

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Felipe Loose

**TÉCNICA DE COMUNICAÇÃO POR LUZ VISÍVEL EM UM
CONVERTOR REBAIXADOR PARA SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO A
LED**

Santa Maria, RS
2018

Felipe Loose

**TÉCNICA DE COMUNICAÇÃO POR LUZ VISÍVEL EM UM CONVERSOR
REBAIXADOR PARA SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO A LED**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Engenharias IV, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

ORIENTADOR: Prof. Alexandre Campos

COORIENTADOR: Prof. Carlos Henrique Barriquello

Santa Maria, RS
2018

Loose, Felipe

Técnica de Comunicação por Luz Visível em um Conversor Rebaixador para Sistemas de Iluminação a LED / Felipe Loose.- 2018.

125 p.; 30 cm

Orientador: Alexandre Campos

Coorientador: Carlos Henrique Barriquello

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2018

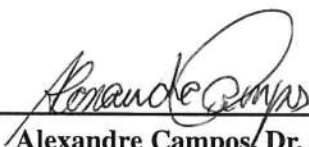
1. Comunicação por Luz Visível 2. Conversor Rebaixador
3. Diodos Emissores de Luz 4. Sistemas de Iluminação I.
Campos, Alexandre II. Barriquello, Carlos Henrique III.
Título.

Felipe Loose

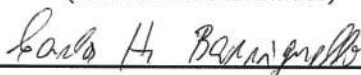
**TÉCNICA DE COMUNICAÇÃO POR LUZ VISÍVEL EM UM CONVERSOR
REBAIXADOR PARA SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO A LED**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Engenharias IV, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

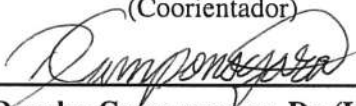
Aprovado em 27 de fevereiro de 2018:



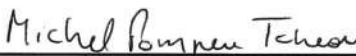
Alexandre Campos, Dr. (UFSM)
(Presidente/Orientador)



Carlos Henrique Barriquello, Dr. (UFSM)
(Coorientador)



Douglas Camponogara, Dr. (UFSM)



Michel Pompeu Tcheou, Dr. (UERJ)

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho ao meu pai, Airton Loose (in memoriam), pelo seu amor incondicional por mim.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer primeiramente ao meu pai, Airton Loose (in memoriam), por ter dedicado à mim todo o seu trabalho e amor durante a sua vida, que me guiaram neste caminho que trilhei para estar aonde cheguei hoje.

Ao restante de minha família, minha mãe Zair e minha irmã Júlia, pelo amor e incentivo ao longo desta caminhada.

A Deborah Luísa Pompeo, pela paciência, companheirismo e pela presença fundamental durante os dias mais claros e as noites mais escuras.

Ao professor, educador e amigo, Alexandre Campos, pela amizade, pela orientação, pelas ideias e por me mostrar que a engenharia é uma das formas de expressar a nossa paixão pelo desconhecido que se há a descobrir mundo afora.

Aos professores Carlos Henrique Barriquello e Marco Antônio Dalla Costa, pela amizade, pelo suporte e pelos conhecimentos compartilhados.

Aos engenheiros e amigos Renan Duarte, Lucas Teixeira e Paulo César Luz, pela ajuda e suporte fundamentais para a consolidação deste trabalho.

Aos futuros engenheiros e colegas de trabalho, Christian Barth, Adrion Rosanelli e João Paulo Brum, pelo suporte à pesquisa desta dissertação.

A todos os integrantes do grupo Gedre - Inteligência em Iluminação e aos funcionários da secretaria da PPGEE e do NUPEDDEE, pelo suporte nas atividades acadêmicas ao longo destes dois anos.

Por último, à Coordenação de Aperfeiçoamento de Nível Superior, pelo suporte financeiro a este trabalho.

*The world is full of obvious things which
nobody by any chance ever observes.*

(Sherlock Holmes, The Hound of the Baskervilles)

RESUMO

TÉCNICA DE COMUNICAÇÃO POR LUZ VISÍVEL EM UM CONVERSOR REBAIXADOR PARA SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO A LED

AUTOR: Felipe Loose

ORIENTADOR: Alexandre Campos

COORIENTADOR: Carlos Henrique Barriquello

Este trabalho apresenta a modelagem e implementação prática de um conversor rebaixador síncrono operando como circuito de acionamento e controle de Diodos Emissores de Luz (LEDs) voltados para Comunicação por Luz Visível (CLV). Utiliza-se o conversor para modular a luz gerada pelos LEDs de maneira a transmitir dados e iluminar o ambiente. Apresenta-se, em detalhes, uma revisão bibliográfica sobre o estado da arte da CLV. Em adição, apresenta-se a capacidade do conversor em destaque de sintetizar uma modulação binária por chaveamento de fase oriunda da ondulação de saída (*ripple*) inerente à operação do circuito. Desta forma, esta modulação não utiliza da adição de elementos extras de potência para agregar a função de CLV em sistemas de iluminação baseados em LEDs. Esta característica torna-se atrativa para a aplicação desta técnica em redes de sensores e ambientes de Internet das Coisas. Apresenta-se a modelagem matemática completa do sistema enquanto fonte de potência para iluminação e enquanto parte de um transmissor digital em um sistema de comunicação. Avalia-se a Taxa de Erro de Bit do sistema para um canal de ruído branco gaussiano aditivo. Por fim, os resultados experimentais em uma carga de LEDs de 22,6 W validam a técnica de CLV proposta, apresentando uma análise comparativa acerca da eficácia do sistema durante o funcionamento da transmissão.

Palavras-chave: Comunicação por Luz Visível. Conversor Rebaixador. Diodos Emissores de Luz. Sistemas de Iluminação.

ABSTRACT

VISIBLE LIGHT COMMUNICATION TECHNIQUE IN A STEP DOWN CONVERTER FOR LED-BASED LIGHTING SYSTEMS

AUTHOR: Felipe Loose

ADVISOR: Alexandre Campos

CO-ADVISOR: Carlos Henrique Barriquello

This work presents the complete formulation of a synchronous buck converter operating as a Light Emitting Diode (LED) driver for Visible Light Communication (VLC). It also presents a state of the art review on VLC technology. VLC consists on the use of LEDs as transmitters of digital information by modulating their light throughout an optical wireless channel. The converter is able to synthesize a binary phase shift keying (BPSK) modulation at the LED's current while operating as power source for both communication and illumination functions. The modulation is given by the phase change of the converter's inherent ripple waveform, which transmits data without requiring any other extra power components. Given this reason, this application is advantageous to be in VLC networks composed by sensor networks and many other Internet of Things environments of low implementation cost. Moreover, the complete mathematical modeling of the converter as part of a communication system is given. The Bit Error Rate is evaluated by means of simulations and analytical results. Finally, experimental results in a 22,6 W LED load validate the proposed theory and show the impacts imposed by the communication function on the system's efficacy.

Keywords: Visible Light Communication. Light Emitting Diodes. Power converters.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Diagrama de blocos de um sistema de CLV.	24
Figura 1.2 – Espectro eletromagnético.	25
Figura 1.3 – Topologias de circuitos para LEDs: (a) Estágio Único. (b) Dois Estágios. ..	28
Figura 2.1 – Circuito LLC ressonante dimerizável com capacidade de CLV.	39
Figura 2.2 – Circuito Rebaixador dimerizável sem capacitor de saída.	41
Figura 2.3 – Exemplo de conversor rebaixador com <i>feedback</i> e CLV através do rastreo da referênciã.	43
Figura 2.4 – Circuito conversor rebaixador síncrono de duas fases para modulação QAM.	44
Figura 2.5 – Concepção de circuito para LEDs com o uso de amplificadores lineares.	45
Figura 2.6 – Circuito híbrido para CLV de alta taxa de dados.	47
Figura 3.1 – Modelo de blocos genérico para um sistema de comunicação digital.	50
Figura 3.2 – Modelo matemático do receptor digital para detecção binária.	53
Figura 3.3 – Exemplo de modulação Liga-Desliga.	56
Figura 3.4 – Exemplo de modulação por chaveamento de fase.	57
Figura 3.5 – Exemplo de modulação binária por posição de pulso.	58
Figura 4.1 – Exemplo de sistema CLV.	67
Figura 4.2 – Conversor rebaixador síncrono.	68
Figura 4.3 – Circuito da etapa 1.	69
Figura 4.4 – Circuito da etapa 2.	70
Figura 4.5 – Modelagem CA para cálculo do capacitor de saída do circuito.	77
Figura 4.6 – Esquemático no PSIM.	78
Figura 4.7 – Pulso de sinal utilizado para transmissão usando conversor rebaixador.	81
Figura 5.1 – Esquemático do sistema de modulação para acionamento das chaves.	91
Figura 5.2 – Esquemático de circuito modulador para controle das chaves.	91
Figura 5.3 – Fotografia do protótipo do circuito de acionamento e conversor.	93
Figura 5.4 – Fotografia da placa do circuito conversor.	94
Figura 5.5 – Circuito de detecção usando fotodiodo.	94
Figura 5.6 – Diagrama de blocos do teste de detecção experimental.	95
Figura 5.7 – Teste de detecção experimental com transição de <i>bits</i> . De cima para baixo: (CH1) sequência de bits; (CH2) sinal no receptor; (CH3) tensão nos LEDs; (CH4) corrente nos LEDs. Distância: 1,5 m. Acoplamento CA dos canais CH2 e CH3.	97
Figura 5.8 – Teste de detecção experimental com sequências de 0s e 1s . De cima para baixo: (CH1) sequência de bits; (CH2) sinal no receptor; (CH3) tensão nos LEDs; (CH4) Corrente nos LEDs. Distância: 1,5 m. Acoplamento CA dos canais CH2 e CH3.	97
Figura 5.9 – Tensão e corrente nos LEDs durante transmissão. Do topo para baixo: (CH1) sequência de bits; (CH2) sinal PWM; (CH3) corrente nos LEDs; (CH4) tensão nos LEDs. Medição de valores médios. Acoplamento CC.	98
Figura 5.10 – Tensão e corrente nos LEDs sem transmissão. Ondulação de 44%. Medições de valores médios e pico-a-pico da corrente. Acoplamento CC.	99
Figura 5.11 – Tensão e corrente nos LEDs com transmissão de padrão alternado de <i>bits</i> . Ondulação de 44%. Medições de valores médios e pico-a-pico da corrente. Acoplamento CC.	100

LISTA DE GRÁFICOS

Gráfico 2.1 – DEP de LED comercial para diferentes temperaturas de cor (em kelvin). . .	35
Gráfico 2.2 – DEP de fotosensor comercial para utilizada para captura dos sinais de luz. .	36
Gráfico 2.3 – Fluxo luminoso vs. Corrente em uma amostra de LED e sua relação de não-linearidade e dependência da temperatura de junção em 3 níveis controlados e em convecção livre.	38
Gráfico 3.1 – Taxa de Erro de <i>Bit</i> vs. Relação Sinal Ruído em canal AWGN. MPP com $D = 0,3$	62
Gráfico 3.2 – Taxa de Erro de <i>Bit</i> vs. Relação Sinal Ruído em canal AWGN. MPP com $D = 0,7$	63
Gráfico 4.1 – Gráfico da tensão V_D e o seu valor médio.	68
Gráfico 4.2 – Forma de onda da corrente $i_L(t)$	71
Gráfico 4.3 – parcela alternada de $i_{LED}(t)$	73
Gráfico 4.4 – Variáveis do conversor e exemplo de transmissão de dados.	76
Gráfico 4.5 – Simulação no PSIM. Corrente e tensão nos LEDs com CLV.	80
Gráfico 4.6 – Simulação no PSIM. Corrente CA nos LEDs e PWM com CLV.	80
Gráfico 4.7 – Diferença entre os pulsos $p_1(t)$ e $p_0(t)$ para modulação polar por chaveamento de fase.	82
Gráfico 4.8 – Comparação analítica e simulada da modulação proposta para TEB quando $D = 0,5$	84
Gráfico 4.9 – Comparação analítica e simulada da modulação proposta para TEB quando $D = 0,5$	85
Gráfico 4.10 – Aumento da RSR em função de D para uma mesma TEB. Desvios simétricos de $D = 0,5$	86
Gráfico 4.11 – Comparação da modulação proposta para TEB quando $D = 0,8$	87
Gráfico 4.12 – Comparação da modulação proposta para TEB quando $D = 0,2$	88
Gráfico 5.1 – Comparação entre D e portadora triangular.	92
Gráfico 5.2 – Medidas da eficácia dos experimentos de acordo com o percentual da ondulação de saída, com e sem transmissão de dados.	100
Gráfico 5.3 – Medidas da eficiência dos conversores no processamento da energia, com e sem transmissão de dados.	101
Gráfico B.1 – Pulsos oriundos da dinâmica de carga e descarga do indutor.	117
Gráfico B.2 – Pulsos quando $D \leq 0,5$	119
Gráfico B.3 – Pulsos quando $D \geq 0,5$	120

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Argumento da função $Q(\cdot)$ para as modulações em destaque.....	62
Tabela 4.1 – Parâmetros da simulação.....	79
Tabela 5.1 – Especificações dos protótipos.....	90
Tabela 5.2 – Número de série dos indutores utilizados.	90
Tabela 5.3 – Componentes para o controle do acionamento dos conversores.....	93
Tabela 5.4 – Redução percentual da eficácia do sistema na análise de pior caso.....	101

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>LED</i>	<i>Light Emitting Diode</i>
<i>VLC</i>	<i>Visible Light Communication</i>
<i>CLV</i>	Comunicação por Luz Visível
<i>WOC</i>	<i>Wireless Optical Communications</i>
<i>COSF</i>	Comunicações Ópticas Sem Fio
<i>IV</i>	Infravermelho
<i>IR</i>	<i>Infrared</i>
<i>ISI</i>	<i>Intersymbol Interference</i>
<i>IM/DD</i>	<i>Intensity Modulation/Direct Detection</i>
<i>MI/DD</i>	Modulação por intensidade/Detecção Direta
<i>RF</i>	Rádio-frequência
<i>SNR</i>	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
<i>RSR</i>	Relação Sinal-Ruído
<i>BER</i>	<i>Bit Error Rate</i>
<i>TEB</i>	Taxa de Erro de <i>Bit</i>
<i>OFDM</i>	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
<i>QAM</i>	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
<i>PFC</i>	<i>Power Faction Correction</i>
<i>CFP</i>	Correção do Fator de Potência
<i>EP</i>	Estágio de Potência
<i>MPP</i>	Modulação por Posição de Pulso
<i>PPM</i>	<i>Pulse Position Modulation</i>
<i>OOK</i>	On-Off Keying
<i>AWGN</i>	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
<i>FSOC</i>	<i>Free Space Optical Communication</i>
<i>COSF</i>	Comunicações Ópticas Sem Fio
<i>ITU</i>	<i>International Telecommunication Union</i>

<i>OLED</i>	<i>Organic Light Emitting Diode</i>
<i>FP</i>	Fator de Potência
<i>TDH</i>	Taxa de Distorção Harmônica
<i>DEP</i>	Densidade Espectral de Potência
<i>PET</i>	<i>Photo-Electro-Thermal</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	23
1.1	COMUNICAÇÃO POR LUZ VISÍVEL (CLV)	23
1.2	HISTÓRICO DAS COMUNICAÇÕES ÓPTICAS SEM FIO	24
1.3	VANTAGENS DA COMUNICAÇÃO POR LUZ VISÍVEL	26
1.4	CIRCUITOS DE ACIONAMENTO PARA LEDS	27
1.5	MOTIVAÇÃO DESTE TRABALHO	29
1.6	DELIMITAÇÃO DO TEMA.....	30
1.7	OBJETIVOS	30
2	SOBRE OS CIRCUITOS DE ACIONAMENTO PARA LEDS	33
2.1	INTRODUÇÃO	33
2.2	CARACTERÍSTICAS DOS LEDS E SUAS INFLUÊNCIAS EM CLV	34
2.2.1	Influência da Temperatura de Cor	34
2.2.2	Influência da Camada de Fósforo	36
2.2.3	Influência da Teoria Foto-Elétrico-Térmica em CLV	37
2.3	CIRCUITOS DE ACIONAMENTO DE DUPLO PROPÓSITO.....	39
2.3.1	Conversores Chaveados com Interruptor Auxiliar	39
2.3.1.1	<i>Conversor LLC Ressonante Dimerizável em Modo Burst</i>	39
2.3.1.2	<i>Conversor Rebaixador Sem Capacitor de Saída</i>	40
2.3.2	Conversores Chaveados Sem Interruptor Auxiliar	42
2.3.2.1	<i>Comunicação pela Malha de Controle do Conversor</i>	42
2.3.2.2	<i>Conversor Rebaixador Síncrono de Duas Fases</i>	43
2.3.3	Circuitos Utilizando Amplificadores Lineares	45
2.3.4	Circuitos com Configurações Híbridas	46
2.4	CONCLUSÕES PARCIAIS	47
3	SOBRE A TEORIA DOS SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO DIGITAL	49
3.1	INTRODUÇÃO	49
3.2	TAXA DE ERRO DE <i>BIT</i> (TEB).....	51
3.2.1	Modelo do Transmissor	52
3.2.2	Modelo do Canal	52
3.2.3	Modelo do Receptor	53
3.2.4	Caso Especial para Ruído Gaussiano Branco	54
3.3	MODULAÇÕES BINÁRIAS MAIS UTILIZADAS	55
3.3.1	Modulação Liga-Desliga	56
3.3.2	Modulação por Chaveamento de Fase	57
3.3.3	Modulação por Posição de Pulso (MPP)	58
3.3.4	Modulação por Pulsos Ortogonais	59
3.4	SIMULAÇÃO DA TEB	59
3.4.1	Metodologia para o Cálculo da TEB	60
3.4.2	Comparação entre as Modulações	61
3.5	CONCLUSÕES PARCIAIS	62
4	MODULAÇÃO PROPOSTA PARA CLV	65
4.1	INTRODUÇÃO	65
4.2	MODELAGEM DO CONVERSOR REBAIXADOR.....	67
4.3	MODULAÇÃO POLAR EM CONVERSOR REBAIXADOR	72
4.3.1	Componentes de Frequência da Corrente de Saída	72

4.3.2	Mudança de Fase da Portadora	74
4.4	SIMULAÇÃO DO CIRCUITO	75
4.4.1	Parâmetros do circuito	75
4.4.2	Simulação no PSIM	78
4.5	DETERMINAÇÃO DA TEB	79
4.5.1	Modelagem do Pulso $p(t)$	81
4.5.2	Filtro Casado	82
4.5.3	Simulação da TEB	83
4.6	CONCLUSÕES PARCIAIS	86
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	89
5.1	DESENVOLVIMENTO DOS PROTÓTIPOS	89
5.1.1	Circuitos Conversores	89
5.1.2	O Modulador por Largura de Pulso	90
5.1.3	Setup Experimental	92
5.1.4	Circuito Detector	94
5.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	95
5.2.1	Transmissão e Recepção de Dados	95
5.2.2	Eficácia do sistema	98
5.3	CONCLUSÕES PARCIAIS	101
6	CONCLUSÕES FINAIS	103
6.1	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	105
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	107
	APÊNDICE A – CÓDIGO PARA SIMULAÇÃO DA TAXA DE ERRO DE BIT	113
	APÊNDICE B – DETERMINAÇÃO DO COEFICIENTE DE CORRELAÇÃO ρ	117
	APÊNDICE C – CÓDIGO PARA SIMULAÇÃO DA TAXA DE ERRO DE BIT DA MODULAÇÃO PROPOSTA	123

1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, serão apresentados os conceitos introdutórios que definem o trabalho desta Dissertação de Mestrado. Primeiramente, é abordada uma visão geral considerando o uso de Diodos Emissores de Luz¹ (LEDs) para a Comunicação por Luz Visível (CLV), como também uma contextualização das pesquisas sobre deste tema. Em adição, é apresentada uma breve contextualização acerca dos circuitos de acionamento para LEDs em sistemas de iluminação. Por fim, são apresentados a motivação, os objetivos gerais e os objetivos específicos desta dissertação.

1.1 COMUNICAÇÃO POR LUZ VISÍVEL (CLV)

A evolução da tecnologia aplicada aos sistemas de iluminação sofreu um rápido avanço devido ao aumento da presença de dispositivos semicondutores na iluminação artificial. Dentre estes, destaca-se o uso de LEDs como fontes de iluminação, substituindo o uso das lâmpadas incandescentes e também das lâmpadas fluorescentes. O uso de LEDs na iluminação artificial apresenta uma série de vantagens em comparação com as tecnologias anteriores, tais como: o aumento da eficácia luminosa; o aumento da vida-útil dos sistemas de iluminação e também na qualidade da iluminação gerada (SCHRATZ et al., 2016). Em adição, a utilização de LEDs como fonte de iluminação também permite adicionar outras funcionalidades às luminárias convencionais. Dentre elas, destaca-se neste trabalho o uso do LED como um dispositivo capaz de transmitir dados através da modulação da luz gerada por eles.

A possibilidade do uso do LED para CLV vem da capacidade deste semicondutor de responder a estímulos elétricos em altas frequências (KOMINE; NAKAGAWA, 2004). Devido a esta característica de resposta, LEDs podem ser utilizados como transmissores de informação em um Canal Óptico de Espaço Livre² com taxas de transmissão suficientemente altas. A capacidade de resposta em frequência (largura de banda) varia de acordo com o tipo de LED utilizado. Por esta razão, esta dissertação trata somente do uso de LEDs brancos obtidos através de um processo de dopagem do semicondutor com uma camada de fósforo³ (KARUNATILAKA et al., 2015; PATHAK et al., 2015; SCHRATZ et al., 2016). Para este tipo de LED, a largura de banda varia em torno de 0 a 2 MHz (PATHAK et al., 2015).

Ademais, para que a luz gerada pelos LEDs possa transmitir informação, a modulação da mesma é possível mediante o uso de um circuito eletrônico para o controle da corrente nos mesmos. Para a detecção do receptor, usualmente emprega-se o uso de fotodiodos como trans-

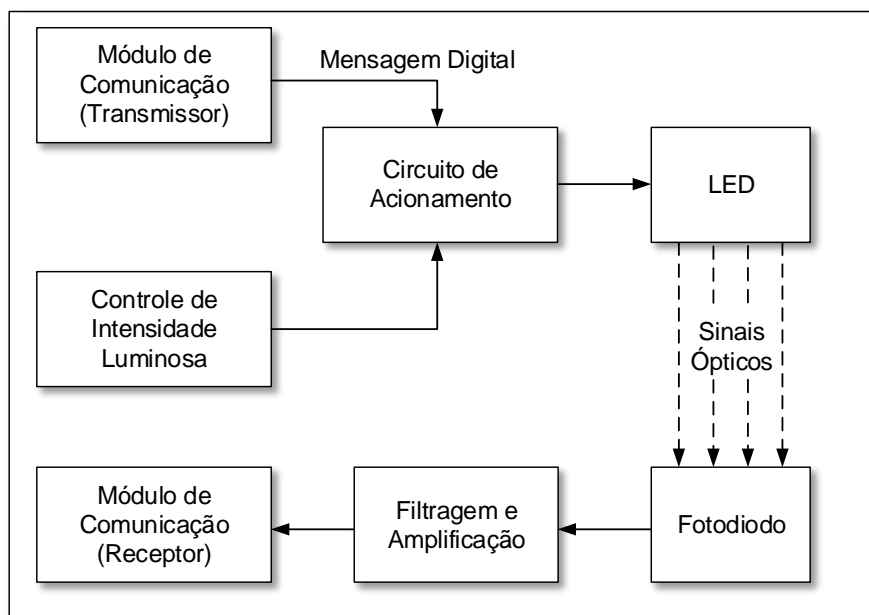
¹Light Emitting Diode (LED).

²Free-Space Optical Channel (FSOC) (KARP; O'NEILL; GAGLIARDI, 1970).

³Comumente conhecidos na literatura como "Phosphor-Coated White LEDs" - PCW LEDs (SCHUBERT, 2006).

dutores, convertendo os sinais ópticos em sinais elétricos de corrente ou tensão para posterior processamento e extração da informação digital enviada. Em adição, por se tratar de um canal de comunicação onde o sinal é dado em função da potência óptica, a modulação da CLV é classificada como Modulação de Intensidade/Detecção Direta⁴, onde o feixe de luz deve incidir fisicamente o receptor, seja através de incidência direta ou através de incidência indireta por meio de reflexões em outros objetos ou paredes (KAHN; BARRY, 1997; KOMINE; NAKAGAWA, 2004; PATHAK et al., 2015). Por fim, a figura 1.1 apresenta um diagrama de blocos de um sistema de CLV. Percebe-se a utilização de um circuito de acionamento de duplo-propósito, responsável por regular o nível de intensidade luminosa para fins de iluminar o ambiente como também enviar dados através de um mecanismo de comunicação digital. Para a captura dos sinais ópticos, utiliza-se um fotodiodo em série com um circuito de amplificação e filtragem do sinal, que é então recebido pelo módulo de comunicação do receptor.

Figura 1.1 – Diagrama de blocos de um sistema de CLV.



Fonte: Adaptado de Pathak et al. (2015).

1.2 HISTÓRICO DAS COMUNICAÇÕES ÓPTICAS SEM FIO

O histórico significativo das pesquisas em Comunicações Ópticas Sem Fio⁵ (COSF) datam desde os primeiros estudos envolvendo a transmissão de dados através de ondas na faixa do Infravermelho⁶ (IV) do espectro eletromagnético. O artigo de Gfeller e Bapst (1979) é clas-

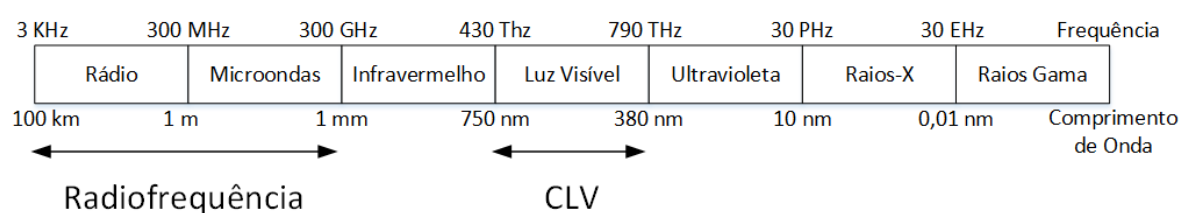
⁴Intensity Modulation/Direct Detection (IM/DD) (KAHN; BARRY, 1997).

⁵Optical Wireless Communications (OWC).

⁶Infrared (IR).

sificado como o pioneiro no estudo do uso da faixa do IV para comunicação⁷, ao apresentar um trabalho envolvendo aplicações desta tecnologia para ambientes interiores. Desde então, o avanço das COSF culminaram para o uso do espectro eletromagnético com ondas portadoras situadas em comprimentos de onda menores, dentro da faixa da luz visível. Por esta razão, esta forma de comunicação sem fio utilizando a luz visível como meio é usualmente chamada de *Visible Light Communication* (VLC), ou Comunicação por Luz Visível (CLV), em uma tradução livre. Esta parcela corresponde à faixa do espectro eletromagnético situada entre os comprimentos de onda de 750 nm a 380 nm (SCHUBERT, 2006), conforme apresenta a figura 1.2.

Figura 1.2 – Espectro eletromagnético.



Fonte: Adaptado de Pathak et al. (2015).

Em adição, no início da década de 2000, pesquisas conduzidas por Tanaka et al. (2003) e Komine e Nakagawa (2004) realizaram os primeiros estudos teóricos envolvendo a possibilidade do uso da iluminação gerada por LEDs brancos como transmissores ópticos sem fio. No artigo, intitulado *Fundamental Analysis for Visible-Light Communication system using LED Lights*, os autores apresentam o possível uso da CLV em ambientes interiores envolvendo quatro luminárias de LED (KOMINE; NAKAGAWA, 2004), um cenário bastante semelhante ao proposto por Gfeller e Bapst (1979). A partir desta aplicação, são apresentadas a modelagem matemática do canal óptico e a análise da relação sinal-ruído⁸ (SNR) para uma modulação Liga-Desliga (*On-Off Keying* - OOK), em função da interferência intersimbólica⁹ (ISI) e do campo de visão¹⁰ (FOV) entre transmissor e receptor. Os resultados apresentados por esta pesquisa tornaram-se fundamentais para o progresso da CLV sob o ponto de vista da Engenharia de Telecomunicações, apresentando, com o devido rigor matemático, o desenvolvimento de modelos de um cenário de aplicação envolvendo ambientes interiores. Desde então, conforme é afirmado por Tsiatmas et al. (2014), cientistas e engenheiros de Telecomunicações vem trabalhando nesta área com o intuito de alcançar os limites físicos desta tecnologia, apresentando resultados envolvendo as métricas usuais em Telecomunicações, como as apresentadas por Komine e Nakagawa (2004).

⁷A faixa de IV ainda é bastante utilizada para diversas aplicações e também encontra-se em constante evolução desde a década de 70. Para maiores informações, visite o website da *Infrared Data Association* (<http://www.irda.org>).

⁸*Signal-to-noise ratio* (SNR).

⁹*Intersymbol interference* (ISI).

¹⁰*Field of view* (FOV).

A CLV tem se apresentado como uma forma alternativa de comunicação sem fio. Dentre as diversas aplicações sugeridas, estuda-se utilizar a CLV em cenários em que existe certa desvantagem da comunicação sem fio baseada em RF. Por exemplo, Armstrong, Ahmet e Neild (2013) apresentam a CLV como uma alternativa para aplicações envolvendo localização e posicionamento em ambientes fechados¹¹, onde a comunicação em RF muitas vezes não é capaz de cobrir grandes áreas devido à atenuação gradativa das ondas portadoras causadas pela presença da infra-estrutura de edifícios, estacionamentos, depósitos fechados, etc. Ainda, a CLV vem sendo tratada como uma opção para ser utilizada em domótica. Em um exemplo de aplicação, Ergul, Dinc e Akan (2015) apresentam um conceito de uma luminária operando como um “satélite transmissor”, dedicado para um ambiente fechado de uma residência, sendo responsável por se comunicar com equipamentos inteligentes que se encontram sob a incidência de sua luz. Por fim, outras aplicações, conforme aponta Karunatilaka et al. (2015), encontram-se em ambientes onde uso da comunicação em RF pode ocasionar interferências indesejadas. Exemplos destes ambientes incluem hospitais, aviões comerciais, indústrias químicas, subestações de energia elétrica, plataformas de petróleo, refinarias, entre outros.

1.3 VANTAGENS DA COMUNICAÇÃO POR LUZ VISÍVEL

As pesquisas recentes vem conduzindo a tecnologia de CLV para uma integração desta com os sistemas de iluminação artificial (JOVICIC; LI; RICHARDSON, 2013; LINNARTZ, 2016). Esta integração tornou-se um grande objetivo para os entusiastas da CLV, uma vez que ela proporciona uma série de vantagens que justificam a implementação desta forma de comunicação em diversas aplicações, principalmente em ambientes interiores. Dentre estas vantagens, podem ser destacadas as principais:

Reutilização da infraestrutura: Ao utilizar uma topologia de um sistema de iluminação de duplo-propósito, a CLV pode ser implementada utilizando a infraestrutura já existente dos sistemas de iluminação artificial. Desta forma, pode-se adicionar uma nova forma de comunicação sem a necessidade de construção de infra-estrutura dedicada, como antenas transmissoras, repetidores de sinal ou pontos de conexão com a rede elétrica (O’BIEN, 2011).

Espectro Não-licenciado: O espectro de Radiofrequência (RF) é devidamente licenciado, sendo suas faixas de frequência divididas de acordo com determinadas aplicações, conforme apresenta a ITU (2015) (*International Telecommunication Union*). O espectro de CLV, pelo contrário, ainda não requer nenhuma forma de licença para o seu uso. Desta forma, as aplicações que utilizam CLV não necessitam da aquisição de licenças específicas para a utilização desta tecnologia, tornando-a um atrativo para empresas e fabricantes adicionarem-a em seus produtos de comunicação sem fio.

Aumento da conectividade sem fio: A CLV opera em um espectro distinto ao de RF.

¹¹Também chamado de *Visible Light Positioning*.

Por esta razão, ela oferece um meio de comunicação sem fio capaz de co-existir com aplicações baseadas em RF. Isto proporciona um aumento da capacidade de conexão de uma determinada área (ERGUL; DINC; AKAN, 2015), ajudando a suprir a demanda por conexão sem fio, algo que vem crescendo exponencialmente, conforme aponta Barnett et al. (2015).

Segurança: Devido à incapacidade da luz de penetrar através de paredes e objetos opacos, a CLV oferece uma segurança intrínseca à uma rede de comunicação, confinando-a em um ambiente fechado. Isto impede que agentes externos mal-intencionados sejam capazes de invadir rede, ao menos que estes se encontrem presentes no mesmo local, dentro da área de cobertura do feixe de luz ao qual está sendo utilizado para comunicação.

Reuso Espacial: Devido à mesma característica de confinamento da luz, citada no item anterior, a CLV proporciona um maior reuso do espectro eletromagnético utilizado para transmissão. Por exemplo, diversas redes de CLV podem co-existir muito próximas umas das outras, sendo confinadas pelo ambiente que elas iluminam. Desta forma, esta característica aumenta a densidade de reutilização do espectro eletromagnético por unidade de volume, aumentando também o fluxo de dados sendo transmitidos (BIAGI; BOROGOVAC; LITTLE, 2013).

1.4 CIRCUITOS DE ACIONAMENTO PARA LEDS

O LED é um semicondutor capaz de emitir luz mediante a aplicação de uma fonte de energia elétrica sobre ele: um fenômeno chamado de eletroluminescência (SCHUBERT, 2006). Um dos primeiros cientistas a estudar este fenômeno foi o russo Oleg Vladimirovich Losev, que publicou, em 1928, um artigo de extrema importância sobre o estudo deste fenômeno em semicondutores rudimentares de Carbeto de silício (SiC) . Curiosamente, ele também foi o primeiro cientista a atestar a capacidade de comutação da luz produzida por estes semicondutores em frequências suficientemente rápidas, uma propriedade fundamental para o surgimento da CLV¹².

Por se tratar de um dispositivo que é acionado por algum estímulo elétrico, emprega-se junto aos LEDs um circuito eletrônico para o controle das variáveis elétricas do semicondutor. Neste sentido, o uso de conversores estáticos é amplamente utilizado para o controle da corrente e da tensão de saída que alimentam os LEDs utilizados para iluminação artificial. Os sistemas de iluminação baseados em LED são comumente conhecidos como Sistemas de Iluminação de Estado Sólido¹³, onde circuitos conversores contendo dispositivos semicondutores são responsáveis por processar a energia elétrica, usualmente advinda da rede ou de um banco de baterias, em formas de onda e valores aceitáveis de corrente e tensão para os LEDs. Na grande maioria dos casos, a carga de LEDs é alimentada em Corrente Contínua (CC), junto com o controle de corrente dedicado para a manutenção do valor médio da mesma. Por estas razões, o estudo

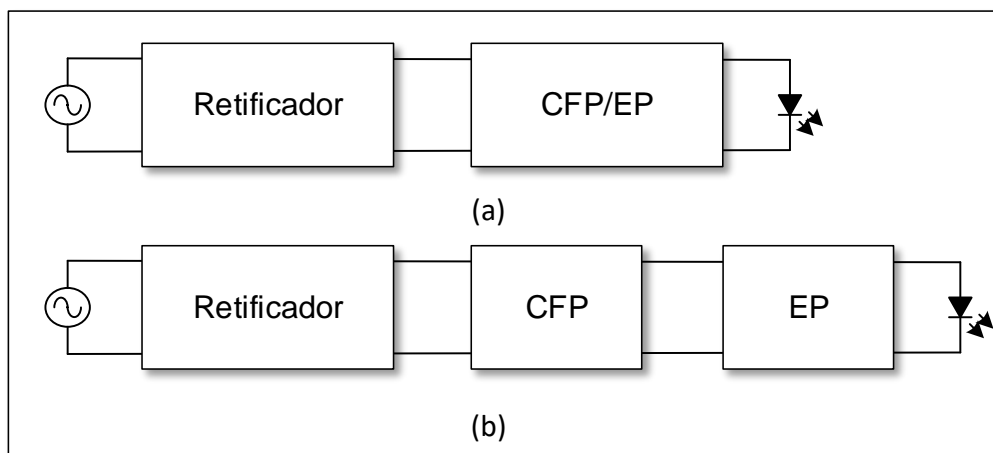
¹²Mais tarde, Lossev daria o nome deste dispositivo de “relé de luz” (*light relay*) (SCHUBERT, 2006).

¹³*Solid-state Lighting Systems - SSL.*

de conversores estáticos para o processamento de energia é o principal tópico de pesquisa da Eletrônica de Potência, e a literatura apresenta uma série de técnicas, topologias e soluções robustas e eficazes para o acionamento de LEDs dedicados para iluminação artificial (ALMEIDA et al., 2015; WANG; ALONSO; RUAN, 2017).

Segundo Wang, Alonso e Ruan (2017), os circuitos conversores empregados em sistemas iluminação à LED geralmente apresentam um a dois estágios de processamento de energia, sendo um conversor estático com elementos ativos (chaves semicondutoras) para cada estágio, conforme apresenta a figura 1.3.

Figura 1.3 – Topologias de circuitos para LEDs: (a) Estágio Único. (b) Dois Estágios.



Fonte: Adaptado de Wang, Alonso e Ruan (2017).

Esta configuração pode variar de acordo com a potência da carga de LED utilizada, eficiência na conversão, limitações envolvendo o volume disponível para a disposição do circuito na luminária, comprometimento com o cumprimento de normas referentes à qualidade de energia e também o incremento de funcionalidades ao sistema, como funções de controle de luminosidade, sensores e também CLV. Há também o uso de circuitos com “estágios integrados”, onde ambos estágios compartilham uma ou mais chaves semicondutoras. Usualmente, circuitos de dois estágios empregam um único estágio dedicado para a Correção do Fator de Potência (CFP) e outro circuito dedicado para o controle da potência, chamado de Estágio de Potência (EP). Ainda, circuitos de dois estágios apresentam mais graus de liberdade para se melhorar a performance da luminária frente a características como: Fator de Potência (FP), Taxa de Distorção Harmônica (TDH) e regulação de corrente média de saída. No entanto, há um decremento da eficiência global do sistema devido a presença de mais chaves semicondutoras, elementos passivos e estágios de processamento de energia.

As pesquisas voltadas para os circuitos de acionamentos LEDs são dedicadas para apresentar resultados referente a melhorias na eficiência da conversão e processamento da energia elétrica. Neste sentido, os principais alvos de pesquisa neste tema incluem um aumento da eficiência energética dos circuitos conversores e na capacidade destes de cumprirem determinados

valores de referência considerando a qualidade de energia. Mais recentemente, Wang, Alonso e Ruan (2017) ainda citam outros temas que necessitam de maiores pesquisas envolvendo circuitos de acionamento de LEDs, tais como: topologias de circuito sem capacitores e com maior vida útil dos circuitos de acionamento (ALMEIDA et al., 2015); aplicações envolvendo novos semicondutores de potência, como por exemplo semicondutores baseados em Nitreto de Gálio (GaN) (REUSCH et al., 2012) e modelagem matemática dos LEDs e OLEDs¹⁴ e de suas propriedades foto-elétrico-térmicas (BENDER; MARCHESAN; ALONSO, 2015).

Mais além, a literatura apresenta trabalhos que procuram integrar CLV em circuitos eletrônicos de acionamento para LEDs, exercendo desta forma não somente o controle da iluminação gerada, como também a possibilidade de comunicação através da luz. Neste sentido, abre-se um novo desafio de pesquisas em circuitos de acionamento para LEDs: o de proporcionar CLV a partir de sistemas de iluminação a LED já consolidados pela literatura, sem comprometer os requisitos de eficiência de conversão, qualidade de energia, métricas que devem estar de acordo com as normas internacionais e com a capacidade e custo de produção da indústria.

Desta forma, dentro deste escopo, existe também uma integração das pesquisas envolvendo a Engenharia de Telecomunicações e a Engenharia de Eletrônica de Potência, buscando o desenvolvimento de sistemas robustos o suficiente para fornecer uma nova forma de comunicação sem fio sem comprometer as características desejadas para um sistema de iluminação baseado em LEDs. A literatura conclui que o elo principal entre as áreas encontra-se no projeto do circuito de acionamento, uma vez que ele deve ser eficiente e capaz de fornecer a modulação da corrente a taxas de dados suficientemente altas para as aplicações envolvendo a CLV (KARUNATILAKA et al., 2015; TSIATMAS et al., 2014). Portanto, dadas estas razões, afirma-se que esta integração de funcionalidades vem a partir de pesquisas envolvendo circuitos de duplo propósito que possam suprir as exigências do mercado de iluminação artificial (e suas regulamentações) e impulsionar a utilização da CLV em aplicações fora do ambiente de laboratório.

1.5 MOTIVAÇÃO DESTE TRABALHO

Para que a tecnologia de CLV possa se tornar comercializável e presente na sociedade, existe o desafio de integrá-la às topologias de circuitos utilizadas na indústria para o acionamento de LEDs para iluminação. Nesse ponto de vista, procura-se integrar no acionamento e controle dos LEDs a dupla função de iluminar o ambiente e de transmitir dados através da modulação da luz gerada por eles. Portanto, para que se possa firmar conclusões científicas referentes às causas e consequências da inserção da função de CLV aos circuitos de iluminação, gera-se a necessidade de modelar e analisar matematicamente o sistema sob o ponto de vista da eficiência de conversão no processamento de energia e também sob o ponto de vista da qualidade da mensagem transmitida pelo sistema de comunicação acrescentado.

¹⁴Diodos Orgânicos Emissores de Luz (*Organic Light Emitting Diodes*).

As pesquisas voltadas para o âmbito das Telecomunicações procuram compreender os sistemas de comunicação de acordo com modelos que descrevam as ações de transmitir e receber mensagens em um meio de comunicação sem fio. A métrica mais usual para esta análise, segundo Sklar (2000), Haykin e Moher (2011), é tomada como a Taxa de Erro Bit¹⁵ (TEB) em função da Relação Sinal-Ruído (RSR) do sistema. Já a Eletrônica de Potência procura analisar as topologias de circuitos e a eletrônica por trás do controle e acionamentos dos LEDs, tendo como métrica principal a eficiência na conversão de energia e a redução das perdas envolvidas no processamento da mesma. Sendo assim, o principal desafio para a consolidação desta tecnologia envolve o estudo da implementação da CLV de maneira eficiente e concisa no que se refere à utilização dos sistemas eletrônicos envolvidos no sistema, seja no controle da iluminação, seja na conversão de energia.

Por estas razões, a principal motivação desta dissertação encontra-se no estudo e na dupla interpretação dos circuitos que compõe uma luminária de LEDs, tratando-a sob o ponto de vista de um circuito conversor de energia e de um transmissor em um sistema de CLV. Sendo assim, procura-se apresentar os meios necessários para avaliar ambas funções (iluminação e comunicação) diante de suas principais figuras de mérito através da proposta de uma técnica de modulação para agregar CLV a um conversor rebaixador CC-CC.

1.6 DELIMITAÇÃO DO TEMA

O foco desta dissertação encontra-se na dupla interpretação de um circuito conversor como parte de um sistema de iluminação e de um sistema de comunicação. Como elemento delimitador, procurou-se tomar a análise de um conversor rebaixador visto como circuito de acionamento de LEDs e como um modulador digital a ser utilizado para comunicação. Sendo assim, esse trabalho aborda somente o estudo de um circuito conversor comumente utilizado para o processamento do EP de uma luminária, não abordando aspectos remetentes ao desenvolvimento e estudo do estágio de CFP.

Mais além, de maneira a avaliar os resultados obtidos, esta dissertação aborda a análise do sistema de comunicação digital somente dentro dos aspectos respectivos à Camada Física. Não serão abordados assuntos que condizem com as demais camadas, como a Camada de Enlace, Camada de Rede ou a Camada de Aplicação.

1.7 OBJETIVOS

São **objetivos gerais** desta dissertação:

¹⁵ *Bit-Error-Rate* (BER).

- Apresentar uma revisão bibliográfica sobre as principais topologias de circuitos de acionamento de LEDs com a capacidade de CLV;
- Apresentar um estudo de caso de um circuito conversor como parte integrante de um sistema de CLV.

São **objetivos específicos** desta dissertação:

- Apresentar um modelo matemático de um conversor rebaixador CC-CC como parte de um transmissor de um sistema de CLV;
- Apresentar uma técnica de modulação digital binária por deslocamento de fase para CLV, utilizando um conversor rebaixador como sistema modulador;
- Apresentar resultados analíticos, simulados e experimentais referente à modulação digital proposta.

2 SOBRE OS CIRCUITOS DE ACIONAMENTO PARA LEDS

Este capítulo trata de uma revisão bibliográfica acerca dos fundamentos da conversão de energia para o controle e acionamento de LEDs utilizando conversores estáticos. Aborda-se também uma revisão bibliográfica sobre os aspectos físicos dos LEDs brancos utilizados como fontes de iluminação. Por fim, apresenta-se uma revisão bibliográfica referente aos circuitos de acionamento com o duplo propósito de iluminar o ambiente e transmitir dados através de CLV.

2.1 INTRODUÇÃO

A principal tarefa da Eletrônica de Potência consiste em oferecer os meios necessários para o controle do fluxo de energia elétrica entre uma fonte de potência e uma carga (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003). No caso dos sistemas de iluminação de estado-sólido, a fonte de potência advém da rede elétrica ou de um banco de baterias, enquanto a carga é composta por um ou mais arranjos de LEDs. Desta forma, as formas de onda de corrente e tensão devem ser processadas de acordo com as especificações da carga a ser alimentada.

Segundo Camponogara et al. (2015) e Almeida et al. (2015), espera-se dos circuitos eletrônicos de acionamento uma elevada eficiência e vida-útil. Estas duas características são desejadas para que se possa obter um máximo aproveitamento do LED como uma fonte de iluminação. Quanto mais eficiente for o processamento da energia elétrica, maior será a conversão da mesma para fins de iluminação e menor será a parcela desperdiçada, principalmente na forma de calor. Mais além, a elevada vida útil do circuito eletrônico também é desejada para que o mesmo suporte tempos de operação equivalentes ao do LED. Até o presente momento, o tempo de vida-útil dos LEDs já atinge patamares de até cem mil horas (SCHRATZ et al., 2016), tornando-se um dos componentes com maior durabilidade de uma luminária. Dada esta razão, espera-se que os demais componentes eletrônicos do circuito de acionamento também acompanhem tempos de vida-útil equivalentes de maneira a manter a integridade do produto por longos períodos de tempo.

O processamento da energia elétrica de maneira eficiente torna-se um fator fundamental no projeto de um sistema de iluminação baseado em LEDs. De maneira geral, espera-se processar a energia através do emprego de técnicas e circuitos que viabilizem o controle do fluxo de potência com o menor grau de perdas energéticas possível. Esta é uma das razões pela qual circuitos chaveados, como conversores estáticos, são amplamente empregados como reguladores de tensão e corrente.

Em adição, Wang, Alonso e Ruan (2017) enfatizam o cumprimento de normas e padrões internacionais que apresentam as diretrizes para o projeto de um sistema de iluminação a LED, como por exemplo o padrão *Energy Star*, estabelecido em 1992. Dentre as características deste

padrão, destacam-se as recomendações de fator de potência (maior que 0,7 para luminárias acima de 5 W), recomendações de produtos dimerizáveis, proteção contra surtos e recomendações quanto à interferência eletromagnética provocada pelo funcionamento da mesma.

Sendo assim, este capítulo apresenta os fundamentos para o bom entendimento do cenário atual para o desenvolvimento de circuitos de acionamento para LEDs. Por fim, discutem-se as principais tendências de pesquisa desta área e as mudanças quando CLV é adicionada juntamente com a função de iluminação.

2.2 CARACTERÍSTICAS DOS LEDS E SUAS INFLUÊNCIAS EM CLV

O LED é um dispositivo semicondutor passivo que converte a energia elétrica em energia luminosa mediante a aplicação de um estímulo elétrico sobre seus terminais. A iluminação espontânea do dispositivo é caracterizada pela recombinação radiativa de lacunas e elétrons no semicondutor (ŽUKAUSKAS; SHUR; GASKA, 2002). A este fenômeno, conforme aponta Schubert (2006), dá-se o nome de *eletroluminescência*, e forma a base para o princípio de funcionamento dos LEDs.

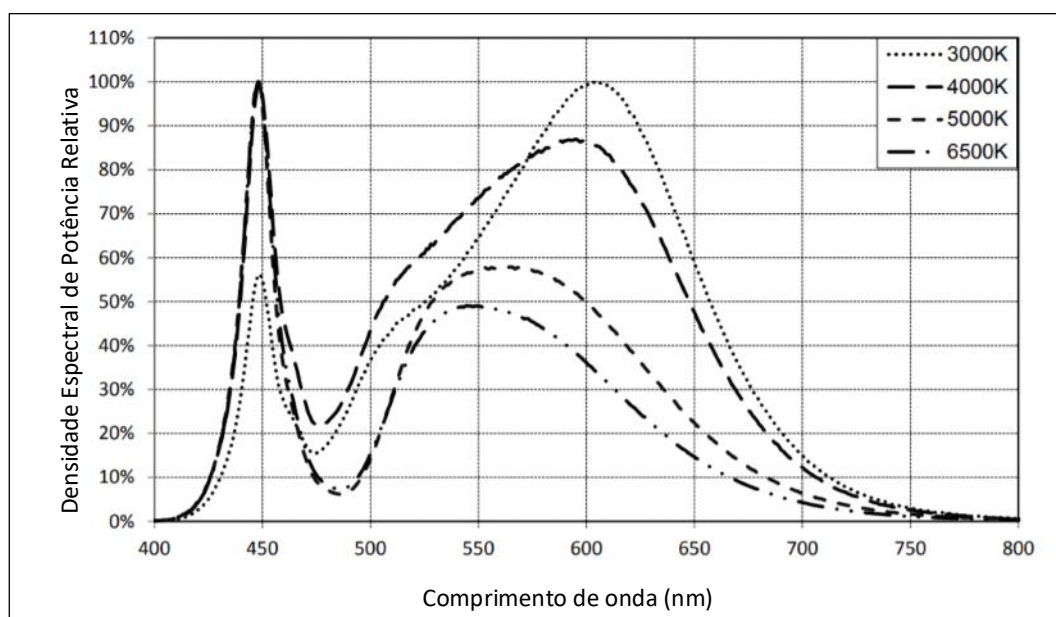
Quando usam-se LEDs como transmissores de um sistema de comunicação, muitos são os aspectos que devem ser levados em consideração, de alguma forma, o desempenho do sistema. Dentre estes aspectos, destacam-se as limitações físicas impostas pelo emprego do semicondutor como transmissor. Os aspectos construtivos dos LEDs influenciam na dinâmica do sistema de comunicação, e passam a ser um campo de pesquisa no que se refere à modelagem de sistemas CLV para serem utilizados em aplicações industriais ou do dia-a-dia. Por esta razão, esta seção procura comentar brevemente à respeito das limitações impostas aos sistemas de comunicação devido aos aspectos construtivos dos LEDs quando utilizados como o duplo propósito de iluminar o ambiente e transmitir dados.

2.2.1 Influência da Temperatura de Cor

Quando utilizados como fontes de iluminação artificial para ambientes exteriores ou interiores, espera-se que a luz emitida pelos LEDs possua uma certa distribuição dentro da parcela do espectro eletromagnético visível ao olho humano. Portanto, a Densidade Espectral de Potência (DEP) da luz em que o dispositivo emite é responsável por ditar a temperatura de cor da fonte luminosa, podendo ser alterada de maneira a fornecer no mercado consumidor diversos produtos com diferentes características de iluminação. Para isso, as fontes de iluminação de estado-sólido usualmente compreendem o uso de LEDs brancos que são construídos baseados na adição de uma camada de fósforo sob LEDs cuja emissão se dá naturalmente na cor azul (SCHUBERT, 2006). O nível de dopagem destes semicondutores define a temperatura de cor,

podendo compreender luzes com temperaturas de cor mais quentes (tons mais azulados) ou mais frias (tons mais avermelhados), conforme apresenta Žukauskas, Shur e Gaska (2002). Esta forma de produção de LEDs com diferentes temperaturas de cor a partir de LEDs azuis mediante a dopagem de fósforo apresenta-se como o método mais utilizado na indústria de iluminação. Por fim, o gráfico 2.1 apresenta um exemplo de diversas DEP de um LED branco comercial para diversas temperaturas de cor.

Gráfico 2.1 – DEP de LED comercial para diferentes temperaturas de cor (em kelvin).

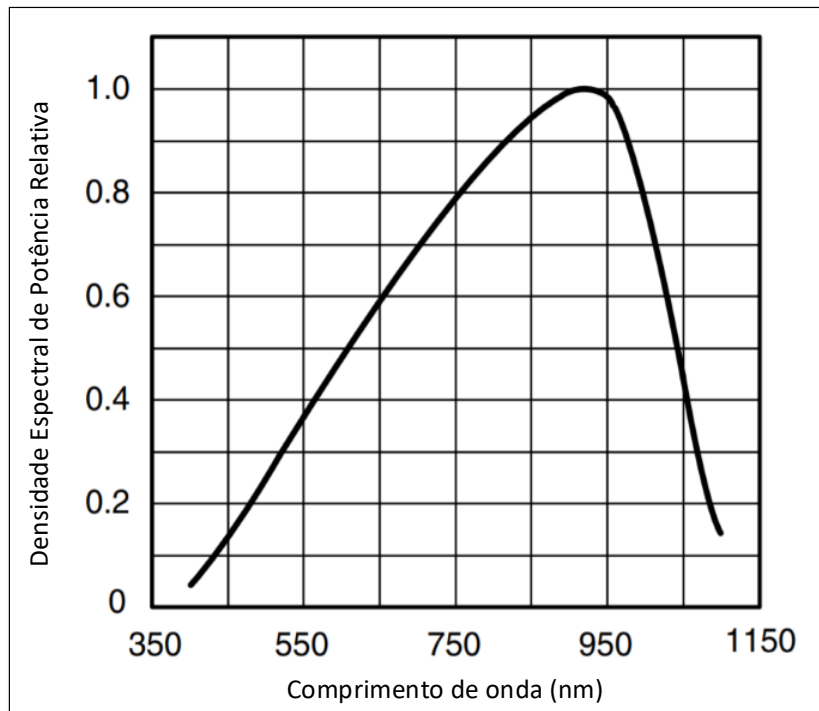


Fonte: Retirado de Bridgelux (2017).

Em relação ao uso de LEDs para CLV, a temperatura de cor do mesmo é capaz de influenciar diretamente na comunicação. Primeiramente, destaca-se a sensibilidade do sensor receptor, responsável por converter os sinais de luz em sinais de corrente ou tensão para posterior processamento. Neste aspecto, a responsividade do sensor com relação à parcela da luz visível do espectro eletromagnético pode vir a atenuar as componentes de frequência de maior energia do sinal. Por exemplo, o gráfico 2.2 apresenta a DEP do foto-sensor utilizado para a medição dos sinais luminosos durante testes de laboratório realizados como experimentos desta dissertação.

Através de uma análise comparativa entre os gráficos 2.1 e 2.2 fica claro concluir que o processo de conversão do fotosensor no receptor altera a resposta espectral do sinal luminoso utilizado para comunicação, ora filtrando uma parcela das componentes de maior energia, dependendo da temperatura de cor utilizada. Wang, Z. et al. (2015) disserta sobre a modelagem deste efeito através da determinação da resposta em frequência do canal de comunicação na sua parte óptica, deixando este processo como parte de um problema a ser determinado pela estimação de canal do sistema como um todo. Desta forma, pode-se afirmar que a temperatura de cor dos LEDs influencia na transmissão, uma vez que o ganho óptico do sistema transmissor-

Gráfico 2.2 – DEP de fotosensor comercial para utilizada para captura dos sinais de luz.



Fonte: Retirado de Vishay Semicondutores (2017).

canal-receptor é afetado pela DEP do LED e do fotosensor.

2.2.2 Influência da Camada de Fósforo

Ademais, Pathak et al. (2015) e Karunatilaka et al. (2015) comentam sobre a constante de tempo da camada de fósforo utilizada para desenvolver a luz branca a partir do LED azul. Os autores citados mencionam que a camada influencia na largura de banda do LED, onde o ponto de queda de -3 dB situa-se na faixa dos 2 a 3 MHz, dependendo do nível de fósforo aplicado na dopagem e demais aspectos de fabricação. Em adição, O'Brien (2011) chega a citar quedas de -20 dB da frequência de corte de LEDs azuis quando dopados com a camada de fósforo com o intuito de emitirem luz branca. Uma forma de reduzir este efeito é proposta em Wang, S. et al. (2015) através do uso de um filtro no receptor para se extrair o máximo de energia presente na parcela azul do espectro emitido, melhorando o desempenho do sistema de comunicação. Por conseguinte, sistemas que utilizarem LEDs brancos baseados na dopagem pela camada de fósforo podem vir a encontrar limitações de largura de banda diretamente no transmissor, caso não sejam tomadas precauções com o intuito de mitigar este efeito.

Esta talvez seja a principal característica ao ser considerar LEDs brancos cuja a construção se dá por meio da dopagem de fósforo em camadas sob o semiconductor. A modelagem da largura de banda do sistema define uma série de limitações de projeto em um sistema de

comunicação. No futuro, a maioria destas limitações serão consequência dos próprios aspectos construtivos dos LEDs, que influenciam não somente na resposta em frequência da parcela óptica do canal, mas também na sua parcela elétrica.

2.2.3 Influência da Teoria Foto-Elétrico-Térmica em CLV

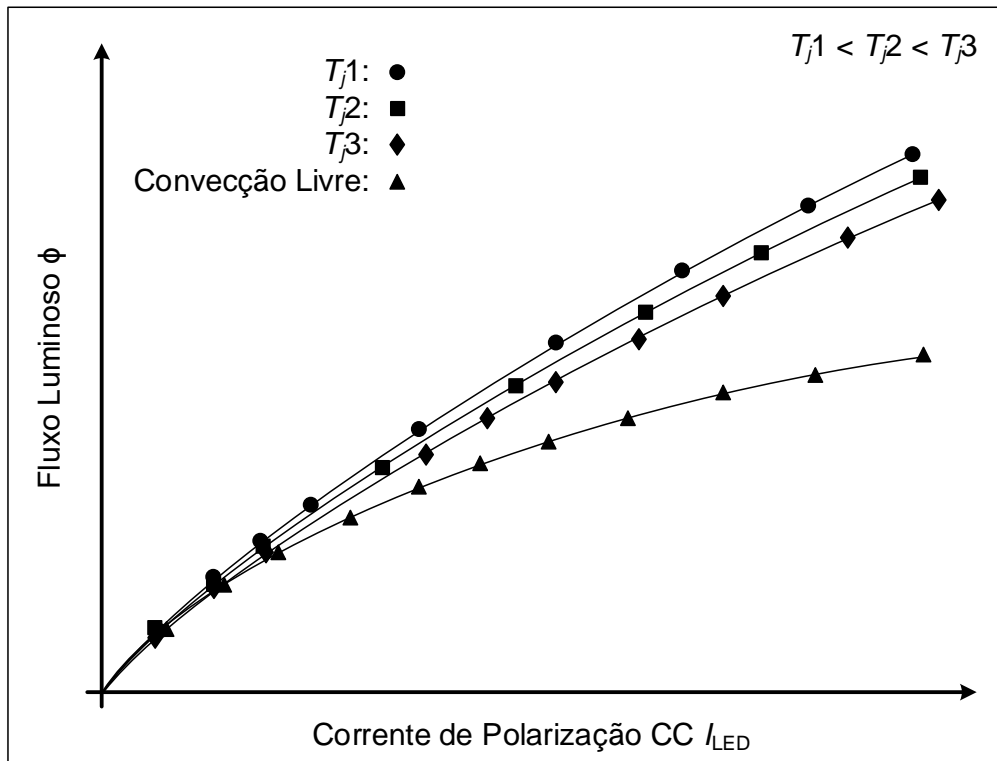
Ao longo das duas últimas décadas, diversas pesquisas envolvendo a modelagem de LEDs culminaram para uma teoria que procura unir os modelos matemáticos do semicondutor observado em três grandes áreas. Através dos trabalhos de Hui e Qin (2009, 2010), surgiu-se a teoria Foto-Elétrico-Térmica (do inglês, *Photo-Electro-Thermal* (PET) Theory) com o intuito de unificar em um modelo matemático a interdependência das características térmicas, ópticas e elétricas dos LEDs.

De maneira resumida, a teoria PET aborda uma série de métricas no estudo dos LEDs, tomando diversas variáveis de observação, como temperatura, frequência de operação, corrente eficaz e fluxo luminoso de maneira a obter um projeto de ponto ótimo de operação, onde procura-se obter a máxima eficácia (lumens por watt - lm/W) em uma determinada luminária. A teoria foi comprovada através do uso de modelos térmicos e testes experimentais, onde mediu-se a variação do fluxo luminoso de uma amostra de LED em função de sua temperatura de operação e corrente de operação.

Em adição, Loo et al. (2009) apresenta em detalhes a dependência das características ópticas do semicondutor. De modo geral, mostra-se que a **não-linearidade do fluxo luminoso com a corrente elétrica é uma propriedade intrínseca dos LEDs**, sendo também relacionada com a temperatura de junção em que opera o dispositivo. Neste caso, o fluxo luminoso já não segue de maneira proporcional o aumento da corrente, mas de fato ele tende a exibir um nível de saturação com a aplicação de valores de corrente mais altas. Mais além, a temperatura de junção também mostra-se como um fator modificador da relação fluxo luminoso vs. corrente. Por fim, o gráfico 2.3 apresenta um exemplo do conjunto dados obtidos por Loo et al. (2009) da curva de fluxo luminoso vs. corrente nos LEDs, mostrando o efeito de não-linearidade na medida em que a corrente aumenta, também como a sua dependência da temperatura de junção T_j , em valores controlados e em convecção livre.

A partir da figura 2.3 pode-se concluir que o processo de conversão da energia elétrica para fins de iluminação sofre alterações de acordo com a temperatura de junção e com o ponto de operação, determinado pela corrente média nos LEDs. Em CLV, estas características influenciam diretamente na modelagem do ganho óptico e do fator de conversão dos sinais elétricos de comunicação em sinais de luz a ser enviado pelo canal. Embora tal assunção possa ser feita de maneira empírica ao se analisar as mudanças da curva de fluxo de luminoso, a literatura é escassa acerca do impacto destas propriedades na modelagem matemática e demais variáveis pertinentes ao sistema de CLV.

Gráfico 2.3 – Fluxo luminoso vs. Corrente em uma amostra de LED e sua relação de não-linearidade e dependência da temperatura de junção em 3 níveis controlados e em convecção livre.



Fonte: Adaptado de Loo et al. (2009).

Esta seção procurou apresentar alguns tópicos relacionados aos aspectos construtivos dos LEDs e na modelagem do mesmos a fim de entender as suas relações foto-elétrico-térmicas com CLV. Na maioria dos casos apresentados, a literatura mostra-se aberta à pesquisa a fim de responder inúmeras questões que relacionam os modelos matemáticos do sistema de comunicação com relação ao seu transmissor. Questões como: a modelagem do canal de comunicação; a influência da temperatura em possíveis mudanças nas métricas utilizadas para se avaliar o desempenho do sistema de comunicação e as limitações físicas dos LEDs quando utilizados como transmissores são tópicos ainda considerados em aberto que caracterizam o estado-da-arte do estudo desta tecnologia de comunicação. Em resumo, os conhecimentos acerca do desempenho do sistema quando submetidos às influências físicas do LED como um transmissor ainda configuram um território científico a ser estudado e desenvolvido no futuro da Eletrônica de Potência e das Telecomunicações.

2.3 CIRCUITOS DE ACIONAMENTO DE DUPLO PROPÓSITO

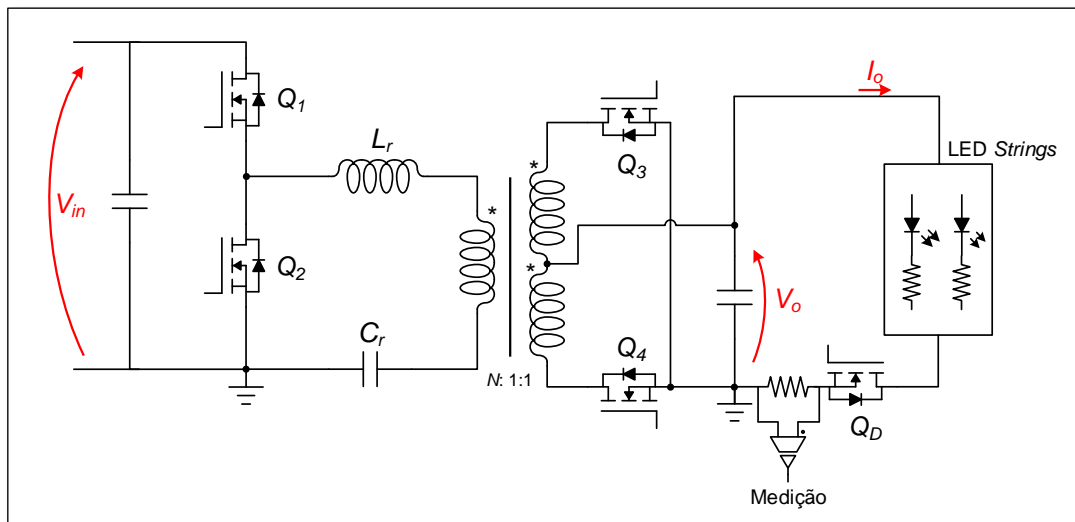
Esta seção aborda uma revisão das principais publicações que buscam integrar CLV com a função de iluminação em um único dispositivo. A maioria dos trabalhos aqui citados remetem aos aspectos construtivos dos circuitos de acionamento, de suas limitações e de suas mudanças quando CLV é adicionado como função secundária em sistemas originalmente projetados para iluminação artificial.

2.3.1 Conversores Chaveados com Interruptor Auxiliar

2.3.1.1 Conversor LLC Ressonante Dimerizável em Modo Burst

O trabalho de Zhao, Xu e Trescases (2013) apresenta o projeto completo de um conversor ressonante LLC com um circuito modulador digital para alimentar uma carga de 44 *strings* de LEDs de 80 W, conforme mostra a figura 2.1. O objetivo principal deste trabalho foi o de implementar CLV em um conversor tipicamente utilizado para o acionamento de LEDs de potência.

Figura 2.1 – Circuito LLC ressonante dimerizável com capacidade de CLV.



Fonte: Adaptado de Zhao, Xu e Trescases (2013).

A topologia do conversor LLC é interessante pela sua alta eficiência no processamento de energia ao longo de uma grande faixa de valores de tensão de entrada. Em suma, os autores procuraram aliar os conhecimentos já consolidados na literatura sobre esta topologia de circuito com a função de transmissão de dados. Vale destacar que a topologia pode ser utilizada como a parcela responsável pelo estágio de potência (EP) do conversor, podendo compreender circuitos

de dois estágios de processamento de energia, mantendo o estágio CFP independente à saída para a carga de LEDs, conforme visto na figura 1.3.

A dimerização, como também a modulação para o envio de dados, é possível através do controle da chave Q_D no circuito. As demais chaves formam a parcela de controle ativo do circuito conversor. Para uma leitura completa a respeito do conversor LLC, da sua modelagem matemática, do seu projeto dos componentes passivos e do controlador, o trabalho de Menke (2016) apresenta uma abordagem particular do mesmo quando utilizado como circuito de acionamento e controle para cargas de LEDs. A grande mudança do conversor com relação à sua versão não-dimerizável e sem comunicação dá-se a respeito do emprego de uma chave semicondutora em série com os LEDs

Em adição, este componente possibilita a implementação da Modulação por Posição de Pulso (MPP), onde o controle da intensidade luminosa é dado pela sua largura e o envio dos dados digitais pela sua posição dentro do período de *bit*. Os detalhes matemáticos desta modulação são apresentados no capítulo 3. A respeito das taxas de envio obtidas, os autores comentam acerca da dependência da mesma com relação à largura de banda do conversor e, por conseguinte, do projeto da frequência de ressonância e do fator de qualidade do circuito, o qual é projetado com base nos valores de L_r e C_r . Portanto, para este caso, o conversor opera com uma frequência de chaveamento de 500 kHz, e uma taxa de envio de *bit* cerca de 10 vezes menor, resultando em 50 kbps.

Por fim, os autores ainda comentam a respeito das limitações da taxa de envio e da sua relação com a frequência de ressonância do filtro LLC do conversor (ZHAO; XU; TRESKASES, 2014). Para manter a estabilidade do sistema, o compensador digital (projetado através de uma FPGA¹) desenvolvido para regular o valor médio da corrente I_o deve estar em sincronia com o acionamento da chave Q_D . A técnica de *burst* é então projetada para garantir que a compensação ocorra somente quando houver caminho da corrente. Quando Q_D vai para o estado desligado, sincroniza-se o controlador para também desligar as chaves Q_1 e Q_2 por fins de estabilidade. Tal procedimento limita a taxa de envio de dados como sendo sempre inferior à frequência de chaveamento do conversor, tornando a comunicação digital um fator dependente das ações de controle do compensador digital responsável por regular a corrente média de saída. Ao final, apresenta-se a detecção e demodulação dos sinais digitais a até uma distância de 9 m em linha reta, onde calcula-se experimentalmente a taxa de erro *bit* do sistema sob estas condições.

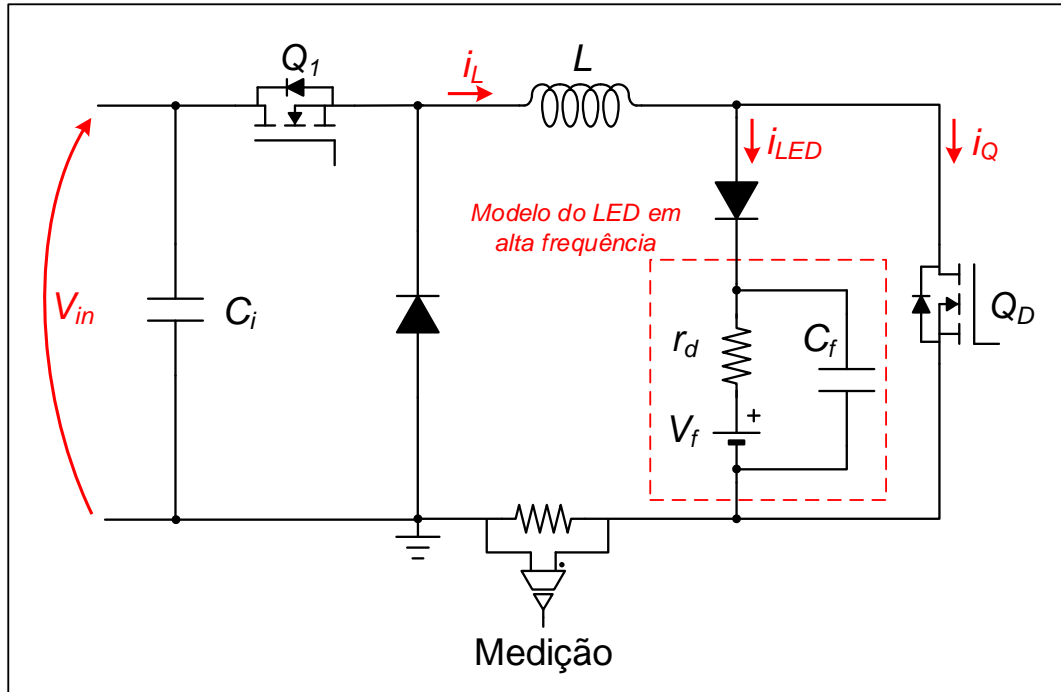
2.3.1.2 Conversor Rebaixador Sem Capacitor de Saída

O trabalho de Modepalli e Parsa (2015) apresenta o projeto de um conversor rebaixador sem capacitor de saída de duplo-propósito. Esta configuração foi escolhida para permitir o uso de uma chave auxiliar em paralelo com a carga de LEDs, o qual é responsável por regular os

¹Field Programmable Gate Array.

níveis de dimerização e transmissão de dados. Ademais, comenta-se a respeito do modelo de circuito elétrico do LED em altas frequências, como pode ser visto na figura 2.2.

Figura 2.2 – Circuito Rebaixador dimerizável sem capacitor de saída.



Fonte: Adaptado de Zhao, Xu e Trescases (2013).

No entanto, embora o modelo do LED seja apresentado considerando a influência de sua capacitância parasita quando submetido a estímulos de alta frequência, os autores não fornecem um método para determinar a mesma e acabam por desprezá-la no projeto do controlador. Para o compensador, adota-se o método de controle da corrente média² do indutor L utilizando um circuito integrado modulador MAX 16841.

Neste trabalho, a MPP é desenvolvida através do controle da chave Q_D por uma FPGA, enviando um determinado padrão de *bits* para esclarecer a modulação proposta. O artigo acaba por fim dar ênfase ao projeto do controlador, afirmando que a frequência de dimerização (e por conseguinte a taxa de envio de *bits*) encontra-se acima da largura de banda do compensador projetado para o controle da corrente média da carga (compreendendo a carga de LEDs e a chave em paralelo). Desta forma, o sinal de comunicação não influencia na regulação da corrente média entregue à carga, que é dimerizável mediante a regulação do valor da razão cíclica de Q_D . Em termos de valores, a frequência de chaveamento de Q_1 encontra-se no valor de 100 kHz e uma malha de controle de largura de banda de 20 kHz, enquanto o sinal de comunicação é modulado através de uma onda retangular com largura de pulso variável de 2 MHz.

O trabalho de Modepalli e Parsa (2015) caracteriza-se por ser um dos pioneiros da Eletrônica de Potência ao dar ênfase em circuitos de duplo-propósito, juntamente com o trabalho

²Average Current Mode Control (ACMC).

de Zhao, Xu e Trescases (2014). Dentre as particularidades encontradas em contrapartida de demais trabalhos voltados para a Engenharia de Telecomunicações, encontra-se a importância dada no projeto do circuito de acionamento e em métricas como eficiência global do circuito e o cumprimento de normas e padrões de qualidade recomendados pela indústria. Mais além, os mesmos autores também apresentam o trabalho de conversor rebaixador de um único estágio, com CFP e capacidade de comunicação (MODEPALLI; PARSA, 2017). No entanto, no que se refere à CLV, o trabalho emprega mesma a metodologia empregada para a comunicação digital e a mesma análise dos resultados experimentais obtidos no trabalho anterior do circuito de dois estágios.

Por fim, dentre as suas principais contribuições, caracterizam-se os resultados experimentais utilizando um circuito fotosensor para capturar os sinais de luz modulados a uma distância de 1 m. O autor também comprova que a dimerização por largura de pulso não afeta a DEP da carga de LEDs, consistindo em um fato importante para futuros cálculos acerca do ganho óptico e da resposta em frequência equivalente do sistema transmissor-receptor como um todo, quando submetido a condições de dimerização. No entanto, o método de envio de dados encontra-se limitado em demonstrar somente a forma de onda portadora do sinal de comunicação. Em outras palavras, não são apresentados mecanismos de modulação do sinal e nenhuma análise acerca da modelagem matemática da mesma para fins de comunicação.

2.3.2 Conversores Chaveados Sem Interruptor Auxiliar

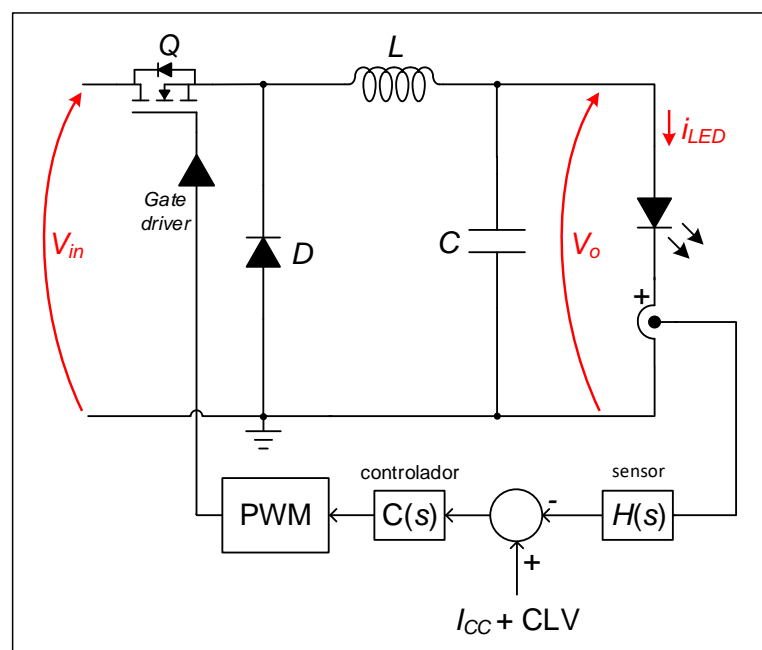
2.3.2.1 Comunicação pela Malha de Controle do Conversor

Com base no argumento da baixa eficiência dos amplificadores lineares, a literatura também apresenta o uso de circuitos chaveados como moduladores para a transmissão de dados. Embora alguns destes sistemas sejam muito mais limitados na capacidade de fornecerem altas taxas de dados, eles demonstraram ser mais eficientes para o processamento dos níveis de potência exigidos para iluminação (TSIATMAS et al., 2015). Neste sentido, a limitação da largura de banda e da taxa de dados é dada principalmente pelos limites de frequência de chaveamento das chaves semicondutoras utilizadas. Ademais, o constante uso de conversores estáticos, nas suas mais variadas topologias, fornece uma literatura já consolidada acerca dos conhecimentos necessários para se projetar sistemas com alta eficiência e cumprimento dos padrões de qualidade industriais recomendados mundialmente. Desta forma, nesta classificação de conversores de duplo-propósito, a revisão bibliográfica apresenta duas subclasses, que são divididas de acordo com a utilização e elementos auxiliares para gerar do pulso digital de comunicação a ser transmitido pelo canal óptico.

Uma das premissas sobre o uso único de conversores estáticos para iluminação é apa-

rente nos comentários de Tsiatmas et al. (2014). Os autores comentam a respeito do uso da largura de banda dos compensadores utilizados para o controle dos conversores. Neste sentido, a capacidade de resposta a estímulos de mais alta frequência é limitada pela velocidade da ação de controle do compensador utilizado no sistema realimentado. O uso de sistemas de controle em malha fechada para regulação das variáveis de corrente e tensão é indispensável neste tipo de aplicação. Desta forma, CLV pode ser adicionada aproveitando-se o sinal de referência a ser rastreado pelo compensador do sistema, conforme mostra a figura 2.3, possibilitando modulações para comunicação que, em essência, são fornecidas sem custos adicionais em *hardware*.

Figura 2.3 – Exemplo de conversor rebaixador com *feedback* e CLV através do rastreo da referência.



Fonte: Autor.

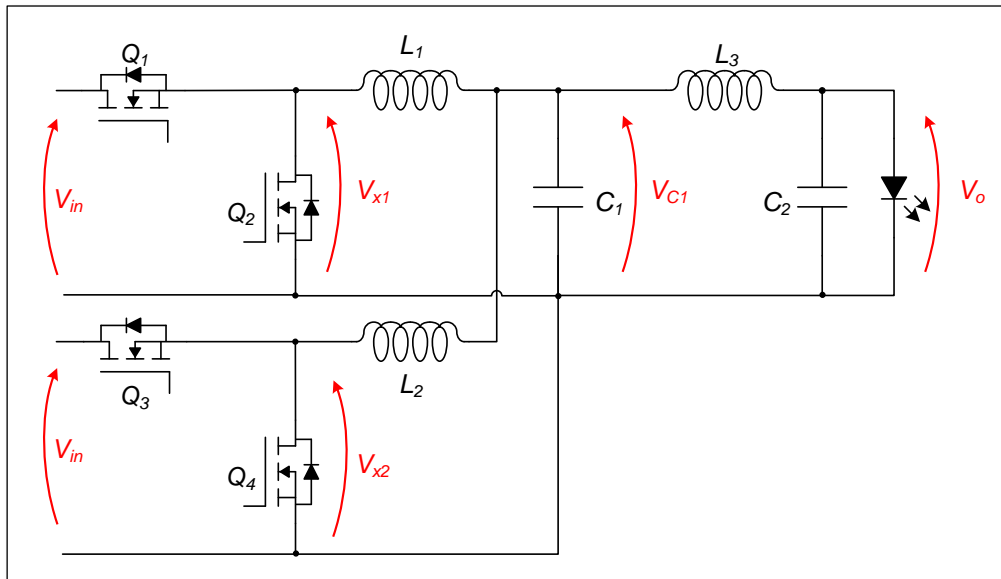
Por conseguinte, a limitação da taxa de dados é dada pela largura de banda do sistema. Em casos em que o controlador é responsável por rastrear sinais constantes no domínio do tempo (ex: regulação de corrente média de saída), a largura de banda pode ser limitada em centenas a alguns milhares de quilohertz. Neste aspecto, fica importante ressaltar que o sinal de comunicação deve possuir um período suficientemente pequeno para evitar ondulações perceptíveis ao olho humano.

2.3.2.2 Conversor Rebaixador Síncrono de Duas Fases

O recente trabalho de Rodriguez et al. (2017) apresenta o uso de um conversor rebaixador síncrono de duas fases para a implementação de uma modulação QAM em um protótipo

de 15 W. Neste trabalho, os autores utilizam da sincronização de dois conversores rebaixadores para sintetizar uma portadora senoidal na frequência de chaveamento do circuito. O esquemático do circuito é apresentado na figura 2.4.

Figura 2.4 – Circuito conversor rebaixador síncrono de duas fases para modulação QAM.



Fonte: Adaptado de Rodriguez et al. (2017).

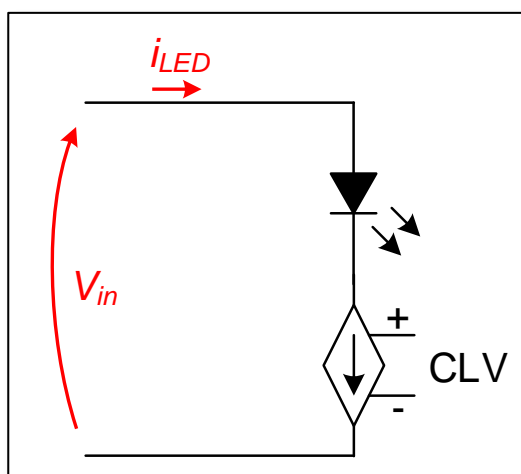
Nesta configuração, o duplo circuito rebaixador é utilizado de maneira sincronizada para alterar a fase de um sinal periódico resultante em V_{C1} , através do controle da fase das tensões V_{x1} e V_{x2} . Ao adicionar dois graus de liberdade através da utilização de dois conversores trabalhando em sincronia, o circuito é capaz de controlar de maneira precisa a amplitude e a fase de uma portadora em V_{C1} , cuja frequência fundamental coincide com a frequência de chaveamento dos conversores. O filtro adicional L_3C_2 ao fim do circuito garante uma portadora senoidal na carga, que modula a corrente nos LEDs. Por fim, a razão cíclica de ambos conversores é responsável por controlar o valor médio da corrente de saída, enquanto a mudança sincronizada das fases de cada conversor é responsável pelo envio da modulação QAM à carga.

Finalmente, tendo em vista a revisão bibliográfica realizada, a grande contribuição deste trabalho é a utilização de fontes chaveadas de alta eficiência para proporcionar uma modulação QAM ao fim da carga, dispensando o uso de amplificadores lineares. O aumento dos graus de liberdade do circuito sugere que conversores controlados em corrente com múltiplos braços podem ser utilizados para atingir modulações de alta complexidade, de múltiplos níveis e múltiplas portadoras, ocasionando em uma potencial solução para aplicações envolvendo altas taxas de dados e com elevados níveis de eficiência.

2.3.3 Circuitos Utilizando Amplificadores Lineares

Amplificadores lineares são circuitos projetados com o intuito de possuir um ganho estável e constante em uma determinada faixa de frequências. Quando empregados para CLV, eles são utilizados para amplificar sinais contínuos no domínio do tempo de maneira a modular a corrente nos LEDs. Tsiatmas et al. (2014) comenta sobre o uso de amplificadores lineares utilizados como fontes de corrente independentes, cuja configuração é mostrada na figura 2.5.

Figura 2.5 – Concepção de circuito para LEDs com o uso de amplificadores lineares.



Fonte: Autor.

Estes circuitos são muito utilizados para o emprego de modulações mais complexas, geralmente de múltiplos níveis ou múltiplas portadoras. Tais técnicas são capazes de alcançar altas taxas de dados em testes experimentais de laboratório (FIGUEIREDO; RIBEIRO; ALVES, 2016). Exemplos destas modulações incluem a Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais³ (OFDM) e por Amplitude em Quadratura⁴ (QAM) (ARMSTRONG, 2009; MOSSAAD; HRANILOVIC; LAMPE, 2015).

Sendo assim, o emprego de circuitos amplificadores lineares para CLV é interessante por facilitar na implementação de diversas técnicas de modulação de maneira a estudar o emprego destas neste tipo de comunicação. No entanto, devido às suas características de polarização, amplificadores usualmente apresentam níveis de eficiência indesejáveis para serem utilizados como circuitos de acionamento e controle para LEDs em uma escala industrial para potências mais elevadas. Mossaad e Hranilovic (2014) comentam que tais circuitos, quando utilizados como moduladores para OFDM, atingem níveis de eficiência no processamento da energia elétrica de no máximo 50% e são dependentes de suas características e classes. Deng et al. (2014) comenta que devido às características físicas dos LEDs, tais circuitos tendem a serem menos eficientes devido à necessidade de polarização do mesmos. Desta forma, conclui-se que o uso

³Orthogonal Frequency Division Multiplexing.

⁴Quadrature Amplitude Modulation.

de amplificadores lineares para compreender o desenvolvimento de sistemas de CLV em larga escala, de maneira a substituir os atuais sistemas de iluminação, podem ser considerados inviáveis até o presente momento devido à sua baixa eficiência quando utilizados no processamento de potências exigidas para iluminação artificial, o que contraria uma das principais premissas acerca do uso LEDs de fornecerem sistemas com maior eficiência e eficácia.

2.3.4 Circuitos com Configurações Híbridas

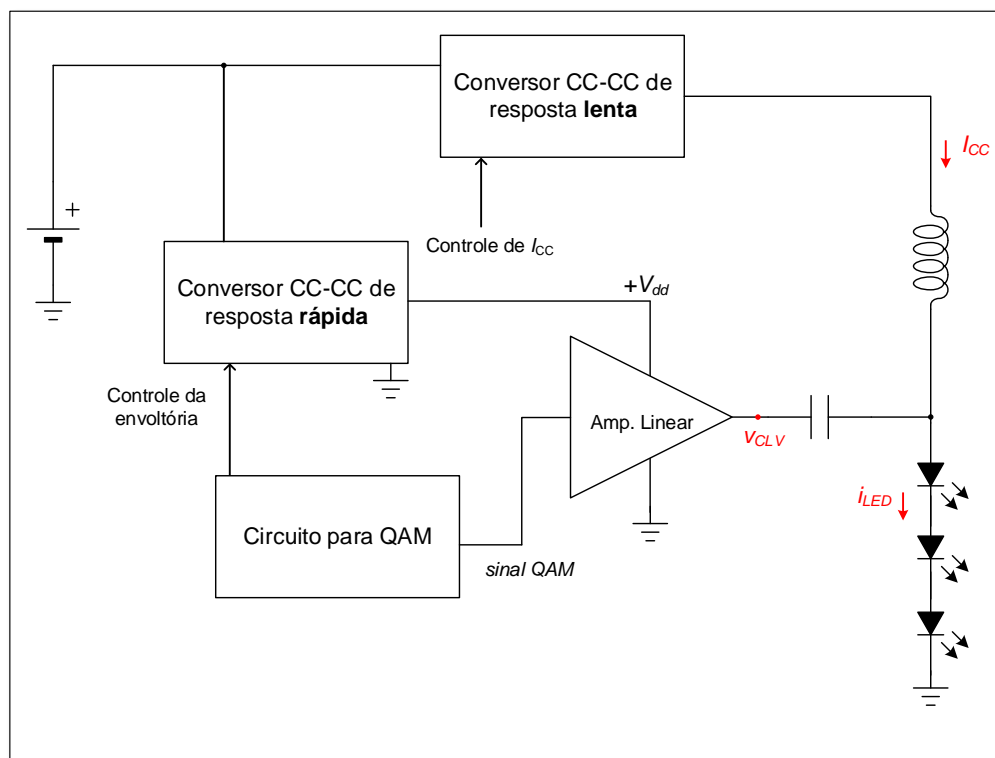
Em Eletrônica de Potência, um circuito híbrido é aquele em que são utilizadas fontes de potência de característica linear operando em conjunto com fontes de característica chaveada. O artigo de Beltrame et al. (2012) apresenta a revisão de uma série de configurações híbridas, para diversas aplicações destes tipos de circuitos. Os autores apresentam diversas topologias, onde uma fonte chaveada é usualmente empregada para alimentar um circuito de característica linear, o qual é responsável por modular uma forma de onda de corrente ou tensão na carga. Em uma das topologias deste tipo de configuração, o conversor chaveado é utilizado para controlar o fluxo de potência do amplificador linear, desta forma mitigando as perdas ocasionadas pela polarização do mesmo.

O trabalho de Sebastian et al. (2017) disserta sobre o uso destes circuitos híbridos para adicionar CLV mantendo-se os níveis de eficiência desejados no processamento de energia. A modulação empregada compreende diversos tipos de QAM, sugerindo a aplicação de técnica mais sofisticadas com o intuito de atingir maiores taxas de dados. Destaca-se dentre os comentários a utilização de conversores de *Envelope Tracking*⁵ para alimentação de LEDs. Nestes sistemas, utiliza-se um conversor CC-CC chaveado de resposta rápida para alimentar um amplificador linear em conjunto com um conversor CC-CC de resposta lenta para regular o nível médio da corrente de saída nos LEDs, conforme mostra a figura 2.6.

Nesta configuração, o amplificador linear é alimentado por um conversor chaveado que regula os níveis de tensão aplicados na modulação QAM. Este sinal CA é então somando ao sinal correspondente ao nível de corrente média desejado, controlado pelo conversor de resposta mais lenta, por meio de um capacitor de acoplamento. Por fim, tem-se que a corrente nos LEDs é controlada mediante a ação destes dois conversores. Altos níveis de eficiência podem ser obtidos através desta configuração, uma vez que o amplificador linear tem a alimentação controlada de acordo com o sinal de comunicação enviado. No entanto, o projeto deste sistema requer alto conhecimento e complexidade, além de necessitar de dois circuitos de controle, um para cada função de iluminação, e de chaves com alta capacidade de resposta em um dos conversores chaveados.

⁵Nome dado para uma configuração híbrida de conversor (BELTRAME et al., 2012).

Figura 2.6 – Circuito híbrido para CLV de alta taxa de dados.



Fonte: Adaptado de Sebastian et al. (2017).

2.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

Este capítulo procurou orientar sobre as principais características físicas dos LEDs e os seus impactos na transmissão de dados através da luz. Além disso, comentou-se a respeito das propostas de circuitos de duplo-propósito presentes na literatura.

A inserção da função de CLV em um circuito para LEDs pode vir de diversas maneiras. Dentre as citadas nesta dissertação, observa-se que o desafio atual encontra-se na modificação de topologias de circuitos chaveados para agregar comunicação na sua arquitetura, seja por meio de chaves semicondutoras auxiliares, seja por meio do aproveitamento dos sistemas de controle já consolidados para regular a corrente média e também proporcionar CLV. Não obstante, o objetivo em se utilizar topologias já consolidadas vem da necessidade de aliar CLV com os altos níveis de eficiência necessários no processamento de energia pelos padrões da indústria. Além disso, as últimas pesquisas em topologias sugerem o aproveitamento de circuitos híbridos, mediante uma análise criteriosa a respeito do uso de amplificadores lineares para sintetizar sinais contínuos no domínio do tempo, uma característica que proporciona a implementação de modulações com altas taxas de dados e ao mesmo tempo atingir elevados níveis de eficiência.

No capítulo 4, esta dissertação apresenta uma proposta muito semelhante ao trabalho de Rodriguez et al. (2017), o que esclarece o objetivo de fornecer metodologias de comunicação pela luz que sejam capazes de fornecer taxas de dados suficientes para aplicações e que também

possuam um elevado nível de eficiência no processamento de energia. No entanto, destina-se o foco da proposta apresentada no aproveitamento de circuitos existentes sem a necessidade de adicionar componentes eletrônicos ou técnicas de comunicação de alta complexidade.

Finalmente, no próximo capítulo, apresenta-se uma análise mais aprofundada a respeito da modelagem matemática dos circuitos de CLV, e o ponto de vista dos mesmos como um sistema de comunicação através do estudo das técnicas de modulação propostas na literatura.

3 SOBRE A TEORIA DOS SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO DIGITAL

Este capítulo apresenta uma revisão teórica sobre os fundamentos para a análise de um sistema de comunicação digital e, por conseguinte, sistemas de CLV. É realizada uma revisão acerca da Taxa de Erro de *Bit*. Em adição, apresenta-se uma revisão bibliográfica sobre as principais técnicas de modulação binária em canal de ruído branco gaussiano aditivo. Por fim, este capítulo serve para formar o embasamento teórico introdutório para se analisar a luminária sob o ponto de vista de um sistema de comunicação.

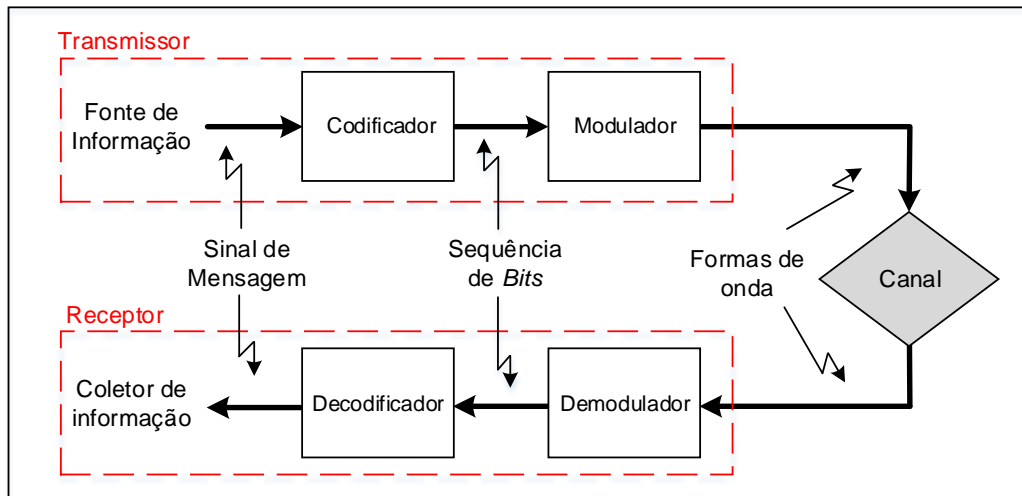
3.1 INTRODUÇÃO

De modo geral, o principal objetivo de um sistema de comunicação é o de transmitir informação com uma certa fidelidade de um ponto a outro através da execução de uma série de processos. Em um sistema de comunicação digital, tem-se que a transmissão da informação se dá através de uma sequência de dígitos binários (*bits*). A informação é codificada nesta sequência, sendo transmitida através do canal por meio de um modulador, que altera as propriedades de uma forma de onda analógica qualquer (ex: amplitude, fase e/ou frequência) para compreender o envio dos *bits* do transmissor ao receptor (HAYKIN; MOHER, 2011; GALLAGER, 2008). Ao identificar a alteração em alguma destas variáveis do sinal analógico modulado, o receptor extrai (demodula) a sequência de *bits* para a sua posterior decodificação e finalmente para o processamento da informação enviada. As etapas da comunicação podem ser compreendidas através da interpretação do diagrama de blocos da figura 3.1, que apresenta de maneira exemplificada os principais processos envolvidos no sistema.

Mais além, vale ressaltar a importância do projeto de um sistema de comunicação em camadas, organizando-as de acordo com cada função dentro dos processos a serem realizados para o envio da informação. A complexidade do sistema tende a aumentar o nível de processos e, por conseguinte, o nível de camadas e funções a serem adicionadas. No entanto, para fins de entendimento deste trabalho, a abordagem do modelo do sistema pode ser exemplificada de acordo com explanação da função dos seguintes pares, conforme apresentam Haykin e Moher (2011):

Codificador/Decodificador: Esta parte do sistema se encarrega de transformar a sequência de símbolos da mensagem fornecida pela fonte de informação em uma sequência de *bits* a serem transmitidos. A informação a ser enviada (Sinal de Mensagem) é composta por símbolos que são transmitidos em sequência para formar uma mensagem (ex: letras do alfabeto para formar frases e textos). Esta função é usualmente realizada dentro de um sistema microprocessado, através de um algoritmo embarcado na sua rotina de programação. Desta forma, o Codificador atribui uma sequência distinta de *bits* a cada símbolo, codificando-os para a posterior modula-

Figura 3.1 – Modelo de blocos genérico para um sistema de comunicação digital.



Fonte: Adaptado de Haykin e Moher (2011).

ção dos mesmos. A função inversa é realizada no Decodificador, que traduz a sequência de *bits* enviados de volta aos símbolos que formam a mensagem transmitida.

Modulador/Demodulador: O par Modulador/Demodulador é responsável por transmitir/detectar os sinais através do canal de comunicação. É composto por um circuito eletrônico cuja a tarefa é modular um sinal analógico de acordo com a sequência de *bits*. Para o caso de sistemas em banda-base¹ binários, utiliza-se uma ou mais formas de onda periódicas de conteúdo espectral conhecido, variando-se uma de suas propriedades, como frequência, amplitude e/ou fase. Desta forma, a cada sinal representativo de um *bit*, atribui-se um “pulso de sinal” conhecido pelo receptor.

Canal: É o meio físico qual o sinal será transmitido. É neste bloco onde são adicionados os modelos matemáticos para a maioria das incertezas de um sistema de comunicação. É durante a transmissão no canal em que o sinal de comunicação é corrompido por ruído devido a uma variedade de mecanismos possíveis, usualmente modelados na forma de processos aleatórios. O conhecimento do Canal é de ampla importância em um sistema de comunicação, uma vez que ele dita os limites do mesmo, como máxima transferência de dados e potência necessária para transmissão (HAYKIN; MOHER, 2011; LATHI; DING, 2012).

Por fim, a partir desta contextualização do sistema, a literatura apresenta uma série de métricas fundamentais que são utilizadas para analisar a viabilidade da comunicação. Estas definições são importantes porque apresentam ferramentas utilizadas para se comparar a eficiência de transmissão de um sistema, dadas as limitações de canal, modulação utilizada e largura de banda requerida. Conforme apresenta Gallager (2008), qualquer sistema de comunicação

¹Sistemas em banda-base compreendem larguras de banda bem definidas, que variam de 0 Hz até um valor limite. A transmissão de CLV é considerada uma transmissão de banda-base por muitos autores (KOMINE; NAKAGAWA, 2004; O'BRIEN, 2011; KARUNATILAKA et al., 2015), embora isto possa ser contestado se o LED for considerado um sistema “modulador de banda-passante” na faixa da luz visível (largura de banda situadas na faixa dos Tera-hertz).

deve ser apresentado por pelo menos uma destas métricas, de maneira a se obter as informações necessárias para o julgamento da viabilidade do mesmo. Desta forma, a próxima seção trata de uma revisão de uma das métricas principais para análise de um sistema de comunicação digital.

3.2 TAXA DE ERRO DE *BIT* (TEB)

Segundo Lathi e Ding (2012), Haykin e Moher (2011), o objetivo do receptor em um sistema de comunicação digital é a identificação precisa do símbolo enviado pelo transmissor. Cada símbolo é representado por um determinado sinal, variando-se de maneira discreta uma de suas propriedades com o intuito de formar um conjunto de sinais distintos e identificáveis. A partir do sinal recebido, contaminado por ruído devido à sua transmissão pelo canal, o receptor precisa decidir sobre qual elemento do conjunto foi transmitido originalmente e, por conseguinte, extrair o símbolo representado pelo mesmo. Sendo assim, uma figura de mérito interessante para avaliar a qualidade de um sistema de comunicação encontra-se em uma medida da incerteza e da probabilidade de erro do receptor de identificar corretamente qual foi o símbolo transmitido.

Em outras palavras, a detecção correta do sinal analógico enviado remete à detecção correta do *bit* (ou das sequências de *bits*) que ele representa. A incerteza desta função remete à uma figura de mérito chamada de Probabilidade de Erro de Bit, que também pode ser conhecida como Taxa de Erro de Bit (TEB) (do inglês, *Bit Error Rate* - BER). A TEB consiste em uma medida fundamental do desempenho de um sistema de comunicação digital porque ela relaciona a quantidade de energia que precisa ser utilizada para a transmissão do sinal de comunicação com a probabilidade da detecção correta dos *bits* transmitidos. Desta forma, subentende-se que quanto mais energia disponível no sinal de comunicação, menor será a TEB e maior será o nível de fidelidade da informação detectada pelo receptor.

Conforme visto anteriormente, em um sistema de comunicação digital com modulação binária, transmite-se a informação na forma de dígitos **0** ou **1** a cada intervalo de tempo de bit^2 T_b . De acordo com Lathi e Ding (2012), Haykin e Moher (2011), Gallager (2008), Arthurs e Dym (1962), a TEB está matematicamente ligada com o nível de energia do sinal transmitido com relação à energia do ruído presente no canal. Neste sentido, a Relação Sinal-Ruído (RSR) (do inglês, *Signal-to-Noise Ratio* - SNR) aparece como uma variável independente, onde a TEB pode ser representada de maneira analítica em função da mesma.

²Vale destacar neste trabalho a análise da TEB somente para o caso de um detector linear ótimo para sinalizações binárias genéricas, isto é, cada símbolo é representado unicamente por um *bit* **0** ou **1**.

3.2.1 Modelo do Transmissor

Para determinar a curva da TEB, o sistema deve compreender modelos matemáticos que descrevam os seus três principais agentes: o transmissor, o canal de comunicação, e o receptor. No caso de um transmissor binário, o modelo do mesmo pode ser representado por um sistema linear que representa a saída do modulador da figura 3.1. Desta forma, cada dígito é representado por um sinal no domínio do tempo $x(t)$, variando-se uma de suas propriedades de acordo com o *bit* a ser enviado. Portanto, para cada símbolo a ser transmitido é associado um diferente formato de “pulso” de sinal analógico, onde a sua identificação se dá mediante a detecção do mesmo pelo receptor.

3.2.2 Modelo do Canal

Para que se possa determinar a TEB de um sistema de comunicação, faz-se necessário obter um modelo matemático que descreva o ruído presente no canal. Conforme aponta Gallager (2008), o modelo matemático utilizado para representar o ruído deve estar de acordo com as propriedades estatísticas do canal, sendo capaz de ser representando por um modelo de processo aleatório que possa ser descrito através dos dois primeiros momentos estatísticos, conforme aponta Yates e Goodman (2005): média e variância.

Um dos modelos de canal mais utilizados para a obtenção das curvas de TEB é o Canal de Ruído Branco Gaussiano Aditivo (do inglês, *Additive White Gaussian Noise Channel - AWGN*) limitado em banda. Segundo Sklar (2000), Lathi e Ding (2012), este modelo de canal, de natureza linear, representa fielmente as propriedades estatísticas da maioria dos processos ruidosos na natureza, tornando-se um modelo de referência para o teste de modulações digitais.

Segundo Lathi e Ding (2012), neste modelo de canal, o sinal transmitido é somado a um distúrbio de ruído gaussiano branco $w(t)$, presente em todas as frequências do espectro e com média e variância determinados por uma curva de natureza gaussiana. Sendo assim, a influência do canal no sinal de comunicação pode ser modelada de acordo com a equação 3.1.

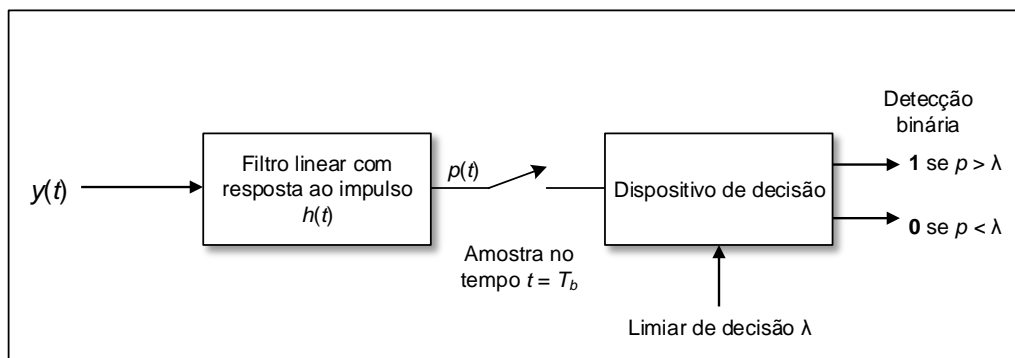
$$y(t) = x(t) * h(t) + w(t) \quad (3.1)$$

Onde $*$ representa o operador de convolução entre o sinal de comunicação transmitido $x(t)$ e o modelo de resposta ao impulso do canal óptico $h(t)$, $y(t)$ representa saída do canal e $w(t)$ é o ruído branco de natureza estatística gaussiana. Vale deixar claro que este modelo de canal não apresenta distorção linear de fase ou resposta em frequência que possa alterar os valores das componentes de frequência que sustentam o sinal de comunicação transmitido.

3.2.3 Modelo do Receptor

A modelagem do processo de transmissão e detecção de um sinal de comunicação digital através de um canal AWGN pode ser vista como um processo aleatório de natureza linear. Em outras palavras, os agentes do sistema de comunicação podem ser descritos por meio de sistemas lineares invariantes no tempo, com respostas em frequência e largura de banda bem definidas, conforme apontam Haykin e Moher (2011), Lathi e Ding (2012). No que se refere ao receptor, o processo de detecção usualmente emprega uma técnica de correlação entre o sinal de comunicação recebido com um conjunto de sinais conhecidos. Para o caso de detecção binária, o receptor deve identificar corretamente os pulsos de sinal que representam os *bits* **0** e **1**. Este processo pode ser realizado através da aplicação de um filtro linear para detecção do sinal em que a resposta ao impulso $h(t)$ do filtro coincida com o formato de pulso em que deseja-se detectar a partir do sinal $y(t)$. Desta forma, um modelo matemático do receptor pode ser descrito por um filtro linear e invariante no tempo, um processo de amostragem com período equivalente ao tempo de *bit* T_b e um mecanismo de tomada de decisão, conforme apresenta a figura 3.2.

Figura 3.2 – Modelo matemático do receptor digital para detecção binária.



Fonte: Adaptado de Haykin e Moher (2011) e Lathi e Ding (2012).

Na literatura, esta técnica de detecção é usualmente chamada de **receptor linear ótimo para sinalização binária** ou simplesmente de **filtro casado** (HAYKIN; MOHER, 2011; LATHI; DING, 2012). Neste modelo de detecção, o filtro casado é ótimo por maximizar a RSR na presença de ruído branco aditivo oriundo de um processo aleatório de natureza gaussiana. O limiar de decisão ótimo λ_o pode ser obtido através de uma análise estatística da probabilidade de detecção dos símbolos **0** e **1**, se estes forem equiprováveis. O resultado desta análise é apresentado na equação 3.2. Para uma análise aprofundada sobre a dedução desta equação, consultar Lathi e Ding (2012).

$$\lambda_o = \frac{p_0(T_b) + p_1(T_b)}{2} \quad (3.2)$$

Onde $p_0(T_b)$ e $p_1(T_b)$ representam os pulsos de sinal **0** e **1**, respectivamente, sob a

influência do filtro casado³, amostrados no tempo T_b .

3.2.4 Caso Especial para Ruído Gaussiano Branco

Conforme apresentam Gallager (2008) e Sklar (2000), a utilização de um modelo matemático de ruído de natureza gaussiana implica em um modelo de detecção simplificado para se obter o filtro casado do receptor. Ademais, para este mesmo caso, a **função densidade de probabilidade** que rege a probabilidade de erro de *bit* segue uma função gaussiana⁴ (SKLAR, 2000; GALLAGER, 2008; HAYKIN; MOHER, 2011; LATHI; DING, 2012). Sendo assim, computa-se a **probabilidade cumulativa** P_b de detecção correta de um símbolo pelo receptor. A probabilidade de erro de detecção em sistemas de comunicação corrompidos por ruído aditivo de natureza gaussiana é descrita pela função $Q(\cdot)$, apresentada na equação 3.3.

$$Q(x) \triangleq \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy \quad (3.3)$$

A função $Q(\cdot)$ é bastante conhecida nas Comunicações Digitais por ditar o aspecto da probabilidade de erro de *bit*. Ela encontra-se tabulada em diversos livros sobre comunicações digitais, bastando somente obter o conhecimento do seu argumento x para a obtenção do resultado. No caso de um canal AWGN, o argumento da função $Q(\cdot)$ utilizado para o cálculo da TEB é uma medida da RSR, que para o caso especial de ruído gaussiano branco em uma modulação de decisão binária genérica é definido como de acordo com a equação 3.4 (LATHI; DING, 2012). **Esta dedução baseia-se na aplicação do filtro casado no receptor, de maneira a obter o limiar de detecção ótimo.** Sendo assim, fica possível determinar a probabilidade de erro de *bit* para um determinado nível de RSR.

$$\text{TEB} = P_b(\text{RSR}) = Q\left(\sqrt{\frac{E_{p_1} + E_{p_0} - 2E_{p_1 p_0}}{2N_o}}\right) \quad (3.4)$$

Onde E_{p_1} e E_{p_0} representam o cálculo da energia presente em cada pulso de sinal representativo dos *bits* **1** e **0**, respectivamente, o termo $E_{p_1 p_0}$ representa o cálculo do produto interno entre os sinais $p_1(t)$ e $p_0(t)$ e N_o representa a Densidade Espectral de Potência do ruído presente no canal⁵. Desta forma, fica possível determinar analiticamente a TEB em um canal AWGN em função da RSR (E_b/N_o) mediante o cálculo do nível de energia presente na transmissão e na correlação dos pulsos utilizados para representar os símbolos digitais⁶. As equações utilizadas

³Pela figura 3.2, $p(t) = y(t) * h(t)$, onde $p_0(t)$ e $p_1(t)$ representam a passagem dos pulsos analógicos que identificam os símbolos **0** e **1** pelo filtro casado, respectivamente.

⁴A função densidade de probabilidade para um processo gaussiano segue uma curva de aspecto $p_x(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)$.

⁵Conforme apresenta Lathi e Ding (2012), a densidade espectral de potência do ruído gaussiano branco é utilizada como uma medida do nível de “energia de ruído” presente no canal.

⁶O cálculo do produto interno entre dois sinais pode representar um fator de similaridade entre eles (Correla-

para o cálculo da energia presente em cada pulso de sinal, como também do produto interno entre os mesmos, são apresentadas no conjunto de equações presente em 3.5 (LATHI; DING, 2012).

$$\begin{aligned} E_{p_1/0} &= \int_0^{T_b} |p_{0/1}(t)|^2 dt \\ E_{p_1 p_0} &= \int_0^{T_b} p_0(t) p_1(t) dt \end{aligned} \quad (3.5)$$

Ademais, a partir do cálculo da energia presente nos pulsos $p_0(t)$ e $p_1(t)$ também fica possível calcular o limiar de detecção ótimo λ_o de outra maneira, conforme apresenta a equação 3.6 (LATHI; DING, 2012).

$$\lambda_o = \frac{E_{p_1} + E_{p_0}}{2} \quad (3.6)$$

Finalmente, com bases nestas informações, é possível afirmar a extrema importância do conhecimento do conjunto de sinais analógicos utilizados para representar os símbolos digitais enviados através do canal. Ainda, conforme afirma a literatura, através da equação 3.4, fica claro que a TEB depende somente do nível de energia presente nos sinais analógicos utilizados para representar os símbolos digitais (LATHI; DING, 2012). Desta forma, conclui-se que a TEB não depende do conteúdo espectral do conjunto de sinais utilizados, sendo dependente **apenas do nível de energia em relação ao ruído** presente na transmissão. No entanto, o conhecimento do conteúdo espectral dos sinais é necessário para a correta implementação do filtro casado a partir de sua resposta ao impulso.

Por fim, o embasamento teórico referente à detecção de símbolos binários em um canal AWGN forma a base analítica para a análise de diversos tipos de modulações digitais empregadas em sistemas de comunicação. Conforme visto anteriormente, a TEB depende unicamente do nível de energia presente na comunicação. Desta forma, diferentes técnicas de modulação binária possuem diferentes valores de TEB para um mesmo nível de RSR, e são baseadas no cálculo do argumento da função $Q(\cdot)$ da equação 3.4. A próxima seção apresentará uma revisão bibliográfica acerca das principais técnicas de modulação desta natureza.

3.3 MODULAÇÕES BINÁRIAS MAIS UTILIZADAS

Devido à facilidade de acionamento e controle da corrente que passa pelos LEDs, fica possível implementar uma série de modulações digitais para comunicação. Portanto, esta seção apresenta uma breve revisão bibliográfica acerca das modulações binárias mais utilizadas e possíveis de serem implementadas em sistemas de CLV. Vale deixar claro que esta dissertação não aborda modulações multiníveis de amplitudes ou modulações de multi-portadoras, abstendo-se

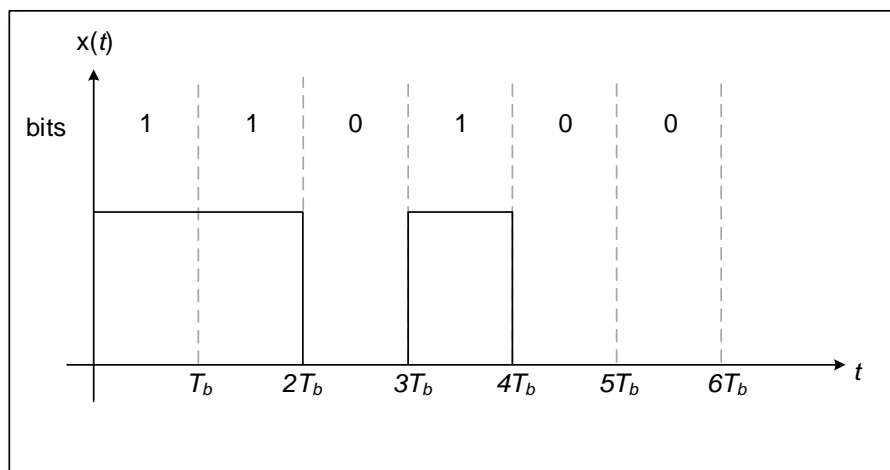
ção), conforme afirma Pandroni e Vetterli (2008).

somente à técnicas possíveis de serem analisadas através da teoria de sinalização binária genérica. Por fim, a seção encerra com uma comparação das técnicas de modulação de acordo com a sua curvas de TEB vs. RSR.

3.3.1 Modulação Liga-Desliga

Considerada a técnica pioneira em CLV, a modulação Liga-Desliga (do inglês, *ON-OFF Keying* - OOK) foi a primeira estudada por Komine e Nakagawa (2004) na modelagem do canal de comunicação. Outros trabalhos voltados para a performance desta modulação em sistemas de CLV em ambientes de laboratório também podem ser encontrados na literatura (MINH et al., 2008; VUCIC et al., 2010; CHOW et al., 2011). Este tipo de modulação trabalha no envio de mensagens através da presença ou ausência de um pulso de sinal, conforme apresenta a figura 3.3. Para sistemas de CLV, isto se traduz na ausência ou na presença de luz para representar os *bits* 0 e 1.

Figura 3.3 – Exemplo de modulação Liga-Desliga.



Fonte: Autor.

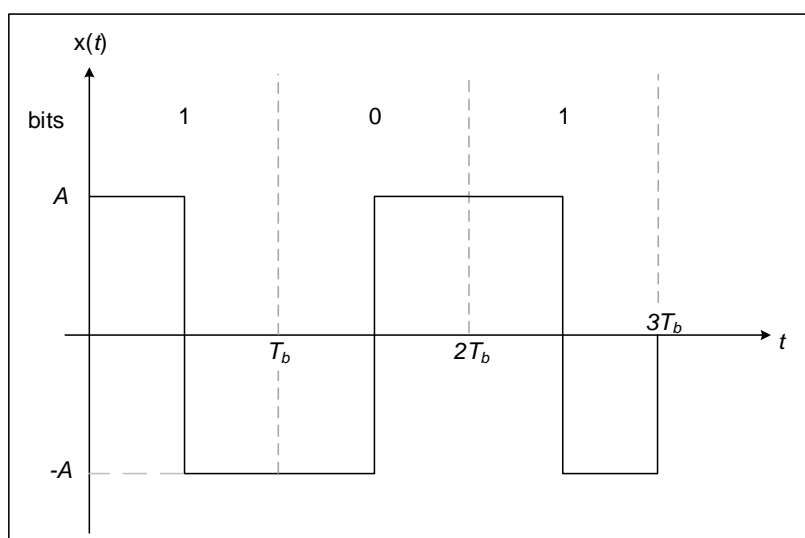
Dentre outros aspectos deste tipo de modulação em CLV, tem-se que o pulso de sinal é usualmente na forma retangular, uma vez que os métodos empregados para o acionamento do LED compreendem o uso de uma chave semicondutora onde o seu estado define a presença ou ausência de corrente. Esta característica pode ser utilizada para empregar um método de dimerização na luminária, adicionando uma sequência de *bits* pré-determinada de maneira a regular o valor da corrente média em um determinado período de tempo. Neste tipo de técnica de dimerização, o padrão IEEE 802.15.7 apresenta sugestões de implementação das camadas de rede de um sistema CLV sob a modulação Liga-Desliga juntamente com a opção de dimerização (RAJAGOPAL; ROBERTS; LIM, 2012). Sendo assim, a mensagem é enviada juntamente com uma sequência de bits que representa um padrão regulador da corrente média, que não carrega

informação útil para o receptor.

3.3.2 Modulação por Chaveamento de Fase

Esta técnica caracteriza-se por ser uma variação da modulação polar, onde usa-se o mesmo formato de pulso de sinal para representar os *bits* **0** e **1** (HAYKIN; MOHER, 2011). A diferença dos símbolos se dá pela troca de sinal do pulso, ora sendo positivo para o dígito **1**, ora sendo negativo para o dígito **0**, em um intervalo de um período de *bit* (ou a troca da fase de um sinal periódico de 0 para 180 graus). Portanto, a modulação por chaveamento de fase⁷ emprega esta metodologia ao utilizar uma forma de onda periódica conhecida, onde a variação de sua fase representa a troca de sinal necessária para o envio dos *bits* **0** e **1**. Uma vantagem da modulação por chaveamento de fase é a de regular o valor médio do sinal de comunicação independentemente do símbolo a ser enviado, mantendo-o em um valor fixo durante cada período de *bit*. Um exemplo de sua utilização é apresentado na figura 3.4 para uma forma de onda periódica de característica retangular e de valor médio igual a zero.

Figura 3.4 – Exemplo de modulação por chaveamento de fase.



Fonte: Autor.

Em adição, no que se refere à CLV, a natureza unidirecional em corrente do LED demanda que o sinal de comunicação seja polarizado com um determinado valor médio para o emprego desta técnica de modulação. Sendo assim, Karunatilaka et al. (2015) e Del Campo-Jimenez, Lopez-Hernandez e Perez-Jimenez (2016) comentam sobre o uso de um circuito eletrônico auxiliar ao modulador responsável por manter o nível médio do sinal de comunicação

⁷Na literatura, ela também é conhecida como *Binary Phase-Shift Keying* (BPSK) (LATHI; DING, 2012; HAYKIN; MOHER, 2011; SKLAR, 2000).

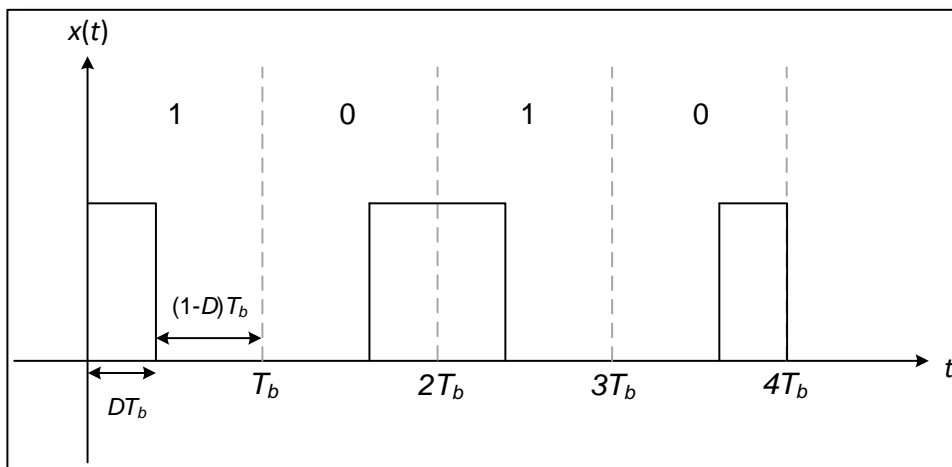
a valores que permitam a excursão do sinal periódico dentro do primeiro quadrante positivo da forma de onda da corrente nos LEDs.

3.3.3 Modulação por Posição de Pulso (MPP)

Nesta técnica de modulação, tem-se um pulso de sinal conhecido que varia a sua posição dentro de um período de *bit*. Esta técnica pode ser estendida para modulações multiníveis, podendo compreender mais do que duas posições para detecção. Um aspecto interessante desta modulação é a sua fácil adaptação a partir de circuitos com a função de dimerização por largura de pulso (PWM *dimming*).

Para uma modulação de característica binária, a transmissão dos símbolos remete a posição do pulso em dois intervalos dentro do período de *bit*, usualmente situados no início ou no fim do mesmo, conforme mostra a figura 3.5.

Figura 3.5 – Exemplo de modulação binária por posição de pulso.



Fonte: Autor.

A dimerização também é facilitada através da regulação da largura do pulso, por meio da regulação da razão cíclica D mesmo. No entanto, diferentes níveis de dimerização, onde a razão cíclica encontra-se próximo de 0% ou de 100%, podem acarretar em dificuldades de detecção por parte do receptor, conforme será apresentado na sequência deste texto. Mais além, será mostrado que o valor da razão cíclica D também influencia em mudanças na curva de TEB vs. RSR.

Na literatura, Zafar, Karunatilaka e Parthiban (2015) apresentam uma revisão das técnicas de dimerização que empregam MPP e Modepalli e Parsa (2015) apresentam o projeto de um circuito para LEDs consistindo de um conversor rebaixador utilizando uma segunda chave auxiliar para permitir MPP ao controlar a corrente na carga de LEDs. A MPP também é uma

modulação sugerida no padrão IEEE 802.15.7 para compor parte de um sistema de CLV (RAJAGOPAL; ROBERTS; LIM, 2012).

3.3.4 Modulação por Pulsos Ortogonais

De acordo com Lathi e Ding (2012), modulações binárias por pulsos ortogonais compreendem qualquer modulação em que os pulsos $p_0(t)$ e $p_1(t)$ são linearmente independentes e não-correlacionados. Em suma, o produto interno $E_{p_1 p_0} = 0$ na equação 3.5. Em adição, Lathi e Ding (2012) também comentam que a curva da TEB vs. RSR para o caso de uma sinalização binária genérica se mantém a mesma, não importando a escolha dos pulsos ortogonais. Sendo assim, são exemplos de modulações por pulsos-ortogonais:

- Modulações que utilizem pulsos de sinais senoidais de frequências não-múltiplas e distintas (ex: Modulação por chaveamento em frequência);
- Pulsos capazes de formar uma base ortogonal de um espaço de funções;
- Pulsos baseados no uso da base de Walsh-Hadamard (NOSHAD; BRANDT-PEARCE, 2016);
- Modulação Liga-Desliga, sendo esta um caso especial de modulação por pulsos ortogonais.

3.4 SIMULAÇÃO DA TEB

Através da teoria da sinalização binária, é possível determinar analiticamente as curvas de TEB vs. RSR para um canal AWGN. Desta forma, fica possível analisar de maneira comparativa a performance das diferentes técnicas de modulação mencionadas. Inicialmente, as quatro técnicas mencionadas serviram de embasamento inicial para tomar conclusões acerca da técnica de modulação desenvolvida nesta dissertação, o qual será apresentada no capítulo 4.

Em primeira instância, preferencialmente busca-se atingir uma menor TEB com uma menor RSR. Neste quesito, procura-se obter uma maior eficiência no uso da energia utilizada para comunicação. Este aspecto é importante na implementação de um sistema de CLV porque dita a performance do mesmo de acordo com a intensidade do fluxo luminoso disponível e o seu uso para comunicações digitais.

Sendo assim, é interessante comparar as principais técnicas de modulação binária com respeito ao seu comportamento em um modelo de canal AWGN. A maioria dos casos pode ser encontrado na literatura técnica, que já apresenta as curvas analíticas da função $Q(\cdot)$. As

demais curvas podem ser obtidas através do cálculo do argumento da equação 3.4, por meio do Produto Interno e da Energia dos pulsos utilizados para a representação dos *bits* **0** e **1** (equações presentes em 3.5).

3.4.1 Metodologia para o Cálculo da TEB

Dentre as modulações citadas, a literatura já apresenta deduções para o argumento da função $Q(\cdot)$ da equação 3.4 para os casos da modulação Liga-Desliga e da modulação por Chaveamento de Fase (BPSK) (LATHI; DING, 2012). Já a MPP emprega um caso particular, sendo necessária a sua dedução através do cálculo do produto interno e da energia do sinal. Ainda mais, a dependência do pulso de comunicação em relação à razão cíclica D indica que a curva de TEB também é dependente de D e, por conseguinte, do nível de dimerização a qual a luminária está operando. Por esta razão, foi desenvolvida uma metodologia de cálculo com o objetivo de encontrar o argumento da função $Q(\cdot)$ em sinalizações binárias genéricas partindo dos fundamentos que ditam o nível de similaridade entre os pulsos de sinal utilizados para comunicação. Tal metodologia é descrita a partir de um exemplo de aplicação a seguir, onde determina-se o argumento da equação 3.4 para a MPP, e foi desenvolvida inspirada nos textos de Lathi e Ding (2012) e Gallager (2008).

Uma das maneiras de se obter a TEB da MPP é através do cálculo do coeficiente de correlação ρ entre os pulsos de sinal utilizados para comunicação, conforme apresentado na equação 3.7 (LATHI; DING, 2012).

$$\rho = \frac{1}{\sqrt{E_{p_1}E_{p_0}}} \int_{-\infty}^{\infty} p_0(t)p_1(t)dt \quad , \quad -1 \leq \rho \leq 1 \quad (3.7)$$

Como pode ser visto na figura 3.5, os pulsos $p_1(t)$ e $p_0(t)$ são versões espelhadas do mesmo pulso. Por esta razão, a energia presente em ambos é a mesma, sendo possível exemplificar o cálculo de ρ através da igualdade $E_{p_1} = E_{p_2} = E_p$. Também é possível perceber que a integral da equação 3.7 remete ao cálculo do produto interno $E_{p_1p_0}$ entre os pulsos. Sendo assim, combinando-se as equações 3.4 e 3.7, é possível obter o argumento de $Q(\cdot)$ em função de ρ , conforme apresentado na equação 3.8.

$$\text{TEB} = P_b(\text{RSR}) = Q\left(\sqrt{\frac{E_p}{N_o}} \cdot (1 - \rho)\right) \quad (3.8)$$

A partir da equação 3.8 fica interessante argumentar que a curva da TEB de fato depende do nível de similaridade dos pulsos. Esta característica pode ser justificada através do projeto do receptor linear ótimo (filtro casado) para modulações de caráter binário. A correlação dos pulsos influencia diretamente no limiar de detecção ótimo λ_o . Para pulsos fortemente correlacionados (onde $\rho \rightarrow 1$), a tomada de decisão do receptor sobre qual símbolo foi transmitido fica mais difícil. Para o caso em que $\rho = 0$, tem-se uma modulação por pulsos ortogonais, com uma

curva de TEB vs. RSR bem definida, conforme aponta Lathi e Ding (2012) e Gallager (2008). Para o caso em que os pulsos são iguais em forma porém com fases opostas ($\rho = -1$) obtém-se o caso da modulação polar (e, portanto, a sua versão estendida via chaveamento de fase). Por fim, para o caso em que ρ não se encontra nos seus extremos nem em zero (em que $-1 < \rho < 1$ e $\rho \neq 0$), tem-se uma modulação em que o nível de correlação “penaliza” a TEB de acordo com o valor de ρ quando o receptor emprega o método do filtro casado para detecção.

Retornando ao exemplo de aplicação da técnica descrita, a MPP é sensível ao valor da largura do pulso utilizado. Isto acontece porque o coeficiente de correlação entre os pulsos tende a variar de acordo com o valor de D e, portanto, de acordo com o nível de intensidade luminosa desejado. Neste caso, a MPP apresenta dois comportamentos distintos quando utilizada como uma modulação binária para comunicação. O primeiro deles é quando $D < 0,5$, ou seja, o pulso de sinal possui uma duração inferior à metade do período de *bit*. Neste cenário, a TEB comporta-se de maneira análoga à da modulação Liga-Desliga, uma vez que não há sobreposição dos pulsos $p_1(t)$ e $p_0(t)$ e ambos encontram-se separados por um intervalo de tempo onde o valor do sinal é zero. Sendo assim, tem-se que $\rho = 0$. Este caso remete-se à uma situação de alta dimerização, onde o valor médio da corrente, controlada por D , encontra-se em valores inferiores à metade da corrente nominal projetada para a luminária.

O segundo caso da MPP acontece quando há sobreposição entre $p_1(t)$ e $p_0(t)$ no cálculo do produto interno, ou seja, quando $D > 0,5$. Nesta situação, o coeficiente de correlação é diferente de zero, e a sobreposição acarreta em uma mudança da curva de TEB, de acordo com o valor do nível de dimerização. Em conclusão, para o caso em que $D > 0,5$ na MPP, o coeficiente de correlação, calculado através da equação 3.7 assume a expressão apresentada na equação 3.9.

$$\rho(D) = \frac{2D-1}{D} \quad , \quad 0,5 < D < 1 \quad (3.9)$$

3.4.2 Comparação entre as Modulações

Através da metodologia de cálculo, apresentam-se as curvas da TEB vs. RSR das seguintes modulações: Polar por Chaveamento de Fase⁸ (BPSK), Liga-Desliga (Pulsos Ortogonais) e MPP. Para o caso da MPP, apresentam-se dois casos de operação, em que $D \leq 0,5$ e $D > 0,5$, com o intuito de analisar a influência da dimerização na performance da comunicação.

Primeiramente, a tabela 3.1 apresenta o valor analítico do argumento das funções $Q(\cdot)$ para os casos mencionados.

Mais além, a partir dos dados apresentados na tabela 3.1, realizou-se por meio do *software* MATLAB⁹ um código para o levantamento da curva TEB vs. RSR através da aplicação do

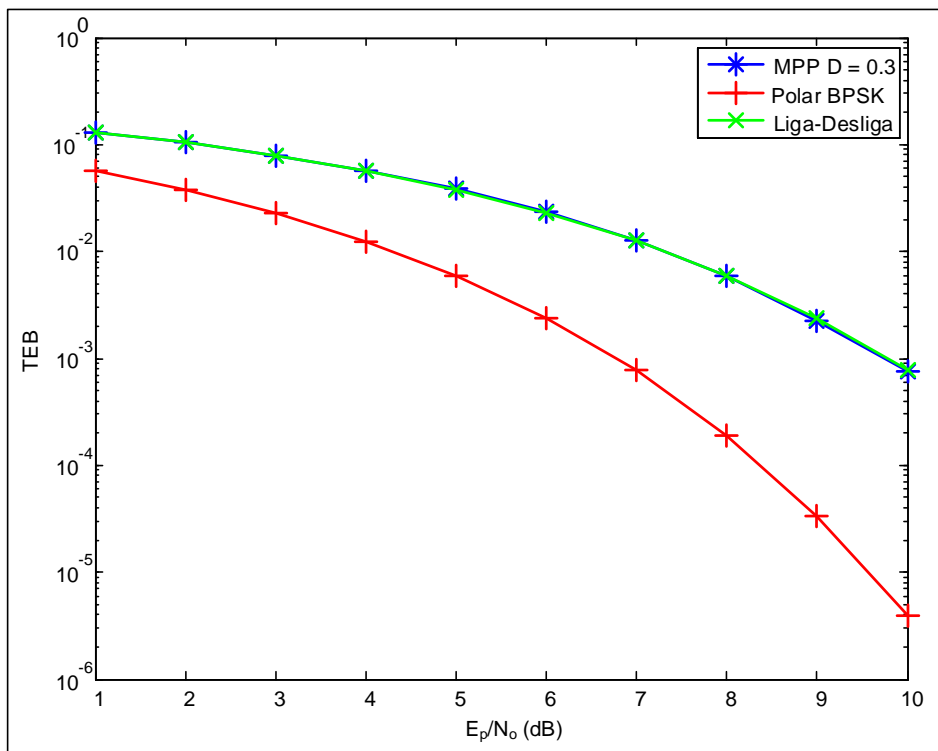
⁸Também reconhecida como *Binary-Phase Shift Keying* - BPSK.

⁹O MATLAB é uma marca registrada da MathWorks, EUA.

Tabela 3.1 – Argumento da função $Q(\cdot)$ para as modulações em destaque.

Modulação	$Q(\cdot)$
Liga-Desliga (OOK) e MPP $D \leq 0,5$	$Q = \sqrt{\frac{E_p}{N_o}}$
MPP $D > 0,5$	$Q = \sqrt{\frac{E_p}{N_o} \left(1 - \frac{2D-1}{D}\right)}$
Polar BPSK	$Q = \sqrt{\frac{2E_p}{N_o}}$

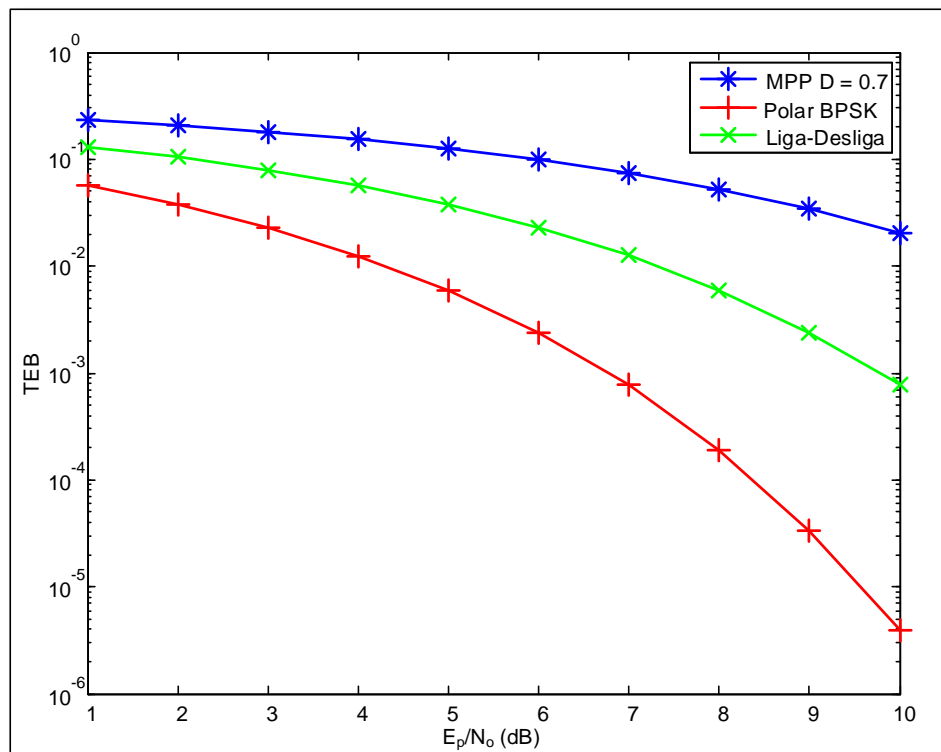
filtro casado das modulações apresentadas. De maneira a elucidar o comportamento da MPP ao longo de seus limites de dimerização, foram realizadas a detecção de duas curvas, comparando-as com as curvas de TEB da modulação BPSK e da modulação Liga-Desliga. O código de programação para a obtenção das curvas pode ser encontrado no Apêndice A desta dissertação. Por fim, os gráficos 3.1 e 3.2 apresentam as curvas normalizadas para o desempenho da TEB das modulações citadas.

Gráfico 3.1 – Taxa de Erro de *Bit* vs. Relação Sinal Ruído em canal AWGN. MPP com $D = 0,3$.

Fonte: Autor.

3.5 CONCLUSÕES PARCIAIS

Este capítulo procurou apresentar uma revisão dos fundamentos para o entendimento de um sistema de comunicação digital. Discutiu-se sobre o modelo do diagrama de blocos de

Gráfico 3.2 – Taxa de Erro de *Bit* vs. Relação Sinal Ruído em canal AWGN. MPP com $D = 0,7$.

Fonte: Autor.

um sistema transmissor, bem como sobre a Taxa de Erro de *Bit*, uma figura de mérito bastante utilizada para medir a performance de sistemas de comunicação. Também é apresentada uma revisão bibliográfica acerca das principais modulações de caráter binário possíveis de serem implementadas em sistemas de CLV.

Ademais, apresenta-se a fundamentação matemática para a determinação da TEB como uma função densidade de probabilidade, regida por uma curva de natureza gaussiana. Por fim, discute-se a respeito da TEB em um canal AWGN e da correlação entre os pulsos de comunicação utilizados para sinalização binária, bem como apresenta-se uma metodologia de cálculo da TEB através da do coeficiente de correlação ρ entre os esses pulsos.

Discute-se a respeito da presença da variável da razão cíclica D na MPP, usualmente utilizada para fins de dimerização e transmissão de dados em sistemas de iluminação. Mostra-se que razão cíclica influencia na curva da TEB.

Para o caso da modulação Liga-Desliga, a literatura apresenta técnicas de dimerização que não necessariamente influenciam nos aspectos físicos do pulso de comunicação, uma vez que estas utilizam de uma sequência de bits adicional (que não carrega informação) para compensar o valor da corrente média em uma determinada faixa de tempo. Já na modulação por chaveamento de fase, tem-se que o sinal de comunicação possui valor médio zero, podendo-se controlar o valor da corrente média de maneira independente na saída do sistema.

Este capítulo encerra a parcela da revisão bibliográfica a respeito dos fundamentos de

comunicação digital. A seguir, apresenta-se no próximo capítulo o desenvolvimento da técnica de modulação proposta nesta dissertação. Finalmente, os fundamentos da teoria da sinalização binária genérica são utilizados para modelar o sistema proposto e obter a curva de TEB para um modelo de canal AWGN.

4 MODULAÇÃO PROPOSTA PARA CLV

Este capítulo apresenta uma nova proposta de modulação para adicionar CLV em conversores chaveados. A partir da ideia inicial, são utilizados os conhecimentos adquiridos com base na revisão bibliográfica dos capítulos 2 e 3 para apresentar uma justificativa e uma técnica para se adicionar uma modulação polar do tipo chaveamento de fase a partir da ondulação de saída de um conversor rebaixador. Apresentam-se os fundamentos matemáticos da técnica proposta, simulações de estudo de caso e da performance do sistema de comunicação em um modelo de canal AWGN.

4.1 INTRODUÇÃO

Uma das principais necessidades na análise de sistemas de CLV encontra-se na dupla interpretação do circuito: o seu papel como uma fonte de iluminação eficiente e prática para o controle da intensidade luminosa e o seu desempenho quando parte de um sistema de comunicação. A luminária a LED de duplo-propósito diferencia-se da luminária convencional por agregar a função de transmissão de dados digitais através da luz, necessitando de um mecanismo de controle da corrente instantânea dos LEDs para compreender a modulação do fluxo luminoso.

A partir deste contexto, observa-se no capítulo 2 que a função de CLV geralmente vem acompanhada da adição de componentes de potência auxiliares que tem como objetivo modular a corrente nos LEDs. Dentre as principais adições, podem-se destacar:

- a) Chaves semicondutoras auxiliares, de maneira a desviar completamente a corrente nos LEDs, configuradas em série ou em paralelo com a carga;
- b) Componentes dissipativos ativos para modular a corrente nos LEDs com sinais contínuos no domínio do tempo, como por exemplo amplificadores, adicionados ao longo do caminho da corrente dos LEDs;
- c) Conversores chaveados auxiliares, de maneira a aumentar os graus de liberdade do circuito e proporcionar técnicas de modulação mais sofisticadas com elevados níveis de eficiência;
- d) Configurações híbridas (itens (b) e (c) adicionados simultaneamente), a fim de se obter uma parcela das vantagens do uso de ambos circuitos.

Em alguns casos, a adição de componentes extras é inevitável, principalmente em cenários em que a aplicação proposta necessita de altas taxas de dados, a um nível de megabits por segundo (como por exemplo LiFi¹). No entanto, fica possível afirmar que, para que os sis-

¹LiFi (*Light Fidelity*) é um termo cunhado por Harald Haas para identificar uma rede de comunicação sem fio semelhante ao WiFi (HAAS et al., 2016).

temas de iluminação no futuro venham a agregar CLV em sua composição, tal função deve vir de acordo com valores aceitáveis pela indústria em termos de custos de produção e eficiência. Diferentemente de WiFi e outras formas de comunicação baseadas em RF, a energia elétrica utilizada em um sistema de CLV é compartilhada com a sua finalidade de iluminar o ambiente. A adição de componentes ativos extras pode vir a culminar com uma baixa na eficiência geral do sistema e no aumento dos custos de produção. Para sistemas que necessitam de alta escalabilidade como os de iluminação, estas penalidades podem agregar impactos negativos a ponto de inviabilizar a comercialização de uma luminária de duplo-propósito. Desta maneira, fica imprescindível uma análise mais profunda acerca da eficiência no processamento da energia entregue aos circuitos eletrônicos para ambas as funções e do custo de produção destes sistemas de duplo-propósito.

Sendo assim, uma das premissas para o desenvolvimento desta dissertação é a de procurar fornecer a dupla funcionalidade de uma luminária sem interferir radicalmente no seu projeto ou no seu nível de eficiência quando comparado com sistemas convencionais já consolidados na literatura. Em termos práticos, procurou-se responder à seguinte pergunta: **“Com base nos circuitos e nos sistemas de iluminação atuais, é possível agregar CLV sem adicionar componentes extras ou interferir no *hardware* de potência de uma luminária convencional”?**

A resposta para esta pergunta vem por fim a agregar a função de CLV com o menor número de modificações possível, tornando-se um caminho prático para a implementação de sistemas de taxas de dados moderadas, como é o caso das redes de sensores e demais sistemas envolvendo o conceito de Internet das Coisas. Neste contexto, um cenário de aplicação bastante promissor para a implementação inicial é o de utilizar uma lâmpada LED de duplo-propósito como um satélite de comunicação, em uma ideia inicialmente proposta por Ergul, Dinc e Akan (2015), conforme apresenta a figura 4.1. Nesta aplicação, a lâmpada encarrega-se de repassar as informações a demais receptores que se encontram sob sua luz, organizando e gerenciado mensagens de monitoramento e controle.

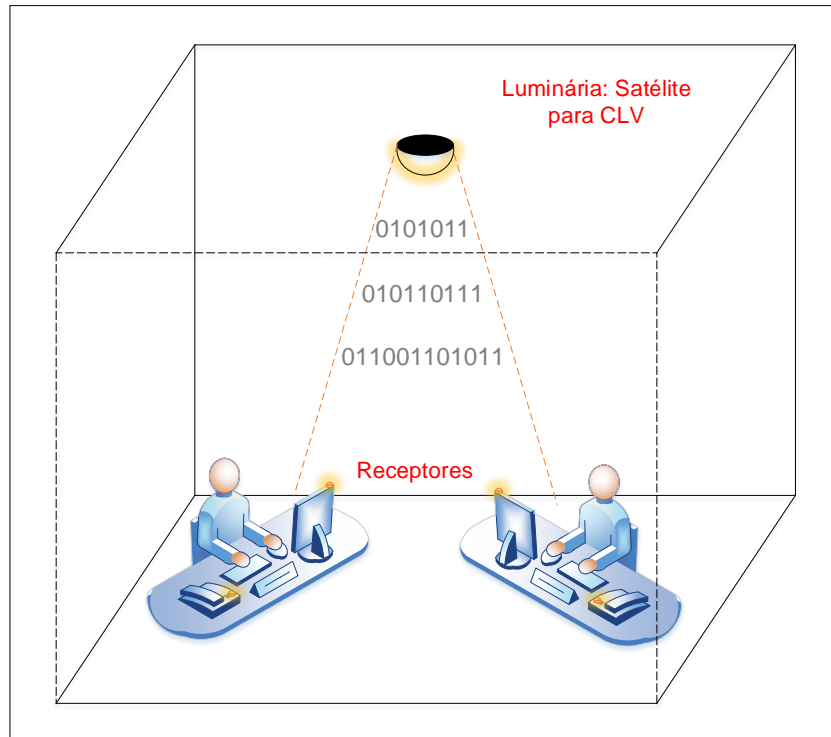
A partir deste exemplo de aplicação, elencou-se uma série de qualidades desejadas para uma luminária de duplo-propósito capaz de operar nos ambientes mencionados:

- a) Baixo custo de produção, preferencialmente sem a adição de componentes de potência auxiliares com relação às fontes de potência convencionais;
- b) Proporcionar taxas de dados moderadas, porém viáveis, na faixa de quilobits por segundo (kbps);
- c) Possuir níveis de eficiência equivalentes aos circuitos de acionamento convencionais;
- d) Ser escalável, proporcionando o aumento gradual da rede de CLV com a adição de componentes transmissores de fácil configuração.

Portanto, com base nas premissas apresentadas, investigou-se a possibilidade de agregar CLV a partir da modificação da modulação proporcionada pelo controle de um conversor rebaixador operando em modo de condução contínua² (CCM), compreendendo o estágio de potência

²Continuous Conduction Mode (CCM).

Figura 4.1 – Exemplo de sistema CLV.



Fonte: Autor.

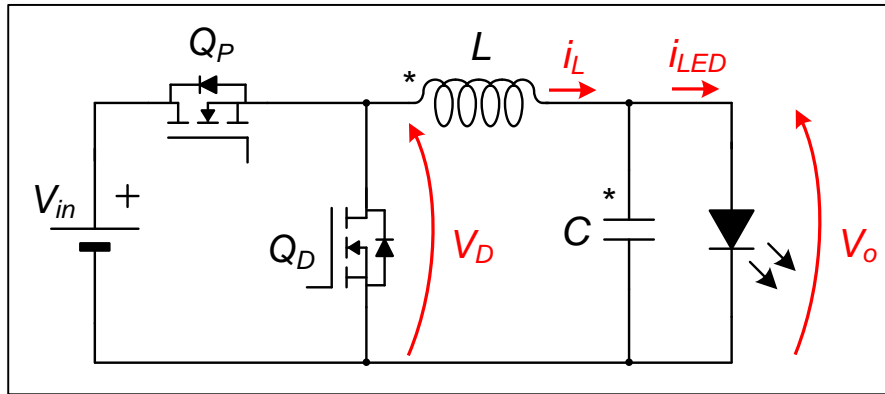
da luminária de duplo-propósito. Por fim, este capítulo apresenta uma descrição detalhada do uso do conversor rebaixador como circuito de acionamento para LEDs e das modificações realizadas para agregar uma modulação digital do tipo polar por chaveamento de fase a partir do modulador por largura de pulso do circuito.

4.2 MODELAGEM DO CONVERSOR REBAIXADOR

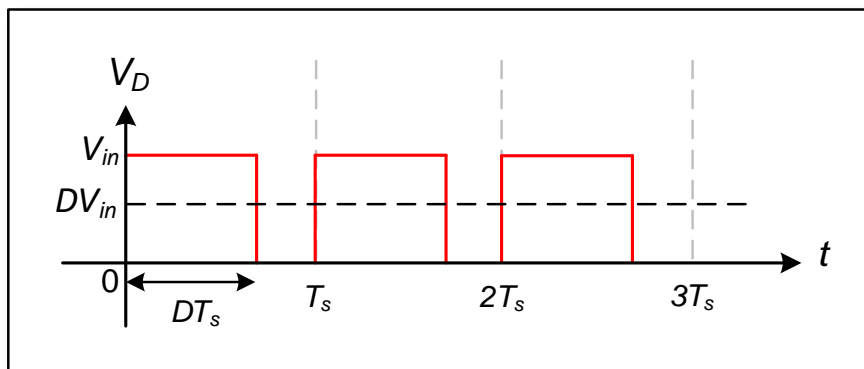
O conversor rebaixador é considerado o mais simples dos circuitos chaveados. Sua função é a de controlar o valor médio da tensão ou da corrente de uma carga a partir de um barramento CC, empregando um conjunto de semicondutores ativos que regulam os valores de saída, comutando a cada período de chaveamento T_s . Para esta dissertação, a proposta de modulação utiliza um conversor rebaixador do tipo síncrono, empregando duas chaves semicondutoras e um filtro LC de segunda ordem, conforme apresenta a figura 4.2. Desta forma, apresenta-se a análise deste circuito com o intuito de apresentar as equações que regulam o valor médio da corrente de saída dos LEDs.

O par de chaves $\{Q_P; Q_D\}$ opera de forma complementar de maneira a sintetizar em V_D um sinal de tensão periódico de formato retangular, com valor médio controlável de acordo com a razão cíclica D , conforme apresenta o gráfico 4.1.

Figura 4.2 – Conversor rebaixador síncrono.



Fonte: Autor.

Gráfico 4.1 – Gráfico da tensão V_D e o seu valor médio.

Fonte: Autor.

A razão cíclica D é uma variável que define, dentro do período T_s , o tempo de condução da chave Q_P . Por fim, o filtro LC é projetado para atenuar os componentes de alta frequência de V_D e removendo o aspecto retangular do sinal da tensão de saída V_o .

Uma dos procedimentos para analisar este circuito é defini-lo através de etapas de operação, sendo estas dadas em função dos estados das chaves $\{Q_P; Q_D\}$. Neste contexto, baseado nos textos de Hart (2010) e Erickson e Maksimović (2001), define-se uma série de suposições iniciais, apresentadas a seguir.

a) O circuito opera em regime permanente. Isto implica que a corrente média ao longo de um período T_s no capacitor C_o é zero, assim como o valor da tensão média no indutor. Desta forma, conclui-se também que o valor da corrente média no indutor é igual ao valor da corrente média nos LEDs ($I_{LED} = I_L$).

b) A corrente no indutor i_L é contínua (sempre positiva) e periódica: $i_L(t + T_s) = i_L(t)$;

c) A tensão média V_o é sempre menor que V_{in} : $V_o < V_{in}$;

d) A tensão V_{in} é de valor constante e invariante no tempo;

e) O período de chaveamento T_S é fixo e o tempo em que a chave Q_P é fechada é definido como uma razão do mesmo, dado por DT_S . Conseqüentemente, o tempo em que a chave é aberta é definido por $(1 - D)T_S$, onde $0 \leq D \leq 1$;

f) As chaves Q_P e Q_D operam de maneira complementar;

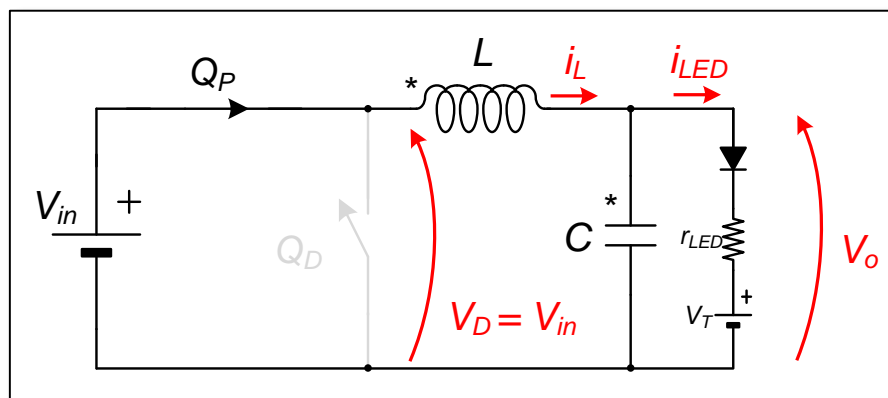
g) Os componentes são ideais, o que implica que a potência fornecida pela fonte V_{in} é a mesma potência entregue à carga de LEDs;

h) O modelo do LED é definido pelo seu equivalente linear, sendo este representado por um circuito que consiste de um diodo ideal em série com uma resistência r_{LED} e uma fonte de tensão constante V_T . Este modelo é bastante difundido na literatura, sendo utilizado na maioria dos trabalhos envolvendo circuitos de acionamentos para LEDs (ALMEIDA et al., 2013; CAMPONOGARA et al., 2013; PEREIRA et al., 2017).

A partir destas suposições, a análise principal consiste em determinar a corrente $i_L(t)$ e a sua taxa de variação ao longo do período de chaveamento. Existem muitas maneiras de se obter esta resposta. No entanto, uma técnica bastante simples consiste em analisar a variação de $i_L(t)$ de acordo com a operação de carga e descarga do indutor quando submetido a valores de tensão constantes (V_{in} e V_o). A análise é dada em duas etapas, conforme a seguir.

Etapa 1. Q_P fechada e Q_D aberta ($0 \leq t \leq DT_S$): Quando Q_P é fechada, a corrente elétrica que circula pelo circuito percorre o caminho apresentado na figura 4.3. Observa-se também nesta figura a inserção do modelo linear da carga LED, conforme mencionado na suposição (h). Nesta etapa, ocorre um processo de carga linear no indutor. A diferença entre as tensões V_{in} e V_o ocasiona em uma derivada positiva de $i_L(t)$.

Figura 4.3 – Circuito da etapa 1.



Fonte: Autor.

A teoria para análise da variação de $i_L(t)$ compreende o uso do modelo médio do conversor, conforme é apresentado por Erickson e Maksimović (2001). A teoria do modelo médio tem como objetivo encontrar um **ponto de polarização CC** do circuito, definindo valores médios das variáveis de saída. Através das suposições mencionadas, calcula-se a variação da corrente no indutor em cada etapa de operação. Sendo assim, através da análise de malhas do circuito da

figura 4.3, apresenta-se o conjunto de equações 4.1 a 4.3.

$$L \frac{di_L(t)}{dt} \Big|_{DT_S} = V_{in} - V_o \quad (4.1)$$

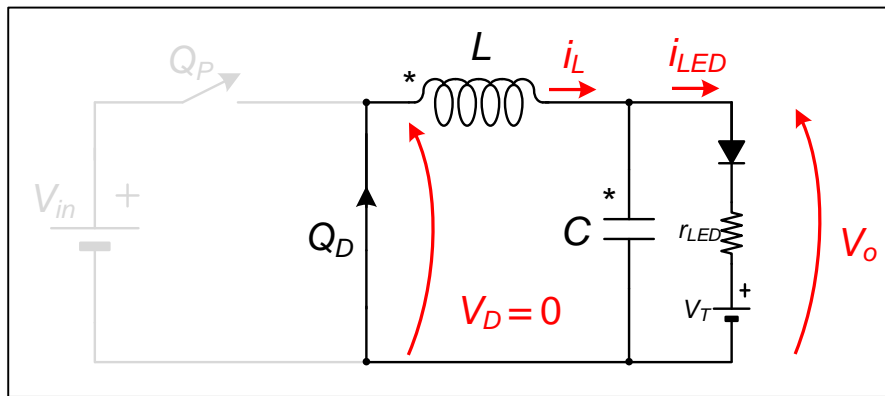
$$L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = V_{in} - V_o \quad (4.2)$$

$$\Delta i_L = \frac{(V_{in} - V_o)}{L} DT_S \quad , \text{durante } 0 \leq t \leq DT_S \quad (4.3)$$

O cálculo de Δi_L demonstra que a corrente no indutor cresce linearmente dentro do intervalo $0 \leq t \leq DT_S$, sendo dada em função de D . Sendo assim, para manter a operação em regime permanente do circuito e garantir um valor médio I_L dentro do período de chaveamento (assunção (a)), uma conclusão preliminar sobre a análise da etapa 2 sugere que $i_L(t)$ deve decrescer ao longo do intervalo $DT_S \leq t \leq T_S$, conforme é apresentado a seguir.

Etapa 2. Q_P aberta e Q_D fechada ($DT_S \leq t \leq T_S$): Na abertura da chave principal Q_P , a chave Q_D é acionada para fornecer um caminho para a corrente $i_L(t)$. Esta etapa também é denominada de “etapa de roda livre” (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2001), onde o indutor do circuito descarrega de maneira linear a energia armazenada na etapa 1 sob a carga. O circuito equivalente é apresentado na figura 4.4.

Figura 4.4 – Circuito da etapa 2.



Fonte: Autor.

A análise de malhas do circuito da figura 4.4 mostra uma derivada de sinal negativo em $i_L(t)$, cuja a variação é apresentada no conjunto de equações 4.4 a 4.6.

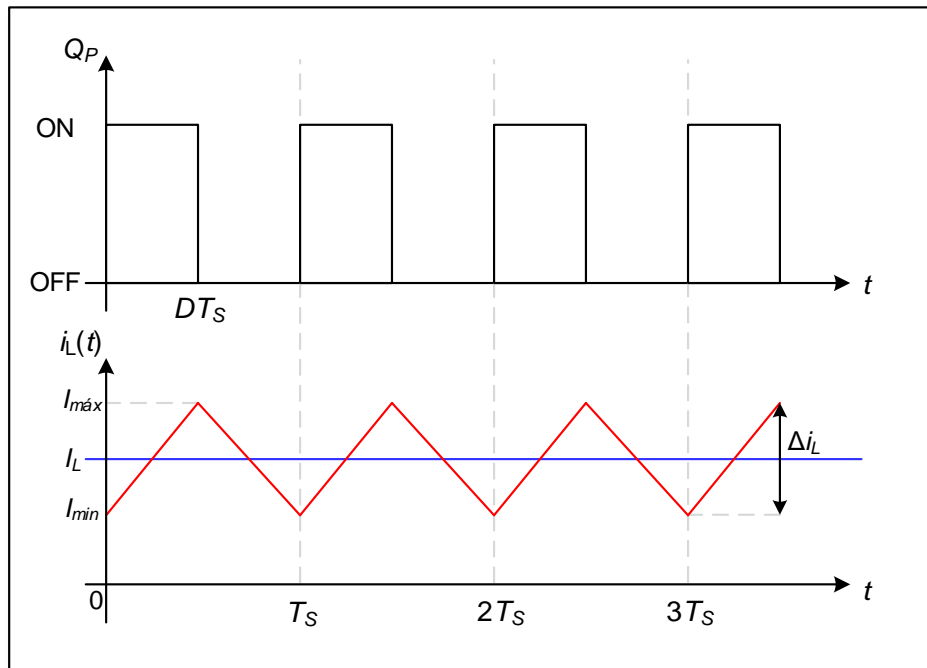
$$L \frac{di_L(t)}{dt} \Big|_{(1-D)T_S} = -V_o \quad (4.4)$$

$$L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = -V_o \quad (4.5)$$

$$\Delta i_L = -\frac{V_o}{L}(1-D)T_S \quad , \text{durante } DT_S \leq t \leq T_S \quad (4.6)$$

O comportamento de $i_L(t)$ em regime permanente é apresentado no gráfico 4.2, onde coloca-se a corrente no indutor em função do acionamento da chave Q_P .

Gráfico 4.2 – Forma de onda da corrente $i_L(t)$.



Fonte: Autor.

Por fim, a análise da variação de $i_L(t)$ ao longo das duas etapas é utilizada para se determinar o valor de D em função dos parâmetros do circuito. A partir da assunção (a), a operação do circuito em regime permanente implica que a corrente média no indutor não varia dentro de um período de chaveamento. Em outras palavras, a variação Δi_L em cada uma das etapas, se somadas, deve ser igual a zero, conforme mostram as equações 4.7 a 4.9.

$$(\Delta i_L)_{Etapa1} + (\Delta i_L)_{Etapa2} = 0 \quad (4.7)$$

$$\frac{(V_{in} - V_o)}{L} DT_S - \frac{V_o}{L}(1-D)T_S = 0 \quad (4.8)$$

$$V_o = D \cdot V_{in} \quad (4.9)$$

Ao resolver a última equação 4.9 para V_o considerando o modelo linear do LED, obtém-se o valor da razão cíclica em função dos parâmetros elétricos do circuito, conforme mostra a equação 4.10.

$$D = \frac{I_{LED} \cdot r_{LED} + V_T}{V_{in}} \quad (4.10)$$

Por fim, a equação 4.10 apresenta uma forma de configurar D em função dos parâmetros do circuito, como corrente média de saída e do modelo linear da carga de LEDs. O valor de I_{LED} é responsável por regular o ponto de operação do LED ao longo de sua curva $V \times I$, como também regular o fluxo luminoso médio utilizado para iluminar o ambiente.

4.3 MODULAÇÃO POLAR EM CONVERSOR REBAIXADOR

As duas primeiras seções deste capítulo apresentaram a modelagem convencional de um conversor rebaixador quando utilizado como fonte de potência. Elas serviram de maneira a acrescentar fundamentos da eletrônica de potência pertinentes para o controle e acionamento de LEDs utilizando o conversor em destaque, como também definir matematicamente a obtenção do ponto de operação CC do circuito. A modelagem do conversor através de seu modelo médio serviu para se obter uma expressão numérica que colocasse a variável de controle D em função dos parâmetros elétricos do circuitos. Esta variável é responsável por regular o nível médio da corrente de saída que passa pelos LEDs, regulando também o nível de intensidade luminosa perceptível ao olho humano. Em vista disso, esta seção tratará de explicar as modificações impostas ao modulador por largura de pulso, como também analisar o circuito conversor sob o ponto de vista de um sistema de comunicação.

4.3.1 Componentes de Frequência da Corrente de Saída

A hipótese de que um conversor rebaixador também é capaz de operar como um transmissor em CLV inicialmente deu-se devido à observação da presença de componentes de frequência na corrente de saída que passa pelos LEDs. A partir do gráfico 4.2, a dinâmica de carga e descarga do indutor para manter o valor médio constante em cada período de comutação sugere a presença de uma componente alternada que pode ser utilizada para transmissão de dados, se modulada corretamente. De fato, a literatura dá o nome de “ondulação de saída”, ou “*ripple* de saída”, ao sinal que é consequência da dinâmica do indutor. O *ripple* é inerente ao conversor e origina-se devido à incapacidade do filtro LC de atenuar completamente as componentes de frequência do modulador por largura de pulso, o qual reflete-se na tensão V_D para o caso do

conversor rebaixador.

Neste aspecto, este trabalho diferencia-se dos demais trabalhos referentes aos circuitos de acionamento de LEDs convencionais. Quando utilizados como fontes de potência, uma regra geral bastante difundida no projeto de conversores estáticos é o de minimizar o *ripple* oriundo do PWM na saída para os LEDs. A justificativa para a adoção desta recomendação vem principalmente para mitigar os possíveis impactos da variação da corrente nos LEDs com o seu fluxo luminoso e para fornecer um barramento de característica contínua para a carga. No entanto, quando se trata de CLV, é imprescindível a presença de componentes alternadas para a modulação dos dados digitais, o que sugere que o projeto do *ripple* do conversor torna-se um fator de importância, com a função de quantizar a parcela da corrente que é utilizada para comunicação, conforme é apresentado a seguir.

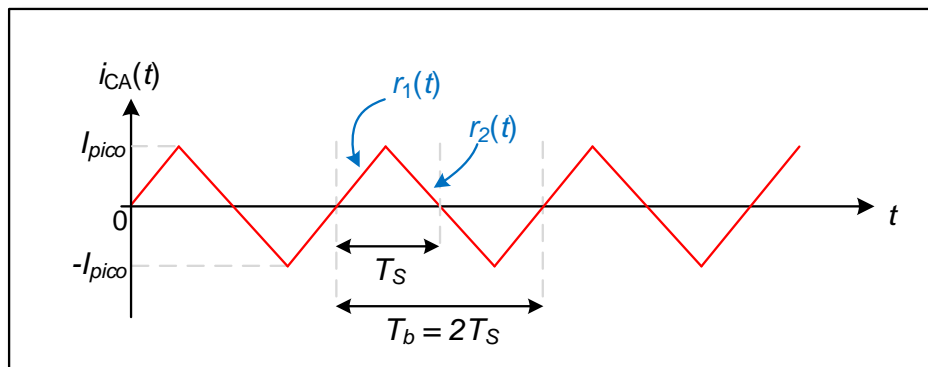
Ao observar a forma de onda da corrente no nos LEDs $i_{LED}(t)$ (gráfico 4.2), sua composição em frequência pode ser dada de acordo com a equação 4.11.

$$i_{LED}(t) = I_{LED} + i_{CA}(t) \quad (4.11)$$

Onde I_{LED} representa a componente contínua (valor médio) oriunda do ponto de operação e $i_{CA}(t)$ consiste em uma componente alternada de caráter periódico, oriunda da ondulação de saída intrínseca ao conversor. A característica triangular é a consequência do conteúdo de frequência remanescente do filtro LC, e representa a parcela de energia presente em $i_{LED}(t)$ que é modulada para CLV.

Mais além, a parcela efetiva de $i_{CA}(t)$ pode ser analiticamente determinada através do cálculo da corrente eficaz deste sinal. Conforme afirma Lathi e Ding (2012), o valor eficaz (*root mean square* - RMS) de uma portadora representa uma das formas de se obter quantitativamente a potência transmitida do sinal de comunicação. Devido a isto, a parcela da energia contida em $i_{LED}(t)$ responsável pela comunicação pode ser obtida tomando-se a seguinte análise do sinal $i_{CA}(t)$ e excluindo-se a parcela contínua I_{LED} conforme mostra o gráfico 4.3.

Gráfico 4.3 – parcela alternada de $i_{LED}(t)$.



O cálculo do valor eficaz é realizado conforme o período do sinal triangular T_b . Neste gráfico, toma-se como referência de que o período da forma de onda é composto por dois períodos de chaveamento do conversor, assim como as duas retas $r_1(t)$ e $r_2(t)$. Esta convenção é tomada apenas para simplificar os cálculos do valor RMS. Através da simetria do sinal, fica claro observar que o coeficiente de inclinação de ambas as retas é obtido pela análise em etapas do conversor em regime permanente, por meio da variação da corrente no indutor (Δi_L) e das equações 4.1 a 4.6. Por fim, a determinação analítica do cálculo do valor eficaz de $i_{AC}(t)$ é apresentada em 4.12, 4.13 e 4.14, baseada na metodologia de cálculo presente em Hart (2010).

$$I_{CA}(RMS) = \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{DT_S} r_1(t)^2 dt + \int_{DT_S}^{T_S} r_2(t)^2 dt \right)} \quad (4.12)$$

$$I_{CA}(RMS) = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{V_{in}}{L} \cdot T_S \cdot D \cdot (1 - D) = I_{pico} \cdot \frac{\sqrt{3}}{3} \quad (4.13)$$

$$I_{pico} = \frac{V_{in}}{L} \cdot T_S \cdot D \cdot (1 - D) \quad (4.14)$$

Estas equações são derivadas do modelo CC do conversor rebaixador, e representam uma maneira de obter o valor RMS de $i_{CA}(t)$ e, portanto, da parcela da energia entregue à carga que transmite informação pelo canal óptico de comunicação.

Dados os comentários acerca de ambas parcelas de $i_{LED}(t)$, o modelo matemático do conversor operando em regime permanente e seguindo as suposições mencionadas torna possível a obtenção analítica tanto de I_{LED} quanto de $I_{CA}(RMS)$. A parcela contínua é responsável por definir o fluxo luminoso médio. A partir da modelagem, obtém-se o valor da razão cíclica de operação do par de chaves semicondutoras em função de um valor desejado da corrente média de saída e demais parâmetros elétricos do circuito, conforme visto na equação 4.10. A análise também se estende para a parcela alternada $i_{AC}(t)$, sugerindo a possibilidade de modular a forma de onda periódica oriunda do conteúdo espectral remanescente do PWM. A energia de $i_{LED}(t)$ responsável pela transmissão dos sinais de comunicação pode ser quantitativamente definida pelo valor eficaz de sua portadora, sendo este calculado através da análise das rampas de carga e descarga do indutor. Desta forma, o valor RMS da parcela CA é apresentado na equação 4.13 e demonstra a forma analítica de se obter a potência do sinal responsável por enviar os dados digitais através do sistema de comunicação.

4.3.2 Mudança de Fase da Portadora

A característica periódica do sinal $i_{CA}(t)$ sugere a sua utilização para CLV com uma modulação polar por chaveamento de fase. Neste tipo de técnica, utiliza-se uma portadora de frequência fundamental e conteúdo espectral bem definido, variando-se a fase da mesma entre

dois extremos de 0 a 180 graus para o caso de sinalizações de característica binária. No caso do conversor rebaixador, o objetivo principal para a implementação desta modulação é o de fornecer meios para variar a fase do *ripple* sempre que houver transições de símbolo.

A parcela alternada da corrente de saída é uma consequência das componentes de frequência presentes no sinal oriundo do modulador por largura de pulso. Da mesma forma, a fase do *ripple* acompanha a fase da portadora triangular, o qual pode ser modulada para compreender, no fim do circuito, uma mudança de fase da parcela alternada $i_{CA}(t)$. A modulação da fase do PWM é vantajosa porque ela não interfere no valor da razão cíclica e no ponto de operação. Sendo assim, a comunicação não altera o valor da corrente média I_{LED} e também do fluxo luminoso médio. Portanto, o gráfico 4.4 apresenta um exemplo de transmissão de uma sequência de bits e as principais variáveis do conversor quando utilizado como transmissor.

Observa-se que o sinal do *ripple* da corrente de saída segue a alteração de fase imposta pela mudança na portadora do modulador por largura de pulso durante um período de *bit* T_b . A corrente média se mantém a mesma dentro do período, uma vez que a fase não altera a comparação com o valor da razão cíclica D . O envio de dados pode ser realizado mediante a detecção do sinal triangular característico da parcela alternada $i_{CA}(t)$.

Por fim, o controle da portadora do modulador é portanto tomado de acordo com a sequência de *bits* a ser enviada pelo canal de comunicação. De certa forma, o PWM “modula” a sequência binária na fase de sua portadora. Em seguida, o circuito conversor a converte para a parcela CA da corrente nos LEDs. A mudança de fase da portadora pode ser realizada de vários meios. No capítulo 5, discute-se uma maneira de implementar a mudança de chaveamento de fase via *hardware* utilizando um protótipo de conversor como o observado na figura 4.2.

4.4 SIMULAÇÃO DO CIRCUITO

Esta seção apresenta uma simulação de caso utilizando o software PSIM³ para realizar a modulação de uma sequência arbitrária de *bits* com o conversor rebaixador operando como um circuito transmissor por chaveamento da fase do *ripple* de saída.

4.4.1 Parâmetros do circuito

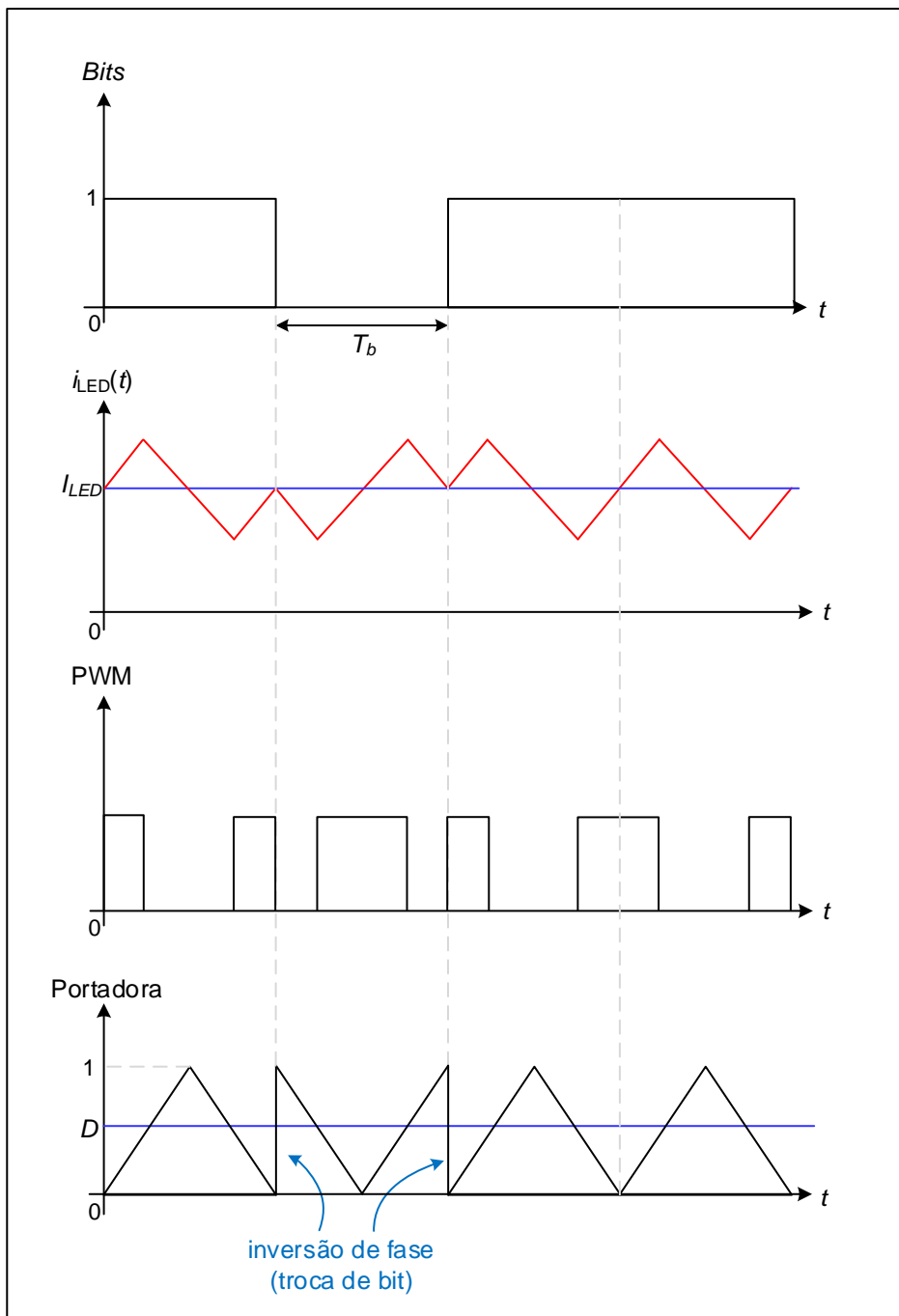
Primeiramente, o projeto inicia-se através da especificação de um modelo de LED conhecido, onde obtém-se o valor de sua resistência série r_{LED} e da fonte de tensão limiar V_T . O LED utilizado compreende o BXRC-50C4000-F-24 (BRIDGELUX, 2015).

A metodologia de cálculo iniciou-se a partir dos seguinte dos parâmetros:

- a) Modelo do LED utilizado, onde $r_{LED} = 2,34 \Omega$ e $V_T = 26,6 \text{ V}$;

³O PSIM é uma marca registrada da PowerSim Technologies.

Gráfico 4.4 – Variáveis do conversor e exemplo de transmissão de dados.



Fonte: Autor.

- b) Tensão de barramento $V_{in} = 48 \text{ V}$;
- c) Frequência de chaveamento $F_S = 150 \text{ kHz}$;
- d) Corrente média de saída $I_{LED} = 0,8 \text{ A}$;
- e) Percentual do *ripple* de saída $\Delta i_L(\%) = 30\%$.

Nestes parâmetros iniciais, vale destacar que o *ripple* percentual no indutor compreende o valor de Δi_L conforme mostra o gráfico 4.2 e é definido de acordo com a equação 4.15 (HART,

2010).

$$\Delta i_L(\%) = \frac{I_{pkpk}}{I_L} \times 100\% \quad (4.15)$$

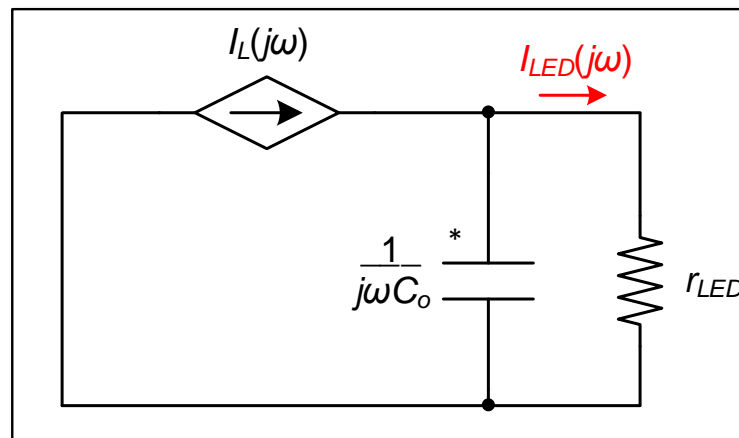
Onde I_{pkpk} corresponde ao valor de pico a pico da corrente no indutor.

A partir dos dados apresentados, obtém-se o valor da razão cíclica necessária de acordo com o valor de I_{LED} através da equação 4.10. Em adição, o valor do indutor pode ser calculado de acordo com o dimensionamento clássico do mesmo em um conversor rebaixador, que apresenta o valor da indutância em função do *ripple* percentual, conforme apresenta a equação 4.16 (HART, 2010).

$$L = \frac{(V_{in} - V_o) \cdot D \cdot T_S}{\Delta i_L} \quad (4.16)$$

Cálculo do Capacitor de Saída: A influência do capacitor de saída sob a corrente no indutor compreende o aspecto de um filtro passa baixas de primeira ordem quando analisado em conjunto com o modelo linear da carga de LEDs. A característica passa-baixa da inserção deste componente é um aspecto negativo para o sistema de comunicação, uma vez que ele atenua as componentes de frequência presentes na parcela alternada de $i_{LED}(t)$, reduzindo o valor eficaz equivalente da mesma e, portanto, a potência do sinal transmitido. No entanto, a presença do capacitor não pode ser excluída do circuito, uma vez que ele também é responsável por atenuar ruídos de alta frequência oriundos das capacitâncias parasitas presentes no indutor, na carga de LEDs bem como ruídos oriundos do processo de comutação das chaves. Sendo assim, uma forma de se obter um valor recomendado do capacitor de saída é interpretar o sistema através do modelo CA no domínio $j\omega$ apresentado na figura 4.5 (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2001).

Figura 4.5 – Modelagem CA para cálculo do capacitor de saída do circuito.



Fonte: Autor.

No modelo CA, interpreta-se a corrente no indutor como uma fonte de corrente $I_L(j\omega)$ e o par C_o e r_{LED} como um filtro passa baixas de primeira ordem para a saída $I_{LED}(j\omega)$, cuja a

função de transferência é apresentada na equação 4.17.

$$H(j\omega) = \frac{I_{LED}(j\omega)}{I_L(j\omega)} = \frac{1}{1 + j\omega r_{LED} C_o} \quad (4.17)$$

A função de transferência é de característica de primeira ordem com frequência de corte definida pelos componentes C_o e r_{LED} . Desta forma, com o intuito de se obter uma fraca atenuação nas componentes de maior energia da parcela alternada de $i_L(t)$, opta-se por situar o capacitor a uma década acima da frequência de chaveamento, conforme apresenta a equação 4.18.

$$C_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot r_{LED} \cdot F_S \cdot 10} \quad (4.18)$$

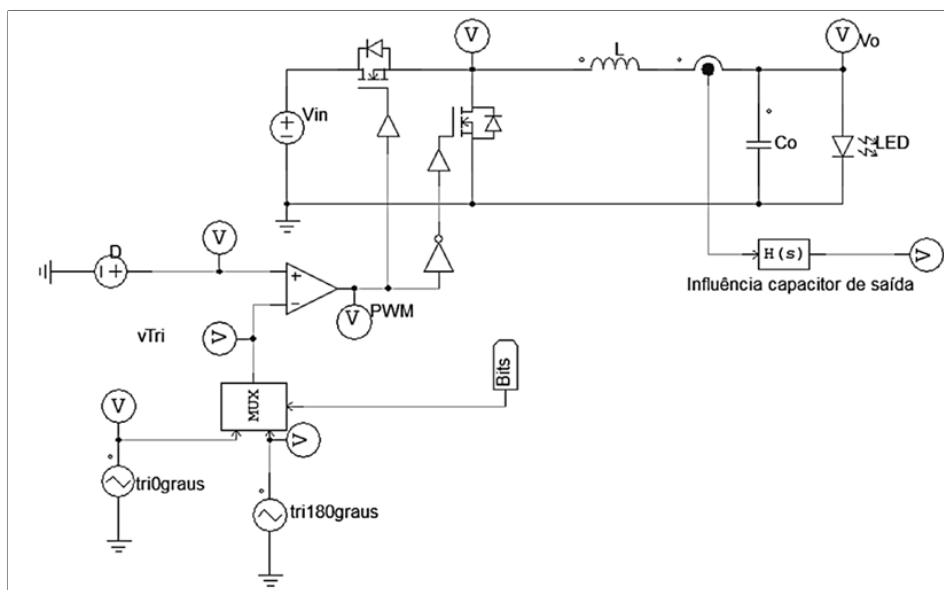
Por fim, a metodologia para obtenção dos parâmetros do conversor rebaixador de duplo-propósito é dada pela seguinte sequência de passos:

- 1) Definir parâmetros iniciais: V_{in} , I_{LED} , r_{LED} , V_T , F_S e Δi_L ;
- 2) Calcular o valor da razão cíclica D pela equação 4.10;
- 3) Calcular o valor do indutor L pela equação 4.16;
- 4) Calcular o valor de C_o através da equação da frequência de corte 4.18.

4.4.2 Simulação no PSIM

O circuito apresentado na figura 4.6 compreende a modelagem do sistema dentro do ambiente do software PSIM.

Figura 4.6 – Esquemático no PSIM.



Observa-se o uso de um bloco multiplexador controlado pelo *bit* a ser enviado pelo sistema de comunicação. O multiplexador é encarregado de alterar a fase da portadora triangular a cada transição *bit*. A função de transferência $H(s)$ tem como objetivo validar a modelagem da influência do capacitor de saída. O nível de D é ajustado de acordo com o valor da fonte de tensão ligada no terminal positivo do comparador.

Seguindo os passos descritos na seção anterior, a tabela 4.1 apresenta os parâmetros do circuito obtidos, bem como demais variáveis pertinentes à simulação.

Tabela 4.1 – Parâmetros da simulação.

Parâmetro Iniciais	Valor	Parâmetros Calculados	Valor
V_{in}	48 V	Razão Cíclica D	0,59
I_{LED}	0,8 A	Indutor L	260 μ H
r_{LED}	2,34 Ω	Capacitor C_o	7 nF
V_T	26,6 V	V_o	28,5 V
Ripple Δi_L	30%	$I_{CA}(RMS)$	0,173 A
F_S	150 kHz	Taxa de Dados	75 kbps

Alguns aspectos importantes devem ser mencionados. A taxa de envio de *bits* é dada como metade da frequência de chaveamento. Esta ação é necessária para que o modulador consiga sintetizar o sinal triangular periódico em torno da corrente média de saída (gráfico 4.4). O capacitor C_o apresenta valores muito pequenos de capacitância, podendo ser comercialmente inviável encontrar estes componentes com as devidas especificações de tensão e corrente.

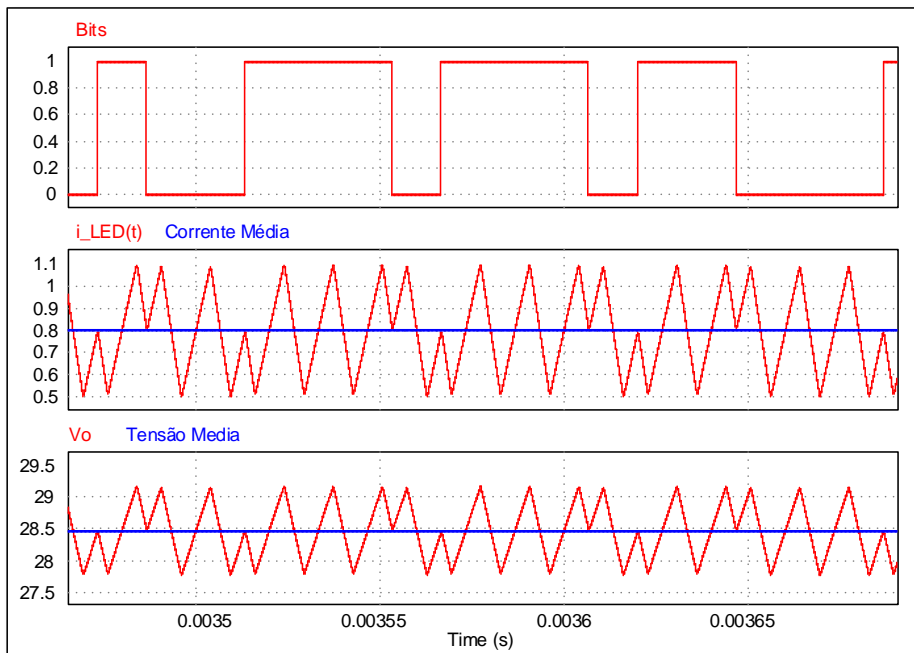
Com base no esquemático de simulação, o gráfico 4.5 retirado da simulação no PSIM apresenta os resultados para uma transmissão de uma sequência arbitrária de *bits*.

Ademais, o gráfico 4.6 apresenta a componente CA da corrente nos LEDs e comportamento do sinal PWM utilizado para controlar o par de chaves do conversor.

4.5 DETERMINAÇÃO DA TEB

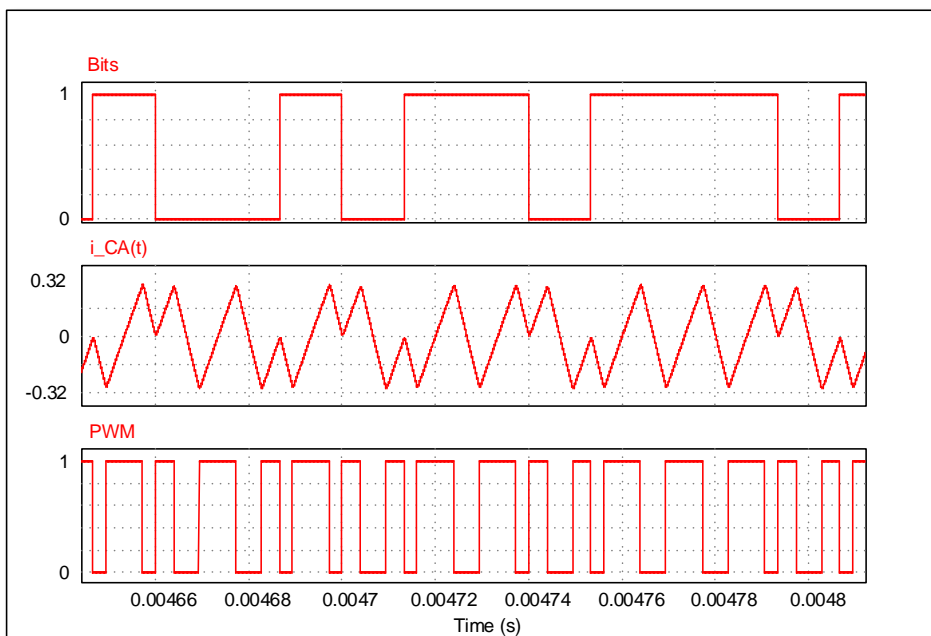
Nesta seção, abordam-se os esforços realizados com o intuito de determinar a performance da TEB da modulação proposta em uma canal AWGN. Como foi visto anteriormente, o *ripple* de saída do conversor rebaixador pode ser utilizado como um sinal portador para uma modulação digital binária por chaveamento de fase. Ao se utilizar dois períodos de chaveamento do circuito, o conversor consegue sintetizar um sinal triangular de característica periódica. A taxa de variação da corrente é dependente da razão cíclica, como sugerem as equações 4.3 e 4.6. Portanto, assim como na MPP, percebe-se que a modulação empregando o conversor é fortemente dependente da razão cíclica D . Isto ocorre devido à inclinação das retas de carga e descarga linear do indutor, que afetam tanto a forma do pulso analógico de comunicação quanto

Gráfico 4.5 – Simulação no PSIM. Corrente e tensão nos LEDs com CLV.



Fonte: Autor.

Gráfico 4.6 – Simulação no PSIM. Corrente CA nos LEDs e PWM com CLV.



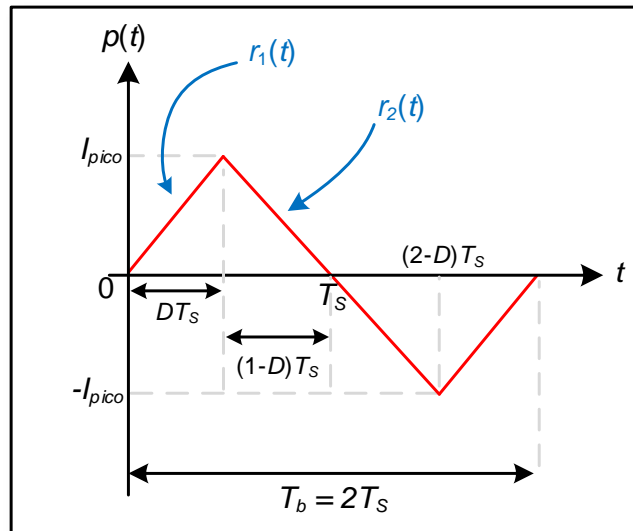
Fonte: Autor.

a função de transferência do filtro casado. Sendo assim, uma conclusão preliminar sugere que a comunicação também é afetada pelo valor D , alterando a curva da TEB.

4.5.1 Modelagem do Pulso $p(t)$

A modelagem do pulso $p(t)$ utilizado para comunicação digital compreende uma análise de acordo com o gráfico 4.7.

Figura 4.7 – Pulso de sinal utilizado para transmissão usando conversor rebaixador.



Fonte: Autor.

A análise de $p(t)$ pode ser dada de acordo com as retas de carga $r_1(t)$ e descarga $r_2(t)$ do indutor. Percebe-se também a simetria do sinal a partir de T_s , podendo a análise ser simplificada dentro de um período de chaveamento. De maneira a formar um sinal periódico de conteúdo espectral bem definido, o conversor modula o *ripple* de saída durante dois períodos de chaveamento T_s , onde o período de *bit* T_b corresponde ao período do sinal $p(t)$. Portanto, o pulso pode ser descrito pela função linear por partes apresentada na equação 4.19.

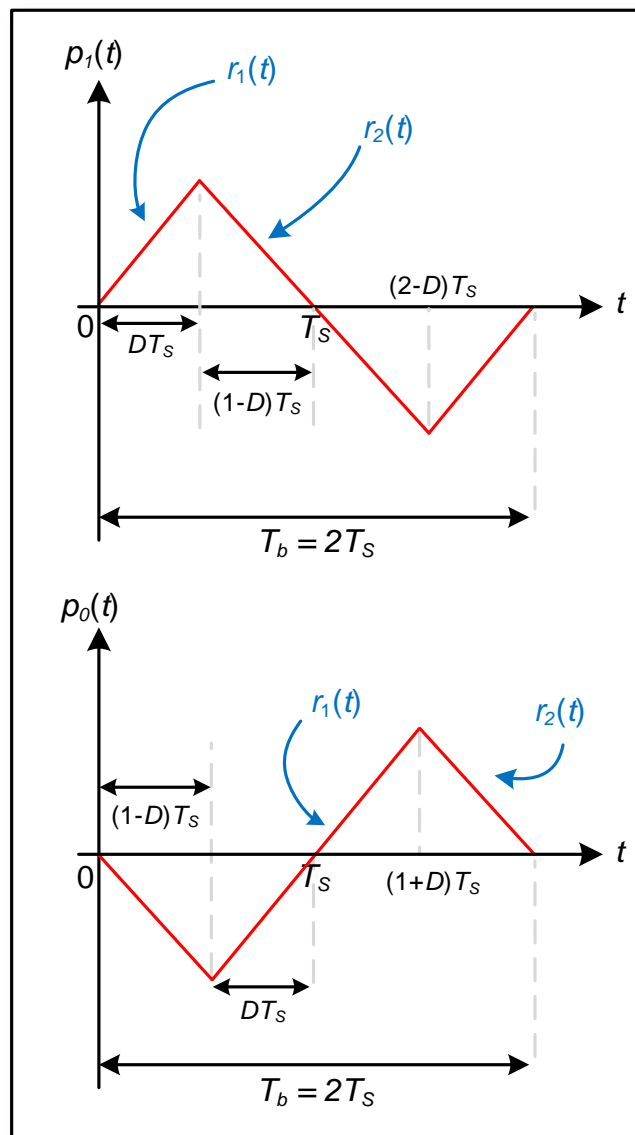
$$p(t) = \begin{cases} \frac{V_{in}}{L}(1-D)t & , 0 \leq t \leq DT_s \\ \frac{V_{in}}{L}D(-t + T_s) & , DT_s \leq t \leq (2-D)T_s \\ \frac{V_{in}}{L}(1-D)(t - 2T_s) & , (2-D)T_s \leq t \leq 2T_s \end{cases} \quad (4.19)$$

A modelagem do pulso é importante para definir as métricas utilizadas tanto para a obtenção do filtro casado quanto para o cálculo do argumento da função $Q(\cdot)$ para obter a curva de TEB vs. RSR (energia e produto interno), conforme visto no capítulo 3.

4.5.2 Filtro Casado

O pulso de sinal genérico $p(t)$ é utilizado para o envio do símbolo **1** no sistema de comunicação. O símbolo **0** é enviado realizando-se a mudança de $p(t)$ para $-p(t)$, consistindo em uma versão espelhada e negativa de $p(t)$. Isto é facilmente observado ao visualizar as simulações de envio de dados nos gráficos 4.5 e 4.6. A diferença entre os pulsos é apresentada no gráfico 4.7. Neste gráfico, uma atenção especial é dada quanto aos tempos de comutação entre as retas de carga e descarga do indutor. As diferenças entre estes tempos são fundamentais para o cálculo das variáveis para obtenção da curva da TEB.

Gráfico 4.7 – Diferença entre os pulsos $p_1(t)$ e $p_0(t)$ para modulação polar por chaveamento de fase.



Fonte: Autor.

A obtenção do filtro casado para o limiar de detecção ótimo necessita de uma descrição

detalhada das formas de onda que representam os símbolos digitais enviados. É por esta razão que se dá a interpretação criteriosa do pulso de comunicação da equação 4.19. Sendo assim, o filtro casado do sistema consiste no mesmo diagrama de bloco apresentado na figura 3.2.

Mais além, o emprego do filtro casado facilita a obtenção analítica da performance da modulação proposta através do cálculo do argumento da função $Q(\cdot)$, conforme a metodologia apresentada na seção 3.2.4 do capítulo 3.

4.5.3 Simulação da TEB

O cálculo do coeficiente de correlação ρ para a modulação proposta que utiliza o *ripple* do conversor rebaixador como portadora digital necessita da obtenção dos valores de energia e produto interno entre os pulsos $p_1(t)$ e $p_0(t)$. O sinal triangular é definido de acordo com as retas de carga e descarga do indutor do conversor durante um período de chaveamento. Com dois períodos de chaveamento, o conversor é capaz de modular uma portadora triangular que altera a sua fase de 0 a 180 graus para transmitir os *bits* **0** e **1**.

O cálculo da Energia e do Produto Interno para a obtenção do coeficiente de correlação ρ utiliza da geometria do pulso triangular, apresentada na equação 4.19. O desenvolvimento matemático para o cálculo destas métricas encontra-se no apêndice B.

Desta forma, o argumento da função $Q(\cdot)$ que representa a performance da modulação utilizando o *ripple* do conversor é apresentada nas equações 4.20 e 4.21.

$$\text{TEB} = P_b(\text{RSR}) = Q\left(\sqrt{\frac{E_p}{N_o} \cdot (1 - \rho)}\right) \quad (4.20)$$

$$\rho(D) = \begin{cases} -\frac{D^2 - 1/2}{(1 - D)^2} & , 0 < D \leq 0,5 \\ -\frac{D^2 - 2D + 1/2}{D^2} & , 0,5 \leq D < 1 \end{cases} \quad (4.21)$$

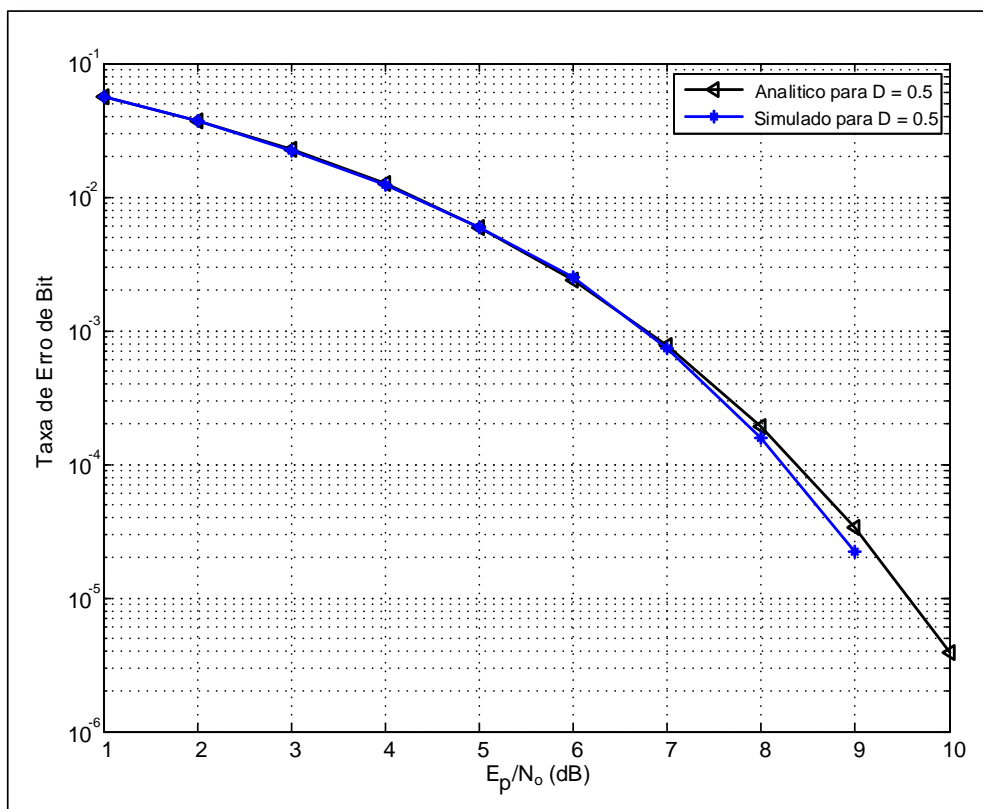
É importante ressaltar as discrepâncias desta técnica de modulação com relação à técnica de modulação polar por chaveamento de fase. A principal diferença encontra-se nas curvas de TEB vs. RSR obtidas através da metodologia proposta no capítulo 3. O coeficiente ρ apresenta uma dependência do valor da razão cíclica D , e, portanto, do ponto de operação CC do conversor, o que acarreta em penalidades na curva de TEB quando desviadas do ponto ótimo de operação ($D = 0,5$), conforme será apresentado a seguir.

Com o intuito de comprovar a validade das equações apresentadas no apêndice B e a dependência da performance da comunicação com relação a D , realizaram-se simulações das curvas de TEB vs. RSR, comparando-as com a performance das modulações liga-desliga e polar por chaveamento de fase.

As simulações compreenderam a detecção de 80.000 símbolos contaminados com ruído aditivo e gaussiano e detectados pelo filtro casado, variando-se o nível da energia de ruído presente. Para isto, utilizou-se o software MATLAB para a obtenção dos gráficos. Todas as curvas foram igualmente normalizadas com relação à energia de sinal e ao tempo de *bit* (definido para $T_b = 1$). Desta forma, as modificações apresentadas dizem respeito somente aos aspectos analíticos apresentados no capítulo 3 com relação às limitações do próprio detector de limiar ótimo, o qual sofre alterações de acordo com o coeficiente ρ . O código de programação para a obtenção das curvas e validação das equações de TEB vs. RSR está disponível no Apêndice C.

Primeiramente, o gráfico 4.8 apresenta uma comparação com a modulação proposta quando $D = 0,5$, tanto analítica (equações 4.20 e 4.21) quanto simulada. Esta comparação foi realizada de maneira a comprovar os resultados encontrados para o valor de ρ e consequentemente para o argumento da função $Q(\cdot)$

Gráfico 4.8 – Comparação analítica e simulada da modulação proposta para TEB quando $D = 0,5$.

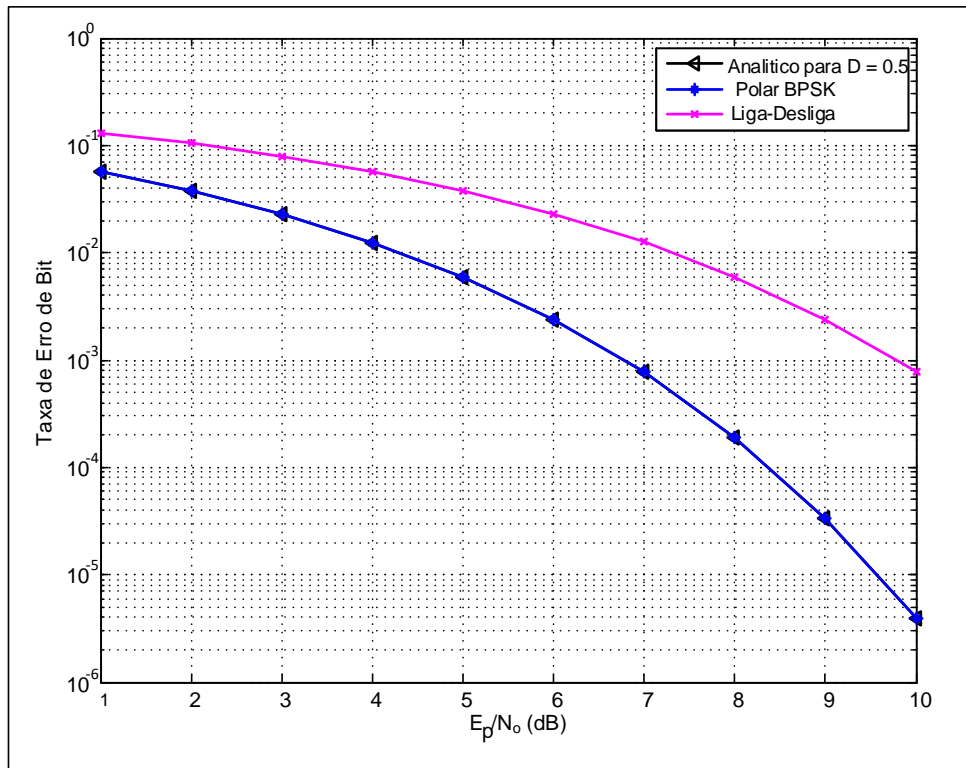


Fonte: Autor.

O gráfico 4.11 apresenta uma comparação entre as modulações polar e liga-desliga quando $D = 0,5$.

Percebe-se que este ponto trata-se de um ponto de máxima simetria. De fato, quando $D = 0,5$, as curvas de carga e descarga ($r_1(t)$ e $r_2(t)$ no gráfico 4.7) apresentam coeficientes

Gráfico 4.9 – Comparação analítica e simulada da modulação proposta para TEB quando $D = 0,5$.

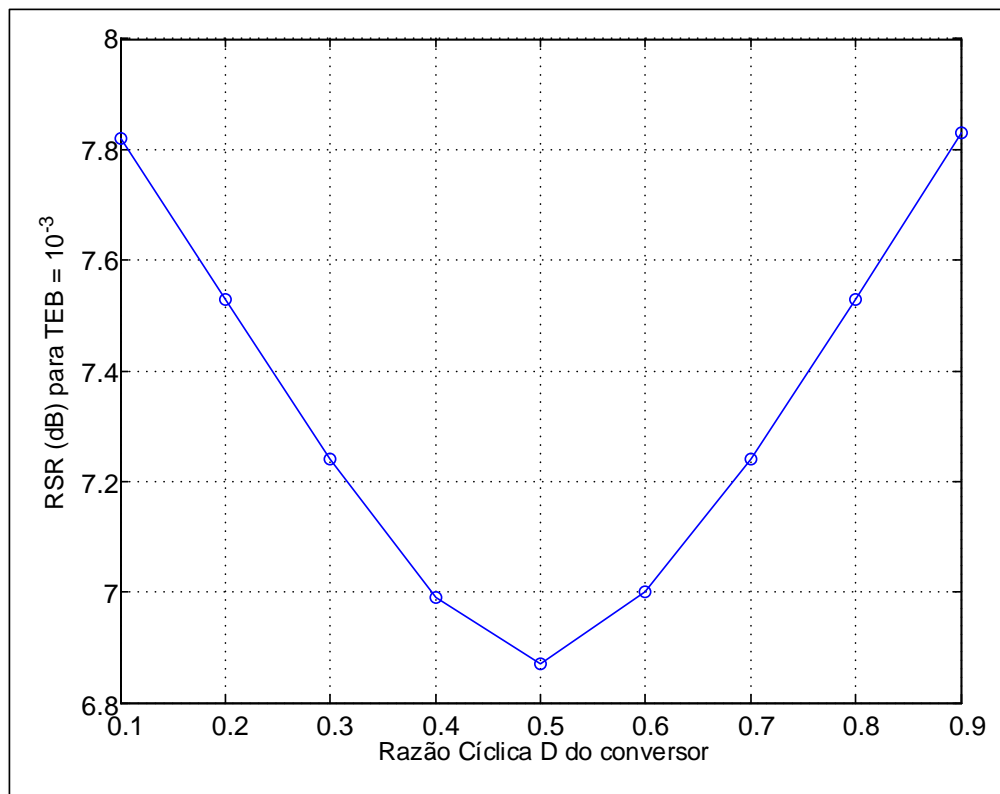


Fonte: Autor.

angulares iguais, tornando a forma de onda periódica perfeitamente simétrica. Sendo assim, o aspecto do pulso de sinal transmitido compreende um sinal triangular onde existe máxima correlação negativa ($\rho = -1$) entre os pulsos $p(t)$ e $-p(-t)$. Esta situação coincide com o coeficiente de correlação para a modulação polar por chaveamento de fase. Desta forma, quando $D = 0,5$, o conversor tende a se comportar como um modulador polar, enviando pulsos de sinal triangulares e simétricos. Em adição, sucessivas simulações indicam que desvios de $D = 0,5$ acarretam em uma penalidade da curva de TEB, necessitando de valores maiores de RSR quando comparados com a modulação polar. O gráfico 4.10 apresenta uma curva da RSR vs. D para uma TEB de 10^{-3} . Embora as equações de ρ aparentem possuir aspectos completamente diferentes, as suas imagens no eixo y apresentam uma notável simetria quando calculada em cada um dos seus domínios de D . Observa-se também a simetria dos desvios de D com relação aos extremos (1 e 0).

Em mais um exemplo, os gráficos 4.11 e 4.12 apresentam a comparação dos sinais quando D desvia-se de 0,5 em dois casos, para mais e para menos.

Gráfico 4.10 – Aumento da RSR em função de D para uma mesma TEB. Desvios simétricos de $D = 0,5$.



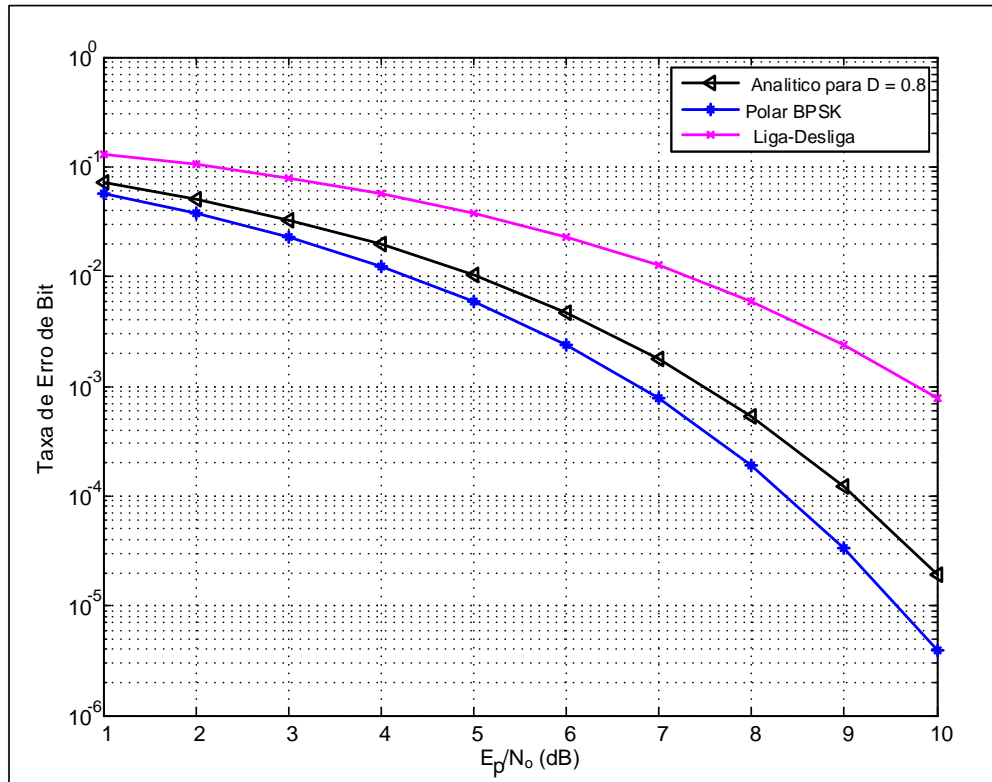
Fonte: Autor.

4.6 CONCLUSÕES PARCIAIS

O presente capítulo possuiu como objetivo principal definir a formulação matemática acerca da utilização de um conversor rebaixador com um transmissor para CLV. A partir de modificações apresentadas na portadora do modulador por largura de pulso, torna-se possível utilizar o conteúdo espectral remanescente do conversor para a transmissão de dados.

Mais além, a partir da análise do modelo CC do conversor rebaixador, procurou-se apresentar os meios para a obtenção de um ponto de operação que é dado em função do valor da corrente média de saída e do modelo linear da carga de LEDs. Este ponto é definido pelo valor da razão cíclica de operação das chaves do circuito. O ponto de operação do conversor CC é responsável por regular a parcela da corrente que é convertida em fluxo luminoso médio para fins de iluminar o ambiente.

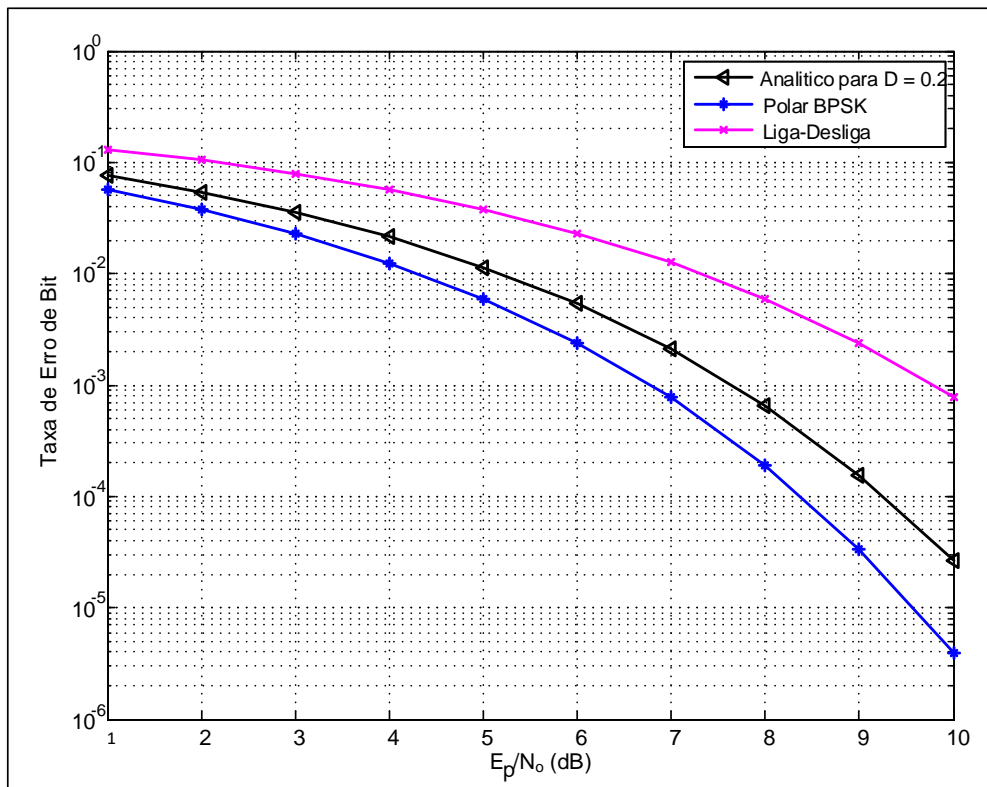
Em adição, foram apresentados os meios para a modificação do modulador por largura de pulso, bem como a modelagem do pulso de comunicação analógico utilizado para o envio de dados. Esta técnica confere ao circuito a capacidade de servir como um transmissor digital a partir de uma modulação polar por chaveamento de fase, cujo a formulação matemática pode ser determinada com base na análise presente na literatura. Por fim, validou-se a técnica de

Gráfico 4.11 – Comparação da modulação proposta para TEB quando $D = 0,8$.

Fonte: Autor.

comunicação a partir da simulação de um estudo de caso do circuito, onde apresenta-se uma metodologia para obtenção dos componentes passivos do conversor.

Além disso, optou-se por analisar o sistema de comunicação a partir de sua modelagem enquanto transmissor em um canal de ruído branco gaussiano aditivo (AWGN). A partir da metodologia considerando a modelagem do filtro casado e o receptor linear ótimo, avaliaram-se as curvas referentes a TEB vs. RSR do sistema em diversos casos. Estes casos remetem à situação onde o controle da intensidade luminosa é responsável por influenciar no desempenho do sistema de comunicação, sobretudo em modulações onde o pulso do sinal de mensagem também regula o nível de intensidade luminosa. Neste caso, observou-se que a razão cíclica dos pulsos, uma variável responsável pelo controle do valor da corrente média de saída na carga de LEDs, influencia no desvio da curva de TEB para Polar BPSK. Por fim, as equações obtidas e as simulações realizadas afirmam que a modulação apresenta uma curva de TEB análoga a curva de uma modulação polar. No entanto, a performance desvia-se desta curva na medida em que a razão cíclica desvia do ponto ótimo $D = 0,5$. O próximo capítulo apresenta os resultados experimentais obtidos a partir da confecção de um protótipo de circuito em laboratório.

Gráfico 4.12 – Comparação da modulação proposta para TEB quando $D = 0,2$.

Fonte: Autor.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

De maneira a demonstrar o funcionamento da modulação proposta no capítulo 4, serão apresentados neste capítulo um compilado de resultados experimentais utilizando três protótipos de circuitos conversores rebaixadores.

Em primeira instância, disserta-se a respeito do desenvolvimento dos protótipos escolhidos, do envio e recebimento dos dados por meio de um sistema transmissor-receptor físico e encerra-se o capítulo descrevendo testes com relação à medição da eficácia destes sistemas quando operando como transmissor para CLV.

5.1 DESENVOLVIMENTO DOS PROTÓTIPOS

A análise de laboratório dos protótipos de conversores possuiu como meta cumprir os seguintes objetivos acerca dos resultados experimentais:

- a) Validar o processo de transmissão e recepção dos sinais de comunicação através da luz, utilizando a técnica de modulação proposta e um circuito receptor baseado em um fotodiodo;
- b) Verificar a não-alteração da corrente média de saída em cenários onde ocorre a transmissão de dados;
- c) Verificar possíveis alterações na eficácia do sistema de acordo com a potência transmitida pela parcela alternada da corrente de saída.

5.1.1 Circuitos Conversores

Para os resultados experimentais, utilizaram-se três protótipos de conversores rebaixadores síncronos com diferentes valores para o indutor de maneira a alterar o *ripple* e a potência transmitida para comunicação. As especificações dos protótipos estão apresentados na tabela 5.1. O número de série dos indutores utilizados para os três protótipos estão apresentados na tabela 5.2. Os protótipos utilizados tomaram como base o trabalho de Duarte (2017) a respeito de conversores síncronos empregando chaves semicondutoras baseadas em silício.

Tabela 5.1 – Especificações dos protótipos.

Conversor	Parâmetro	Valor
Todos	Tensão de Entrada Nominal	48 V
	Tensão de Saída Nominal	28.3 V
	Corrente de Saída Nominal	800 mA
	Potência de Saída Nominal	22,6 W
	Frequência de Chaveamento	150 kHz
#1	<i>Ripple</i> da Corrente de saída	20%
	Indutor	470 μ H
	Capacitor de saída	66 nF
#2	<i>Ripple</i> da Corrente de saída	44%
	Indutor	220 μ H
	Capacitor de saída	66 nF
#3	<i>Ripple</i> da Corrente de saída	100%
	Indutor	100 μ H
	Capacitor de saída	66 nF

Tabela 5.2 – Número de série dos indutores utilizados.

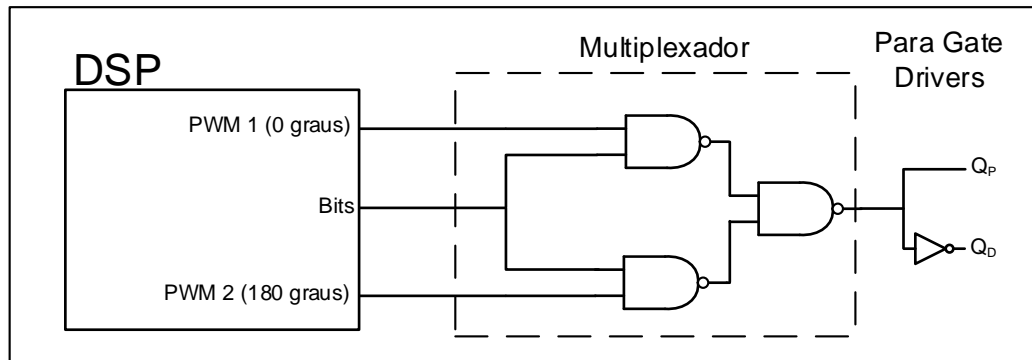
Conversor	Indutor	Série
#1	470 μ H	Bourns SRR1260-471KCT-ND
#2	220 μ H	Bourns SRR1260-221KCT-ND
#3	100 μ H	Bourns SRR1260-101MCT-ND

A escolha do valor da corrente média de saída para 800 mA possuiu como objetivo colocar o LED em um ponto de operação em que o sistema não sofre o efeito das não-linearidades da relação corrente vs. fluxo luminoso. Em adição, o controle do acionamento das chaves semicondutoras utilizou um processador digital de sinal (*Digital Signal Processor* - DSP) e compreendeu um circuito cujo o esquemático é apresentado na figura 5.1.

5.1.2 O Modulador por Largura de Pulso

Uma das partes importantes da técnica de modulação apresentada está no modulador por largura de pulso (*Pulse Width Modulator* - PWM). Sendo assim, vale destacar nesta dissertação

Figura 5.1 – Esquemático do sistema de modulação para acionamento das chaves.

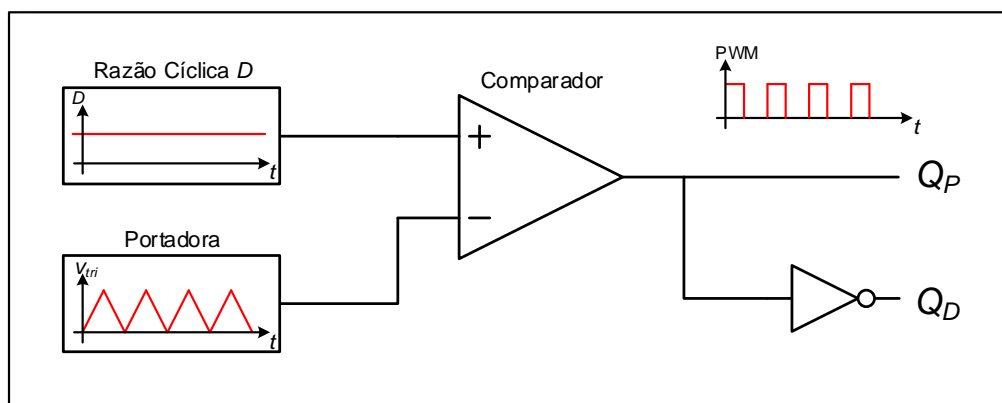


Fonte: Autor.

a maneira de como o sinal modulado por largura de pulso é gerado a partir do cálculo da razão cíclica D .

Na maioria dos circuitos de controle de conversores modulados por largura de pulso, o sinal retangular que aciona as chaves semicondutoras é gerado comparando-se o valor da razão cíclica desejada com uma forma de onda portadora de característica triangular, conforme mostra a figura 5.2. Esta comparação pode ser dada através de algoritmos embarcados em sistemas microprocessados dedicados para esta função ou através de circuitos integrados analógicos que já possuam o modulador embutido na sua arquitetura.

Figura 5.2 – Esquemático de circuito modulador para controle das chaves.



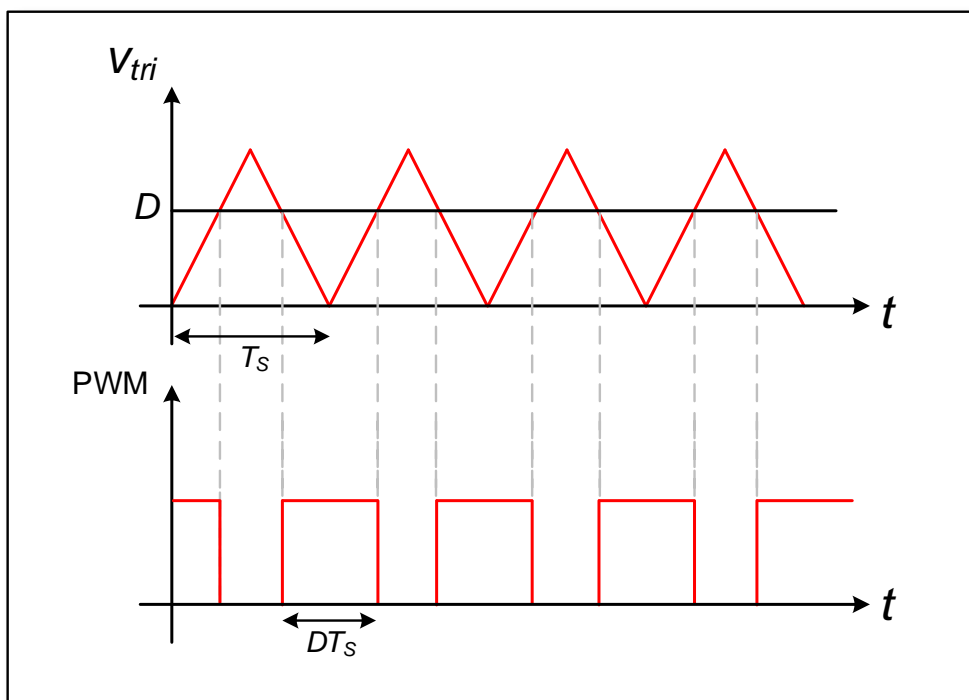
Fonte: Autor.

O período da portadora define o período de chaveamento T_S do circuito. Ele dita a frequência de comutação das chaves. A comparação da mesma com a razão cíclica dita a largura do pulso. Por esta razão, os limites de máximo e mínimo da portadora correspondem também aos limites máximo e mínimo da razão cíclica, contendo o sinal entre os intervalos de 0 a 1 no eixo y. Também é importante comentar que, em regime permanente, não há mudança da razão cíclica D ao longo do tempo. Mudanças no valor de D resultam em transitórios de acomodação

das variáveis elétricas do circuito, colocando o conversor em outro ponto de equilíbrio CC.

Por fim, gráfico 5.1 apresenta a comparação entre as formas de onda da portadora triangular e da razão cíclica para formar o sinal PWM. Mais além, o texto descreverá a técnica de comunicação sugerida por esta proposta com base na explicação do funcionamento deste sistema comparador.

Gráfico 5.1 – Comparação entre D e portadora triangular.



Fonte: Autor.

5.1.3 Setup Experimental

Com base nos resultados de simulação do capítulo 4, a comutação de fase da portadora do PWM compreendeu o uso de dois moduladores por largura de pulso defasados de 180 graus, programados na rotina do DSP. Estes sinais são escolhidos mediante a ação do *bit* a ser enviado para o terminal de controle de um circuito multiplexador analógico. O sinal multiplexado é então enviado para os circuitos de comando das chaves do conversor (*gate drivers*). Os demais componentes do circuito estão descritos na tabela 5.3.

Tabela 5.3 – Componentes para o controle do acionamento dos conversores.

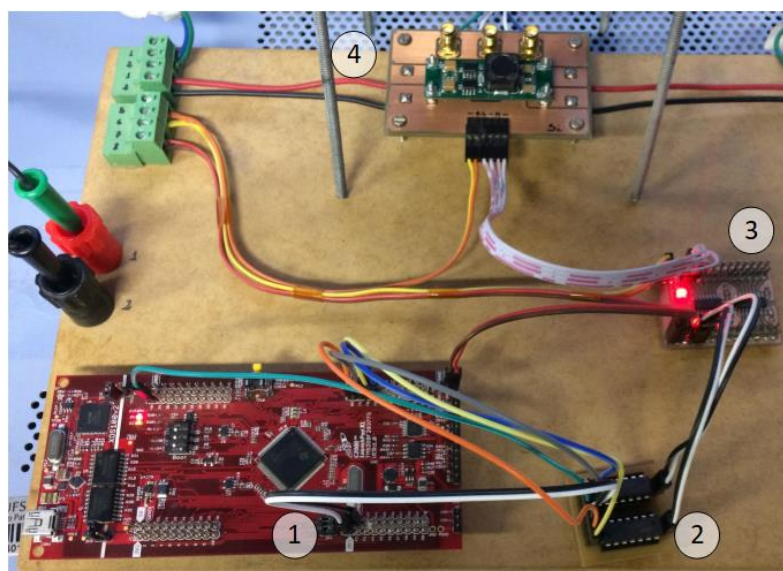
Componente	Descrição
DSP	TMS320F28377S
Gate Driver	MAX15019
Multiplexador	2x 74HCT00
Chaves Q_P e Q_D	IRF7492
LED	BXRC-50C4000-F-24

O arquitetura dos circuitos de comando compreendeu a sugestão de projeto presente no *data sheet* do circuito integrado utilizado (Maxim Integrated, 2008). Este circuito é constituído de dois circuitos de comando independentes que controlam cada uma das chaves do conversor síncrono.

A figura 5.3 apresenta uma fotografia da plataforma de testes do circuito transmissor, onde o sistema é dividido nas seguintes placas:

- 1) DSP para envio dos *bits* e controle dos sinais PWM;
- 2) Mutiplexador de 2 entradas e 1 saída;
- 3) Circuito de comando MAX15019;
- 4) Conversor rebaixador.

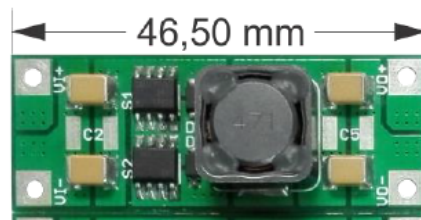
Figura 5.3 – Fotografia do protótipo do circuito de acionamento e conversor.



Fonte: Autor.

Por fim, os três conversores utilizados compreendem placas de 46,50 mm cada, conforme apresenta a figura 5.4. Eles foram posicionados em uma plataforma de cobre para a conexão das tensões de entrada e da carga de LED.

Figura 5.4 – Fotografia da placa do circuito conversor.

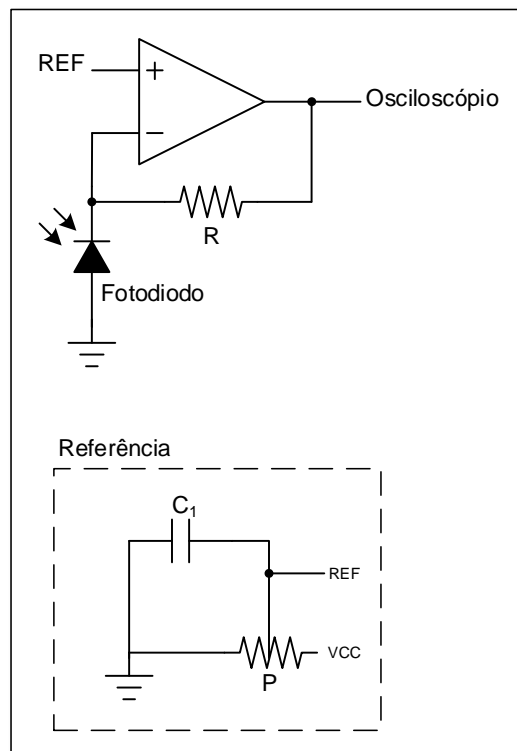


Fonte: Retirado de Duarte (2017).

5.1.4 Circuito Detector

Para a detecção dos sinais de comunicação, foi projetado um circuito detector baseado em um fotodiodo e um amplificador de transimpedância com o intuito de observar os sinais recebidos em um osciloscópio, conforme apresenta a figura 5.5.

Figura 5.5 – Circuito de detecção usando fotodiodo.



Fonte: Autor.

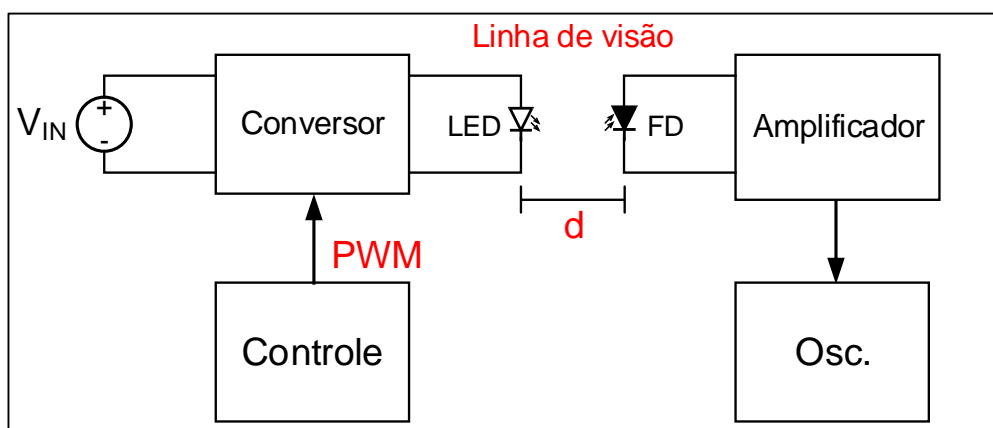
Neste circuito, o resistor R é responsável por regular o ganho do sinal obtido pelo fotodiodo, enquanto o circuito de referência proporciona o ajuste fino dos valores de *offset*. Os principais componentes utilizados neste circuito remetem um amplificador operacional LM7171 e um fotodiodo do tipo PIN BPW34S (Vishay Semicondutores, 2017).

5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.2.1 Transmissão e Recepção de Dados

Para validar a transmissão e recepção dos pulsos de comunicação ao longo do canal óptico, foi desenvolvido um ambiente de testes com as seguintes características: configuração entre transmissor e receptor ao longo de uma “linha de visão” (*line of sight*), encontrando-se perfeitamente alinhados, separados por uma distância d ; baixa luminosidade provocada por agentes externos. O objetivo da realização dos testes em ambiente controlado é o de garantir a transmissão observando-se os impactos referentes somente aos circuitos do receptor e transmissor. A figura 5.6 apresenta um esquemático do teste de laboratório. Os dados foram capturados por um osciloscópio de medição.

Figura 5.6 – Diagrama de blocos do teste de detecção experimental.



Fonte: Autor.

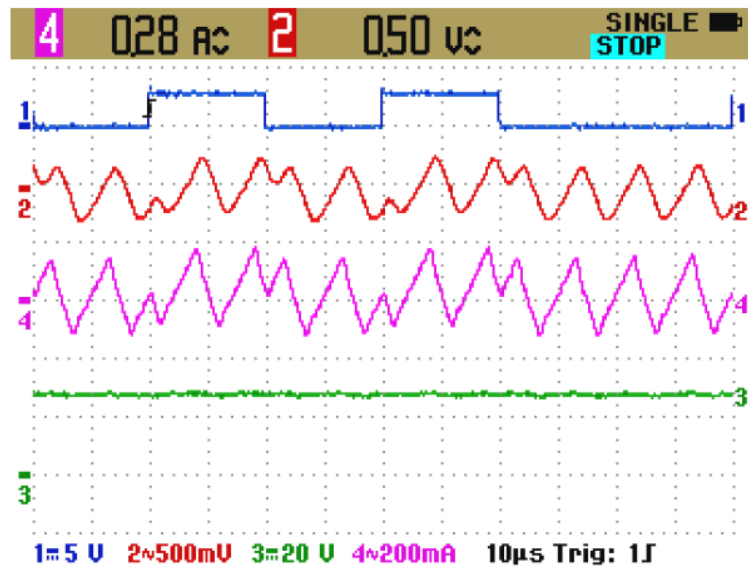
O teste de detecção tem como objetivo validar a possibilidade de transmissão através da luz usando a modulação proposta, bem como verificar a permanência do valor médio da corrente de saída I_{LED} quando há transmissão de dados.

Para este teste, utilizou-se o conversor #2 da tabela 5.1 operando a uma frequência de chaveamento $F_S = 100$ kHz e com um *ripple* percentual de 35%. Receptor e transmissor foram separados de uma distância $d = 1,5$ m.

As figuras 5.7 e 5.8 apresentam os resultados obtidos pelo osciloscópio referentes à detecção do sinal de comunicação pelo circuito receptor, como também os valores de corrente e tensão na carga de LEDs. As medições remetem à transmissão de uma sequência arbitrária de símbolos enviados estão definidas de acordo com o Acoplamento CA do osciloscópio, de maneira a se obter somente a parcela alternada dos sinais. As duas imagens mostram o comportamento da modulação durante a alternância dos valores de *bits* enviados, como também ao

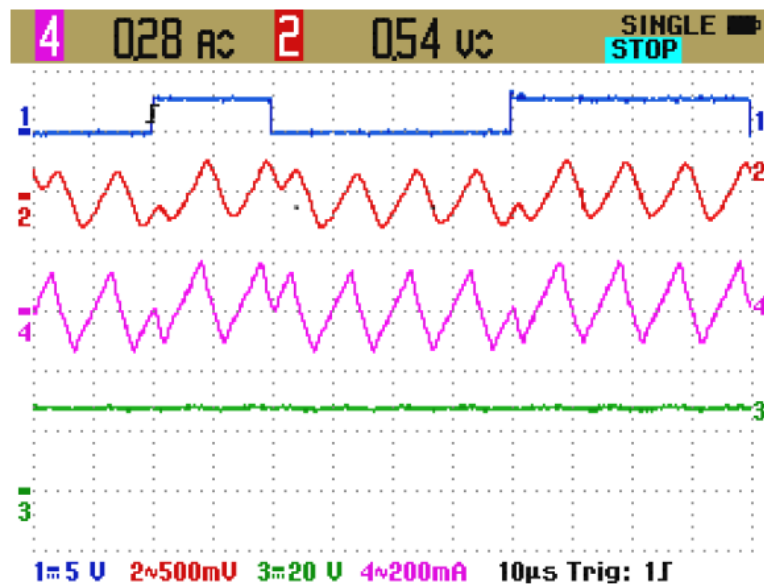
enviar sucessivas sequências de **0s** e **1s**. Conforme o esperado, percebe-se a alternância de fase do sinal portador a cada transição de símbolo.

Figura 5.7 – Teste de detecção experimental com transição de *bits*. De cima para baixo: (CH1) seqüência de bits; (CH2) sinal no receptor; (CH3) tensão nos LEDs; (CH4) corrente nos LEDs. Distância: 1,5 m. Acoplamento CA dos canais CH2 e CH3.



Fonte: Autor.

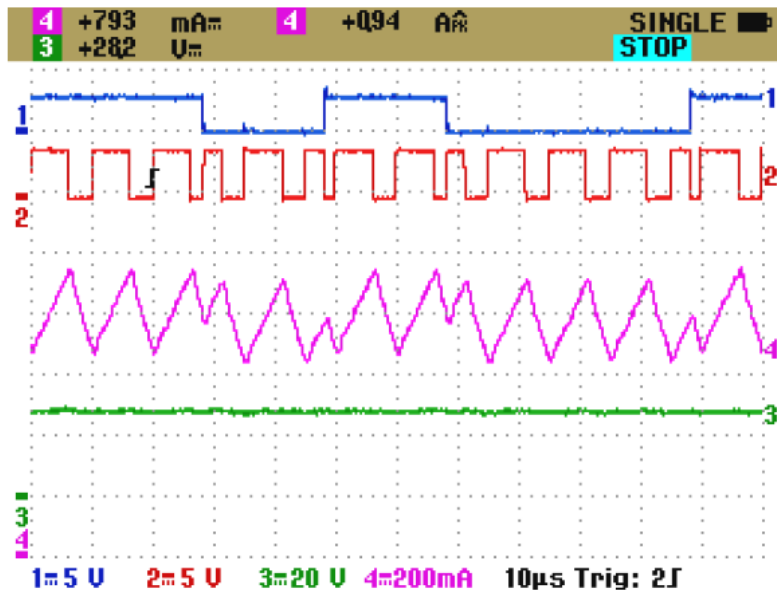
Figura 5.8 – Teste de detecção experimental com seqüências de **0s** e **1s**. De cima para baixo: (CH1) seqüência de bits; (CH2) sinal no receptor; (CH3) tensão nos LEDs; (CH4) Corrente nos LEDs. Distância: 1,5 m. Acoplamento CA dos canais CH2 e CH3.



Fonte: Autor.

Por fim, a figura 5.9 apresenta as medições de valor médio na carga de LEDs durante transmissão, assim como a dinâmica do sinal PWM que controla o acionamento das chaves.

Figura 5.9 – Tensão e corrente nos LEDs durante transmissão. Do topo para baixo: (CH1) sequência de bits; (CH2) sinal PWM; (CH3) corrente nos LEDs; (CH4) tensão nos LEDs. Medição de valores médios. Acoplamento CC.



Fonte: Autor.

5.2.2 Eficácia do sistema

O desempenho de um sistema de iluminação pode ser medido de acordo com o valor da eficácia do mesmo (dado em lumens por watt - lm/W). A eficácia é uma medida que relaciona a potência elétrica entregue a uma luminária de acordo com a quantidade de lumens produzida pela mesma. Em circuitos de acionamento para LEDs, a eficácia está fortemente ligada com a eficiência do conversor de acionamento e controle da carga de LED. De um modo geral, a eficácia tende a diminuir de acordo com o decréscimo da eficiência no processamento da energia da fonte para a carga.

Na técnica de modulação proposta, a amplitude e o valor eficaz da ondulação de saída estão relacionados com o nível de energia do sinal de comunicação a ser transmitido pelo canal. Neste cenário, o projeto do conversor pelo seu valor do *ripple* percentual toma importância de maneira a definir a parcela da energia entregue aos LEDs que será efetivamente utilizada para comunicação.

Dadas estas razões, com o intuito de analisar possíveis mudanças na eficácia do protótipo de duplo-propósito para diferentes potências transmitidas, foi desenvolvido um ambiente de testes para o cálculo da eficácia dos três conversores com diferentes amplitudes na ondulação de saída. Em todos os testes, procurou-se fixar a potência média de saída no valor de 22,6 W. O

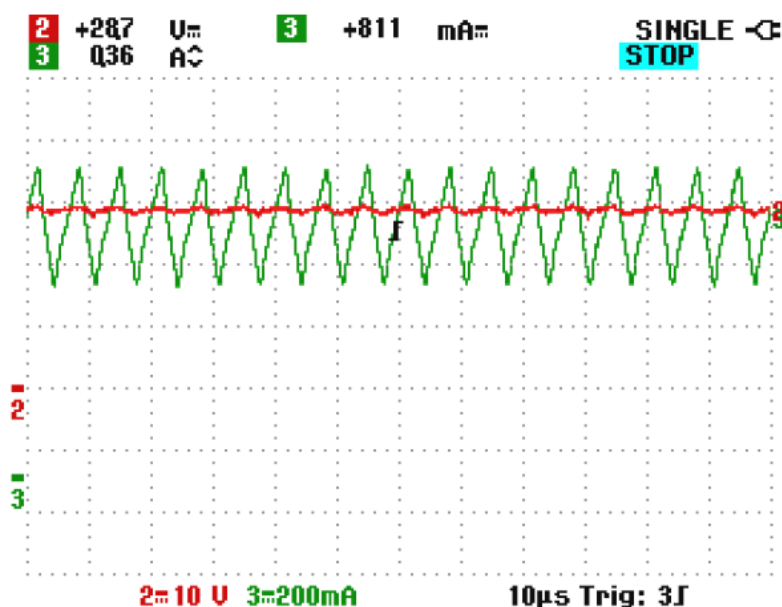
teste consistiu em medir a eficiência do sistema através de um analisador de potência e o fluxo luminoso produzido através de uma esfera integradora. Medindo-se a potência de entrada do sistema e o fluxo luminoso produzido em todos os casos, obtém-se as medidas de eficácia dos mesmos.

Sendo assim, o experimento para o cálculo da eficácia consistiu no cumprimento das seguintes etapas:

- Fixar a potência entregue à carga de LEDs no valor de 22,6 W;
- Obter a eficácia do sistema conversor e LED para os três protótipos, sem transmissão de dados (medições de referência);
- Obter a eficácia do sistema conversor e LED para os três protótipos, com a transmissão ininterrupta de um padrão alternado de *bits* (ex: 010101...);

As figuras 5.10 e 5.11 apresentam um exemplo das formas de onda de corrente e tensão durante um dos testes realizados para a medição da eficácia dos sistemas.

Figura 5.10 – Tensão e corrente nos LEDs sem transmissão. Ondulação de 44%. Medições de valores médios e pico-a-pico da corrente. Acoplamento CC.

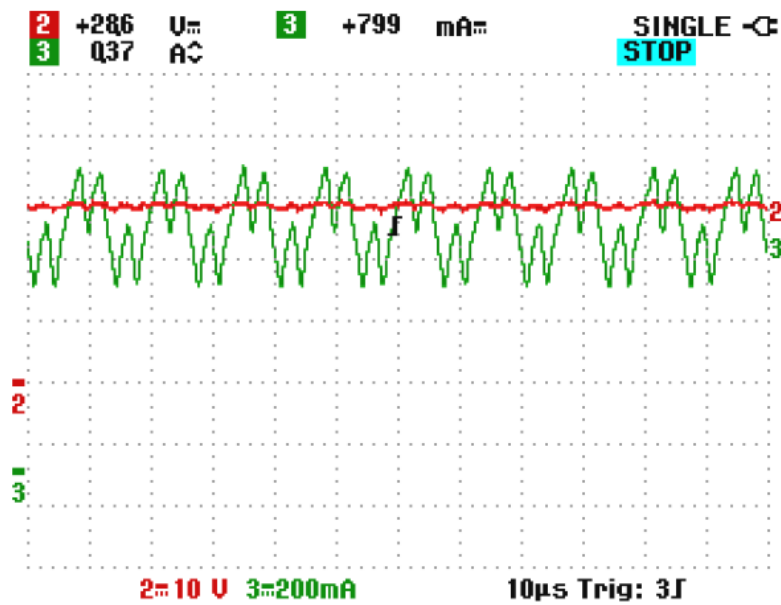


Fonte: Autor.

O gráfico de barras 5.2 apresenta os valores de eficácia medidos para os 6 casos, utilizando os três protótipos mencionados. Da mesma forma, o gráfico 5.3 também apresenta a eficiência da conversão de energia dos circuitos, ao medir a potência de entrada e saída do conversor. É importante ressaltar que em todos os casos a eficácia do LED se manteve a mesma, no valor de 134 lm/W, principalmente devido ao fato do sistema estar operando a um valor abaixo da corrente nominal do modelo de LED selecionado.

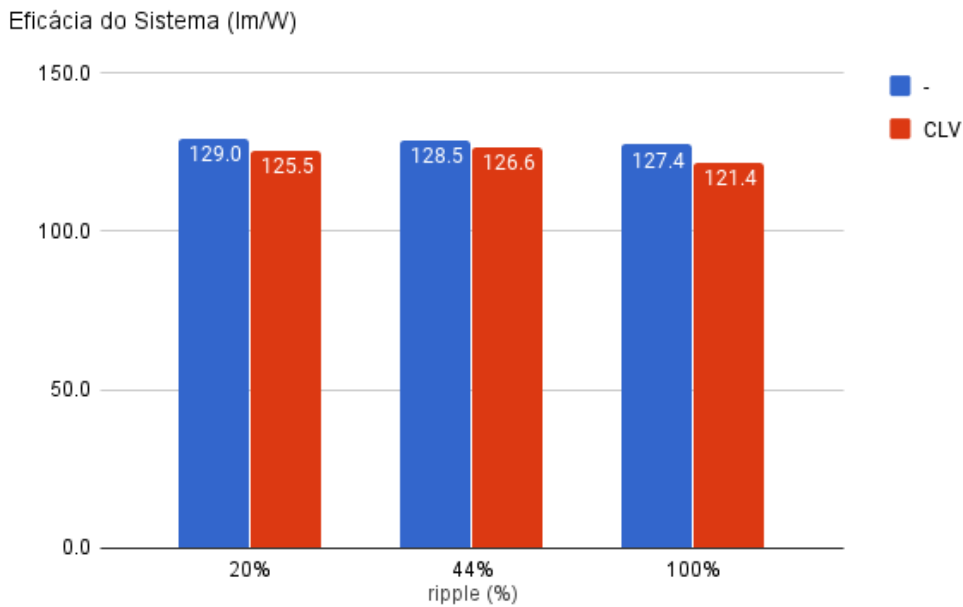
A partir dos dados obtidos no gráfico 5.2, a tabela 5.4 apresenta as diferenças percentuais do decréscimo da eficácia dos três conversores na análise de pior caso, comparados com as

Figura 5.11 – Tensão e corrente nos LEDs com transmissão de padrão alternado de *bits*. Ondulação de 44%. Medições de valores médios e pico-a-pico da corrente. Acoplamento CC.



Fonte: Autor.

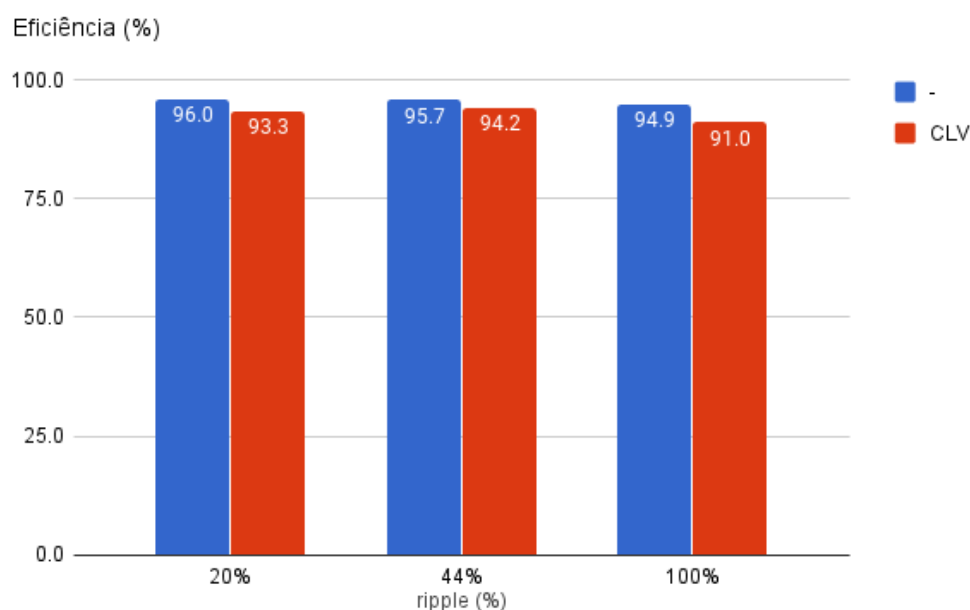
Gráfico 5.2 – Medidas da eficácia dos experimentos de acordo com o percentual da ondulação de saída, com e sem transmissão de dados.



Fonte: Autor.

medições de referência (ausência de transmissão).

Gráfico 5.3 – Medidas da eficiência dos conversores no processamento da energia, com e sem transmissão de dados.



Fonte: Autor.

Tabela 5.4 – Redução percentual da eficácia do sistema na análise de pior caso.

Conversor	Redução (% lm/W)
20%	-2,71%
44%	-1,48%
100%	-4,7%

5.3 CONCLUSÕES PARCIAIS

Este capítulo apresentou o compilado de uma série de experimentos em laboratório relacionados ao teste da modulação proposta. Os experimentos consistiram na utilização de três conversores rebaixadores síncronos com diferentes percentuais de ondulação de saída.

Os testes experimentais validam a possibilidade de se adicionar CLV a uma luminária cujo controle e acionamento é realizado por um conversor rebaixador. Através de modificações sucintas no circuito de comando das chaves semicondutoras, um circuito microprocessado é capaz de executar os procedimentos necessários para modular a fase da ondulação de saída do conversor de maneira a se obter uma modulação por chaveamento de fase. A detecção dos sinais por um circuito fotodiodo separado a 1,5 m de distância do transmissor mostram que o sinal recebido é capaz de ser processado mais adiante para a extração da informação enviada através do canal óptico de comunicação. Também observa-se que não há mudanças do valor médio da corrente de saída quando a transmissão está ativa, o que indica que o sistema de comunicação não afeta o nível do fluxo luminoso médio necessário para iluminar o ambiente.

Por fim, o segundo teste procurou obter medidas de eficácia e eficiência de três circuitos

conversores com indutores diferentes. O valor da indutância do circuito remete a mudanças na amplitude da parcela alternada da corrente de saída, alterando o nível de energia efetivamente utilizado para comunicação. Foram realizados testes de transmissão e medição da eficácia em dois cenários distintos, para os três conversores. O primeiro cenário remete a uma situação inerte onde não há transmissão de dados, compreendendo um teste para se obter medidas de referência. O segundo cenário remete a uma situação de pior caso de transmissão de um padrão alternado de *bits*. No último, percebe-se uma degradação da eficácia do sistema devido ao aumento das perdas de comutação das chaves semicondutoras e do aumento do valor RMS da corrente no indutor, que aumentam de acordo número de comutações por período de *bit* necessárias para se obter a transição de fase requerida pela modulação proposta e de acordo com o valor de pico da corrente, respectivamente.

6 CONCLUSÕES FINAIS

Este capítulo apresenta as conclusões finais desta Dissertação de Mestrado.

Sobre o estado da arte dos circuitos transmissores em CLV:

- A tecnologia encontra-se em fase de desenvolvimento, sendo limitada a testes em laboratório, sobretudo no que se refere aos sistemas eletrônicos capazes de controlar o sinal de corrente da carga de LEDs, de maneira a modularem a luz emitida por eles;
- Dentre os tópicos de pesquisa em aberto referentes a esta tecnologia, pode-se citar principalmente a modelagem do LED e suas limitações físicas enquanto transmissor de dados, os circuito moduladores de duplo-propósito e a performance das técnicas de modulação aplicadas para CLV;
- A integração de CLV aos sistemas de iluminação convencionais torna-se o principal objetivo de pesquisa, e demanda, por parte dos circuitos de controle e acionamento de LEDs, a capacidade de operarem de acordo com a dupla função de iluminar o ambiente e transmitir dados, respeitando-se as condições exigidas pela indústria no que se refere à eficiência, qualidade de energia e custo de produção destes sistemas;
- Inicialmente, esta tecnologia toma dois ramos de pesquisa. Um deles é destinado ao estudo de modulações e métricas pertinentes a área das Telecomunicações, enquanto o outro destina-se ao estudo e concepção dos circuitos eletrônicos moduladores pertinentes a área da Eletrônica de Potência. Esta discrepância fica evidente através da revisão bibliográfica, que é apresentada de forma separada, tanto sobre os circuitos de acionamento para LEDs quanto sobre as técnicas de modulação digital empregadas para CLV;
- A separação do estudo nessas duas áreas limita a capacidade de conclusão sobre a viabilidade dos sistemas de CLV. A revisão bibliográfica carece de estudos que contemplem de maneira única as características das duas áreas de engenharia citadas, como performance da modulação sugerida em conjunto com a eficiência do seu circuito eletrônico de acionamento.
- O elo comum para a real análise desta tecnologia encontra-se através do estudo de métricas que envolvam o aproveitamento mais eficiente da energia elétrica consumida pelos circuitos de acionamento, junto com a capacidade destes de processarem essa energia tanto para fins de iluminação quanto para fins de comunicação digital;

Sobre a técnica de modulação para CLV apresentada:

- Tem como base a aplicação de CLV em sistemas de comunicação de taxas moderadas de dados, como redes de sensores para monitoramento e controle e cenários pertinentes a aplicação do conceito de Internet das Coisas;
- Foi desenvolvida com o objetivo de reaproveitar os circuitos de acionamento de LEDs já consolidados na literatura, de maneira a adicionar CLV sem a necessidade da utilização de componentes extras de potência ao projeto de sistemas iluminação convencionais baseados em LEDs;
- Explora o conteúdo em frequência de um conversor rebaixador para CLV, apresentando uma metodologia para se implementar uma modulação digital por deslocamento de fase a partir do sinal de ondulação de saída (*ripple*), intrínseco ao conversor;
- Apresenta a formulação matemática completa acerca da performance do sistema de comunicação em um modelo de canal AWGN por meio da análise da Taxa de Erro de Bit, destacando as dependências da mesma com relação ao ponto de operação CC do circuito de acionamento e de sua função de iluminar o ambiente. Apresentam-se as limitações desta técnica e comparações com outras modulações digitais aplicadas em CLV;
- Os resultados analíticos e de simulação indicam que, mesmo operando sob condições fora de seu ponto ótimo, a performance da modulação proposta é melhor do que as apresentadas na literatura, como a MPP e a Liga-Desliga. De fato, quando operando sob seu ponto ótimo, a modulação equivale-se em performance a de uma modulação de característica polar.

Sobre os resultados experimentais:

- Procuraram validar a técnica de comunicação em um ambiente de laboratório controlado, onde detectou-se o sinal modulado da ondulação de saída a uma distância de 1,5 m;
- Concluíram que a transmissão de dados não influencia na função de iluminação. O conversor mantém o valor médio da corrente de saída constante, tanto para o caso em que ele transmite dados quanto para o caso em que ele não transmite. Esta propriedade é obtida em virtude da técnica de modulação por deslocamento de fase, que não utiliza o valor da razão cíclica pra transmissão de dados, não alterando o valor médio do sinal de saída do sistema.
- Apontam sobre a importância de se analisar as condições físicas impostas pelo uso da modulação para fins de comunicação, apresentando um ambiente de testes com o intuito de se analisar possíveis mudanças na eficiência e na eficácia dos sistema de iluminação quando submetido à função de duplo-propósito;

- Apresentou-se uma análise comparativa, através de experimentos de medição de eficiência e eficácia durante o processamento da energia elétrica, ao se adicionar a função de transmissão a uma luminária de LEDs;
- Concluiu-se, a partir da análise da eficácia em uma situação de pior caso, que há a degradação da mesma em função do nível de energia transmitido pelo sinal de comunicação. Os principais motivos para o aumento da degradação encontram-se nas perdas por comutação das chaves semicondutoras. Este problema pode ser mitigado com a inserção de melhores tecnologias de semicondutores e com chaves com maiores capacidades de operação em frequências mais altas;
- Todos os três protótipos, ao operarem em uma situação de transmissão de pior caso, apresentaram baixas degradações de sua eficácia (menor que 5%) quando comparadas com uma situação onde não há transmissão de dados.
- A partir destas análises, conclui-se que a técnica de comunicação proposta nesta dissertação é possível de ser utilizada nos cenários de aplicação devidamente mencionados. Para diferentes níveis de potência, os níveis de eficácia e eficiência na conversão de energia mantêm-se equivalentes aos dos sistemas usualmente empregados na indústria, que não possuem a dupla finalidade de iluminação e transmissão de dados.

6.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Apesar das conclusões tomadas a partir das pesquisas e dos esforços envolvidos para consolidar esta dissertação de mestrado, existem diversas outras linhas de pesquisa que podem ser vistas como sugestão para trabalhos futuros:

- A modelagem do pulso de comunicação pode ser estendida para outros tipos de conversores CC-CC (ex: elevador, rebaixador-elevador e conversores isolados). Por fim, surgem como trabalhos futuros o estudo das técnicas de implementação via *hardware* de maneira a aproveitar o modulador por largura de pulsos destes conversores para compreender a técnica de modulação aqui apresentada;
- A análise dos impactos da inserção desta técnica de modulações em topologias de dois estágios, comparando as mudanças necessárias com respeito a CFP, limitações envolvendo interferências eletromagnéticas e limitações de harmônicos injetados na rede;
- Estender a análise de duplo-propósito a outros sistemas de CLV, através da obtenção das curvas de TEB de outras modulações e de comparações quanto à eficácia destes sistemas com respeito aos sistemas iluminação convencionais;

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ALMEIDA, P. et al. Matching LED and Driver Life Spans: A Review of Different Techniques. **Industrial Electronics Magazine, IEEE**, v. 9, n. 2, p. 36–47, 2015. ISSN 1932-4529. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=7130714>>.

ALMEIDA, P. S. et al. Improved State-Space Averaged Representation of Led Drivers Considering the Dynamic Model of the Load. In: **Brazilian Power Electronics Conference Proceedings**. [S.l.: s.n.], 2013. v. 2, p. 434–439. ISBN 9781479902729.

ARMSTRONG, J. OFDM for optical communications. **Journal of Lightwave Technology**, v. 27, n. 3, p. 189–204, 2009. ISSN 07338724.

ARMSTRONG, J.; AHMET, Y. S.; NEILD, A. Visible light positioning: A roadmap for international standardization. **IEEE Communications Magazine**, v. 51, n. 12, p. 68–73, 2013. ISSN 01636804.

ARTHURS, E.; DYM, H. On the Optimum Detection of Digital Signals in the Presence of White Gaussian Noise- A Geometric Interpretation and a Study of Three Basic Data Transmission Systems. **IRE Transactions on Communications Systems**, v. 10, n. 4, p. 336–372, 1962.

BARNETT, T. J. et al. Cisco Visual Networking Index (VNI) Update Global Mobile Data Traffic Forecast. **Vni**, p. 2015–2020, 2015. ISSN 1553-877X. Disponível em: <<http://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/complete-white-paper-c11-481360.html>>.

BELTRAME, R. C. et al. A Review of Hybrid Power Amplifier Technologies. **Revista Brasileira de Eletrônica de Potência**, v. 17, p. 702–716, 2012.

BENDER, V. C.; MARCHESAN, T. B.; ALONSO, J. M. Solid-state lighting: A concise review of the state of the art on led and oled modeling. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 9, n. 2, p. 6–16, June 2015. ISSN 1932-4529.

BIAGI, M.; BOROGOVCAC, T.; LITTLE, T. D. C. Adaptive receiver for indoor visible light communications. **Journal of Lightwave Technology**, v. 31, n. 23, p. 3676–3686, 2013. ISSN 07338724.

BRIDGELUX. **Bridgelux Vero 18 Array Series Datasheet**. 2015. 20 p. Disponível em: <<https://www.bridgelux.com>>.

_____. **Bridgelux Gen 7 Vero 10 Array Datasheet**. Fremont: Bridgelux, 2017. 29 p.

CAMPONOGARA, D. et al. Offline LED driver for street lighting with an optimized cascade structure. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 49, n. 6, p. 2437–2443, 2013. ISSN 00939994.

_____. Capacitance reduction with an optimized converter connection applied to LED Drivers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 1, p. 184–192, 2015. ISSN 02780046.

CHOW, C. et al. Improved modulation speed of LED visible light communication system integrated to main electricity network. **Electronics Letters**, v. 47, n. 15, p. 867, 2011. ISSN 00135194.

Del Campo-Jimenez, G.; LOPEZ-HERNANDEZ, F. J.; PEREZ-JIMENEZ, R. Modulation schemes effect on the driver efficiency and the global VLC transmitter energy consumption.

2016 10th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing, CSNDSP 2016, n. Vlc, p. 8–13, 2016.

DENG, X. et al. Performance comparison for illumination and visible light communication system using buck converters. In: **2014 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)**. IEEE, 2014. p. 547–552. ISBN 978-1-4799-7470-2. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7063489>>.

DUARTE, R. R. **Estudo Comparativo entre Semicondutores de Silício e Nitreto de Gálio em Circuitos de Acionamento de LEDs**. 2017. 127 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2017.

ERGUL, O.; DINC, E.; AKAN, O. B. Communicate to illuminate: State-of-the-art and research challenges for visible light communications. **Physical Communication**, Elsevier B.V., v. 17, p. 72–85, 2015. ISSN 18744907. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.phycom.2015.08.003>>.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIĆ, D. **Fundamentals of Power Electronics**. Boston, MA: Springer US, 2001. ISBN 978-1-4757-0559-1. Disponível em: <<http://link.springer.com/10.1007/b100747>>.

FIGUEIREDO, M.; RIBEIRO, C.; ALVES, L. N. Live demonstration: 150Mbps+ DCO-OFDM VLC. **Proceedings - IEEE International Symposium on Circuits and Systems**, v. 2016-July, n. September 2015, p. 457, 2016. ISSN 02714310.

GALLAGER, R. G. **Principles of Digital Communication**. New York: Cambridge University Press, 2008.

GFELLER, F. R.; BAPST, U. Wireless In-House Data Communication via Diffuse Infrared Radiation. **Proceedings of the IEEE**, v. 67, n. 11, p. 1474–1486, 1979. ISSN 15582256.

HAAS, H. et al. What is LiFi? **Journal of Lightwave Technology**, v. 34, n. 6, p. 1533–1544, mar 2016. ISSN 0733-8724. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7360112/>>.

HART, D. **Power Electronics**. 1. ed. New York: McGraw-Hill Education, 2010. 496 p. ISBN 0073380679.

HAYKIN, S.; MOHER, M. **Sistemas de Comunicação**. 5. ed. Porto Alegre: Bookman, 2011. 512 p. ISBN 978-85-77780-725-3.

HUI, S.; QIN, Y. A General Photo-Electro-Thermal Theory for Light Emitting Diode (LED) Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 8, p. 1967–1976, aug 2009. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5200692/>>.

_____. Comparative study on the structural designs of led devices and systems based on the general photo-electro-thermal theory. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 25, 02 2010.

ITU. Handbook on National Spectrum Management. 2015.

JOVICIC, A.; LI, J.; RICHARDSON, T. Visible light communication: opportunities, challenges and the path to market. **IEEE Communications Magazine**, v. 51, n. 12, p. 26–32, dec 2013. ISSN 0163-6804. Disponível em: <<http://dblp.uni-trier.de/db/journals/cm/cm51.html{\#}JovicicLR13http://ieeexplore.ieee.org/document/66857>>.

KAHN, J.; BARRY, J. Wireless infrared communications. **Proceedings of the IEEE**, v. 85, n. 2, p. 265–298, 1997. ISSN 00189219. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=554222>>.

KARP, S.; O'NEILL, E. L.; GAGLIARDI, R. M. Communication Theory for the free-space optical channel. **Proceeding of the IEEE**, n. 58, p. 1626–1650, 1970.

KARUNATILAKA, D. et al. LED Based Indoor Visible Light Communications: State of the Art. **IEEE Communications Surveys & Tutorials**, v. 17, n. 3, p. 1649–1678, 2015. ISSN 1553-877X. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7072557>>.

KOMINE, T.; NAKAGAWA, M. Fundamental analysis for visible-light communication system using LED lights. **IEEE Transactions on Consumer Electronics**, v. 50, n. 1, p. 100–107, 2004. ISSN 00983063.

LATHI, B. P.; DING, Z. **Sistemas de Comunicações Analógicas e Digitais Modernos**. 4. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2012. 928 p. ISBN 978-8521620273.

LINNARTZ, J.-p. M. G. Wireless optical communication in illumination systems. **IEEE**, v. 1, p. 104–107, jul 2016. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7548764>>.

LOO, K. et al. On driving techniques for leds: Toward a generalized methodology. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 24, 12 2009.

LOSSEV, O. Cii. luminous carborundum detector and detection effect and oscillations with crystals. **The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science**, v. 6, n. 39, p. 1024–1044, 1928. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1080/14786441108564683>>.

Maxim Integrated. **MAX15019 125V/3A, High-Speed, Half-Bridge MOSFET Drivers datasheet**. 2008. 1–14 p. Disponível em: <<https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX15018-MAX15019.pdf>>.

MENKE, M. F. **Sistema Eletrônico de Alto Fator de Potência com Entrada Universal e Controle de Intensidade Luminosa para o Acionamento de LEDS**. 2016. 217 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2016.

MINH, H. L. et al. High-speed visible light communications using multiple-resonant equalization. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 20, n. 14, p. 1243–1245, July 2008. ISSN 1041-1135.

MODEPALLI, K.; PARSA, L. Dual-Purpose Offline LED Driver for Illumination and Visible Light Communication. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 51, n. 1, p. 406–419, jan 2015. ISSN 0093-9994. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6828766>>.

_____. Lighting Up with a Dual-Purpose Driver: A Viable Option for a Light-Emitting Diode Driver for Visible Light Communication. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 23, n. 2, p. 51–61, mar 2017. ISSN 1077-2618. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7797480/>>.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics: Converters, Applications and Design**. 1. ed. River Street: John Wiley & Sons, 2003. 798 p.

MOSSAAD, M. S. A.; HRANILOVIC, S. Practical OFDM signalling for visible light communications using spatial summation. **2014 27th Biennial Symposium on Communications, QBSC 2014**, p. 5–9, 2014.

MOSSAAD, M. S. A.; HRANILOVIC, S.; LAMPE, L. Visible Light Communications Using OFDM and Multiple LEDs. **IEEE Transactions on Communications**, v. 63, n. 11, p. 4304–4313, 2015. ISSN 00906778.

NOSHAD, M.; BRANDT-PEARCE, M. Hadamard-Coded Modulation for Visible Light Communications. **IEEE Transactions on Communications**, v. 64, n. 3, p. 1167–1175, 2016. ISSN 00906778.

O'BRIEN, D. C. Visible Light Communications: Challenges and potential. **IEEE Photonic Society 24th Annual Meeting, PHO 2011**, v. 3, p. 365–366, 2011. ISSN 1092-8081.

PANDRONI, P.; VETTERLI, M. **Signal Processing for Communications**. 1. ed. Lausanne: EPFL Press, 2008. 371 p.

PATHAK, P. et al. Visible Light Communication, Networking and Sensing: A Survey, Potential and Challenges. **IEEE Communications Surveys & Tutorials**, v. 17, n. c, p. 1–1, 2015. ISSN 1553-877X. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7239528>>.

PEREIRA, G. G. et al. LED Driver Based on Input Current Shaper Without Electrolytic Capacitor. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 6, p. 4520–4529, 2017. ISSN 02780046.

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, March 2012. ISSN 0163-6804.

REUSCH, D. et al. Gallium nitride based 3d integrated non-isolated point of load module. In: **2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 38–45. ISSN 1048-2334.

RODRIGUEZ, J. et al. Taking Advantage of the Output Voltage Ripple of a Two-Phase Buck Converter to Perform Quadrature Amplitude Modulation for Visible Light Communication. n. Vlc, p. 2116–2123, 2017.

SCHRATZ, M. et al. A New Way to See the Light: Improving Light Quality with Cost-Effective LED Technology. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 22, n. 4, p. 55–62, jul 2016. ISSN 1077-2618. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7463511>>.

SCHUBERT, F. E. **Light-Emitting Diodes**. 2. ed. Cambridge: Cambridge University Press, 2006.

SEBASTIAN, J. et al. On the role of the power electronics on visible light communication. **Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC**, p. 2420–2427, 2017.

SKLAR, B. **Digital Communications: Fundamentals and Applications**. 2. ed. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2000. 1074 p.

TANAKA, Y. et al. Indoor visible light data transmission system utilizing white led lights. **IEICE Transactions on Communications**, Maruzen Co., Ltd/Maruzen Kabushikikaisha, E86-B, n. 8, p. 2440–2454, 8 2003. ISSN 0916-8516.

TSIATMAS, A. et al. An illumination perspective on visible light communications. **IEEE Communications Magazine**, v. 52, n. 7, p. 64–71, 2014. ISSN 01636804.

_____. Joint illumination and visible-light communication systems: Data rates and extra power consumption. In: **2015 IEEE International Conference on Communication Workshop (ICCW)**. IEEE, 2015. p. 1380–1386. ISBN 978-1-4673-6305-1. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7247371/>>.

Vishay Semiconductors. **Vishay BPW34, BPW34S Photodiode Datasheet**. Malvern: Vishay Semiconductors, 2017.

VUCIC, J. et al. 230 mbit/s via a wireless visible-light link based on oob modulation of phosphorescent white leds. In: **2010 Conference on Optical Fiber Communication (OFC/NFOEC), collocated National Fiber Optic Engineers Conference**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–3.

Wang, S. et al. A high-performance blue filter for a white-led-based visible light communication system. **IEEE Wireless Communications**, v. 22, n. 2, p. 61–67, apr 2015. ISSN 1536-1284. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7096286/>>.

WANG, Y.; ALONSO, J. M.; RUAN, X. A Review of LED Drivers and Related Technologies. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 0046, n. c, p. 1–1, 2017. ISSN 0278-0046. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7869351/>>.

Wang, Z. et al. On the Design of a Solar-Panel Receiver for Optical Wireless Communications With Simultaneous Energy Harvesting. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, v. 33, n. 8, p. 1612–1623, 2015. ISSN 0733-8716. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7010358/>>.

YATES, R.; GOODMAN, D. **Probability and stochastic processes: a friendly introduction for electrical and computer engineers**. John Wiley & Sons, 2005. ISBN 9780471272144. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=eN4mQAAlAAJ>>.

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. ISSN 15361284.

ZHAO, S.; XU, J.; TRESCASES, O. A dimmable led driver for visible light communication (vlc) based on llc resonant dc-dc converter operating in burst mode. **Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC**, n. Vlc, p. 2144–2150, 2013. ISSN 1048-2334.

_____. Burst-mode resonant llc converter for an led luminaire with integrated visible light communication for smart buildings. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 8, p. 4392–4402, 2014. ISSN 08858993.

ŽUKAUSKAS, A.; SHUR, M.; GASKA, R. **Introduction to Solid-State Lighting**. 1. ed. Hoboken: John Wiley & Sons, 2002. 224 p.

APÊNDICE A – CÓDIGO PARA SIMULAÇÃO DA TAXA DE ERRO DE BIT

Código de MATLAB utilizado para a simulação da Taxa de Erro de *Bit*, de acordo com a metodologia apresentada no capítulo 3. Este código foi desenvolvido com base nos códigos exemplo apresentados em Lathi e Ding (2012).

A.1 – CÓDIGO MATLAB

```
close all; clear all;
clc

L = 80000; %Num total de simbolos no experimento
f_ovsamp = 64; %Frequencia de amostragem
numPontos = 64;
D = 0.3;
dBLimit = 10;

% #####
% TEB diversas modulacoes - pulso retangular MPP com diversos D
% #####

%Cria pulso do simbolo do bit 0
nt = 0:numPontos-1; %comprimento total de pontos de cada simbolo
DT = round(numPontos*D); %T ON

pulso0 = [ones(1,DT) zeros(1,numPontos-DT)];
pulso1 = pulso0(end:-1:1);

%Verificacao da simetria dos pulsos (se esta construindo correto)
% subplot 211
% stem(pulso0)
% subplot 212
% stem(pulso1)

pulso0 = pulso0/norm(pulso0);
pulso1 = pulso1/norm(pulso1);
pulso0Match = pulso0(end:-1:1); %filtro casado pulso0
pulso1Match = pulso1(end:-1:1); %filtro casado pulso1

% #####
% GERACAO DOS DADOS BINARIOS ALEATORIOS
% #####
```

```

s_data = 2*round(rand(L,1))-1; %gera os dados aleatorios

%Superamostragem
%(T=1 duracao de cada simbolo)
s_up = upsample(s_data,f_ovsamp);
delayt = f_ovsamp-1;

%Geracao da sinalizacao pelos diferentes formatos de pulso
xptri0 = conv(double(s_up>0),pulso0);
xptri1 = conv(double(s_up<0),pulso1);
xptri = xptri0+xptri1;

% parcela da sequencia de bits modulada pelos pulsos
t = (1:800)/f_ovsamp;
figure(1);
plot(t,xptri0(delayt/2:delayt/2+799),'b-*');
hold on;
plot(t,xptri1(delayt/2:delayt/2+799),'r');
title('Visualizacao da sequencia de bits modulada pelos pulsos');

%% Calcula a duracao do sinal
Lptri = length(xptri);
BER = [];
noiseq = randn(Lptri,1); %Gera o sinal de ruido branco aditivo
%% Loop para iteracao do calculo da TEB
for i = 1:dBLimit
Eb2N(i)=i;
Eb2N_num = 10^(Eb2N(i)/10); %Calcula a energia do ruido
Var_n=1/(2*Eb2N_num);
signois = sqrt(Var_n);
awgnois = signois*noiseq;
% Add ruido aos sinais na saida do canal
yptri = xptri + awgnois;

%Primeiro, aplica os filtros casados
z0 = conv(yptri,pulso0Match);
z1 = conv(yptri,pulso1Match); clear awgnois,yptri;
z0b = conv(yptri,pulso0Match*(-1)); %convolucao
z1b = conv(yptri,pulso1Match*(-1)); %convolucao

% plot(z0,'r');
% hold on;
% plot(z1,'b');

%Amostra o sinal recebido e colhe amostras
z0 = z0(delayt+1:f_ovsamp:end);

```

```

z1 = z1(delayt+1:f_ovsamp:end);
z0b = z0b(delayt+1:f_ovsamp:end);
z1b = z1b(delayt+1:f_ovsamp:end);
%Decisao baseada no sinal da amostra
dec1 = sign(z0-z1);

%Compara os dados originais para cacular a BER para os tres pulsos

BER = [BER;sum(abs(s_data-dec1(1:L)))/(2*L)];
%
%   Q(i) = qfunc(sqrt(Eb2N*(1-rho)));
%   Qsim(i) = qfunc(sqrt(2*Eb2N));
%   Q(i) = 0.5*erfc(sqrt(Eb2N_num*(1-rho)/2)); % BER analitica;
Qsim(i) = 0.5*erfc(sqrt(Eb2N_num)); %BER analitca = 0.5 (polar)
Qook(i) = 0.5*erfc(sqrt(Eb2N_num/2)); %BER analitica OOK
end

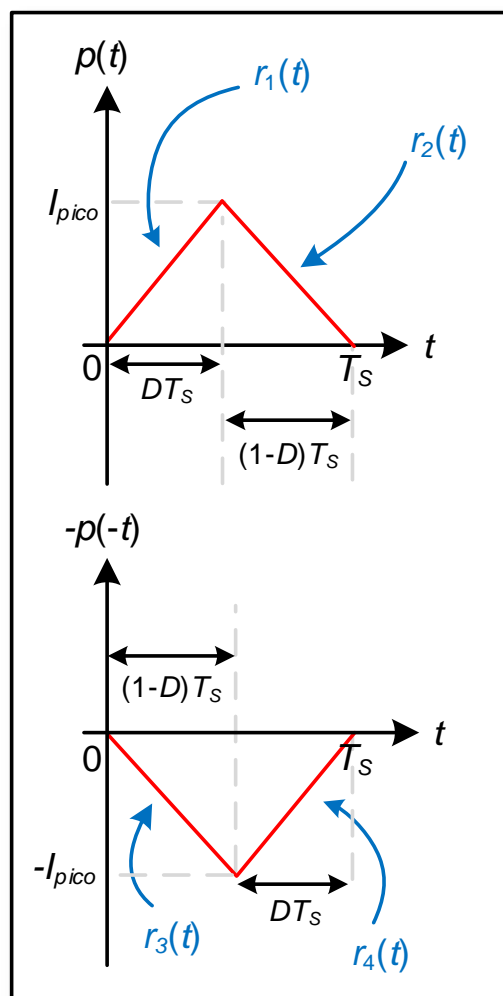
%Comandos para Plot das figuras de TEB
figure(2)
% figber = semilogy(Eb2N,Q,'k--',Eb2N,BER(:,1)...
,'b-*',Eb2N,Qsim,'r-o',...
Eb2N,Qook,'g-x');
figber = semilogy(Eb2N,BER(:,1),'b-*',...
Eb2N,Qsim,'r-+',Eb2N,Qook,'g-x','markers',12);
grid on;
legend(['MPP D = ' num2str(D)],'Polar BPSK','Liga-Desliga');
xlabel('E_b/N (dB)'); ylabel('TEB');
%xlabel('E_b/N (dB)','fontweight','bold','fontsize',12);
%ylabel('TEB','fontweight','bold','fontsize',12);
set(figber,'LineWidth',2);
grid off
set(gca,'fontsize',12)
%axis([5 dBLimit-1 10^(-5) 10^(-2)]);

```


APÊNDICE B – DETERMINAÇÃO DO COEFICIENTE DE CORRELAÇÃO ρ

Considere o gráfico B.1 que apresenta a dinâmica de carga e descarga do indutor durante um período de chaveamento T_S sem considerar o seu valor médio. A geometria do pulso periódico triangular (gráfico 4.7) permite a simplificação dos cálculos através da análise do pulso formado pelas curvas de carga e descarga do indutor.

Gráfico B.1 – Pulsos oriundos da dinâmica de carga e descarga do indutor.



Fonte: Autor.

Nesta figura, as retas $r_1(t)$ e $r_4(t)$ possuem o mesmo coeficiente angular. O mesmo ocorre para as retas $r_2(t)$ e $r_3(t)$. A descrição matemática do pulso $p(t)$ é apresentada na equação B.1. O pulso $-p(-t)$ pode ser obtido realizando-se as substituições adequadas, conforme mostra a equação B.2.

$$p(t) = \begin{cases} r_1(t) = \frac{V_{in}}{L}(1-D)t & , 0 \leq t \leq DT_S \\ r_2(t) = \frac{V_{in}}{L}D(-t + T_S) & , DT_S \leq t \leq T_S \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

$$-p(-t) = \begin{cases} r_3(t) = -\frac{V_{in}}{L}Dt & , 0 \leq t \leq (1-D)T_S \\ r_4(t) = \frac{V_{in}}{L}(1-D)(t - (1-D)T_S) & , (1-D)T_S \leq t \leq T_S \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

A energia de pulso pode ser obtida elevando-se $p(t)$ ao quadrado e integrando ao longo do período T_S (LATHI; DING, 2012), conforme apresentam o conjunto de equações B.3 e o resultado final na equação B.4.

$$\begin{aligned} E_{p(t)} &= \int_0^{T_S} p^2(t)dt = \int_0^{DT_S} r_1^2(t)dt + \int_{DT_S}^{T_S} r_2^2(t)dt \\ &= \int_0^{T_S} \left[(1-D)\frac{V_{in}}{L}t \right]^2 dt + \int_0^{DT_S} \left[-\frac{V_{in}}{L}Dt + \frac{V_{in}}{L}DT_S \right]^2 dt \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

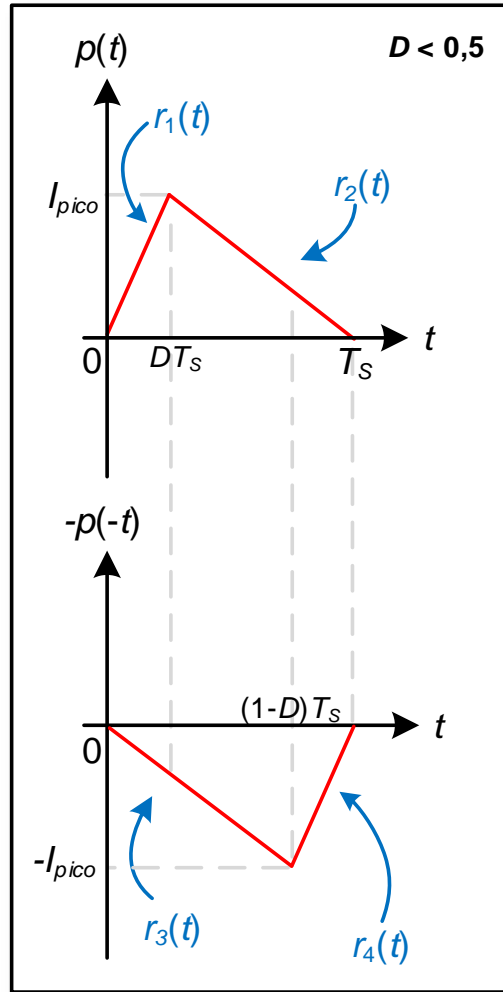
, resolvendo a integração e assumindo $k = \frac{V_{in}}{L}$,

$$E_{p(t)} = \frac{k^2 T_S^3}{3} D^2 (1-D)^2 \quad (\text{B.4})$$

O coeficiente de correlação entre os pulsos determina a performance do filtro casado em um canal AWGN conforme mostra a equação 3.8. Devido à dependência das retas com relação à razão cíclica, uma conclusão preliminar sugere a dependência da função $Q(\cdot)$ com relação a D . Neste quesito, ρ deve ser determinado para dois casos. O primeiro deles remete à condição $D < 1 - D$, ou da mesma forma, $D < 0,5$. A segunda delas é quando $D > 1 - D$ ou $D > 0,5$. A simetria ao longo do ponto $D = 0,5$ indica diferentes valores de correlação entre os pulsos $p(t)$ e $-p(-t)$.

B.1 – CASO EM QUE $D < 0,5$

Uma interpretação geométrica para determinar os limites de integração é apresentada no gráfico B.2, extrapolando-se o valor de D para fins de visualização.

Gráfico B.2 – Pulsos quando $D \leq 0,5$.

Fonte: Autor.

Com D contido no intervalo $0 < D \leq 0,5$, o produto interno calculado mediante a integral da equação B.5. O resultado é apresentado na equação B.6.

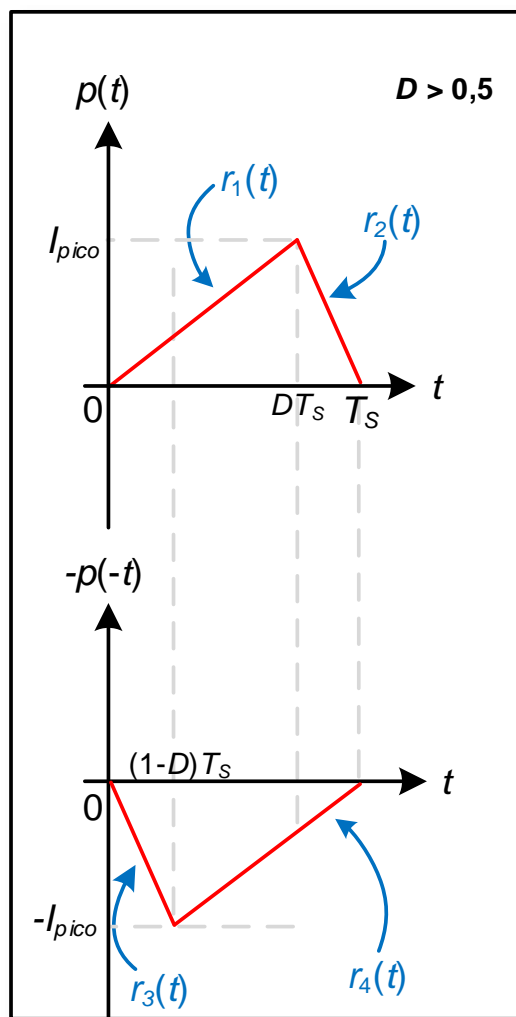
$$E_{p(t)}E_{-p(-t)} = \int_0^{DT_s} r_1(t)r_3(t)dt + \int_{DT_s}^{(1-D)T_s} r_2(t)r_3(t)dt + \int_{(1-D)T_s}^{T_s} r_2(t)r_4(t)dt \quad (\text{B.5})$$

assumindo $k = \frac{V_{in}}{L}$,

$$E_{p(t)}E_{-p(-t)} \Big|_{D \leq 0,5} = \frac{k^2 T_s^3}{3} D^2 \left(-D^2 + \frac{1}{2} \right) \quad (\text{B.6})$$

B.2 – CASO EM QUE $D > 0,5$

Por outro lado, uma nova interpretação geométrica é necessária quando D está contido no intervalo $0,5 \leq D < 1$, cuja representação geométrica para definir os limites de interação é apresentada no gráfico B.3. Novamente, os limites de integração para o cálculo do produto interno são diferentes devido ao intervalo de D .

Gráfico B.3 – Pulsos quando $D \geq 0,5$.

Fonte: Autor.

O produto interno é apresentado nas equações B.7 e B.8 para quando $D \leq 0,5$. I_{pico} é definido de acordo o estipulado na equação 4.14 do capítulo 4.

$$E_{p(t)}E_{-p(-t)} = \int_0^{(1-D)T_s} r_1(t)r_3(t)dt + \int_{(1-D)T_s}^{DT_s} r_1(t)r_4(t)dt + \int_{DT_s}^{T_s} r_2(t)r_4(t)dt \quad (\text{B.7})$$

$$\text{assumindo } k = \frac{V_{in}}{L},$$

$$E_{p(t)}E_{-p(-t)} \Big|_{D \geq 0,5} = k^2 T_s^3 (1-D) \left(\frac{D^3}{3} - D^2 + \frac{5D}{6} - \frac{1}{6} \right) \quad (\text{B.8})$$

Por fim, o cálculo de ρ é obtido dividindo-se as equações B.6 e B.8 por B.4, resultando na equação por partes apresentada em B.9.

$$\rho(D) = \begin{cases} -\frac{D^2 - 1/2}{(1-D)^2} & , 0 < D \leq 0,5 \\ -\frac{D^2 - 2D + 1/2}{D^2} & , 0,5 \leq D < 1 \end{cases} \quad (\text{B.9})$$

APÊNDICE C – CÓDIGO PARA SIMULAÇÃO DA TAXA DE ERRO DE BIT DA MODULAÇÃO PROPOSTA

Código de Matlab utilizado para simulação e validação das equações da performance da modulação proposta por chaveamento de fase utilizando conversor rebaixador. Este código foi desenvolvido com base nos códigos exemplo apresentados em Lathi e Ding (2012).

C.1 – CÓDIGO MATLAB

```
close all; clear all;
clc

L = 80000; %Num total de simbolos no experimento
numPontos = 64; %numero de pontos amostrados para o pulso (equivale a
    fovsamp)
f_ovsamp = numPontos;
t = (1:200)/numPontos;
D = 0.75; %razao ciclica
Vin = 1;
Lconv = 1;
dBLimit = 10;

% #####
% CRIACAO DOS PULSOS TRIANGULARES ORIUNDOS DO FILTRO DO CONVERSOR
% #####

%Cria pulso do simbolo do bit 0
nt = 0:numPontos-1; %comprimento total de pontos de cada simbolo
DT = round(numPontos/2*D); %Equivalente a encontrar o tempo D*T do
    conversor (pico da corrente)

r1 = (1-D)*(Vin/L)*(1:DT);
r2 = -(Vin/L)*D*(1:2*(numPontos/2-DT))+max(r1);
r3 = r1 - max(r1);
pulso0 = [r1 r2 r3];
pulso0 = pulso0/norm(pulso0); %normalizacao
pulso0Match = pulso0(end:-1:1); %filtro casado pulso0

clear r1; clear r2; clear r3;

%Cria pulso do simbolo do bit 1
```



```

r1 = -(Vin/L)*D*(1:numPontos/2-DT);
r2 = (Vin/L)*(1-D)*(1:2*DT)+min(r1);
r3 = r1 + max(r2);
pulso1 = [r1 r2 r3];
pulso1 = pulso1/norm(pulso1);
pulso1Match = pulso1(end:-1:1);

rho = (pulso0/norm(pulso0))*(pulso1/norm(pulso1))';

% #####
% GERACAO DOS DADOS BINARIOS ALEATORIOS
% #####

s_data = 2*round(rand(L,1))-1; %gera os dados aleatorios

%Superamostragem para casa a "taxa de amostragem ficticia que eh
    f_ovsamp/T
%(T=1 duracao de cada simbolo)
s_up = upsample(s_data,f_ovsamp);
delayt = f_ovsamp-1;

%Geracao da sinalizacao pelos diferentes formatos de pulso
xptri0 = conv(double(s_up>0),pulso0);
xptri1 = conv(double(s_up<0),pulso1);
xptri = xptri0+xptri1;

%Visualizacao da sequencia de bits modulada pelos pulsos
t = (1:800)/f_ovsamp;
figure(1);
plot(t,xptri0(delayt/2:delayt/2+799),'b-*');
hold on;
plot(t,xptri1(delayt/2:delayt/2+799),'r');
title('Visualizacao da sequencia de bits modulada pelos pulsos');

%Calcula a duracao do sinal
Lptri = length(xptri);
BER = [];
noiseq = randn(Lptri,1); %Gera o sinal de ruido branco aditivo
%%
for i = 1:dBLimit
Eb2N(i)=i;
Eb2N_num = 10^(Eb2N(i)/10); %Calcula a energia do ruido
Var_n=1/(2*Eb2N_num);
signois = sqrt(Var_n);
awgnois = signois*noiseq;
% Add ruido aos sinais na saida do canal

```

```

yptri = xptri + awgnois;

%Primeiro, aplica os filtros casados
z0 = conv(yptri,pulso0Match);
z1 = conv(yptri,pulso1Match); clear awgnois,yptri;
z0b = conv(yptri,pulso0Match*(-1)); %convolucao com a parte negada
z1b = conv(yptri,pulso1Match*(-1)); %convolucao com a parte negada

% plot(z0,'r');
% hold on;
% plot(z1,'b');

%Amostra o sinal recebido e colhe amostras
z0 = z0(delayt+1:f_ovsamp:end);
z1 = z1(delayt+1:f_ovsamp:end);
z0b = z0b(delayt+1:f_ovsamp:end);
z1b = z1b(delayt+1:f_ovsamp:end);
%Decisao baseada no sinal da amostra
dec1 = sign(z0-z1);

%Compara os dados originais para cacular a BER para os tres pulsos

BER = [BER;sum(abs(s_data-dec1(1:L)))/(2*L)];
%
% Q(i) = qfunc(sqrt(Eb2N*(1-rho)));
% Qsim(i) = qfunc(sqrt(2*Eb2N));
Q(i) = 0.5*erfc(sqrt(Eb2N_num*(1-rho)/2)); %Calcula a BER analitica;
Qsim(i) = 0.5*erfc(sqrt(Eb2N_num)); %Calcula a BER analitica quando D =
    0.5 (cod. NRZ polar)
Qook(i) = 0.5*erfc(sqrt(Eb2N_num/2)); %Calcula BER analitica para
    modulacao OOK
end

figure(2)
figber = semilogy(Eb2N,Q,'k--',Eb2N,BER(:,1),'b-*',Eb2N,Qsim,'r-o',Eb2N,
    Qook,'g-x');
grid on;
legend(['Analitico para D = ' num2str(D)],['Simulado para D = ' num2str(
    D)],'Analitico Polar D = 0.5','Analitico OOK');
xlabel('E_b/N (dB)'); ylabel('BER');
set(figber,'LineWidth',2);
% axis([5 dBLimit-1 10^(-5) 10^(-2)]);

```