma trajetória arbitrária em uma sala vazia com quaisquer tipos de tamanhos.

Com relação aos conceitos aprendidos nessa dissertação, podemos destacar os seguintes fatores de maior relevância:

- Conhecimento do padrão IEEE 802.15.7: Este é o padrão utilizado para os sistemas VLC e ele que regulamenta como esses sistemas devem ser feitos. Ter o conhecimento desse padrão é de extrema importância no projeto de sistemas VLC pois nele estão todas as definições para este tipo de sistema.
- Aplicações de sistemas VLC: Diversos tipos de aplicações em diversas áreas de atuação, tanto na ramo da indústria quanto em aplicações em casas inteligentes. Existem diversos tipos de aplicações e junto ao algoritmo de potência apresentado por este estudo, uma economia de energia pode ser alcançada aliada uma transmissão confiável de dados.
- Modelo para um sistema VLC em uma sala: Existe um modelo de análise padrão para os ambientes de simulação para sistemas VLC, que é o modelo primeiramente apresentado na seção 6.1. Contudo, o presente estudo apresentou formas diferentes para a análise desses sistemas, em particular, mudando valores dos comprimentos das salas padrão e também adicionando um algoritmo de controle de potência para os LED transmissores.
- Algoritmo de Barry: Este algoritmo foi de extrema importância neste estudo pois a partir dele que a maioria das equações de propagação foram feitas e seus cálculos realizados. Além disso, este algoritmo representa também um marco para as simulações de sistemas VLC.

- Introdução da rotação nos LED transmissores: A introdução da rotação nos LED transmissores foi de bastante importância para as simulações realizadas. Podemos ressaltar o caso em que é feita a comparação entre a rotação dos LED transmissor e a não rotação, utilizando-se o algoritmo de controle, para termos de comparação das potências máximas necessárias em salas com tamanhos diferentes.

7.1 Trabalhos futuros

No intuito de dar continuidade a este presente estudo, algumas sugestões são propostas para futuros trabalhos em sistemas VLC que possam utilizar esse algoritmo de controle de potência.

- Implementação de maiores ordem de reflexões de acordo com o algoritmo do Barry, pois com essa implementação, alguns efeitos que foram ignorados nas simulações presentes nessa dissertação. Desta forma, as simulações futuras serão mais próximas das situações reais. Além disso, uma boa aproximação para o efeito das reflexões em uma sala é considerar até as reflexões de terceira ordem (KAVEHRAD; CHOWDHURY; ZHOU, 2016).
- Melhorar o erro aceitável para o sistema de controle de potência. Como pode ser verificado na figura 6.4.5, o valor do erro máximo foi de aproximadamente 4,2 % e por isso, existe ainda uma margem para aprimorar e tornar esse erro percentual ainda menor.
- Verificação do sistema no domínio do tempo, pois a análise feita considerou somente a propagação dos sinais e o controle da parte da potência óptica transmitida e recebida. Além dessa verificação no domínio do tempo, realizar também a implementação de mais blocos previstos nos sistemas de telecomunicações seguindo a IEEE 802.15.7.
- Confronto de sistema VLC em funcionamento e a simulação. Devido às condições impostas pela pandemia COVID-19, ocorreu um grande limitação no acesso aos laboratórios da UFMG. Por essa razão, não foi possível comparar dados reais coletados de um experimento junto dos dados das simulações feitas.

- Aplicações na indústria. Existem diversas aplicações que podem ser feitas com esse estudo, como por exemplo, por ter uma natureza controlada, então existe uma certa economia energética utilizada para a transmissão de potência óptica. Aplicações onde o canal utilizado para transmissão não necessite de tanta confiabilidade e por isso, um espectro menor de BER pode ser considerado para a análise.

Referências

ALEXEEV, A. et al. Characterization of dynamic distortion in led light output for optical wireless communications. *Photon. Res.*, Optica Publishing Group, v. 9, n. 6, p. 916–928, Jun 2021. Disponível em: <<http://opg.optica.org/prj/abstract.cfm?URI=prj-9-6-916>>. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 60.

AZHAR, A. H.; TRAN, T.; O'BRIEN, D. A gigabit/s indoor wireless transmission using mimo-ofdm visible-light communications. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 25, n. 2, p. 171–174, 2013. Citado na página 21.

BARRY, J. R. et al. Simulation of multipath impulse response for indoor wireless optical channels. *IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS*, v. 11, n. 3, p. 367–379, 1993. Citado na página 54.

BENDER, P. L. et al. The lunar laser ranging experiment. *Science*, v. 182, n. 4109, p. 229–238, 1973. Disponível em: <<https://www.science.org/doi/abs/10.1126/science.182.4109.229>>. Citado na página 28.

BERKELEY. **Regression Analysis**. 2011. Disponível em: <<https://eml.berkeley.edu/sst/regression.html>>. Acesso em: 11 abril 2022. Citado na página 72.

CHI, N. *LED-Based Visible Light Communications*. Beijing: Springer Berlin, Heidelberg, 2018. ISBN 978-3-662-58590-0. Citado na página 52.

DRIVING the Flicker-Free Effect. 2019. Disponível em: <https://unios.com/wp-content/uploads/2019/02/UN_Driving-the-Flicker-Free-Effect_White-Paper-190205.pdf>. Acesso em: 11 abril 2022. Citado na página 40.

FOX, M. *Quantum Optics: An Introduction*. New York, NY, USA: Oxford University Press, 2006. Citado na página 32.

FREEDMAN, D. *Statistical Models: Theory and Practice*. Cambridge University Press, 2005. ISBN 9780521854832. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=hmt1tFDdFqEC>>. Citado na página 70.

GANCARZ, J.; ELGALA, H.; LITTLE, T. Impact of lighting requirements on vlc systems. *IEEE Communications Magazine*, v. 51, n. 12, p. 34–41, 2013. Citado na página 39.

GHASSEMLOOY, Z.; POPOOLA, W.; RAJBHANDARI, S. *Optical Wireless Communications: System and Channel Modelling with MATLAB®*. CRC Press, 2012. ISBN 9781439852354. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=IXzRBQAAQBAJ>>. Citado 3 vezes nas páginas 33, 56 e 60.

GREEN, R. et al. Recent developments in indoor optical wireless systems. *IET Communications*, Institution of Engineering and Technology, v. 2, p. 3–10(7), January 2008. ISSN 1751-8628. Disponível em: <https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-com_20060475>. Citado na página 59.

GRUBOR, J. et al. Bandwidth-efficient indoor optical wireless communications with white light-emitting diodes. In: *2008 6th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 165–169. Citado na página 33.

HAYKIN, S. *Communication Systems*. 5th. ed. [S.l.]: Wiley Publishing, 2009. ISBN 0471697907. Citado 4 vezes nas páginas 58, 63, 65 e 66.

HIRT, W.; HASSNER, M.; HEISE, N. Irda-vfir (16 mb/s): modulation code and system design. *IEEE Personal Communications*, v. 8, n. 1, p. 58–71, 2001. Citado na página 59.

IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks—Part 15.7: Short-Range Wireless Optical Communication Using Visible Light. *IEEE Std 802.15.7-2011*, p. 1–309, 2011. Citado na página 22.

KAHN, J.; BARRY, J. Wireless infrared communications. *Proceedings of the IEEE*, v. 85, n. 2, p. 265–298, 1997. Citado 2 vezes nas páginas 57 e 58.

KAVEHRAD, M.; CHOWDHURY, M. I. S.; ZHOU, Z. *Short Range Optical Wireless Theory and Applications*. New York, NY, USA: Wiley, 2016. Citado 4 vezes nas páginas 36, 45, 72 e 103.

KEISER, G. *Optical Communications Essentials*. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2003. Citado na página 29.

KOONEN, T. Indoor optical wireless systems: Technology, trends, and applications. *Journal of Lightwave Technology*, v. 36, n. 8, p. 1459–1467, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 57 e 68.

KOPEIKA, N. S.; BORDOGNA, J. Background noise in optical communication systems. *Proceedings of the IEEE*, p. 1571–1577, 1970. Citado na página 33.

LEE, S.-J.; YOO, J.-H.; JUNG, S.-Y. VLC-based indoor location awareness using LED light and image sensors. In: SHIMURA, T. et al. (Ed.). *Optoelectronic Imaging*

- and Multimedia Technology II*. SPIE, 2012. v. 8558, p. 122 – 127. Disponível em: <<https://doi.org/10.1117/12.999807>>. Citado na página 69.
- LUEFTNER, T. et al. Edge-position modulation for high-speed wireless infrared communications. *Optoelectronics, IEE Proceedings -*, p. 427 – 437, 10 2003. Citado 2 vezes nas páginas 58 e 59.
- MANOUSOU, D. et al. Vlc performance enhancement using band-pass optical filter. In: . [S.l.: s.n.], 2019. Citado na página 60.
- PARIKH, H. et al. Wirelessly transmitting a grayscale image using visible light. In: *2013 International Conference on Advances in Technology and Engineering (ICATE)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–6. Citado na página 19.
- PEDROTTI, F. L.; PEDROTTI, L. S. *Introduction to Optics*. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice Hall, Inc., 1993. Citado 2 vezes nas páginas 47 e 48.
- PINEL, N.; CHRISTOPHE, B.; SAILLARD, J. Degree of roughness of rough layers: Extensions of the rayleigh roughness criterion and some applications. *Progress In Electromagnetics Research B*, v. 19, p. 41–63, 01 2010. Citado na página 48.
- POZAR, D. *Microwave and RF Design of Wireless Systems*. Wiley, 2000. ISBN 9780471322825. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=QDX-DwAAQBAJ>>. Citado na página 60.
- PROAKIS. *Digital Communications 5th Edition*. [S.l.]: McGraw Hill, 2007. Citado 4 vezes nas páginas 26, 64, 66 e 67.
- RAJAGOPAL, S.; ROBERTS, R. D.; LIM, S.-K. Ieee 802.15.7 visible light communication: modulation schemes and dimming support. *IEEE Communications Magazine*, v. 50, n. 3, p. 72–82, 2012. Citado na página 40.
- STOTTS, L. B. et al. Progress towards reliable free-space optical networks. In: *2011 - MILCOM 2011 Military Communications Conference*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1720–1726. Citado na página 18.
- THORLABS. **In search for a paradigm for the discipline of information systems**. 2019. Disponível em: <https://www.thorlabs.com/images/TabImages/Rise_Time_3dB_Bandwidth_Relationship_Lab_Fact.pdf>. Acesso em: 2 fevereiro 2022. Citado na página 32.
- UIGA, E. *Optoelectronics*. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice Hall, 1995. Citado na página 29.

VITSAS, V.; BARKER, P.; BOUCOUVALAS, A. Irda infrared wireless communications: protocol throughput optimization. *IEEE Wireless Communications*, v. 10, n. 2, p. 22–29, 2003. Citado na página 59.

WANG, Z. et al. *Visible Light Communications - Modulation and Signal Processing*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2017. Citado na página 40.

WYSZECKI, G.; STILES, W. S. *Color Science: Concepts and Methods, Quantitative Data and Formulae*. New York: Wiley, 1982. Citado na página 39.

XIE, H.; HUANG, L.; WU, W. Indoor positioning system based on visible light communication for mobile robot in nuclear power plant. arXiv, 2020. Disponível em: <<https://arxiv.org/abs/2011.07771>>. Acesso em: 2 fevereiro 2022. Citado na página 21.

YI, K.; KIM, D.; YI, K. Development of a localization system based on vlc technique for an indoor environment. *Journal of Electrical Engineering and Technology*, v. 10, p. 436–442, 01 2015. Citado na página 72.

ZAFAR, F.; KARUNATILAKA, D.; PARTHIBAN, R. Dimming schemes for visible light communication: the state of research. *IEEE Wireless Communications*, v. 22, n. 2, p. 29–35, 2015. Citado na página 39.

Apêndices

APÊNDICE A – Matlab

Para esse trabalho foi utilizado primordialmente a ferramenta Matlab para realizar as simulações. Devido a utilização desta ferramenta, a seguir todos os códigos utilizados para as simulações realizadas. Para isso, funções auxiliares foram criadas no intuito de aproveitar o código feito anteriormente, como por exemplo a função LOS que calcula o valor da resposta ao impulso do canal em visada direta. A seguir são apresentados os códigos utilizados para suportar essa tese. Lembrando que todos os dados utilizados para a realização das simulações estão descritas no capítulo 6.

A.1 Domínio da frequência

A.1.1 HLOS_func.m

Esta função calcula somente o valor de LOS entre um foto-transmissor e um fotodetector. Para isso, são necessários os valores da área do fotodetector (Area), o valor do ângulo de abertura do fotodetector (FOV), a ordem do Lambertiano (n), o vetor posição do foto-transmissor (Pos_Tx), o vetor posição do fotodetector (Pos_Rx), o vetor normal à superfície do fotodetector (N_Rx) e o vetor normal à superfície do foto-transmissor (N_Tx).

```

1 %% Funcao definida :
2 % xl , yl , zl -> dimensoes da sala
3 % n(ordem do lambertiano)-> propriedade do Led Tx
4 % Area -> Area do fotodetector
5 % FOV -> Campo de visao do fotodetector
6 % N_Tx, N_Rx -> vetores normais para Tx e Rx
7 % Pos_Tx -> Posicao do Tx
8 % Pos_Rx -> Posicao do Rx
9 % -----
10 % H = HLOS_func( Area ,FOV, n , Pos_Tx , Pos_Rx ,N_Rx ,N_Tx)
11

```

```

12
13 function H = HLOS_func ( Area ,FOV, n , Pos_Tx , Pos_Rx , N_Rx , N_Tx)
14
15 %N_Tx = N_Tx_0;
16 % angulo entre Tx e Rx
17 vTxRx = Pos_Tx-Pos_Rx ;
18 d = sqrt (sum ((vTxRx).^2)) ;
19 cosphi = dot (vTxRx , N_Rx) / d ;
20 phi_los = acosd (cosphi) ;
21
22 % fator para saber o novo phi_los rotacionado , se for o
    caso .
23 if ( phi_los <FOV)
24     costheta = abs ( dot (vTxRx , N_Tx) ) / d ;
25     H = (n+1)*Area*costheta^n/(2*pi*d^2) ;
26 else
27     H = 0 ;
28 end
29 end

```

A.1.2 NHLOS.m

Esta função calcula o valor para as reflexões de primeira ordem entre um foto-transmissor e um fotodetector. Para isso, são necessários os valores das dimensões da sala, x_l , y_l e z_l , N_x , N_y e N_z são valores em que os eixos são divididos em partes iguais e os respectivos eixos divididos são respectivamente x , y e z , do coeficiente de reflexão das paredes (neste caso foi considerado que todas as paredes possuem o mesmo valor para esse coeficiente) (ρ), a área do fotodetector ($Area$), o valor do ângulo de abertura do fotodetector (FOV), a ordem do Lambertiano (n), o vetor posição do foto-transmissor (Pos_Tx), o vetor posição do fotodetector (Pos_Rx), o vetor normal à superfície do fotodetector (N_Rx) e o vetor normal à superfície do foto-transmissor (N_Tx).

```

1 %% Funcao definida:
2 % xl,yl,zl -> dimensoes da sala

```

```

3 % x,y,z -> sao os eixos coordenados divididos
4 % rho (coef reflexao), neste caso foi considerado o mesmo
   para todas as
5 % paredes da sala
6 % Area,FOV-> propriedades do Led Rx
7 % n(ordem do lambertiano)-> propriedade do Led Tx
8 % Nx,Ny,Nz,-> propriedades do grid para a sala (Quantidade
   e vetor)
9 % N_Tx, N_Rx -> normal dos planos para Tx e Rx
10 % Pos_Tx -> Posicao do Tx
11 % Pos_Rx -> Posicao do Rx
12 % -----
13 % H = HNLOS_func( xl , yl , zl , x , y , z , rho , Area ,FOV, n ,Nx,Ny,Nz ,
   N_Tx,N_Rx,Pos_Tx ,Pos_Rx)
14
15 function hnlos = HNLOS_func( xl , yl , zl , x , y , z , rho , Area ,FOV, n ,
   Nx,Ny,Nz,N_Tx,N_Rx,Pos_Tx ,Pos_Rx)
16 h1 = 0;
17 h2 = 0;
18 h3 = 0;
19 h4 = 0;
20 for kk=1:Ny
21     %%%%%%%%%%% plano X=0 %%%%%%%%%%%
22     % fator de area
23     dA = zl*yl/(Ny*Nz);
24     % normal da parede
25     n1 = [1 0 0];
26     for ll=1:Nz
27         % ponto na parede Z,Y - Wall Point
28         WP = [0 y(kk) z(ll)];
29         vTxWP = Pos_Tx - WP;
30         % distancia do TX para a parede Z,Y(1)
31         D1 = sqrt(sum((vTxWP).^2));

```



```

32     % distancia TX e Rx
33     % angulos Tx e incidencia na parede
34     cos_phi = abs(dot(N_Tx,vTxWP))/D1;
35     cos_alpha = abs(dot(vTxWP,n1))/D1;
36     % distancia do WP para o Rx
37     vWPRx = WP-Pos_Rx;
38     D2 = sqrt(sum((vWPRx).^2));
39     % angulos Rx e reflexao
40     cos_psi = abs(dot(vWPRx,N_Rx))/D2;
41     cos_beta = abs(dot(vWPRx,n1))/D2;
42     if abs(acosd(cos_psi))<=FOV
43         h1 = h1 +(n+1)*Area*rho*dA * ...
44             cos_phi^n*cos_alpha*cos_beta*cos_psi/(2*pi
45             ^2*D1^2*D2^2);
46     end
47 end
48 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% plano Y=0 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
49 % fator de area
50 dA = z1*x1/(Nx*Nz);
51 % normal da parede
52 n2 = [0 1 0];
53 for kk=1:Nx
54     for ll=1:Nz
55         % ponto na parede Z,Y - Wall Point
56         WP = [x(kk) 0 z(ll)];
57         vTxWP = Pos_Tx - WP;
58         % distancia do TX para a parede Z,Y(1)
59         D1 = sqrt(sum((vTxWP).^2));
60         % distancia TX e Rx
61         % angulos Tx e incidencia na parede
62         cos_phi = abs(dot(N_Tx,vTxWP))/D1;
63         cos_alpha = abs(dot(vTxWP,n2))/D1;

```

```

64     % distancia do WP para o Rx
65     vWPRx = WP-Pos_Rx;
66     D2 = sqrt(sum((vWPRx).^2));
67     % angulos Rx e reflexao
68     cos_psi = abs(dot(vWPRx,N_Rx))/D2;
69     cos_beta = abs(dot(vWPRx,n2))/D2;
70     if abs(acosd(cos_psi))<=FOV
71         h2 = h2 +(n+1)*Area*rho*dA *...
72             cos_phi^n*cos_alpha*cos_beta*cos_psi/(2*pi
              ^2*D1^2*D2^2);
73     end
74 end
75 end
76 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% plano X=x1 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
77 % fator de area
78 dA = z1*y1/(Ny*Nz);
79 % normal da parede
80 n3 = [-1 0 0];
81 for kk=1:Ny
82     for ll=1:Nz
83         % ponto na parede Z,Y - Wall Point
84         WP = [x1 y(kk) z(ll)];
85         vTxWP = Pos_Tx - WP;
86         % distancia do TX para a parede Z,Y(1)
87         D1 = sqrt(sum((vTxWP).^2));
88         % distancia TX e Rx
89         % angulos Tx e incidencia na parede
90         cos_phi = abs(dot(N_Tx,vTxWP))/D1;
91         cos_alpha = abs(dot(vTxWP,n3))/D1;
92         % distancia do WP para o Rx
93         vWPRx = WP-Pos_Rx;
94         D2 = sqrt(sum((vWPRx).^2));
95         % angulos Rx e reflexao

```

```

96         cos_psi = abs(dot(vWPRx,N_Rx))/D2;
97         cos_beta = abs(dot(vWPRx,n3))/D2;
98         if abs(acosd(cos_psi))<=FOV
99             h3 = h3 +(n+1)*Area*rho*dA*...
100                 cos_phi^n*cos_alpha*cos_beta*cos_psi/(2*pi
                    ^2*D1^2*D2^2);
101         end
102     end
103 end
104 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% plano Y=y1 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
105 % fator de area
106 dA = z1*x1/(Nx*Nz);
107 % normal da parede
108 n4 = [0 -1 0];
109 for kk=1:Nx
110     for ll=1:Nz
111         % ponto na parede Z,Y - Wall Point
112         WP = [x(kk) y1 z(ll)];
113         vTxWP = Pos_Tx - WP;
114         % distancia do TX para a parede Z,Y(1)
115         D1 = sqrt(sum((vTxWP).^2));
116         % distancia TX e Rx
117         % angulos Tx e incidencia na parede
118         cos_phi = abs(dot(N_Tx,vTxWP))/D1;
119         cos_alpha = abs(dot(vTxWP,n4))/D1;
120         % distancia do WP para o Rx
121         vWPRx = WP-Pos_Rx;
122         D2 = sqrt(sum((vWPRx).^2));
123         % angulos Rx e reflexao
124         cos_psi = abs(dot(vWPRx,N_Rx))/D2;
125         cos_beta = abs(dot(vWPRx,n4))/D2;
126         if abs(acosd(cos_psi))<=FOV
127             h4 = h4 +(n+1)*Area*rho*dA*...

```

```

128             cos_phi^n*cos_alpha*cos_beta*cos_psi/(2*pi
                ^2*D1^2*D2^2);
129         end
130     end
131 end
132 hnlos = h1+h2+h3+h4;
133 end

```

A.1.3 sigma2_background.m

Esta função é mais simples para o cálculo do ruído de *background*. Para isso, é necessário o valor da taxa de transferência de dados (Rb), o valor da responsividade do fotodetector (R), o valor da largura de banda do OBPF (d_l), comprimento de onda do fotodetector (lambda_led) e o arquivo com as informações da radiação espectral do Sol (data).

```

1 function s2_bk = sigma2_background(Rb,R,d_l,lambda_led ,
    data)
2 q = 1.6E-19;
3 B = Rb;
4 % matrix de dias por comprimento de onda
5 SSI = ncread(data,'SSI');
6
7 % valores de w sao relativos a lambda em nm
8 lambda = ncread(data,'wavelength');
9
10 i_ld = (lambda == lambda_led);
11 % Foi considerado o valor medio total durante um ano de
    medicao
12 w = mean(SSI(i_ld,:));
13
14 s2_bk = 2*q*B*R*w*d_l;
15
16 end

```

A.1.4 sigma2_thermal.m

Essa função calcula o valor do ruído térmico no fotodetector. Para isso, é necessário saber o valor da temperatura absoluta (T), o ganho de circuito aberto (Gol), a capacitância do fotodetector (Cpd), a área do fotodetector (Area), a taxa de transferência de dados (Rb), os fatores de ruídos de largura de banda (I_2 e I_3), o fator de ruído do canal (Gamma) e a transcondutância do FET (gm).

```

1 function s2_th = sigma2_thermal (T, Gol, Cpd, Area, I_2, Rb,
   Gamma, gm, I_3)
2 T_k = T+273;
3 B = Rb;
4 k = physconst('Boltzmann');
5 s2_th = (8*pi*k*T_k/Gol)*Cpd*Area*I_2*B^2 + (16*pi^2*k*
   T_k*Gamma/gm)*Cpd^2*Area^2*I_3*B^3;
6 end

```

A.1.5 LLSEstimation4.m

Para esse cálculo, foi utilizada a teoria apresentada no capítulo 5. Para isso, é necessário saber qual o valor de profundidade do sistema (eta_OOK), a potência constante dos LED que calculam o posicionamento do fotodetector (P_const), a posição dos LED que são responsáveis pelo cálculo do posicionamento (Pos_Led_Sensor), a posição do fotodetector (Pos_Rx), a área do fotodetector (Area) e a ordem do Lambertiano (n). No caso em específico, foi realizado o cálculo considerando 4 LED responsáveis pelo cálculo do posicionamento.

Ao final do programa, nas linhas 25 e 26, existem duas maneiras de calcular a posição estimado do fotodetector, uma utilizando a multiplicação matricial apresentada e a outra, utilizando a função *lsqr* do Matlab. Ambos os modos de cálculo funcionaram da mesma maneira e por essa razão, foi decidido que a utilização da multiplicação matricial seria mais simples de compreensão para o leitor.

```

1 function Pos_Rx_est = LLS_Estimation4 (eta_OOK, P_const,
   Pos_Led_Sensor, Pos_Rx, Area, n)
2 P_diff = eta_OOK*P_const;

```

```

3 d_est_xy = zeros(length(Pos_Led_Sensor),1);
4
5 for i=1:length(Pos_Led_Sensor)
6     vTxLedS = Pos_Led_Sensor(i,:) - Pos_Rx;
7     d = sqrt(sum((vTxLedS).^2));
8     costheta = abs(dot(vTxLedS,[0 0 1]))/d;
9     P_diff_r = (n+1)*Area*costheta^n/(2*pi*d^2)*P_diff;
10    H = abs(Pos_Led_Sensor(i,3)-Pos_Rx(3));
11    d_est_xy(i) = sqrt(sqrt(Area*H^2*P_diff/(P_diff_r*pi))
        -H^2);
12 end
13
14 % feito manualmente, verificar uma forma melhor para fazer
    essa consideracao
15 A = [
16     Pos_Led_Sensor(2,1)-Pos_Led_Sensor(1,1) Pos_Led_Sensor
        (2,2)-Pos_Led_Sensor(1,2);
17     Pos_Led_Sensor(3,1)-Pos_Led_Sensor(1,1) Pos_Led_Sensor
        (3,2)-Pos_Led_Sensor(1,2);
18     Pos_Led_Sensor(4,1)-Pos_Led_Sensor(1,1) Pos_Led_Sensor
        (4,2)-Pos_Led_Sensor(1,2)];
19 B = 0.5*[
20     d_est_xy(1)^2-d_est_xy(2)^2+Pos_Led_Sensor(2,1)^2+
        Pos_Led_Sensor(2,2)^2-(Pos_Led_Sensor(1,1)^2+
        Pos_Led_Sensor(1,2)^2);
21     d_est_xy(1)^2-d_est_xy(3)^2+Pos_Led_Sensor(3,1)^2+
        Pos_Led_Sensor(3,2)^2-(Pos_Led_Sensor(1,1)^2+
        Pos_Led_Sensor(1,2)^2);
22     d_est_xy(1)^2-d_est_xy(4)^2+Pos_Led_Sensor(4,1)^2+
        Pos_Led_Sensor(4,2)^2-(Pos_Led_Sensor(1,1)^2+
        Pos_Led_Sensor(1,2)^2)];
23 Pos_Rx_est = ((A'*A)^-1)*A'*B;
24 %Pos_Rx_est = lsqr(A,B);

```

25 **end**

A.1.6 Novocontrole.m

Este programa foi o primeiro programa que efetuou o controle de potência no foto-transmissor de acordo com condições impostas no fotodetector. Os parâmetros de como foi feita essa simulação estão descritas na seção 6.3. Em sua grande maioria, este programa utiliza dados utilizados nas simulações anteriores.

```

1  clc ;
2  clear ;
3  close all ;
4  %% Propriedades no Detector
5  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
6  % Potencia LED
7  PLed = 1000e-3; % mW
8  % campo de visao do fotodetector
9  FOV = 70; % graus
10 % area do fotodetector
11 Area = 5.8E-6; % m^2
12 % semi-angulo do Tx para meia potencia
13 theta = 60; % graus
14 % n Ordem dem Emissao Lambertiana
15 n = -log10(2)/log10(cosd(theta));
16
17 %% Posicoes Tx e Rx
18 % tamanhos iniciais da sala
19 x1 = 5; y1 = 5; z1 = 3;
20 % altura do Rx
21 h = 2.85;
22
23 %% Taxa de transmissao
24 Rb = 200e6; % 200 Mbps
25

```

```

26 %% Tx1
27 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
28 % Posicoes Tx e Rx
29 x_Tx = x1/2; y_Tx = y1/2; z_Tx = h;
30 Pos_Tx = [x_Tx y_Tx z_Tx];
31
32 vy = 10e-2;
33 t = 0:y1/vy; %segundos
34 %fixos
35 x_Rx = x1/2; y_Rx = 0; z_Rx = 0;
36 Pos_Rx = [x_Rx y_Rx z_Rx];
37 N_Rx = [0 0 1];
38
39 % mudar Tx para -20 graus em y
40 %angle_init = -atand((x1/2)/z1);
41 %N_Tx = [0 0 -1]*[1 0 0; 0 cosd(angle_init) -sind(
         angle_init); 0 sind(angle_init) cosd(angle_init)];
42
43 %% Ruido
44 % ruido
45 % Dados retirados Fundamental Analysis for Visible-Light
         Communication System using LED Lights
46 q = 1.6E-19; % Carga do eletron
47 k = physconst('Boltzmann');
48 % c = physconst('LightSpeed');
49
50 % banda (100Mb/s)
51 B = Rb; %Mbps
52
53 % Responsividade do Fotodetector
54 R = 0.54; % A/W
55
56 % photocorrent due to ground radiation

```



```
57 I_b = 5400e-6; % uA
58
59 % temperatura ambiente
60 T = 25; % C
61 T_k = T+273; % K
62
63 % % open-loop voltage gain
64 Gol = 10;
65
66 % fixed capacitance of photodetector per unit area
67 Cpd = 112*10^-12/10^-4; %pF/cm^2
68
69 % channel noise factor
70 Gamma = 1.5;
71
72 % FET transconductance
73 gm = 30e-3; % mS
74
75 % noise bandwidth factor
76 I_2 = .562;
77 I_3 = .0868;
78
79 % ruido thermal
80 s2_th = sigma2_thermal(T, Gol, Cpd, Area, I_2, Rb, Gamma, gm, I_3)
      ;
81
82 % ruido background
83 data = 'ssi_v02r01_daily_s18820101_e18821231_c20170717.nc'
      ;
84 % matrix de dias por comprimento de onda
85 SSI = ncread(data, 'SSI');
86
87 % valores de w sao relativos a lambda em nm
```

```
88 lambda = ncread(data, 'wavelength');
89 lambda_led = 902.5; %nm (proximo do comprimento de pico do
    LED)
90 d_l = 30e-9; % 30 nm de banda
91
92 s2_bk = sigma2_background(Rb,R,d_l,lambda_led,data);
93
94 N0 = s2_th+s2_bk;
95
96 % considerando que estamos utilizando OOK com Ps0 = 0 e
    P_Rx = Ps1
97 P_min = 100e-3;
98 P_Tx_max = 10000e-3; %W
99
100 % Condiçao inicial
101 P_Tx = PLed;
102
103 % valores probabilidade de erro de bit
104 Pe_menor_erro = 1e-6;
105 Pe_maior_erro = 1e-4;
106
107 % potencia relativas aos erros
108 P_Rx_maior_erro = sqrt((N0*(qfuncinv(Pe_maior_erro))^2)/2)
    *(1/R);
109 P_Rx_menor_erro = sqrt((N0*(qfuncinv(Pe_menor_erro))^2)/2)
    *(1/R);
110
111 % alocaçao de memoria para melhorar a velocidade do
    programa
112 P_Rx = zeros(1,length(t));
113 Pe_plot = zeros(1,length(t));
114 HLOS = zeros(1,length(t));
115 HNLOS = zeros(1,length(t));
```

```

116 P_Tx_control = zeros(1,length(t));
117
118 % para o reflexo de 1st ordem nas paredes
119 M = 10;
120 Nx = x1*M; Ny = y1*M; Nz = round(z1*M);
121 x = linspace(0,x1,Nx);
122 y = linspace(0,y1,Ny);
123 z = linspace(0,z1,Nz);
124 N = max([Nx Ny Nz]);
125
126 %% Constantes
127 % coeficiente de reflexao da parede, neste caso e
      considerado o mesmo para todas as paredes na sala.
128 rho = 0.8;
129 N_Tx_0 = [0 0 -1];
130
131 %lembrar que depende da atualizacao de potencia
132 for i=1:length(t)
133     % memoria de potencia
134     P_Tx_control(i) = P_Tx;
135     % P_Tx_ant = P_Tx;
136
137     % atualiza angulo
138     %N_Tx = [1 0 0; 0 cosd(ang(i)) -sind(ang(i)); 0 sind(
      ang(i)) cosd(ang(i))]*[0 0 -1]';
139     %
      %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
140     %% HLOS %%
141     vTxRx = Pos_Tx-Pos_Rx;
142     d = sqrt(sum((vTxRx).^2));
143     N_Tx = -vTxRx/d;
144     % angulo entre Tx e Rx

```

```

145     cosphi = dot(vTxRx,N_Rx)/d;
146     phi_los = acosd(cosphi);
147     % fator para saber o novo phi_los rotacionado
148
149     %%%%%%%%%% HLOS %%%%%%%%%%
150     HLOS(i) = HLOS_func(Area ,FOV, n , Pos_Tx , Pos_Rx , N_Rx, N_Tx
151         );
152
153     %%%%%%%%%% HNLOS %%%%%%%%%%
154     HNLOS(i) = HNLOS_func(xl ,yl , zl , x , y , z , rho , Area ,FOV, n ,Nx
155         ,Ny , Nz , N_Tx , N_Rx , Pos_Tx , Pos_Rx );
156     P_Rx(i) = P_Tx_control(i)*(HLOS(i)+HNLOS(i));
157
158     % atualiza a posicao de RX
159     y_Rx = y_Rx + vy; % vx metros em um segundo
160     Pos_Rx = [x_Rx y_Rx z_Rx];
161
162     % considerando OOK, ajusta potencia se for depender
163     dos valores da SNR
164     Eb = 2*(P_Rx(i)*R)^2;
165     Pe = qfunc(sqrt(Eb/N0));
166
167     %% controle de potencia
168     if(Pe >= Pe_maior_erro)
169         % aumenta potencia no TX para o valor de P Tx para
170         o alcancar o
171         % maior erro possivel
172         P_Tx = P_Rx_maior_erro/(HLOS(i)+HNLOS(i));
173         % verifica saturacao no TX
174         if(P_Tx >= P_Tx_max)
175             P_Tx = P_Tx_max;
176         end
177         %atualiza potencia que chega no Rx

```

```

174         %%% Limite inferior
175     elseif(Pe <= Pe_menor_erro)
176         % diminui potencia se Probabilidade de erro for
           menor que o
177         % estimado
178         P_Tx = P_Rx_menor_erro/(HLOS(i)+HNLOS(i));
179         % no maximo para a potencia minima
180         if(P_Tx <= P_min)
181             P_Tx = P_min;
182         end
183     else
184         %caso contrario , mantem a potencia potencia
185         P_Tx = P_Tx_control(i);
186     end
187     P_Rx(i) = P_Tx*(HLOS(i)+HNLOS(i));
188     Eb = 2*(P_Rx(i)*R)^2;
189     Pe_plot(i) = qfunc(sqrt(Eb/N0));
190     % calcula o HLOS(i) + HNLOS(?) -> volta para o comeco
           do loop
191 end
192
193 figure(1)
194 p = plot(t,P_Tx_control,'g');
195 p(1).LineWidth = 2;
196 grid on;
197 title('a) Potencia Transmitida');
198 xlabel('tempo(s)');
199 ylabel('P_{Tx}(W)');
200
201 figure(2)
202 p = plot(t,P_Rx,t,P_Rx_menor_erro*ones(1,length(t)),t,
           P_Rx_maior_erro*ones(1,length(t)));
203 p(1).LineWidth = 2;

```

```

204 p(2).LineWidth = 2;
205 p(3).LineWidth = 2;
206 grid on;
207 title('b) Potencia Recebida');
208 ylabel('P_{Rx}(W)');
209 xlabel('tempo(s)');
210 legend('P_{Rx}', 'P_{low}', 'P_{high}');
211
212 %subplot(313)
213 figure(3)
214 p = plot(t, log10(Pe_plot), 'r');
215 p.LineWidth = 2;
216 % p(2).LineWidth = 2;
217 % p(3).LineWidth = 2;
218 title('c) taxa de erro de bit');
219 ylabel('log(BER)');
220 xlabel('tempo(s)');
221 % ylim([Pe_menor_erro 1.5*Pe_maior_erro]);
222 grid on;

```

A.1.7 Nlampadas_Rot.m

Este é o programa principal deste estudo. Ele realiza uma simulação que estima a posição do foto-transmissor, calcula quais são as potências respectivas aos valores de probabilidade de erro de bit considerados como máximo e mínimo, realiza o controle de acordo com valores que podem saturar o foto-receptor e realiza o controle de potência que chega no foto-transmissor. Isso tudo, considerando que o foto-receptor realiza uma trajetória circular no interior da sala. Ao final, são feitos os gráficos relativos as potências controladas em cada um dos transmissores.

```

1 clc;
2 clear;
3 close all;
4 %% Propriedades no Detector

```

```

5 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
6 % Potencia LED
7 PLed = 100e-3; % mW
8 % campo de visao do fotodetector
9 FOV = 70; % graus
10 % area do fotodetector
11 Area = 5.8E-6; % m^2
12 % semi-angulo do Tx para meia potencia
13 theta = 60; % graus
14 % n Ordem dem Emissao Lambertiana
15 n = -log10(2)/log10(cosd(theta));
16 % Ganho optico no concentrador
17 % index = 1;
18 % G_Con = index ^2/ sin(FOV) ^2;
19 % TS = 1;
20
21 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
22 %% Posicoes Tx e Rx
23 % tamanhos iniciais da sala
24 xl = 5; yl = 5; zl = 3;
25 % altura do Rx
26 %h = 2.85;
27
28 %% Taxa de transmissao
29 Rb = 200e6; % 200 Mbps
30
31 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
32 %% Posicao do Tx
33 x_Tx = 3*xl/4; y_Tx = yl/3; z_Tx = zl;
34 shift = yl/4;
35
36 Pos_Tx = [x_Tx y_Tx-shift z_Tx; x_Tx 2*y_Tx-shift z_Tx];
37

```

```
38 %% Ruidos
39 % ruído
40 % Dados retirados Fundamental Analysis for Visible-Light
    Communication System using LED Lights
41 % Responsividade do Fotodetector
42 R = 0.54; % A/W
43 % photocurrent due to ground radiation
44 I_b = 5400e-6; % uA
45 % temperatura ambiente
46 T = 25; % C
47 % % open-loop voltage gain
48 Gol = 10;
49 % fixed capacitance of photodetector per unit area
50 Cpd = 112*10^-12/10^-4; %pF/cm^2
51 % channel noise factor
52 Gamma = 1.5;
53 % FET transconductance
54 gm = 30e-3; % mS
55 % noise bandwidth factor
56 I_2 = .562;
57 I_3 = .0868;
58
59 % Calculo do ruído thermal
60 s2_th = sigma2_thermal(T, Gol, Cpd, Area, I_2, Rb, Gamma, gm, I_3)
    ;
61
62 % ruído devido a SSI (Solar Spectral Irradiance)
63 % I_sun = w(lambda)*delta_lambda
64 % w -> Solar Spectral Irradiance
65 % d_l -> largura de banda do OBPF que procede o
    photodetector
66 % ler arquivo SSI
67 % pegar o valor para w
```



```
68
69 data = 'ssi_v02r01_daily_s18820101_e18821231_c20170717.nc'
    ;
70
71 % valores de w sao relativos a lambda em nm
72 lambda_led = 902.5; %nm (proximo do comprimento de pico do
    LED)
73 d_l = 30e-9; % 30 nm de banda
74
75 s2_bk = sigma2_background(Rb,R,d_l,lambda_led,data);
76
77 N0 = s2_th+s2_bk ;
78 %% Condicoes inicial
79 % considerando que estamos utilizando OOK com Ps0 = 0 e
    P_Rx = Ps1
80 P_Tx_min = 100e-3;
81 P_Tx_max = 5000e-3; %W
82
83 % valores para SNR
84 Pe_menor_erro = 1e-6;
85 Pe_maior_erro = 1e-4;
86
87 % potencia relativas aos erros
88 P_Rx_maior_erro = sqrt((N0*(qfuncinv(Pe_maior_erro))^2)/2)
    *(1/R);
89 P_Rx_menor_erro = sqrt((N0*(qfuncinv(Pe_menor_erro))^2)/2)
    *(1/R);
90
91 %% Movimento do Rx
92 % Nesse caso, foi feito um movimento circular, verificar
    linhas de
93 % atualizacao da posicao
94 v = 10e-2; % cm/s
```

```
95 radius = 1;
96 n_rot = 1; % numero de rotacoes
97 L = 2*pi*radius*n_rot;
98 t = 0:floor(L/v); %segundos
99
100 % Diminuir a complexidade para a trajetoria circular
101 ang = linspace(0,L,length(t)+1);
102
103 % Posicao inicial do Rx
104 x_Rx = x1/4+radius*cos(ang(1));
105 y_Rx = y1/4+radius*sin(ang(1));
106 z_Rx = 0;
107
108 Pos_Rx = [x_Rx y_Rx z_Rx];
109 N_Rx = [0 0 1];
110
111 %% "Alocacao de memoria" para melhorar a velocidade do
    programa
112 num_led = ndims(Pos_Tx);
113
114 P_Rx = zeros(1,length(t));
115 Pe_plot = zeros(1,length(t));
116 HLOS = zeros(num_led,length(t));
117 HNLOS = zeros(num_led,length(t));
118 P_Tx = zeros(num_led,length(t));
119 P_Rx_antes = zeros(1,length(t));
120 P_Tx_control = zeros(num_led,length(t));
121 Pe = zeros(num_led,length(t));
122
123 % para o reflexo de 1st ordem nas paredes
124 M = 10;
125 Nx = x1*M; Ny = y1*M; Nz = round(z1*M);
126 x = linspace(0,x1,Nx);
```

```
127 y = linspace(0, y1, Ny);
128 z = linspace(0, z1, Nz);
129 N = max([Nx Ny Nz]);
130
131 %% Outros valores
132 % coeficiente de reflexao da parede, neste caso e
      considerado o mesmo para todas as paredes na sala.
133 rho = 0.8;
134
135 % lembrar que depende da atualizacao de potencia
136 P_Tx(:, 1) = [PLed PLed];
137
138 % Referencial
139 % x<- y-> z ^|
140 % 1(0,0) -> 2(0, y1)
141 % | |
142 % 4(x1, 0) <- 3(x1, y1)
143
144 Pos_Led_Sensor = [0 0 z1; 0 y1 z1; x1 y1 z1; x1 0 z1];
145 eta_OOK = .125; %12,5%
146 P_const = 4; % 4 W
147 %erro_x = zeros(1, length(t));
148 %erro_y = zeros(1, length(t));
149
150 %% Controle de Potencia
151 for i=1:length(t)
152     % memoria de potencia para o calculo do controle
153     if i==1
154         P_Tx_control(:, i) = P_Tx(:, i);
155     else
156         %recebe a potencia anterior
157         P_Tx_control(:, i) = P_Tx(:, i-1);
158     end
```

```

159     %%% Triangulation com RSS (4 LEDs)
160     X = LLS_Estimation4(eta_OOK, P_const, Pos_Led_Sensor,
        Pos_Rx, Area, n);
161     Pos_Rx_est = [X' Pos_Rx(3)];
162     % atualiza para posicao estimada
163     Pos_Rx = Pos_Rx_est;
164
165     %%% Calcula potencia dos LEDs
166     for j=1:num_led
167         vTxRx = Pos_Tx(j,:) - Pos_Rx;
168         d = sqrt(sum((vTxRx).^2));
169         N_Tx = -vTxRx/d;
170         HLOS(j,i) = HLOS_func(Area,FOV,n,Pos_Tx(j,:),
            Pos_Rx,N_Rx,N_Tx);
171         HNLOS(j,i) = HNLOS_func(xl,yl,zl,x,y,z,rho,Area,
            FOV,n,Nx,Ny,Nz,N_Tx,N_Rx,Pos_Tx(j,:),Pos_Rx);
172     end
173     %%% calcula valor de P_Rx para que chega no local
174     for j=1:num_led
175         P_Rx_antes(i) = P_Rx_antes(i) + P_Tx_control(j,i)
            *(HLOS(j,i)+HNLOS(j,i));
176     end
177     % considerando OOK, ajusta potencia se for depender
        dos valores da SNR
178     Eb_antes = 2*(P_Rx_antes(i)*R)^2;
179     Pe(i) = qfunc(sqrt(Eb_antes/N0));
180
181     % atualiza posicao real do Rx
182     % verificar uma funcao para esse trajeto
183     y_Rx = xl/4+radius*sin(ang(i+1)); % vx metros em um
        segundo
184     % y_Rx = y_Rx_anterior +
185     x_Rx = yl/4+radius*cos(ang(i+1));

```

```
186     Pos_Rx = [x_Rx y_Rx z_Rx];
187
188     %% Controle de acordo com o probabilidade de erro do
189     bit
190     for k = 1:num_led
191         if(Pe(i) >= Pe_maior_erro)
192             P_Tx(k,i) = (P_Rx_maior_erro/num_led)/(HLOS(k,
193                 i)+HNLOS(k,i));
194
195             %verifica saturacao maxima
196             if(P_Tx(k,i) >= P_Tx_max)
197                 P_Tx(k,i) = P_Tx_max;
198             end
199         elseif(Pe(i) <= Pe_menor_erro)
200             P_Tx(k,i) = (P_Rx_menor_erro/num_led)/(HLOS(k,
201                 i)+HNLOS(k,i));
202
203             %verifica saturacao minima
204             if(P_Tx(k,i) <= P_Tx_min)
205                 P_Tx(k,i) = P_Tx_min;
206             end
207         else
208             % Consideracao em manter a potencia do P_Tx
209             constante
210             P_Tx(k,i) = P_Tx_control(k,i);
211         end
212         %% Potencia controlada atualizada
213         P_Rx(i) = P_Rx(i) + P_Tx(k,i)*(HLOS(k,i)+HNLOS(k,i)
214             ));
215     end
216
217     %atualiza o valor de Pe
218     Eb = 2*(P_Rx(i)*R)^2;
```

```
214     Pe_plot(i) = qfunc(sqrt(Eb/N0));
215
216 end
217
218 %% Plots
219 figure(1)
220 p = plot(t,P_Tx(1,:),t,P_Tx(2,:),t,P_Tx(1,:)+P_Tx(2,:));
221 p(1).LineWidth = 2;
222 p(2).LineWidth = 2;
223 p(3).LineWidth = 2;
224 grid on;
225 title('Potencia transmitida');
226 xlabel('tempo(s)');
227 ylabel('P_{Tx}(W)');
228 legend('P_{TX1}','P_{TX2}','sumP_{TX}');
229
230 figure(2)
231 p = plot(t,P_Rx,t,P_Rx_menor_erro*ones(1,length(t)),t,
          P_Rx_maior_erro*ones(1,length(t)));
232 p(1).LineWidth = 2;
233 p(2).LineWidth = 2;
234 p(3).LineWidth = 2;
235 grid on;
236 title('Potencia Recebida');
237 xlabel('tempo(s)');
238 ylabel('P_{Rx}(W)');
239 legend('P_{Rx}','P_{low}','P_{high}');
240
241 figure(3)
242 plot(t,log10(Pe_plot));
243 title('Taxa de erro de bit');
244 ylabel('log(BER)');
245 xlabel('tempo(s)');
```

246 `grid on;`