



Universidade Federal de Juiz de Fora
Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

Lucas Henrique Gomes Resende

CONTROLADORES LED CA-CC DE DUPLA FUNÇÃO COM VLC E
INTERRUPTOR ÚNICO

Tese de Doutorado

Juiz de Fora
2023

Lucas Henrique Gomes Resende

**Controladores LED CA-CC de Dupla Função com VLC e Interruptor
Único**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora, como parte dos requisitos necessários para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, Dr. Eng.
Coorientador: Prof. Guilherme Márcio Soares, Dr. Eng.

Juiz de Fora
2023

Ficha catalográfica elaborada através do programa de geração automática da Biblioteca Universitária da UFJF, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Resende, Lucas Henrique Gomes.
Controladores LED CA-CC de Dupla Função com VLC e Interruptor Único / Lucas Henrique Gomes Resende. -- 2023.
144 f.

Orientador: Henrique Antônio Carvalho Braga
Coorientador: Guilherme Márcio Soares
Tese (doutorado) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2023.

1. Comunicação por luz visível (VLC). 2. Diodos emissores de luz (LED). 3. Comunicação digital. I. Antônio Carvalho Braga, Henrique , orient. II. Márcio Soares, Guilherme , coorient. III. Título.

Lucas Henrique Gomes Resende

Controladores LED CA-CC de Dupla Função com VLC e Interruptor Único

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos

Aprovada em 11 de dezembro de 2023.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Henrique Antônio Carvalho Braga - Orientador

Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Dr. Guilherme Márcio Soares - Coorientador

Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Dr. Marco Antônio Dalla Costa

Universidade Federal de Santa Maria

Prof. Dr. Lucas Teixeira

Universidade Federal de Santa Maria

Prof. Dr. Pedro Santos Almeida

Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Dr. Alexandre Bessa dos Santos

Universidade Federal de Juiz de Fora

Juiz de Fora, 12/12/2023.



Documento assinado eletronicamente por **Lucas Teixeira, Usuário Externo**, em 12/12/2023, às 08:22, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Guilherme Márcio Soares, Professor(a)**, em 12/12/2023, às 09:16, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Henrique Antonio Carvalho Braga, Professor(a)**, em 12/12/2023, às 16:19, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **MARCO ANTONIO DALLA COSTA, Usuário Externo**, em 12/12/2023, às 16:31, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Alexandre Bessa dos Santos, Professor(a)**, em 12/12/2023, às 16:49, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Pedro Santos Almeida, Professor(a)**, em 12/12/2023, às 18:25, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no Portal do SEI-Ufjf (www2.ufjf.br/SEI) através do ícone Conferência de Documentos, informando o código verificador **1621925** e o código CRC **D45F1719**.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus por estar sempre presente em minha vida, me ajudando a ter forças para alcançar todos os meus objetivos.

Aos meus pais, Henrique e Emília, que me deram apoio e incentivo nas horas difíceis, de desânimo e cansaço. Agradeço também as minhas irmãs Betânia e Jordânia por serem grandes amigas e apoiadoras.

Um agradecimento especial aos meus orientadores Henrique Braga e Guilherme Márcio, pelo empenho dedicado à elaboração deste trabalho e por sempre contribuírem para meu desenvolvimento profissional. Agradeço também ao professor Pedro Almeida por todo o suporte e contribuição no meu aprendizado.

Aos meus colegas de trabalho de NIMO, pois este trabalho tem contribuições de todos os membros do laboratório. Um agradecimento especial ao meu amigo Ruan Ferraz por me ajudar nos momentos mais difíceis da pesquisa e por estar sempre colaborando com ideias para o melhor desenvolvimento da tese.

“Talvez não tenha conseguido fazer o melhor, mas lutei para que o melhor fosse feito.
Não sou o que deveria ser, mas Graças a Deus, não sou o que era antes”
(Marthin Luther King)

RESUMO

Este documento apresenta a tese de doutorado que tem como objetivo aportar contribuições na área de transmissores para comunicação por luz visível (VLC), propondo *drivers* de LED alimentados a partir da rede elétrica CA com interruptor único, que tenham dupla funcionalidade: iluminação e transmissão de dados. O trabalho apresenta alternativas que buscam atender à gama de aplicações que requerem baixa taxa de transmissão de dados utilizando modulação baseada em FSK (do inglês, *Frequency-shift keying*). A primeira alternativa de transmissor VLC é baseada em um circuito de correção de fator de potência (PFC) *flyback* operando em modo de condução descontinua (DCM). A regulação da corrente média de saída e a modulação dos dados são alcançadas simultaneamente pela modulação do sinal PWM (do inglês, *Pulse-width modulation*), que aciona o interruptor do conversor *flyback*. Para que seja possível a transmissão de dados, um filtro rejeita-faixa de terceira ordem e uma malha de controle antecipatória (*feedforward*) foram utilizados. Esta estratégia mantém a simplicidade da topologia convencional enquanto habilita a funcionalidade de transmissor VLC com um número reduzido de componentes. Resultados experimentais foram obtidos de um protótipo de 14 W, alimentado a partir da rede elétrica de 127-V 60-Hz, para verificar a viabilidade e o desempenho do transmissor VLC, por meio do qual foi possível transmitir dados a uma taxa de dados de 15 kb/s para uma distância de até 2 m com uma eficiência global de 93,3%. Em seguida, foi efetuado um estudo de desempenho do sistema VLC para três diferentes tipos de formas de ondas, no qual foi possível verificar que a onda quadrada apresenta menor susceptibilidade a interferências. Assim, a segunda alternativa de transmissor VLC consiste da topologia *buck-boost flyback* integrada. Nesta estrutura o estágio PFC opera em DCM para manter elevado fator de potência, e o estágio PC não possui capacitor na saída e opera em modo de condução contínua (CCM), que possibilita forma de onda quadrada na corrente dos LEDs sem a inserção de um interruptor adicional. Resultados experimentais foram obtidos para um protótipo de 35 W, alimentado a partir de uma entrada universal (90 a 264-V 60 Hz), para verificar o funcionamento em toda a faixa de operação e o desempenho do transmissor VLC na condição nominal de tensão de entrada. Foi verificado que é possível transmitir dados com taxa de até 248 kb/s para uma distância de até 3 m com eficiência global de no máximo 82,7%. Por fim, são discutidas as principais contribuições da tese e algumas propostas para trabalhos futuros são apresentadas.

Palavras-chave: Comunicação por luz visível (VLC). Conversor *flyback*. Diodos emissores de luz (LED). Correção de fator de potência (PFC). Comunicação digital. Modulação baseada em FSK.

ABSTRACT

This document proposes a doctoral thesis that aims to contribute to the development of visible light communication (VLC) transmitters by developing dual-purpose LED drivers, powered from the AC mains with a single switch, that enables both lighting and data transmission. The proposed solutions present new approaches for low-data-rate transmitters using FSK (Frequency-shift keying) modulation. The first VLC transmitter alternative is based on power factor correction (PFC) flyback circuit operating in discontinuous conduction mode (DCM). The role of the converter is to regulate the average output current via the duty cycle value for lighting purposes and to modulate digital data by means of the first switching harmonic of the output current. Both features can be achieved simultaneously by modulating the PWM signal fed to the single-switch of the flyback converter. In order to allow for the transmission of VLC data, the converter output low-pass filter has been replaced by a 3rd order band-stop (notch) filter and an additional feedforward loop was introduced. This strategy maintains the simplicity of the original topology while granting it the functionality of transmitting VLC data with a reduced component count. Experimental results taken from a 14-W prototype supplied from a 127-V 60-Hz grid were carried out in order to verify the modulation scheme and the feasibility of the VLC transmitter, which was able to transfer data with a bit rate of 15 kb/s over a distance of 2 m with a global efficiency of 93.3%. Following this, a performance study of the VLC system was carried out for three different types of waveform, revealing that the square wave is less susceptible to noise. The second VLC transmitter alternative employs a buck-boost flyback topology. This configuration utilizes a PFC stage operating in DCM mode to achieve a high power factor and a PC stage operating in CCM mode without an output capacitor. This setup enables a square waveform in the LED current without the need for an additional switch. Comprehensive experimental results were obtained for a 35 W prototype powered from a universal input (90 to 264-V 60 Hz), validating the operation across the entire operating range and evaluating the performance of the VLC transmitter under nominal input voltage conditions. These results demonstrate the feasibility of achieving data transmission rates of up to 248 kb/s over a distance of up to 3 m with an overall peak efficiency of 82.7%. Finally, the main contributions of the thesis are discussed and some proposals for future work are presented.

Key-words: Visible light communications (VLC). Flyback converter. Light-emitting diode (LED). Power factor correction (PFC). Digital communication. FSK-based modulation.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Histórico de vendas globais de fontes de iluminação (IEA, 2021).	21
Figura 1.2 – Histórico de eficácia global de fontes de iluminação. (IEA, 2021).	22
Figura 1.3 – Modelo elétrico simplificado do LED.	23
Figura 1.4 – Esquema VLC típico.	24
Figura 1.5 – Forma de onda típica da corrente de saída fornecida pelos <i>Drivers</i> de LED.	27
Figura 1.6 – Estrutura de <i>Driver</i> de LED com funcionalidade VLC. Adaptado de (TEIXEIRA et al., 2021).	30
Figura 2.1 – Transmissão de dados por meio de VLC: a) Esquema de um transmissor VLC ideal (Adaptado de Rodríguez et al. (2017)); b) Componentes de um transmissor VLC.	34
Figura 2.2 – PC-LEDs: a) Ilustração da forma de obtenção da luz branca; b) Distribuição espectral típica.	35
Figura 2.3 – LEDs RGB: a) Ilustração da forma de obtenção da luz branca; b) Distribuição espectral típica.	36
Figura 2.4 – Transmissor VLC com modulador linear (LMM): a) Transmissor baseado em LPA; b) Transmissor híbrido (LPA e conversor CC-CC). (RODRÍGUEZ et al., 2017).	38
Figura 2.5 – Modulador de comunicação do tipo SSM.	39
Figura 2.6 – Modulador de comunicação do tipo PSM.	40
Figura 2.7 – Modulador de comunicação do tipo SMM. Adaptado de Teixeira (2020).	41
Figura 2.8 – Exemplo de forma de onda da intensidade luminosa para a modulação pelo controle da corrente média utilizando o modulador SMM. Adaptado de Teixeira (2020).	42
Figura 2.9 – Exemplo de uma forma de onda da intensidade luminosa para a modulação pela ondulação remanescente de alta frequência utilizando o modulador SMM. Adaptado de Teixeira (2020).	42
Figura 2.10 – Conversor buck CC-CC visualizado como um modulador do tipo SMM.	43
Figura 2.11 – Estrutura típica e principais componentes de um receptor VLC.	44
Figura 2.12 – Circuito simplificado de um TIA.	45
Figura 2.13 – Circuito de um filtro de Sallen Key.	46
Figura 2.14 – Regenerador VLC (SALMENTO, 2019).	47
Figura 2.15 – Canais ópticos sem fio - VLC (DIMITROV; HAAS, 2015).	47
Figura 3.1 – a) Transmissor VLC empregando o conversor CC-CC LLC com interruptor auxiliar em série com os LEDs; b) Modulação VPPM para três níveis de dimerização. Adaptado de Zhao, Xu e Trescases (2014).	50

Figura 3.2 – Circuito do <i>driver</i> de LED CC-CC de duas fases, que dispõe de dois conversores <i>buck</i> síncronos considerando um filtro de saída de ordem m (RODRÍGUEZ et al., 2017).	51
Figura 3.3 – a) Transmissor VLC baseado no conversor <i>buck</i> CC-CC com duas possibilidades de modulador de comunicação: SMM e PSM; b) Corrente de saída mostrando o esquema de modulação BPM. Adaptado de Deng et al. (2018a).	53
Figura 3.4 – a) Conversor buck CC-CC com duplo propósito; b) Sinal PWM e corrente nos LEDs. Adaptado de Loose et al. (2018).	54
Figura 3.5 – Transmissor VLC baseado no conversor <i>buck</i> síncrono com enrolamento secundário combinado com um amplificador linear da classe AB para realizar a modulação dos dados. Adaptado de Loose et al. (2022).	55
Figura 3.6 – <i>Driver</i> de LED conectado à rede elétrica CA composto pelo PFC buck-boost integrado com um conversor buck e modulador do tipo PSM (MODEPALLI; PARSA, 2017).	56
Figura 3.7 – Transmissor VLC baseado PFC <i>buck-boost</i> com módulo VLC do tipo PSM (LEE et al., 2019).	57
Figura 3.8 – a) Transmissor VLC baseado no PFC <i>buck-boost</i> com modulador de comunicação do tipo SSM. Adaptado de Salmento et al. (2019).	57
Figura 3.9 – Relação entre a taxa de transmissão de dados e potência com o tipo de modulador empregado no <i>driver</i> de LED com funcionalidade VLC. Adaptado de Teixeira et al. (2021)	59
Figura 4.1 – Estrutura do transmissor VLC proposto.	63
Figura 4.2 – Transmissor VLC baseado no PFC <i>flyback</i>	65
Figura 4.3 – Formas de ondas típicas do transmissor baseado no PFC <i>flyback</i> . (a) Tensão e corrente de entrada; (b) Corrente do diodo e corrente de saída; (c) Detalhe da corrente de saída.	66
Figura 4.4 – Resposta em frequência típica do filtro proposto (azul) e do filtro convencional (vermelho).	68
Figura 4.5 – Forma de onda da corrente do diodo (a) em metade do período da rede e (b) no pico da tensão da rede elétrica considerando o período de comutação T_0	71
Figura 4.6 – Estrutura de controle do transmissor VLC com modulação baseada em M-FSK.	73
Figura 4.7 – Formas de ondas de (a) Componentes $2\omega_L$ da corrente do diodo D_f e da corrente de saída. (b) Saída do filtro de avanço de fase (y na Figura 4.6) e sinal P_β	77
Figura 4.8 – Fluxograma do bloco Controle de modulação.	78

Figura 4.9 – Capacitância C_1 e relação entre os ganhos na máxima e mínima frequência de comutação para diversos valores de L_1	81
Figura 4.10–Configuração experimental para obtenção de resultados de transmissão do PFC <i>flyback</i>	82
Figura 4.11–Fotografia dos protótipos: (a) Placas do sistema de transmissão; (b) Placas do sistema de recepção.	82
Figura 4.12–Arquitetura de receptor VLC e fluxograma do demodulador M-FSK implementado no TIVA C Series.	83
Figura 4.13–Formas de onda de entrada e saída do transmissor VLC (a) com o controle antecipatório e (b) sem o controle antecipatório. Tensão de entrada (CH1 - 150V/div), corrente de entrada (CH3 - 250 mA/div), corrente de saída (CH2 - 150mA/div) e tensão de saída (CH4 - 50V/div). Escala horizontal: 4 ms/div.	85
Figura 4.14–Conteúdo harmônico da corrente de entrada comparado aos limites estabelecidos da EN IEC 61000-3-2.	86
Figura 4.15–Formas de ondas do transmissor VLC em malha fechada, ao ser submetido a um degrau de corrente de referência de 25%. Tensão de entrada (CH1 - 150V/div), corrente de entrada (CH3 - 250 mA/div) e corrente de saída (CH2 - 250mA/div). Escala horizontal: 20 ms/div. 86	86
Figura 4.16–Formas de ondas do transmissor VLC em malha fechada, ao ser submetido a um degrau de tensão de entrada de -10%. Tensão de entrada (CH1 - 150V/div), corrente de entrada (CH2 - 250 mA/div), corrente de saída (CH4 - 250mA/div) e tensão de saída (CH3 - 100V/div). Escala horizontal: 40 ms/div.	87
Figura 4.17–Formas de ondas de: (a) Entrada e saída do filtro de terceira ordem proposto, (b) saídas analógica e digital do receptor e (c) vista ampliada das saídas do receptor VLC, mostrando em destaque a palavra binária recebida [01010011].	88
Figura 4.18–BER do sistema VLC proposto para diferentes distâncias e intervalos de transmissão de dados (β).	89
Figura 5.1 – Diagrama de blocos do sistema VLC analisado.	92
Figura 5.2 – Modelo de alta frequência dos LEDs.	93
Figura 5.3 – Esquemático do receptor VLC considerado.	94
Figura 5.4 – Desempenho do sistema VLC: (a) análise de SNR e (b) análise de BER.	98
Figura 5.5 – Formas de onda de entrada e saída para 4 distâncias diferentes, entre o transmissor e o receptor: (a) Tipo 1: Forma de onda senoidal; (b) Tipo 3: Forma de onda triangular e (c) Tipo 2: Forma de onda quadrada.	99

Figura 5.6 – Transmissor VLC baseado no conversor <i>buck-boost flyback</i> integrado.	101
Figura 5.7 – Forma de onda da tensão de saída do estágio PC <i>flyback</i> : (a) com capacitor de saída; (b) sem capacitor de saída.	102
Figura 5.8 – Formas de ondas típicas do transmissor VLC baseado no conversor <i>buck-boost flyback</i> integrado sem capacitância na saída: (a) Tensão e corrente de entrada; (b) Tensão de barramento; (c) Corrente de saída; (d) Detalhe da corrente de saída.	105
Figura 5.9 – Fluxograma das etapas de projeto do Driver de LED para aplicações VLC.	106
Figura 5.10–Região de operação do <i>Driver</i> de LED com funcionalidade VLC. . .	106
Figura 5.11–Fluxograma do processo de transmissão de dados.	113
Figura 5.12–Fotografia do protótipo do transmissor VLC de dois estágios integrados.	114
Figura 5.13–Formas de onda de entrada, tensão de barramento e corrente de saída (a) com frequência de comutação de 60 kHz (b) com frequência de comutação de 100 kHz. Tensão de entrada (CH3 - 100V/div), corrente de entrada (CH4 - 250 mA/div), tensão de barramento (CH1 - 50V/div) e corrente de saída (CH2 - 500mA/div). Escala Horiz. : 4 ms/div.	116
Figura 5.14–Conteúdo harmônico da corrente de entrada comparado aos limites estabelecidos da EN IEC 61000-3-2 para o <i>Driver</i> de LED baseado no conversor <i>buck-boost flyback</i> para frequência de comutação de 60 e 100 kHz.	117
Figura 5.15–Eficiência do <i>driver</i> de LED para a tensão de entrada nominal (127 V) considerando a variação da frequência de comutação.	117
Figura 5.16–Avaliação de desempenho do <i>driver</i> de LED para entrada universal: (a) Análise da variação da eficiência e (b) Análise do comportamento da THD.	118
Figura 5.17–Avaliação de desempenho do <i>driver</i> de LED para <i>dimming</i> : (a) Análise da variação da eficiência e (b) Análise do comportamento da THD.	119
Figura 5.18–Configuração experimental, mostrando cada parte do sistema VLC.	120
Figura 5.19–Fluxograma do código implementado no microcontrolador TX. . . .	121
Figura 5.20–Fluxograma do código implementado no microcontrolador RX. . . .	122
Figura 5.21–Formas de ondas do transmissor VLC na condição nominal em malha fechada, ao ser submetido a: (a) um degrau de +10% na tensão de entrada e (b) um degrau de -10% na tensão de entrada.	123
Figura 5.22–Formas de ondas de: (a) Corrente nos LEDs e saídas analógica e digital do receptor VLC; (b) Vista ampliada das saídas do receptor VLC.	124

Figura 5.23—Análise de desempenho do sistema VLC proposto para diferentes distâncias e ângulos de recepção para o esquema de modulação OOK-4-FSK com largura de banda de cada símbolo de $\Delta_f = 4$ kHz: (a) BER e (b) EVM.	126
Figura 5.24—Análise de desempenho do sistema VLC proposto para diferentes distâncias e ângulos de recepção para o esquema de modulação OOK-16-FSK com largura de banda de cada símbolo de $\Delta_f = 2$ kHz: (a) BER e (b) EVM.	127
Figura 5.25—Desempenho em termos da EVM para cada frequência de dados do esquema de modulação OOK-16-FSK.	128
Figura 5.26—Análise da dispersão das amostras recebidas para a modulação OOK-4-FSK considerando distâncias entre receptor e transmissor de até 4 metros, largura de banda de cada sinal igual a 4 kHz e ângulo de recepção igual a 0°	129

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Limites de emissão harmônica, segundo IEC-61000-3-2, para equipamentos de iluminação com mais de 25 W e com menos de 25 W.	28
Tabela 3.1 – Características de transmissores VLC para aplicações de baixa taxa de dados.	61
Tabela 4.1 – Coeficientes da implementação discreta	79
Tabela 4.2 – Parâmetros de projeto.	79
Tabela 4.3 – Principais Componentes do protótipo do transmissor VLC projetado.	83
Tabela 5.1 – Coeficientes de Fourier	92
Tabela 5.2 – Parâmetros do sistema VLC simulado.	96
Tabela 5.3 – Parâmetros de projeto.	109
Tabela 5.4 – Características dos esquemas de modulação implementados.	111
Tabela 5.5 – Frequências de comutação de cada esquema.	112
Tabela 5.6 – Principais componentes do protótipo construído.	115

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
BER	Taxa de erros de bit (do inglês, <i>Bit error rate</i>)
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CCM	Modo de condução contínua (do inglês, <i>Continuous Conduction Mode</i>)
CI	Circuito integrado
DCM	Modo de condução descontínuo (do inglês, <i>Discontinuous Conduction Mode</i>)
EMI	Interferência eletromagnética (do inglês, <i>Electromagnetic Interference</i>)
EVM	Magnitude do vetor de erro (do inglês, <i>Error Vector Magnitude</i>)
FD	Fotodiodo
FP	Fator de potência
FSK	Modulação por chaveamento de frequência (do inglês, <i>Frequency-shift keying</i>)
FTMA	Função de transferência em malha aberta
FTMF	Função de transferência em malha fechada
GPS	Sistema de Posicionamento Global (do inglês, <i>Global Positioning System</i>)
LED	Diodo emissor de luz (do inglês, <i>Light Emitting Diode</i>)
LMM	Modulador com amplificador linear (do inglês, <i>Linear Mode Modulator</i>)
LPA	Amplificador linear de potência (do inglês, <i>Linear Power Amplifier</i>)
MC	Modulador de comunicação (do inglês, <i>Modulation Control</i>)
OOK	Modulação por liga-desliga (do inglês, <i>On-off keying</i>)
PC	Controle de potência (do inglês, <i>Power Control</i>)
PFC	Correção do fator de potência (do inglês, <i>Power Factor Correction</i>)

PM	Margem de fase (do inglês, <i>Phase Margin</i>)
PSK	Modulação por deslocamento de fase (do inglês, <i>Modulação por deslocamento de fase</i>)
PSM	Modulador com interruptor paralelo (do inglês, <i>Parallel Switch Modulator</i>)
PWM	Modulação da largura de pulso (do inglês, <i>Pulse Width Modulation</i>)
QAM	Modulação de amplitude em quadratura (do inglês, <i>Quadrature Amplitude Modulation</i>)
RM	Modulação da ondulação de alta frequência (do inglês, <i>Ripple Modulation</i>)
SMM	Modulador com conversor chaveado (do inglês, <i>Switching Mode Modulator</i>)
SNR	Relação sinal-ruído (do inglês, <i>Signal-to-noise ratio</i>)
SSM	Modulador com interruptor série (do inglês, <i>Series Switch Modulator</i>)
THD	Distorção harmônica total (do inglês, <i>Total Harmonic Distortion</i>)
TIA	Amplificador de transimpedância (do inglês, <i>Amplificador de transimpedância</i>)
VF	Preenchimento de vale (do inglês, <i>Valley-fill</i>)
VLC	Comunicação por luz visível (do inglês, <i>Visible Light Communication</i>)
VPPM	Modulação por posição dos pulsos (do inglês, <i>Variable pulse position modulation</i>)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	20
1.1	DIODOS EMISSORES DE LUZ (LED) EM ILUMINAÇÃO	20
1.1.1	Características Gerais dos LEDs	21
1.1.2	Modelo Elétrico do LED	22
1.2	COMUNICAÇÃO POR LUZ VISÍVEL	23
1.2.1	Características Gerais	23
1.2.2	Aplicações da Tecnologia VLC	24
1.3	DRIVERS DE LED CONECTADOS À REDE ELÉTRICA CA	26
1.3.1	Requisitos para Acionamento do Módulo de LEDs	26
1.3.2	Qualidade de Energia	27
1.3.3	Driver De LED Conectado À Rede CA Com Duplo Propó- sito: Iluminação E Transmissão De Dados	29
1.4	OBJETIVOS E ORGANIZAÇÃO DESTA TESE	30
2	CONCEITOS E COMPONENTES DE UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO POR LUZ VISÍVEL	33
2.1	TRANSMISSOR VLC	33
2.1.1	Fonte de Energia e Conversor de Potência	34
2.1.2	LEDs Utilizados para Duplo Propósito: Iluminação e VLC	35
2.1.2.1	<i>Tipos de LEDs de Luz Branca</i>	35
2.1.2.2	<i>Largura de Banda dos LEDs Brancos</i>	36
2.1.3	Modulador de Comunicação	37
2.1.3.1	<i>Linear Mode Modulator (LMM)</i>	37
2.1.3.2	<i>Series Switch Modulator (SSM)</i>	39
2.1.3.3	<i>Parallel Switch Modulator (PSM)</i>	39
2.1.3.4	<i>Switching Mode Modulator (SMM)</i>	40
2.1.3.4.1	Modulação pelo controle da corrente média	41
2.1.3.4.2	Modulação pela ondulação remanescente de alta frequência	42
2.2	RECEPTOR VLC	43
2.2.1	Fotodiodo (FD)	44
2.2.2	Amplificador de Transimpedância (TIA) e Filtro Ativo	44
2.2.3	Regenerador e Demodulador	46
2.3	CANAL VLC	47
2.4	CONCLUSÕES PARCIAIS	48

3	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DE DRIVERS DE LED COM DUPLO PROPÓSITO: ILUMINAÇÃO E TRANSMISSÃO VLC	49
3.1	TRANSMISSORES VLC BASEADOS EM <i>DRIVERS</i> DE LED CC-CC	49
3.2	TRANSMISSORES VLC BASEADOS EM DRIVERS DE LED CONECTADOS À REDE ELÉTRICA CA	55
3.3	CARACTERÍSTICAS DOS TRANSMISSORES VLC DA LITERATURA QUANTO ÀS APLICAÇÕES DE VLC	57
3.4	CONCLUSÕES PARCIAIS	62
4	TRANSMISSOR VLC COM INTERRUPTOR ÚNICO CONECTADO À REDE ELÉTRICA CA PARA APLICAÇÕES DE BAIXA TAXA DE DADOS	63
4.1	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA E DESCRIÇÃO DO TRANSMISSOR VLC	63
4.2	MÉTODO DE PROJETO DO CONVERSOR DE POTÊNCIA	69
4.2.1	Projeto do controle antecipatório e da indutância magnetizante do transformador <i>flyback</i>	69
4.2.2	Projeto dos elementos do filtro de saída	70
4.3	PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE	72
4.3.1	Projeto do controle de corrente média	73
4.3.2	Projeto do modulador para transmissão de dados	76
4.3.3	Implementação digital do sistema	78
4.4	EXEMPLO DE PROJETO	79
4.5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	81
4.6	CONCLUSÕES PARCIAIS	89
5	TRANSMISSOR VLC DE BAIXA SUSCEPTIBILIDADE A INTERFERÊNCIAS COM ENTRADA UNIVERSAL	91
5.1	ANÁLISE DE DESEMPENHO DE UM SISTEMA VLC COM MODULAÇÃO BASEADA EM FSK PARA TRÊS TIPOS DE FORMAS DE ONDAS: SENOIDAL, TRIANGULAR E QUADRADA	91
5.1.1	Modelagem do sistema VLC	91
5.1.1.1	<i>Modelagem do transmissor VLC</i>	92
5.1.1.2	<i>Modelagem do canal óptico VLC</i>	93
5.1.1.3	<i>Modelagem do receptor VLC</i>	94
5.1.2	Estudo de caso e análise de resultados de simulação	95

5.2	TRANSMISSOR VLC BASEADO NA TOPOLOGIA BUCK-BOOST FLYBACK INTEGRADO PARA APLICAÇÕES DE BAIXA TAXA DE DADOS	99
5.2.1	Modelagem matemática do transmissor VLC	100
5.2.1.1	Modelagem matemática do estágio PC flyback em CCM	101
5.2.1.2	<i>Modelagem matemática do estágio PFC buck-boost em DCM</i>	103
5.2.2	Método de projeto do transmissor VLC	105
5.2.2.1	<i>Passo 1: Escolha da região de operação e dos parâmetros da luminária LED</i>	106
5.2.2.2	<i>Passo 2: Cálculos iniciais</i>	107
5.2.2.3	<i>Passo 3: Cálculo da relação de transformação do transformador do conversor flyback (n)</i>	107
5.2.2.4	<i>Passo 4: Cálculo da indutância do PFC buck-boost (L_{bb})</i>	107
5.2.2.5	<i>Passo 5: Cálculo da capacitância de barramento (C_B)</i>	107
5.2.2.6	<i>Passo 6: Determinação da indutância magnetizante do estágio PC (L_m)</i>	108
5.2.2.7	<i>Passo 7: Determinação dos parâmetros da malha antecipatória</i>	108
5.2.3	Exemplo de projeto do transmissor VLC	108
5.2.3.1	<i>Projeto dos Elementos passivos</i>	109
5.2.3.2	Projeto da malha de controle e transmissão de dados	110
5.2.4	Resultados experimentais	114
5.2.4.1	<i>Resultados elétricos</i>	115
5.2.4.2	<i>Resultados de transmissão</i>	119
5.3	CONCLUSÕES PARCIAIS	129
6	CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS	130
6.1	CONCLUSÕES	130
6.2	PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS	132
6.3	PRODUÇÃO CIENTÍFICA	133
	REFERÊNCIAS	135

1 INTRODUÇÃO

Ao longo dos últimos anos, o uso de diodos emissores de luz (LEDs) em iluminação tem aumentado significativamente, substituindo por exemplo lâmpadas fluorescentes e lâmpadas de descarga. As fontes de luz consomem cerca de 15% do total de energia elétrica produzida no mundo (United for Efficiency, 2021), o que justifica o crescente uso de LEDs em iluminação, haja vista que possuem baixo consumo de energia e maior vida útil em comparação com as tecnologias tradicionais de iluminação. De acordo com o *U.S Department of Energy*, até 2035 a maioria das instalações de iluminações deverá utilizar a tecnologia LED, resultando em uma economia de cerca de 569 TWh por ano até 2035 (U.S Department of Energy, 2020).

Atualmente, a tecnologia de iluminação de estado sólido tem sido cada vez mais utilizada em diversos segmentos de mercado, como iluminação de ambientes interiores e exteriores, aplicações médicas, iluminação automotiva e produtos personalizados (PUST; SCHMIDT; SCHNICK, 2015). Uma outra aplicação para LEDs que vem crescendo é a sua utilização em transmissores para comunicação por luz visível (VLC, do inglês *Visible Light Communication*).

VLC é uma tecnologia emergente de comunicação óptica sem fio que utiliza a faixa do espectro eletromagnético que compreende a luz visível (400-700 nm) para transmissão de dados (ARNON, 2015). A funcionalidade de transmissão de dados pode ser adicionada aos circuitos de acionamento de LED (*drivers*), de forma que possibilite o envio de dados digitais ao mesmo tempo em que continua providenciando a iluminação do ambiente. Vale ressaltar que a tecnologia VLC vem se tornando uma alternativa interessante às comunicações por radiofrequência, haja visto que o seu uso pode aliviar o esgotamento do espectro de radiofrequência que está cada vez mais escasso (ZAFAR; BAKAUL; PARTHIBAN, 2017).

1.1 DIODOS EMISSORES DE LUZ (LED) EM ILUMINAÇÃO

O uso de LEDs em iluminação vem crescendo a cada ano. Em 2021 o mercado de iluminação utilizando LEDs obteve progressos tanto em termos de implementação de luminárias LEDs quanto em ganhos de eficácia luminosa dos LEDs. Diversos países já vêm há mais de dez anos substituindo gradualmente as lâmpadas incandescentes por luminárias LED, e agora estão começando a trocar a iluminação com lâmpadas fluorescentes por LEDs (IEA, 2021).

Como pode ser visto na Figura 1.1, o número de vendas de dispositivos LED que era de somente 1% em 2010 chega a 51% em 2020, ou seja, mais da metade das fontes de luz vendidas no mundo atualmente são de luminárias LED. Em contrapartida, pode-se

observar que as vendas de lâmpadas incandescentes vêm diminuindo exponencialmente. Ainda segundo a *International Energy Agency*, espera-se que já em 2025 as vendas de luminárias LED representem a totalidade no setor de iluminação.

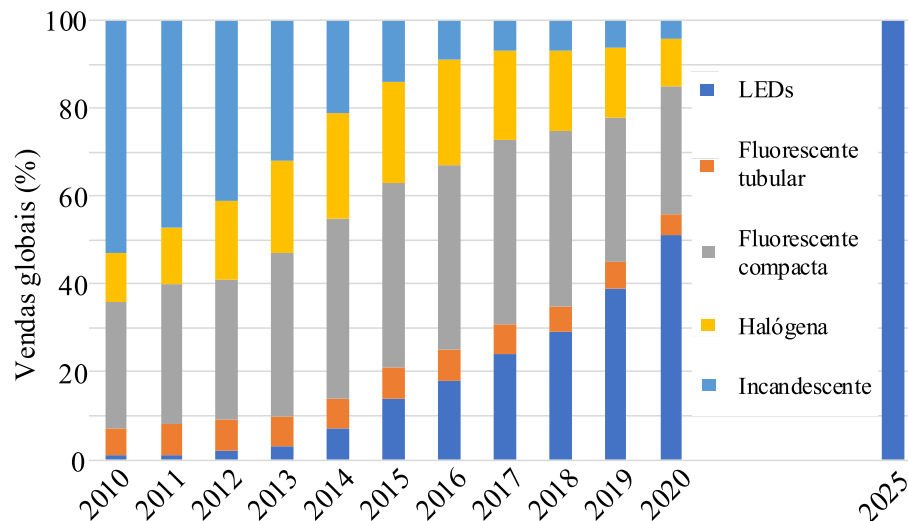


Figura 1.1: Histórico de vendas globais de fontes de iluminação (IEA, 2021).

Vale mencionar que os LEDs estão divididos em três categorias: LEDs indicadores, LEDs de alto brilho e LEDs de potência. Em iluminação são utilizados os LEDs de alto brilho e de potência. Sendo que os LEDs de alto brilho são utilizados em aplicações de potência mais baixa, como por exemplo iluminações em ambientes interiores. Já os LEDs de potência são utilizados principalmente em luminárias de iluminação pública e refletores, que exigem níveis mais altos de potência.

1.1.1 Características Gerais dos LEDs

Os LEDs são semicondutores constituídos por dois materiais diferentes que formam uma junção PN, de forma que permita o fluxo de corrente em apenas um sentido. Se a junção PN é polarizada diretamente, as lacunas na camada P e os elétrons da camada N movem-se em direção à região de depleção (área de transição entre os materiais P e N). Sendo assim, a recombinação de elétrons e lacunas gera energia que é liberada sob a forma de fótons (BULLOUGH, 2003).

Uma característica dos LEDs é a possibilidade do controle da intensidade luminosa (dimerização) de forma simples, ou seja, pode-se controlar o fluxo luminoso pelo ajuste da corrente média da carga LED. Desta forma, o fluxo luminoso pode ser ajustado de acordo com o nível de iluminação requerido para um determinado ambiente ou de acordo com o tipo de atividade a ser realizada.

A eficácia luminosa dos LEDs cresceu de forma considerável nos últimos anos. Os LEDs disponíveis no mercado residencial por exemplo têm uma eficácia média de

mais de 100 lúmens por watt (lm/W). No entanto existem algumas tecnologias, ainda muito caras, que alcançam a faixa de 210 lm/W. Vale destacar que a eficácia luminosa dos LEDs é muito maior do que as obtidas por lâmpadas halógenas (menos de 20 lm/W) e lâmpadas fluorescentes (em média 60 lm/W) (IEA, 2021). A Figura 1.2 mostra que desde 2010, a eficácia luminosa média dos modelos de LEDs comercializados vem aumentando em média de 6 a 8 lm/W por ano, tendo assim expectativa de chegar à casa de 140 lm/W até 2030. Em contrapartida a eficácia luminosa das outras tecnologias apresentam pouco crescimento e a expectativa é que se mantenham nos valores atuais, pois a indústria de iluminação mudou seu foco de pesquisa e produção para as tecnologias LED e inovação de produtos.

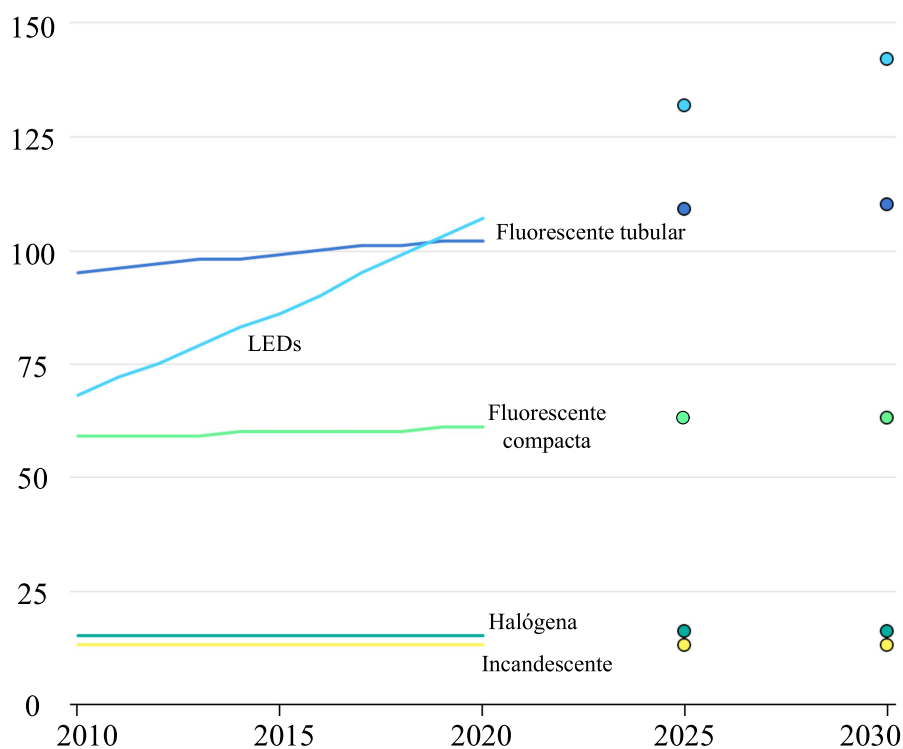


Figura 1.2: Histórico de eficácia global de fontes de iluminação. (IEA, 2021).

1.1.2 Modelo Elétrico do LED

Os LEDs têm seu comportamento elétrico modelado pela equação modificada de Shockley (SCHUBERT; GESSMANN; KIM, 2005), conforme (1.1):

$$v_{LED}(i_{LED}) = \frac{n_i k T_j}{q_e} \left(\frac{i_{LED}}{I_s} \right) + R_s i_{LED}, \quad (1.1)$$

sendo que:

n_i : Fator de idealidade;

k : Constante de Boltzmann ($1,3806504 \cdot 10^{-23}$ J/K);

T_j : Temperatura de junção (em Kelvin);

q_e : Carga elementar do elétron ($1,602176487 \cdot 10^{-19}$ C);

I_s : Corrente de saturação de polarização reversa;

R_s : Resistência série do LED.

Porém, geralmente utiliza-se esta equação em um ponto de operação fixo, obtendo-se assim um modelo simplificado e linear (SOARES, 2014; NOGUEIRA, 2017), que está representado pela equação (1.2):

$$v_{LED} = V_t + i_{LED}r_d, \quad (1.2)$$

em que V_t é denominada tensão de limiar e r_d a resistência dinâmica do LED ou módulo de LEDs.

Por meio de (1.2), pode-se constatar que o modelo linearizado do LED pode ser representado por uma queda de tensão CC (V_t) em série com uma resistência (r_d) e com um diodo ideal, como representado na Figura 1.3.

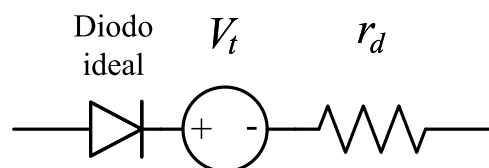


Figura 1.3: Modelo elétrico simplificado do LED.

1.2 COMUNICAÇÃO POR LUZ VISÍVEL

1.2.1 Características Gerais

A tecnologia de comunicação por luz visível tem sido desenvolvida e aplicada com maior intensidade a partir da década 90 do século XX. Fato que coincide com a evolução das aplicações dos LEDs para iluminação (ARNON, 2015). O desenvolvimento da tecnologia VLC ocorre devido à boa resposta dinâmica dos LEDs, que podem alcançar até centenas de megahertz (MA; LAMPE; HRANILOVIC, 2013). Desta forma, pode-se modular os dados digitais em altas frequências, que permitem que sejam alcançadas taxas de transmissão elevadas e que a transmissão seja imperceptível aos olhos humanos.

Na comunicação por luz visível, os dados digitais geralmente são enviados por meio da modulação de intensidade IM (do inglês, *intensity modulation*), na qual a forma de onda desejada (que contém os dados) é modulada sobre a potência instantânea da

portadora. Já a recepção e leitura dos dados é baseado na técnica DD (do inglês, *direct detection*), em que um fotodetector produz uma corrente proporcional à potência instantânea recebida. Sendo assim a técnica de transmissão/recepção é denominada IM/DD (KAHN; BARRY, 1997).

Como pode ser visto na Figura 1.4, um sistema VLC simplificado é composto por um transmissor VLC (Tx), um canal óptico sem fio (CH) e um receptor VLC (Rx). O transmissor Tx tem como função acionar a luminária LED com nível de iluminação desejado e realizar a modulação da corrente dos LEDs de forma que contenha os dados a serem enviados. Já o canal CH representa o meio pelo qual a informação se propaga até chegar no receptor Tx, que por sua vez é responsável por receber a informação, decodificar os dados e reconstruir o sinal que foi enviado pelo transmissor Tx.

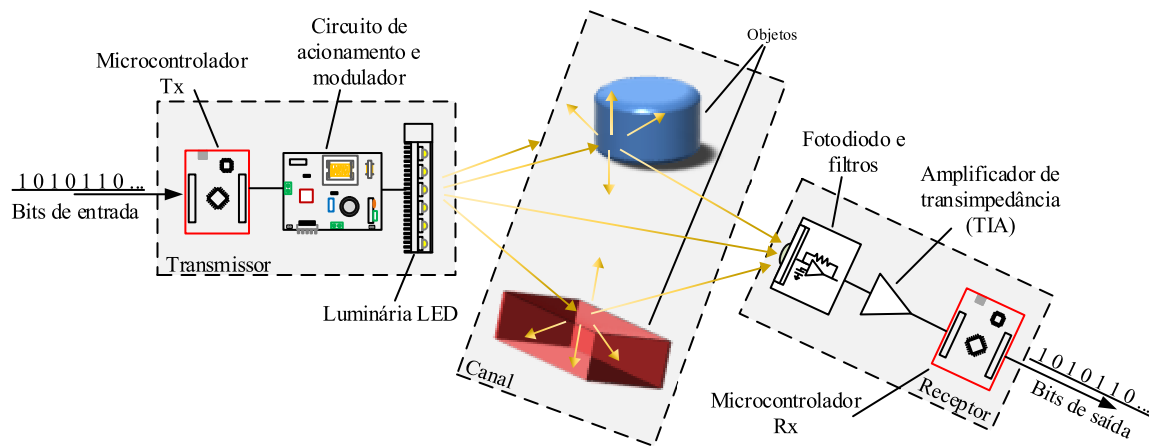


Figura 1.4: Esquema VLC típico.

1.2.2 Aplicações da Tecnologia VLC

O uso de VLC em diversas aplicações vem crescendo nos últimos anos. Existem tanto aplicações em ambientes interiores (*indoor*) quanto aplicações em ambientes exteriores (*outdoor*). Algumas das principais aplicações emergentes são:

a) Comunicação entre dispositivos localizados em ambientes interiores: Neste caso, a tecnologia VLC tem como função estender o sinal de comunicação sem fio entre Wi-fi e celular (WANG et al., 2014; ZHANG et al., 2017; DUVNJAK; OŽEGOVIĆ; KRISTIĆ, 2015; SIDDIQUE et al., 2019). Esta aplicação é muito importante, pois cada vez mais as pessoas utilizam diversos equipamentos conectados ao mesmo tempo, como: celulares, *tablets*, relógio inteligente, óculos inteligentes, *smart TVs*, etc.

b) Sistemas de localização e posicionamento em ambientes interiores (PHAM; RACHIM; CHUNG, 2019; WANG et al., 2021): Nos últimos anos a indústria e os institutos de pesquisa têm pesquisado sobre técnicas para localização em ambientes internos, uma vez que o GPS, amplamente utilizado em ambientes externos, não pode

ser utilizado com eficiência nos ambientes interiores, pois o sinal é atenuado drasticamente pelas paredes (LIU et al., 2007) e por vezes não apresenta a precisão necessária. Além disso, utilizar a comunicação VLC gera um certo nível de segurança devido ao sinal luminoso ficar restrito ao ambiente se não há aberturas, paredes de vidros ou janelas. Dentre as principais aplicações nesta área estão: localização de produtos em armazéns e de equipamentos e *staff* médico em hospitais (LIU et al., 2007), bem como na localização de robôs (BISWAS; VELOSO, 2010).

c) *Links* de Comunicação sem fio para Internet das coisas (IoT, do inglês *Internet of things*) (YOKOTANI, 2012; MAKVANDI; KAVIAN; NAMJOO, 2021): IoT é um conceito que se refere à interconexão de objetos físicos que sejam capazes de transmitir dados a serem controlados pela internet. Tal característica é alcançada por meio da incorporação de sensores, software e outras tecnologias aos objetos, de forma que permitam se conectar e trocar dados com outros dispositivos e sistemas. Sendo assim, o VLC pode ser uma tecnologia de comunicação sem fio muito relevante para essa aplicação, haja vista que é barata, simples e imediata e não sobrecarrega uma parte já lotada do espectro eletromagnético.

d) Meio de comunicação para sistemas de transporte inteligente (ITS, do inglês *Intelligent transport systems*) (CAILEAN et al., 2012; MOHAMMED et al., 2016; COSOVANU; ZADOBRISCHI; DIMIAN, 2020; YOU et al., 2013; YU et al., 2013; ARNON, 2014): ITS é uma tecnologia em crescimento que tem como objetivo aumentar a segurança rodoviária, reduzir o número de acidentes e aumentar a eficiência do tráfego. O VLC tem sido proposto como um meio de fornecer *links* de comunicação sem fio de curto e médio alcance, seja para comunicação V2V (do inglês, *vehicle to vehicle*), no qual os dados são compartilhados entre veículos por meio de transmissores instalados nos faróis e nas luzes traseiras, ou na comunicação V2I (do inglês, *vehicle to infrastructure*), no qual o veículo se comunica com a infraestrutura da via por meio de semáforos e painéis publicitários por exemplo.

e) Sistemas de comunicação sem fio em hospitais (MURAI et al., 2012; TORKESTANI et al., 2011; TAN; JUNG; CHUNG, 2013; AHMED et al., 2020; NG; CHUNG, 2012; AZIZ et al., 2020; MAHALAKSHMI et al., 2018): O uso de VLC em hospitais permite melhorar a infraestrutura de comunicação, pois possibilita que médicos e enfermeiros acessem e atualizem os dados dos pacientes usando um computador acoplado à maca do paciente ao invés de preencher e atualizar manualmente os dados em documentos de papel. Outra utilidade é permitir o monitoramento remoto do bem-estar do paciente e dos dados vitais. Vale destacar que utilizar VLC em hospitais pode ser mais vantajoso devido ao fato de que, a faixa de comprimento de onda utilizado por comunicação óptica garante que não haverá interferência com equipamentos RF e eletrônicos presentes no local.

A fim de posicionar as aplicações da tecnologia VLC, é interessante utilizar métricas comerciais de taxa de dados. Desta forma, a taxa de dados utilizada em comunicação de rede local sem fio (*wireless*) e transmissão de multimídia (*streaming*) são usadas como referência (ITU-T, 2021):

- Rede local sem fio: Wi-Fi 4 (600 Mbps), Wi-Fi 5 (3,47 Gbps) e Wi-Fi 6 (9,61 Gbps);
- Áudio: mobile phone (8 kbps), digital broadcasting (192 kbps) and high fidelity (1 Mbps);
- Video: 1080p HDTV (20 Mbps), 4k UHD TV (240 Mbps) and 8k UHD TV (480 Mbps).

Desta forma, de acordo com a aplicação, a banda requerida poderá mudar drasticamente. Para este trabalho, o foco está em aplicações de baixas taxas de dados, cuja demanda de dados é de até 1 Mbps.

1.3 DRIVERS DE LED CONECTADOS À REDE ELÉTRICA CA

A alimentação dos LEDs, quando prevista a partir de uma fonte de corrente alternada, deve ser feita por intermédio de um circuito eletrônico de acionamento (*driver*). De maneira geral, os *drivers* são conversores eletrônicos de potência que devem ser capazes de providenciar aos LEDs uma corrente média controlada, e além disso filtrar as ondulações de baixa e de alta frequência que podem impactar negativamente no funcionamento dos dispositivos. Logo, os *drivers* de LED devem atender tanto normas relacionadas à corrente entregue ao módulo de LEDs quanto normas relacionadas à qualidade de energia.

1.3.1 Requisitos para Acionamento do Módulo de LEDs

Com relação à saída do *driver*, é necessário que a corrente de saída seja ajustada e limitada sob determinados aspectos, pois frequências indesejadas na corrente dos LEDs podem impactar diretamente nas características fotométricas (ALMEIDA et al., 2015). A forma de onda típica fornecida pelos *drivers* de LED está ilustrada na Figura 1.5. Esta forma de onda é composta por um valor médio, I_o , sobreposto por uma componente de baixa frequência, com amplitude $\Delta I_o/2$ e frequência igual ao dobro da frequência da rede elétrica CA (f_L).

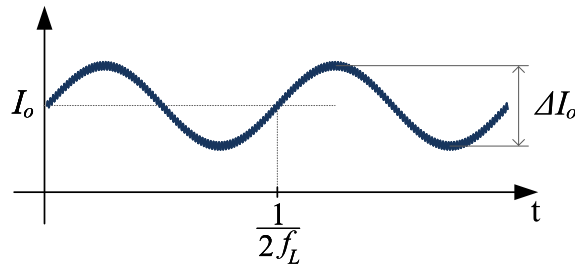


Figura 1.5: Forma de onda típica da corrente de saída fornecida pelos *Drivers* de LED.

De acordo com Almeida et al. (2015) e Almeida, Soares e Braga (2013), um limite possível para a ondulação percentual de baixa frequência ($\Delta I_o/I_o$) seria de 50%, pois assim praticamente não há prejuízo fotométrico em comparação com o acionamento do LED em comparação ao acionamento com uma corrente constante. Essas análises se restringiram à observação visual, no que diz respeito à luminância observada ou intensidade luminosa da fonte de luz. Contudo, estudos posteriores publicados em norma pelo IEEE demonstraram que outros efeitos, incluindo psicológicos e de concentração no ambiente de trabalho, deveriam ser considerados, de modo que a flutuação de corrente estaria mais restrita, sendo associada ao valor da baixa frequência do padrão de acionamento (IEEE, 2015).

Outro efeito que a ondulação de baixa frequência pode gerar, do ponto de vista de iluminação, é um fenômeno conhecido como *flicker*, que é a modulação da luminância (BULLOUGH et al., 2012). Segundo Lehman et al. (2011), Eastman e Campbell (1952), o percentual de *flicker* $F_l\%$ pode ser calculado por:

$$F_l\% = 100 \frac{\Delta I_o}{2I_o}. \quad (1.3)$$

A recomendação IEEE Standard 1789-2015 (IEEE, 2015) avalia os efeitos do *flicker* na saúde humana. Apesar de o *flicker* em 120 Hz ser imperceptível visualmente ao olho humano, ele pode causar dores de cabeça, enxaquecas e até ataques epiléticos. Portanto para evitar riscos à saúde humana, é recomendado que o percentual de *flicker* seja de no máximo 9,6% para baixo risco e de 3,96% para nenhum risco. Sendo assim, de acordo com (1.3), ondulação máxima de corrente em 120Hz ($\Delta I_o/I_o$) de 19,2% e 7,92% garantem baixo risco e nenhum risco a saúde humana, respectivamente.

1.3.2 Qualidade de Energia

Em relação às características das grandezas de entrada do *driver*, é necessário manter os requisitos básicos de qualidade de energia, ou seja, manter o conteúdo harmônico da corrente de entrada em níveis aceitáveis com fator de potência elevado.

Sendo assim, existem algumas normas que definem as características que os *drivers* devem alcançar relacionados à qualidade de energia.

A norma europeia EN IEC 61000-3-2 (IEC, 2018), que é uma das principais normas vigentes referentes à qualidade de energia aplicáveis a circuitos eletrônicos de iluminação (Classe C), se refere aos limites de injeção de correntes harmônicas na rede para equipamentos com correntes menores que 16 A por fase. Na Tabela 1.1 estão mostrados os limites de emissão de correntes harmônicas de equipamentos enquadrados na classe C tanto para equipamentos com potência (P) superior a 25 W quanto para equipamentos com potência inferior a 25 W. Vale ainda ressaltar que, para potências inferiores a 25 W, além das restrições da Tabela 1.1, a terceira e quinta harmônicas de corrente não podem ultrapassar o limite de 86% e 61% da fundamental, respectivamente.

Tabela 1.1 – Limites de emissão harmônica, segundo IEC-61000-3-2, para equipamentos de iluminação com mais de 25 W e com menos de 25 W.

Ordem (n)	Corrente máxima permitida	Corrente máxima permitida
	(normalizada em relação à fundamental) para P > 25W	por watt (mA/W) para P < 25W
2	2 %	-
3	30FP ¹ %	3,4
5	10 %	1,9
7	7 %	1,0
9	5 %	0,5
11	3 %	0,35
13 < n < 39	3 %	3,85/n

Além disso, a Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT, 2012) e o Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia (INMETRO, 2013; INMETRO, 2014; INMETRO, 2022) determinam que o fator de potência deve ser maior que 0,92 para potências superiores a 25 W e de 0,7 para potência entre 5 e 25 W.

Os requisitos de interferência eletromagnética também devem ser levados em consideração. As normas que dizem respeito a isso são a NBR IEC/CISPR22:2013 (IEC, 2013b) e a IEC/CISPR15:2019 (IEC, 2013a), que buscam estabelecer requisitos uniformes para os níveis de radioperturbação dos equipamentos e fixar limites de perturbação.

¹ Fator de potência

1.3.3 Driver De LED Conectado À Rede CA Com Duplo Propósito: Iluminação E Transmissão De Dados

Os *drivers* de LED que operam conectados à rede elétrica possuem tipicamente dois estágios conectados em cascata. O primeiro é o estágio de correção de fator de potência (PFC, do inglês *Power Factor Correction*), que tem como característica emular uma carga resistiva para a rede elétrica, de forma que a corrente de entrada seja senoidal ou quase senoidal. Logo, o PFC é o estágio responsável por garantir que o *driver* atenda às características de qualidade de energia supracitadas na subseção 1.3.2, ou seja, manter elevado fator de potência e baixa distorção harmônica total da corrente de entrada (THD, do inglês *Total Harmonic Distortion*).

Por outro lado, o estágio de controle de potência (PC, do inglês *Power Control*) é utilizado para ajustar o nível de corrente apropriado aos LEDs, mantendo assim uma corrente contínua regulada. Além disso, é responsável por filtrar a ondulação de baixa frequência proveniente do estágio PFC, garantindo que o percentual de *flicker* esteja dentro dos limites e que não haja riscos para a saúde humana (cf. subseção 1.3.1). Outra função que pode ser implementada no estágio PC é o controle de luminosidade (dimerização), que permite que o fluxo luminoso da luminária LED seja alterado. Se o *driver* de LED possuir apenas um estágio de conversão de energia, tal estágio deverá acumular as funções PFC e PC.

A fim de realizar a transmissão de dados por meio da luz visível, o circuito de acionamento de LEDs deve ser adaptado, ou seja, além de providenciar as características de PFC e PC, deve ser capaz de modular os dados que serão transmitidos. Sendo assim, um novo bloco denominado Modulador de comunicação (MC, do inglês *Modulator for Communication*) deve ser inserido ao *driver* de LED convencional. Na Figura 1.6 está mostrada a estrutura típica de um *Driver* de LED adaptado para comunicação por luz visível.

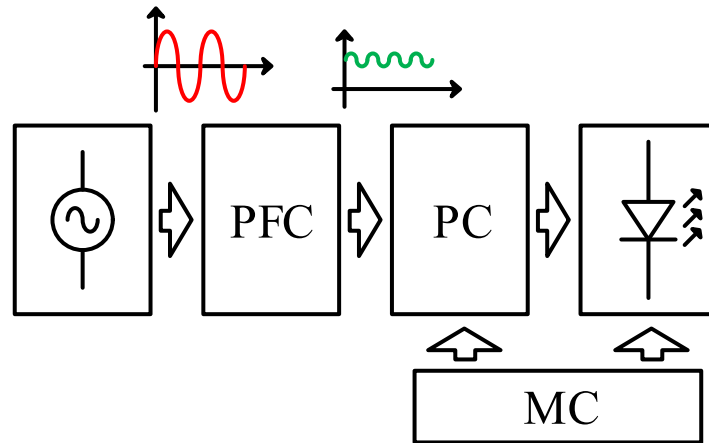


Figura 1.6: Estrutura de *Driver* de LED com funcionalidade VLC. Adaptado de (TEIXEIRA et al., 2021).

Vale ressaltar que o bloco MC acrescenta a funcionalidade VLC a um *driver* de LED *offline* típico. O MC tem como função permitir modular a corrente dos LEDs de forma que contenha os dados a serem transmitidos sem comprometer o desempenho do ponto de vista da qualidade de energia e risco à saúde humana. As possíveis formas de implementar o MC serão discutidas mais adiante e são classificadas de acordo com o tipo de modulação, requisitos de largura de banda, custo, complexidade do circuito e eficiência global do conversor.

1.4 OBJETIVOS E ORGANIZAÇÃO DESTA TESE

De acordo com os conteúdos apresentados nas seções anteriores, este trabalho tem como objetivo aportar contribuições em circuitos de acionamento de LEDs conectados à rede elétrica com funcionalidade de transmissor VLC para aplicações de baixa taxa de dados.

Como visto anteriormente, o bloco MC na Figura 1.6 é o responsável por permitir que as topologias típicas de *drivers* de LED sejam capazes de transmitir dados. Neste contexto, o capítulo 2 apresenta e discute os conceitos e componentes de um sistema VLC, com foco nos tipos de Moduladores de comunicação existentes, mostrando as características e vantagens de cada tipo de MC.

Já, o capítulo 3 apresenta uma revisão dos *Drivers* de LED com funcionalidade de transmissão VLC existentes na literatura. Primeiramente são abordados os trabalhos que propõem transmissores que são conectados a um barramento CC, ou seja, apresentam somente a análise dos estágios PC e MC. Em seguida são discutidos os trabalhos que apresentam soluções baseadas em conversores estáticos conectados à rede elétrica CA, ou seja, analisam os estágios PFC, PC e implementam o MC. Neste

capítulo ainda é apresentada uma análise que relaciona o tipo de MC utilizado com a eficiência e potência alcançadas.

Neste contexto é possível notar que existem poucos trabalhos que propõem *drivers* conectados à rede CA com funcionalidade VLC. Além disso, nestes trabalhos geralmente é proposto o acréscimo de mais um interruptor ativo ao circuito para modular a corrente dos LEDs, fato que pode degradar a eficiência e aumentar o custo e complexidade do sistema. Sendo assim, no capítulo 4 é proposto um transmissor VLC baseado no PFC *flyback* de estágio único, que é amplamente usado em aplicações de baixa potência e é um padrão comumente adotado pela indústria em soluções de fontes de alimentação CC comutadas em alta frequência. O PFC *flyback* operando em modo de condução descontínua (DCM, do inglês *Discontinuous Current Mode*) apresenta diversas vantagens como: isolamento galvânico, fator de potência naturalmente elevado, além de requerer poucos componentes quando comparado com outras topologias mais complexas. O esquema de modulação proposto é baseado em *Frequency-shift keying* (FSK) e é implementado no próprio interruptor do conversor *flyback*, ou seja, não é adicionado nenhum interruptor à topologia. O estudo realizado no capítulo 4 foi publicado no *AEU - International Journal of Electronics and Communications* e além disso, um depósito de patente foi feito sob número de processo BR1020220032114.

A proposta apresentada no capítulo 4 apresenta algumas limitações que podem impedir sua utilização em algumas aplicações. Dentre essas limitações, destacam-se a impossibilidade de implementar entrada universal, a transmissão em apenas um período da rede elétrica e a grande variação da potência instantânea de transmissão. No capítulo 5, primeiramente, é realizado um estudo do desempenho de um sistema VLC com modulação OOK-M-FSK para três diferentes tipos de formas de onda: senoidal, quadrada e triangular. A BER é analisada em termos da SNR, a fim de avaliar a sensibilidade do sistema a interferências. A análise dos resultados alcançados e das limitações a serem solucionadas levou à proposta de um transmissor VLC com possibilidade de entrada universal, menor susceptibilidade a interferências e transmissão de dados em todo o período de baixa frequência da rede elétrica. A topologia *buck-boost flyback* integrada foi escolhida para alcançar as características desejadas. Esta topologia possibilita entrada universal e possui apenas um interruptor. O estágio PFC *buck-boost*, operando em DCM, permite que seja alcançado elevado fator de potência sem a inclusão de uma malha de controle da corrente de entrada. O estágio PC *flyback*, operando em CCM e não possuindo capacitor na saída, permite que se tenha uma grande amplitude da componente de alta frequência na corrente entregue aos LEDs. O esquema de modulação empregado é baseado em FSK e é implementado no interruptor único dos estágios integrados, da mesma forma que na proposta do capítulo 4. A primeira parte do capítulo 5, que trata da análise de desempenho do sistema VLC, foi

publicada no COBEP/2023.

Finalmente, o capítulo 6 apresenta as conclusões finais do trabalho.

2 CONCEITOS E COMPONENTES DE UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO POR LUZ VISÍVEL

Como foi visto na Figura 1.4, um sistema VLC é basicamente composto por: transmissor, canal e receptor. Porém, cada um destes blocos possui certas particularidades e devem ser melhores explorados.

Este capítulo está organizado da seguinte maneira: a seção 2.1 apresenta a constituição típica de um transmissor VLC, mostrando principalmente as características da fonte de luz, e os tipos de moduladores empregados e suas particularidades. Na seção 2.2 é apresentado o circuito típico de um receptor VLC, bem como os principais componentes e suas funções. Por fim, a seção 2.3 apresenta as classificações do canal óptico sem fio, que é o canal pelo qual se propaga a informação contida na luz.

2.1 TRANSMISSOR VLC

O transmissor VLC é capaz de providenciar a transmissão de dados ao mesmo tempo que permite a iluminação do ambiente. Na Figura 2.1a está mostrado o esquema de um transmissor VLC ideal, em que é possível notar uma componente contínua de corrente, responsável por fornecer a iluminação, sobreposta a uma componente de corrente alternada.

Já na Figura 2.1b estão mostrados os componentes de um transmissor VLC, sendo estes: fonte de energia elétrica, circuito de conversão de potência, um bloco modulador de comunicação e a luminária LED. Nesta seção serão apresentadas as características de cada um destes componentes.

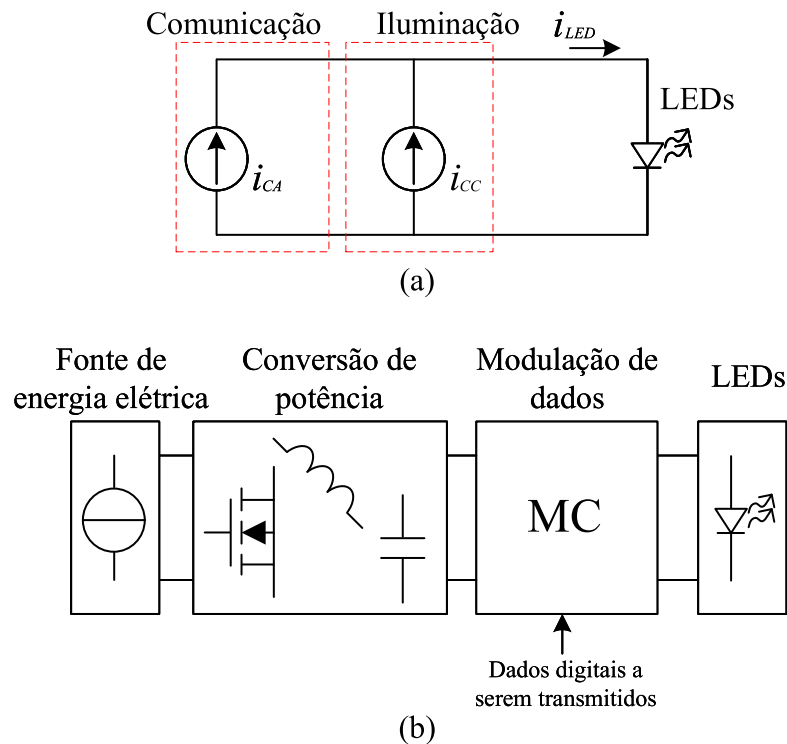


Figura 2.1: Transmissão de dados por meio de VLC: a) Esquema de um transmissor VLC ideal (Adaptado de Rodríguez et al. (2017)); b) Componentes de um transmissor VLC.

2.1.1 Fonte de Energia e Conversor de Potência

Para fornecer iluminação ao ambiente e, por consequência, estar apto a transmitir dados, é necessária uma fonte que forneça energia ao sistema para acionar os LEDs. Assim, é importante definir qual será a fonte de energia empregada, e isso influencia diretamente no tipo de conversor de potência que será utilizado. Em outras palavras, a fonte de energia em conjunto com o conversor de potência é responsável por fornecer a potência média ao LED, de forma que este seja acionado com uma corrente contínua (i_{CC}), mostrada na Figura 2.1a.

Se a fonte de energia provém de um barramento CC ou de um banco de baterias, o conversor de potência utilizado é um conversor CC-CC (DENG et al., 2018a; LOOSE et al., 2017; LOOSE et al., 2018; CHE et al., 2016; ALLER et al., 2019a; ALBUQUERQUE et al., 2020). Por outro lado, se a fonte de energia é a rede elétrica CA um conversor CA-CC (MODEPALLI; PARSA, 2017; LEE et al., 2019; MODEPALLI; PARSA, 2015; SALMENTO et al., 2019) deve ser utilizado e os requisitos de qualidade de energia e acionamento da carga LED, que foram discutidos no capítulo de introdução, devem ser abordados e atendidos.

2.1.2 LEDs Utilizados para Duplo Propósito: Iluminação e VLC

O crescimento da utilização da tecnologia VLC ocorre devido à evolução dos LEDs brancos utilizados em iluminação, haja vista que o LED é uma fonte de iluminação que apresenta boas características para transmissão de dados por luz visível. Entre tais características, está a considerável largura de banda, que pode alcançar até centenas de megahertz (MA; LAMPE; HRANILOVIC, 2013).

Portanto, nesta subseção serão apresentados os tipos e as principais características dos LEDs brancos que podem ser utilizados em comunicação por luz visível.

2.1.2.1 Tipos de LEDs de Luz Branca

Os dispositivos LED que emitem luz branca, que são os utilizados em iluminação e VLC, podem ser obtidos por meio de duas técnicas: 1) PC-LEDs (do inglês, *Phosphor-converted LED*); 2) LEDs RGB (do inglês, *LED Red, Green and Blue*).

Como pode ser visto na Figura 2.2a, a geração de luz branca por meio dos PC-LEDs consiste na utilização de LEDs monocromáticos azuis, que emitem radiações com comprimento de onda de aproximadamente 470 nm e são recobertos com uma camada de fósforo amarelo. Quando os fótons, emitidos pelo LED azul, passam pela camada citada, parte da radiação é reemitida em comprimentos de onda maiores (em torno de 550 nm). Este fenômeno é conhecido como fotoluminescência (ROUND, 1907). O espectro emitido por um PC-LED é mostrado na Figura 2.2b. Vale ressaltar que a camada de fósforo interfere diretamente na distribuição espectral, e por consequência em características do PC-LED como: a temperatura de cor correlata (TCC), o índice de reprodução de cor (IRC), bem como a eficácia luminosa (RODRIGUES et al., 2011).

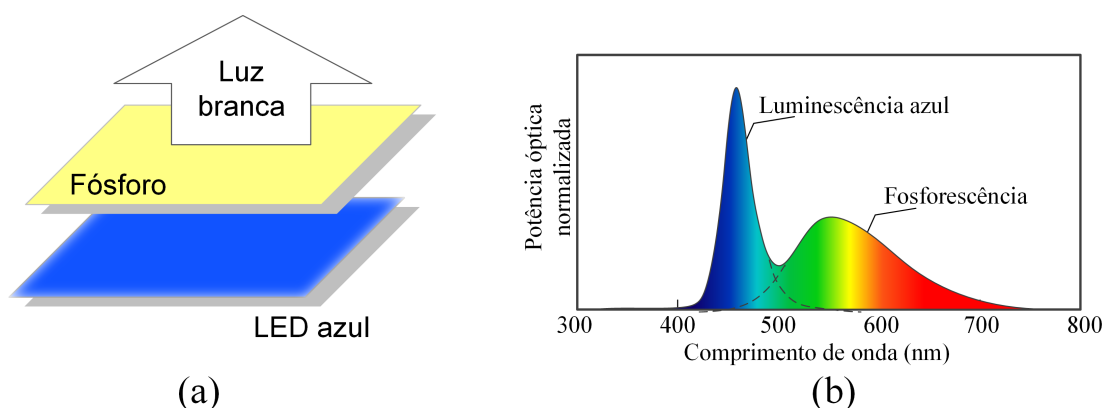


Figura 2.2: PC-LEDs: a) Ilustração da forma de obtenção da luz branca; b) Distribuição espectral típica.

Já a Figura 2.3a mostra a obtenção de luz branca utilizando LEDs RGB. Tal técnica consiste em utilizar LEDs que emitam as três cores primárias (vermelho, verde

e azul). Em seguida, pela mistura destas cores e a utilização de um filtro óptico, a luz branca é emitida. A distribuição espectral típica de LEDs RGB está mostrada na Figura 2.3b.

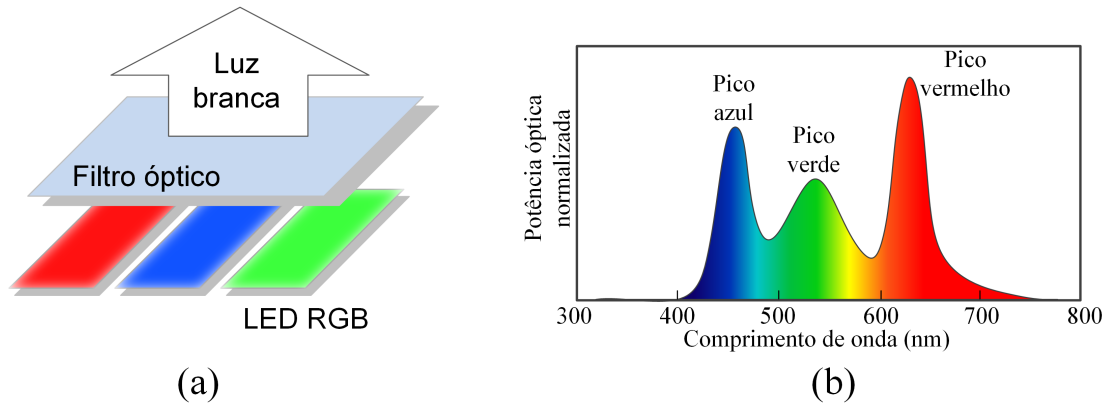


Figura 2.3: LEDs RGB: a) Ilustração da forma de obtenção da luz branca; b) Distribuição espectral típica.

Vale destacar que a maioria das aplicações de iluminação LED utiliza os PC-LEDs (ISLAM et al., 2021). Haja vista que os PC-LEDs, para aplicações de iluminação, são melhores do ponto de vista econômico, devido sua capacidade de gerar luz branca com uma única fonte de corrente regulada. Por outro lado, os LEDs RGB requerem o uso de três fontes reguladas (uma para cada cor).

2.1.2.2 *Largura de Banda dos LEDs Brancos*

Para aplicações VLC, é importante avaliar a largura de banda dos LEDs, pois está ligada diretamente à taxa máxima de dados que se pode alcançar. Os LEDs RGB podem alcançar largura de banda entre 10-20 MHz por cor (LI et al., 2014). Já os PC-LEDs, que são os mais utilizados em iluminação, possuem largura de banda de poucos megahertz (3-5 MHz) (GRUBOR et al., 2007; MINH et al., 2009). Isto ocorre devido ao fato da camada de fósforo ser otimizada para gerar a luz branca e não para que o LED tenha uma resposta mais rápida. Portanto, é possível notar que a largura de banda dos PC-LEDs é limitada. Assim, para aplicações que exijam taxas de transmissão de dados muito elevadas, podem ser necessárias algumas técnicas para expansão da largura de banda.

Rodríguez et al. (2017) descreve algumas técnicas que podem ser aplicadas para aumentar a disponibilidade de largura de banda dos PC-LEDs. Por exemplo, pode ser inserido um filtro no receptor VLC empregado, de forma que seja sintonizado para que rejeite a componente amarela que foi inserida pela camada de fósforo. A largura de banda então pode ser aumentada em até 4 vezes, alcançando níveis entre 10-20 MHz

(GRUBOR et al., 2007). Em série com o filtro supracitado, pode ser adicionado um filtro passa-banda ao receptor, que é projetado para inserir um ganho em frequências de algumas dezenas de megahertz, compensando assim a atenuação introduzida pelos LEDs nesta faixa de frequência. Logo esta solução pode aumentar a largura de banda dos PC-LEDs para até 50 MHz (MINH et al., 2009; LI et al., 2014).

Já para os LEDs RGB, a largura de banda pode ser incrementada de duas formas, levando em consideração o fato de o componente ser constituído por três unidades de LEDs de espectro distintos. A primeira consiste em considerar cada LED como um transmissor independente, obtendo assim três canais com largura de banda de cerca de 20 MHz cada (LIAW et al., 2015; VUČIĆ et al., 2011; WU et al., 2013; WANG et al., 2014; WANG et al., 2015; CHUN et al., 2016). Já a segunda técnica é conhecida como CSK (do inglês, *color-shift keying*), que é um esquema de modulação que transmite os dados por meio de pequenas variações da cor da luz emitida pelo LED RGB (SINGH; O'FARRELL; DAVID, 2013; MONTEIRO; HRANILOVIC, 2014; SINGH; O'FARRELL; DAVID, 2014).

2.1.3 Modulador de Comunicação

O modulador de comunicação é responsável por modular a corrente dos LEDs em alta frequência, de forma que contenha os dados digitais que serão transmitidos. Sendo assim, o MC é o bloco que fornece a corrente i_{CA} , mostrada na Figura 2.1a, aos LEDs.

Os moduladores, segundo Teixeira et al. (2021), podem ser classificados em 4 tipos: Modulador linear (LMM, do inglês *Linear Mode Modulator*), Modulador por comutação (SMM, do inglês *Switching Mode Modulator*), Modulador com interruptor série (SSM, do inglês *Series Switch Modulator*) e o modulador com interruptor paralelo (PSM, do inglês *Parallel Switch Modulator*). É importante mencionar que o tipo de modulador escolhido para cada aplicação depende de alguns requisitos de projeto, como: esquema de modulação, largura de banda, taxa de transmissão de dados, custo, complexidade do circuito, eficiência global do transmissor, dentre outros. A seguir serão apresentadas as características e a estrutura de cada tipo de MC.

2.1.3.1 *Linear Mode Modulator (LMM)*

Este tipo de modulador é baseado em transistores que operam na região linear, constituindo assim os LPAs (do inglês *Linear Power Amplifier*), cujos tipos mais comuns são os amplificadores de classe A, B, AB e C. Por operar na região linear do transistor, o componente precisa ser polarizado e consome uma potência específica para propiciar o fluxo luminoso desejado dos LEDs. Tal potência é bastante significativa, se comparada com a potência empregada na transmissão de dados. Assim, a eficiência

deste tipo de modulador é geralmente menor do que a alcançada por outros tipos de moduladores de comunicação.

Entretanto, existem alguns trabalhos que utilizam conversores híbridos, ou seja, utilizam os conversores chaveados não-lineares combinados com os LPAs. Sendo assim, a energia processada no LPA, que é um elemento dissipativo, representa uma parcela pequena da energia total processada. Isto permite que a eficiência global do circuito transmissor não seja diminuída drasticamente como ocorre se toda a energia for processada pelos LPAs.

Este tipo de circuito é muito utilizado em comunicação por radiofrequência (RF) e em outras aplicações, pois permite que o sinal de saída seja modulado de forma fidedigna, sem distorções e sem limitações de forma de onda, desde que opere dentro da largura de banda máxima. Vale destacar que este tipo de modulador é recomendável para aplicações de baixa potência e que necessitem de altas taxas de dados.

A Figura 2.4a mostra a configuração típica de um transmissor com modulador do tipo LMM. Neste caso, a partir de uma fonte de tensão CC, o transistor é operado na região linear. Logo, o sinal de entrada v_{ref} faz com que o ponto de operação excursionsse de acordo com a forma de onda, ou seja, este circuito modula a corrente que passa pelos LEDs de acordo com o sinal transmitido. Neste caso o amplificador processa toda a energia necessária para acionar os LEDs.

Já na Figura 2.4b é mostrado um transmissor VLC híbrido. Neste caso, o LPA providencia a componente CA da corrente, que apresenta forma de onda similar a V_{ref} , enquanto que o conversor de potência CC-CC, representado por V_{DD} , é responsável por fornecer a corrente CC. Por fim, a rede composta pelo indutor e pelo capacitor é responsável por realizar o acoplamento entre os 2 circuitos. Vale ressaltar que nesse caso o LPA processa apenas uma pequena parcela da potência total.

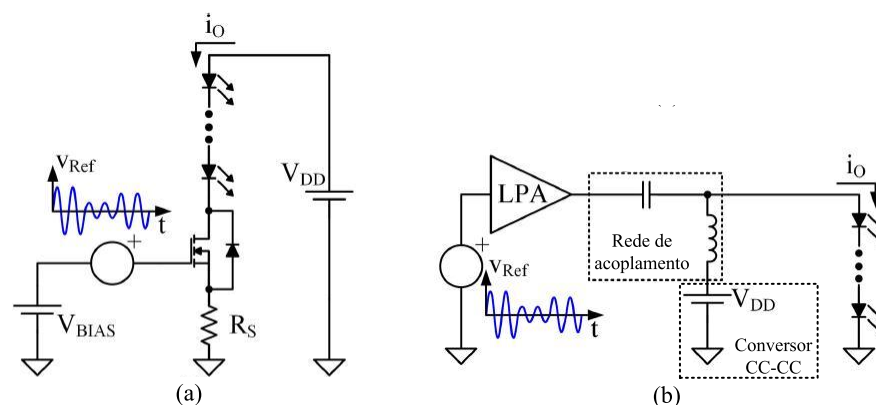


Figura 2.4: Transmissor VLC com modulador linear (LMM): a) Transmissor baseado em LPA; b) Transmissor híbrido (LPA e conversor CC-CC). (RODRÍGUEZ et al., 2017).

2.1.3.2 Series Switch Modulator (SSM)

Como pode ser visto na Figura 2.5, este modulador tem como princípio a inserção de um interruptor em série com o módulo de LEDs, que geralmente é um TBJ ou um MOSFET (TEIXEIRA et al., 2021). A fonte de tensão V_o representa todo o circuito de conversão de potência, ou seja, um conversor CC-CC fornece o valor de tensão desejado.

Vale mencionar que o valor instantâneo da corrente de saída não pode ser controlado pelo interruptor adicional, logo este valor deve ser regulado pelo estágio de conversão de potência. Diferentemente do modulador LMM, que utiliza o transistor na região linear, o transistor inserido neste caso opera nas regiões de condução e bloqueio, funcionando assim como um interruptor fechado ou aberto, respectivamente.

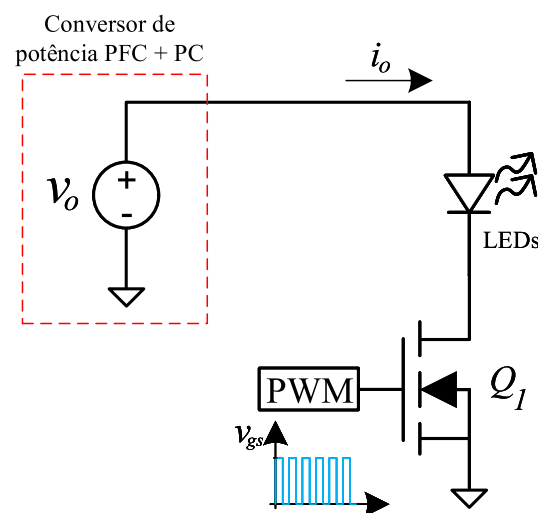


Figura 2.5: Modulador de comunicação do tipo SSM.

Devido à característica liga e desliga do interruptor adicionado, o modulador SSM só pode ser utilizado para gerar pulsos retangulares na corrente dos LEDs, ou seja, este tipo de modulador só permite reproduzir as modulações baseadas em pulsos (PBT, do inglês *Pulse-Based Transmission*) (JOHANSSON, 2017; RODRÍGUEZ et al., 2017).

2.1.3.3 Parallel Switch Modulator (PSM)

Diferente do modulador SSM, o modulador PSM se caracteriza pela inserção de um interruptor em paralelo com o módulo de LEDs (TEIXEIRA, 2020), como ilustrado na Figura 2.6. Vale destacar que para o modulador PSM, o conversor CC-CC deve ser projetado de forma a funcionar como fonte de corrente, fornecendo assim a corrente constante I_o .

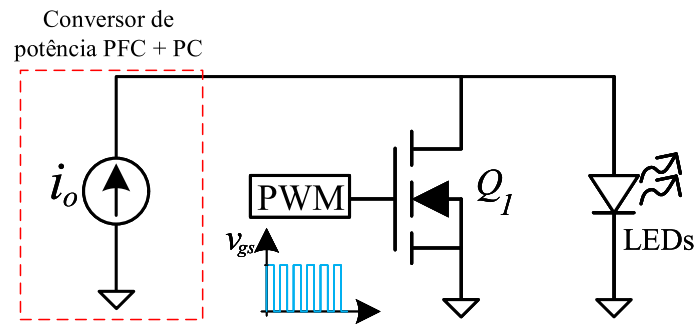


Figura 2.6: Modulador de comunicação do tipo PSM.

Pode-se observar que, se o interruptor estiver operando no modo de condução (fechado), a corrente dos LEDs é interrompida e flui pelo interruptor. Em contrapartida, quando o interruptor está operando no modo de bloqueio (aberto), a corrente I_o flui pelo módulo de LEDs. Portanto, o modulador PSM também só é capaz de modular a corrente dos LEDs em uma forma de onda retangular, ou seja, só é capaz de reproduzir os esquemas de modulação PBT.

2.1.3.4 *Switching Mode Modulator (SMM)*

O esquemático de um modulador SMM pode ser visto na Figura 2.7. Neste tipo de modulador os transistores operam nas regiões de corte e saturação, o que gera uma onda quadrada v_{sq} , que é aplicada a um filtro LC passa-baixa ou passa-banda. Logo, a corrente entregue aos LEDs possui um valor médio I_o sobreposto a uma componente residual de mesma frequência da onda quadrada v_{sq} . Portanto, o valor médio da corrente nos LEDs pode ser regulado pela razão cíclica da onda quadrada, e a transmissão de dados pode ser realizada na componente de alta frequência remanescente na corrente dos LEDs. Vale destacar que a ondulação de alta frequência pode ser ajustada pelo projeto do filtro.

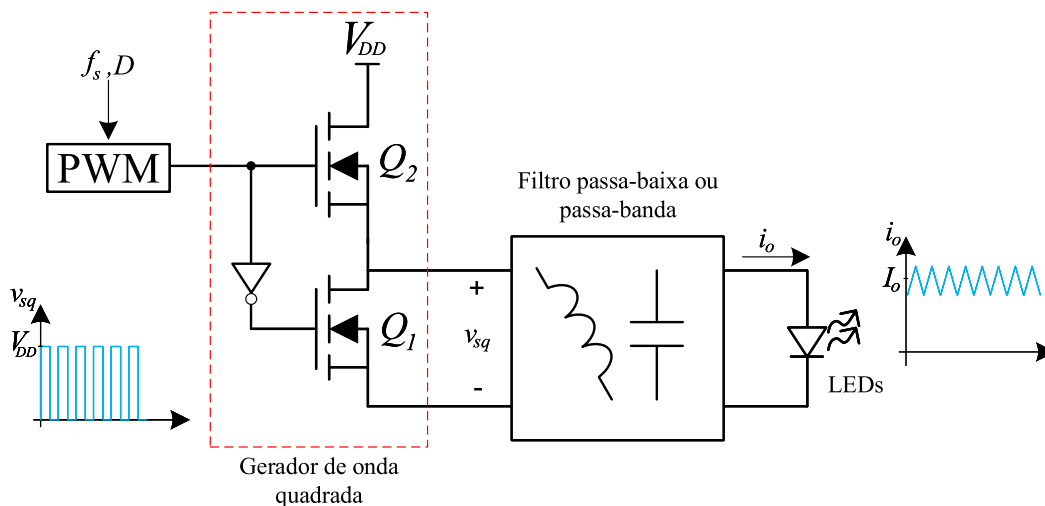


Figura 2.7: Modulador de comunicação do tipo SMM. Adaptado de Teixeira (2020).

Existem duas formas de modular a corrente dos LEDs utilizando o modulador do tipo SMM, sendo que a primeira consiste em modular a corrente média do módulo de LEDs, enquanto que a segunda é alcançada pela modulação da componente de alta frequência de comutação presente na corrente dos LEDs. Mais detalhes de cada forma podem ser vistos a seguir.

2.1.3.4.1 Modulação pelo controle da corrente média

Consiste em moldar a corrente média dos LEDs por meio da modulação da razão cíclica (D) da onda quadrada (DENG et al., 2014; SEBASTIÁN et al., 2018; SEBASTIÁN et al., 2014; DENG et al., 2018b). Sendo assim, o valor médio da corrente de saída é alterado com uma frequência mais baixa do que a de comutação. É importante que o filtro seja projetado de forma que não filtre a componente desta frequência mais baixa.

Na Figura 2.8 está ilustrada uma forma de utilizar o modulador SMM para modular a corrente dos LEDs utilizando o valor médio. Neste caso, existem duas intensidades luminosas diferentes, no qual cada uma representa um símbolo diferente que se deseja transmitir. Por exemplo a intensidade luminosa média mais alta (período entre 0 e T_{SYM} e período entre $2T_{SYM}$ e $3T_{SYM}$) representam o símbolo binário '0'. Já a intensidade média mais baixa (período entre T_{SYM} e $2T_{SYM}$) representa o símbolo '1'. Tal formato da corrente dos LEDs é alcançado mudando a corrente média no período de um símbolo e mantendo a frequência de comutação f_s constante.

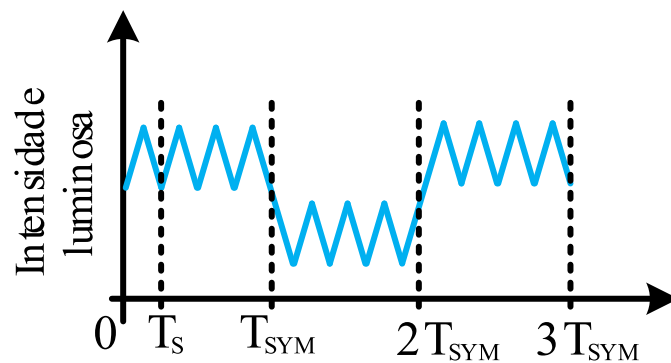


Figura 2.8: Exemplo de forma de onda da intensidade luminosa para a modulação pelo controle da corrente média utilizando o modulador SMM. Adaptado de Teixeira (2020).

2.1.3.4.2 Modulação pela ondulação remanescente de alta frequência

Esta forma de modular usando o modulador SMM, também conhecida como *Ripple Modulation* (RM), utiliza a ondulação residual presente na corrente dos LEDs (veja Figura 2.7) para transmitir os dados. Pode ser implementada alterando a frequência (ZONG; WU; HE, 2012) ou a fase (LOOSE et al., 2017; RODRIGUEZ et al., 2017; LOOSE et al., 2018; MENDEZ et al., 2019) da onda quadrada gerada na entrada do filtro de acordo com a informação que se deseja transmitir. É importante destacar que nesta técnica a forma de onda da corrente nos LEDs depende diretamente do projeto do filtro, ou seja, é muito importante projetar o filtro de forma que a ondulação residual ainda tenha uma amplitude razoável.

A Figura 2.9 ilustra o caso em que a informação é transmitida pela frequência da componente da frequência de comutação. Neste caso a frequência f_{s1} representa o símbolo '0', enquanto uma frequência f_{s2} representa o símbolo '1'. Vale destacar que o valor da intensidade luminosa média permanece constante para qualquer símbolo.

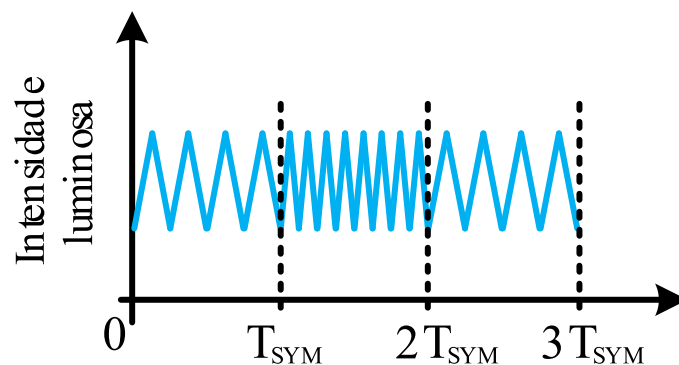


Figura 2.9: Exemplo de uma forma de onda da intensidade luminosa para a modulação pela ondulação remanescente de alta frequência utilizando o modulador SMM. Adaptado de Teixeira (2020).

Um detalhe importante é que os os conversores estáticos de potência (*buck*, *boost*, *buck-boost*, etc) são constituídos da mesma forma que os moduladores SMM, ou seja, estes tipos de conversores podem operar como moduladores SMM. Como um exemplo, a Figura 2.10 mostra a estrutura clássica de um conversor *buck*, que pode ser utilizado para atuar como um modulador SMM, ou seja, constitui-se de um gerador de onda quadrada conectado a um filtro passivo passa-baixas.

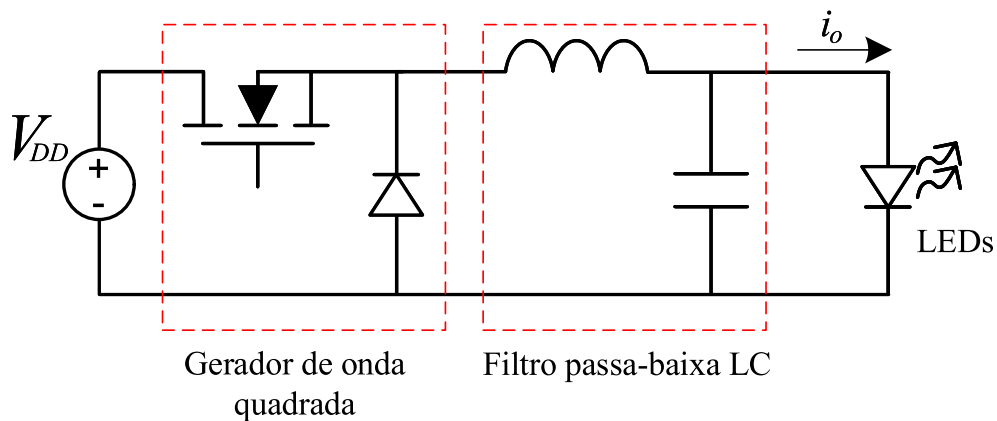


Figura 2.10: Conversor buck CC-CC visualizado como um modulador do tipo SMM.

Esta característica é muito interessante, pois permite que o próprio conversor de potência, utilizado no estágio PC, possa ser usado para modular a corrente (bloco MC). Posto isto, é possível sintetizar a modulação VLC sem o auxílio de componentes de potência extra, como amplificadores lineares de potência (modulador LMM) ou interruptores auxiliares (moduladores do tipo SSM ou PSM). Desta forma, é esperado que se alcance melhores resultados em termos de eficiência energética.

2.2 RECEPTOR VLC

O circuito receptor é responsável por receber o sinal óptico proveniente dos LEDs e realizar a demodulação do sinal, decodificando assim os dados que foram enviados. Na Figura 2.11 está apresentada a estrutura de um receptor VLC típico e seus principais componentes. Esta configuração foi abordada em diversos trabalhos (ZHAO; XU; TRESCASES, 2014; CHE et al., 2016; ALBUQUERQUE et al., 2020; SALMENTO et al., 2019) e cada um dos componentes do receptor serão descritos na sequência.

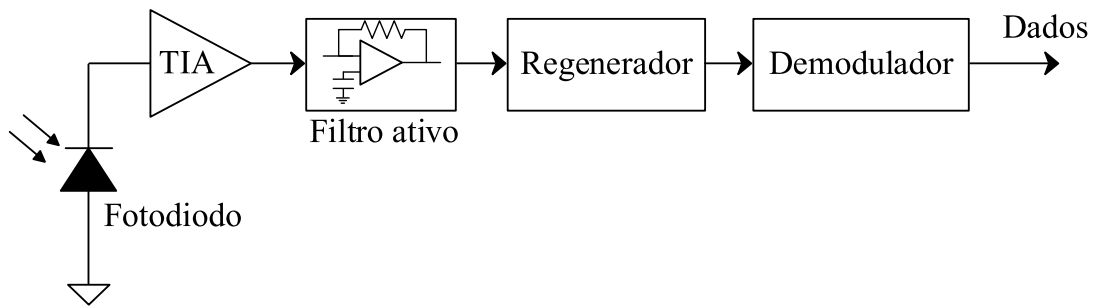


Figura 2.11: Estrutura típica e principais componentes de um receptor VLC.

2.2.1 Fotodiodo (FD)

O fotodiodo é o dispositivo que detecta a energia luminescente e converte a variação de potência óptica em uma corrente variável correspondente (AGRAWAL, 2012). Geralmente o sinal óptico recebido pelo fotodiodo é distorcido e muitas vezes enfraquecido. Sendo assim, é necessário que o fotodiodo satisfaça requisitos de desempenho como: alta sensibilidade na região do comprimento de onda dos LEDs, resposta rápida e largura de banda suficiente para a taxa de dados que se está trabalhando, além de adicionar pouco ruído ao sinal óptico (KEISER, 2014).

Existem atualmente diversos tipos de fotodiodos, dentre eles: fotodiodos PN, fotodiodos PIN e fotodiodos APD (SALMENTO, 2019). O fotodiodo do tipo PN é formado pela junção de dois semicondutores P e N, de forma semelhante à composição de um diodo. Porém, diferentemente dos diodos, esta junção PN é designada para responder a sinais ópticos por meio de um invólucro que permita a passagem da luz. A principal desvantagem do fotodiodo do tipo PN é a limitação de largura de banda. Sendo assim, os fotodiodos do tipo PIN foram desenvolvidos, em que é inserida uma camada de material semiconductor intrínseco ou levemente dopado entre as regiões p e n da junção, denominada de camada I. Isto permite que se aumente a largura de banda e tempo de resposta do dispositivo. Já o fotodiodo do tipo APD tem como característica combinar a detecção do sinal óptico com uma amplificação interna da fotocorrente, resultando em uma razão elevada da relação sinal-ruído quando comparado aos fotodiodos PIN (KEISER, 2014). Logo, cada tipo de fotodiodo apresenta vantagens e desvantagens para cada aplicação e portanto, a escolha do tipo utilizado deve ser realizada de acordo com as características de transmissão desejadas.

2.2.2 Amplificador de Transimpedância (TIA) e Filtro Ativo

O amplificador de transimpedância (TIA, do inglês *transimpedance amplifier*), utilizado como circuito de entrada de um receptor VLC, tem como função converter a corrente, proveniente dos fotodiodos, em tensão. Na Figura 2.12 está mostrado

o circuito típico de um TIA utilizado em aplicações com fotodiodo. Esta topologia apresenta ganho dependente da resistência R_f , e é dado por:

$$v_{out} = (-R_f)i_{FD} \quad (2.1)$$

O circuito padrão de um TIA não possui a capacitância C_f . No entanto, a capacitância interna do fotodiodo, representada por C_{FD} , causa oscilações de alta frequência indesejáveis, pois interage com a resistência de realimentação R_f . Para resolver este problema, o capacitor C_f é adicionado em paralelo com a resistência R_f . Desta forma, C_f funciona como curto-circuito em altas frequências, anulando assim o ganho R_f em altas frequências, ou seja, o ganho é zero para altas frequências indesejáveis provenientes da interação de C_{FD} com R_f .

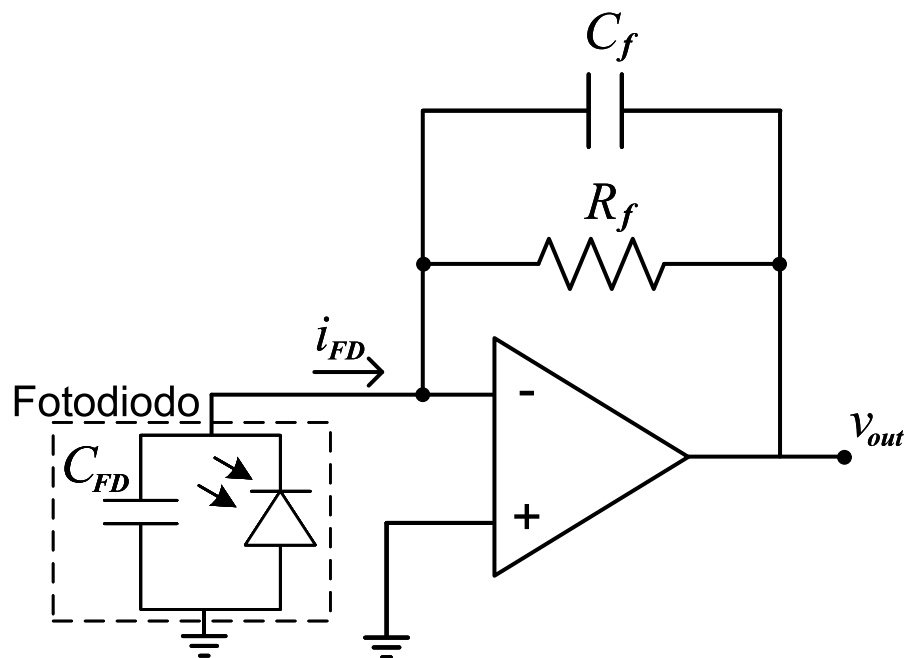


Figura 2.12: Circuito simplificado de um TIA.

O sinal de saída do TIA é, então, aplicado a um filtro ativo sintonizado para eliminar a interferência de outras fontes luminosas ambientes, que geralmente acrescentam um valor CC e uma componente de baixa frequência no sinal VLC. Além disso, este filtro também pode ser utilizado para atenuar ruídos de altas frequências provenientes de sinais de radiofrequência de outros equipamentos próximos ao receptor. Vale destacar que o tipo de filtro utilizado depende da modulação empregada e portanto, das componentes presentes no sinal que se deseja filtrar (RODRÍGUEZ et al., 2017).

Vale destacar que a principal estrutura de filtro ativo utilizada em receptores VLC consiste na configuração *Sallen Key*, que está mostrada na Figura 2.13. Esta

pode ser utilizada como filtros passa-baixas ou passa-altas de acordo com os elementos utilizados em cada uma das impedâncias. Também é possível implementar filtros passa-faixa ou rejeita-faixa acrescentando algumas impedâncias ao circuito padrão (SALMENTO, 2019).

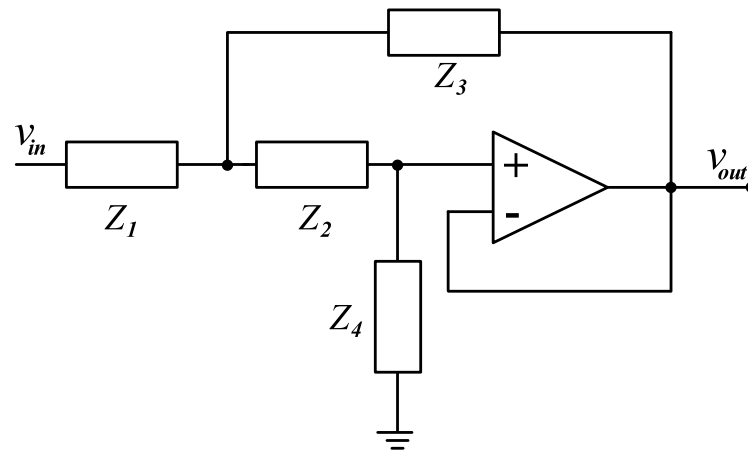


Figura 2.13: Circuito de um filtro de Sallen Key.

2.2.3 Regenerador e Demodulador

Os dois últimos elementos de receptor VLC são o regenerador e o demodulador. Estas duas etapas do receptor VLC, assim como o filtro ativo, devem ser projetadas de acordo com o esquema de modulação empregado, garantindo assim a correta demodulação do sinal (RODRÍGUEZ et al., 2017).

O regenerador geralmente é um circuito que contém um comparador, que avalia o limiar de um sinal de entrada com base em um determinado nível de tensão CC, V_a . Este tipo de circuito é capaz de melhorar a relação sinal-ruído (SNR) e restaurar a forma do sinal VLC, facilitando assim a decodificação dos dados. Em Salmento (2019) foi mostrado um esquemático de um regenerador VLC (CHE et al., 2016; ZHAO; XU; TRESCASES, 2014), que pode ser visto na Figura 2.14.

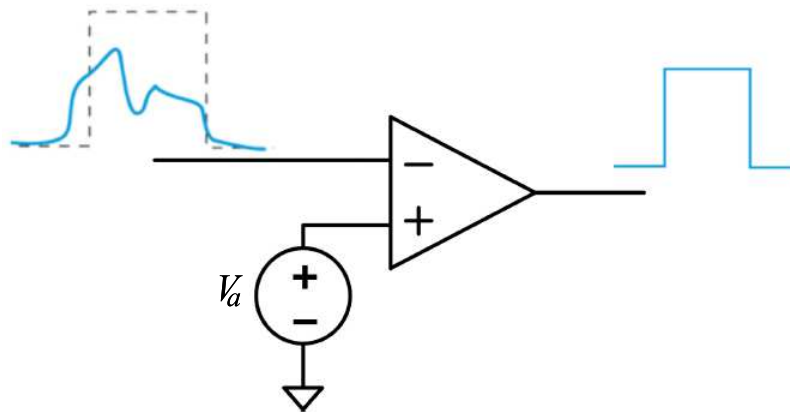


Figura 2.14: Regenerador VLC (SALMENTO, 2019).

Já o demodulador é o estágio responsável por converter a forma de onda, recebida do regenerador, em dados digitais. Geralmente são implementados digitalmente, podendo ser utilizados microcontroladores, FPGAs, DSPs, etc.

2.3 CANAL VLC

O canal de comunicação é o meio pelo qual a informação é transportada do transmissor até o receptor. O canal VLC é um canal sem fio óptico empregado como meio de propagação do sinal de luz a ser transmitido.

Os canais VLC são geralmente classificados como: canal com linha direta de visão entre transmissor e receptor (LOS, do inglês *line-of-sight*) e canal sem linha direta de visão (NLOS, do inglês *non-line-of-sight*) (DIMITROV; HAAS, 2015). Ambos os canais são ilustrados na Figura 2.15, que pode ser usada para se compreender que parte da energia óptica é absorvida pelos objetos no ambiente e o resto é refletido de volta de forma difusa ou especular (DIMITROV et al., 2009).

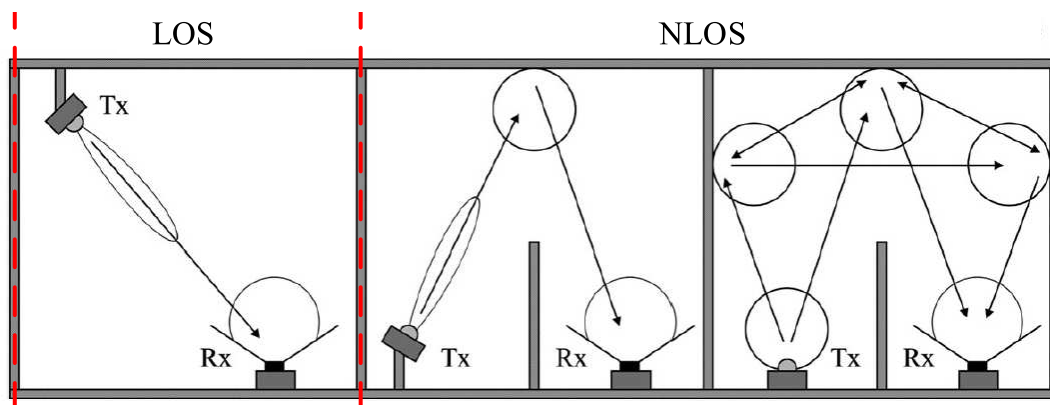


Figura 2.15: Canais ópticos sem fio - VLC (DIMITROV; HAAS, 2015).

Conforme se pode notar, no canal do tipo LOS há um caminho direto para a luz do transmissor até o receptor. Em contrapartida, quando o canal é do tipo NLOS não há visão direta entre o transmissor e o receptor, sendo assim o sinal chega até o receptor por meio da reflexão dos objetos presentes no ambiente, como teto, parede e outros objetos presentes no recinto. Portanto, nos canais NLOS o sinal óptico chega com menor intensidade no receptor se comparado aos canais LOS, o que ocorre devido às múltiplas reflexões ao longo do canal.

O canal óptico sem fio é um sistema linear, invariável no tempo e sem memória, com uma resposta ao impulso de duração finita (KAHN; BARRY, 1997). Sendo assim, para que se tenha maior confiabilidade e robustez no sistema VLC, alguns trabalhos propõem a modelagem do canal (MIRAMIRKHANI; UYSAL, 2015; MIRAMIRKHANI, 2018; KOMINE; NAKAGAWA, 2004). Além disso, com o estudo e modelagem do canal, é possível definir a máxima taxa de transmissão de dados suportada no canal VLC.

2.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

Este capítulo discutiu as características básicas dos principais elementos que constituem um sistema VLC. Primeiramente foram abordados o transmissor e os seus principais componentes: fonte de energia, LED, circuito de conversão de potência e o modulador de dados. Foi mostrado que o modulador de dados, que é o elemento que possibilita a transmissão de dados, pode ser classificado em quatro tipos: LMM, SSM, PSM e SMM. O modulador do tipo LMM se baseia em utilizar LPAs, que geralmente são circuitos que apresentam baixa eficiência. Já os moduladores SSM e PSM têm como característica a inserção de um novo interruptor ao circuito de potência existente, aumentando o custo do sistema e degradando a eficiência global do transmissor. E por último foi apresentado o modulador do tipo SMM, que se baseia em transistores operando na regiões de condução e bloqueio acrescidos de um filtro passivo. Vale destacar que os próprios conversores estáticos de potência podem funcionar como moduladores do tipo SMM, o que permite realizar a modulação sem adicionar um novo interruptor ao transmissor VLC.

Na seção 2.2, foi realizada uma breve revisão dos receptores VLC, sendo apresentada a estrutura típica e seus principais componentes. Por fim, foram detalhados os tipos de canais VLC, com visão direta entre transmissor e receptor (LOS) e sem visão direta (NLOS).

3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DE DRIVERS DE LED COM DUPLO PROPÓSITO: ILUMINAÇÃO E TRANSMISSÃO VLC

Existem diversos trabalhos na literatura que estudam e propõem *drivers* de LED com funcionalidade de transmissão VLC. Como visto no capítulo 2, também existem vários tipos de moduladores de comunicação (MC), que possibilitam a transmissão de dados. O tipo de MC, empregado no transmissor, é relacionado diretamente com as características de transmissão de dados desejadas, como: taxa de transmissão de dados, largura de banda, tipo de modulação empregado e complexidade do circuito. Portanto, é interessante fazer uma revisão dos principais *drivers* de LED VLC apresentados, avaliando e comparando as características e particularidades de cada tipo de MC utilizado.

A maioria dos trabalhos publicados consideram transmissores VLC que podem ser conectados a um barramento CC. Entretanto, há alguns trabalhos que tratam de transmissores que levam em consideração o estágio de correção de fator de potência (PFC), ou seja, estes já podem ser conectados diretamente à rede elétrica CA. Desta forma, este capítulo está dividido da seguinte forma: Na seção 3.1 são apresentados os transmissores VLC propostos na literatura que têm como fonte de energia um barramento CC. Por outro lado, a seção 3.2 aborda os *drivers* de LED com funcionalidade VLC que podem ser conectados à rede elétrica CA. Por fim, na seção 3.3 é realizada uma análise da relação entre o tipo de MC empregado com a potência e eficiência do transmissor VLC.

3.1 TRANSMISSORES VLC BASEADOS EM *DRIVERS* DE LED CC-CC

Na literatura técnica existem diversos trabalhos que consideram *drivers* de LED CC-CC, ou seja, neste caso o estágio PFC não é abordado e seus efeitos na transmissão de dados não são explorados. Assim, essa seção apresenta uma compilação de transmissores VLC selecionados, com destaque para o tipo de modulador empregado, a potência envolvida, a taxa de dados alcançada e a eficiência global do circuito.

Em Zhao, Xu e Trescases (2014), é apresentado um *driver* de LED CC-CC, que utiliza o conversor ressonante LLC como estágio de conversão de potência. O trabalho emprega a modulação VPPM (do inglês, *Variable Pulse Position Modulation*), e para isso utiliza um MC do tipo SSM, ou seja, um interruptor auxiliar (Q_{DM}) é inserido em série com o módulo de LEDs. Na Figura 3.1a está mostrado o circuito do transmissor VLC empregado e na Figura 3.1b pode ser visto o esquema de modulação VPPM para três níveis de dimerização. O protótipo de 80 W alcançou uma eficiência de 95 % para uma taxa de dados de 50 kbps, sob determinadas condições de operação e dimerização.

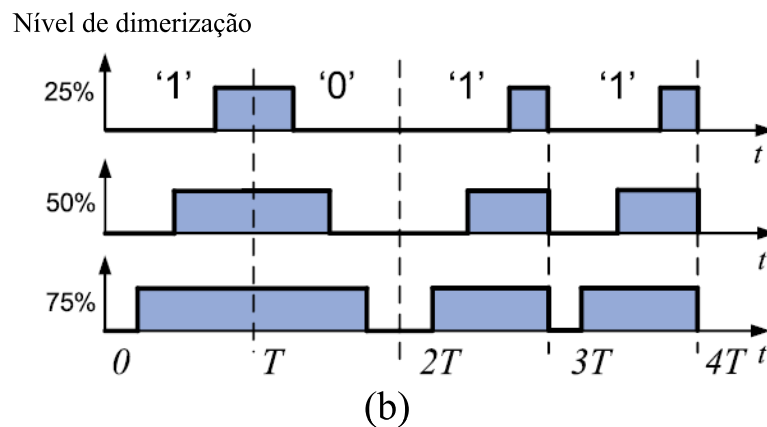
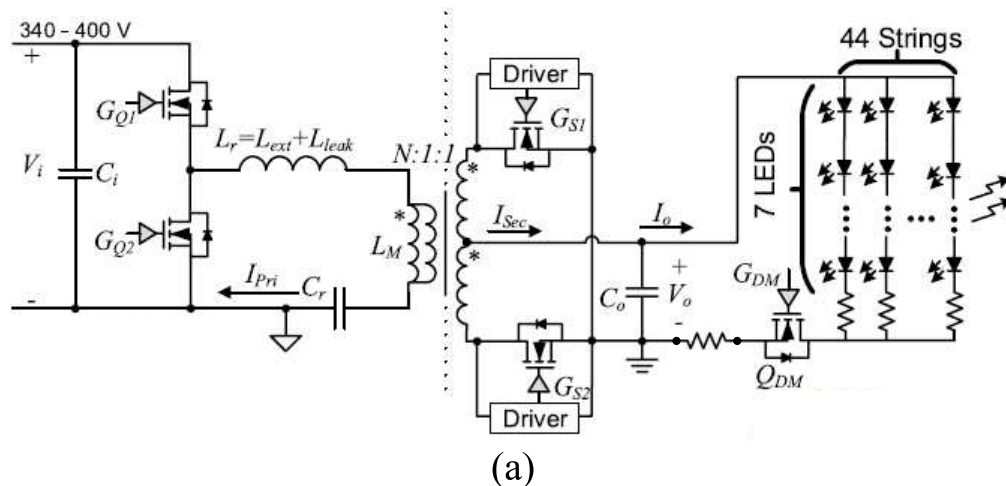


Figura 3.1: a) Transmissor VLC empregando o conversor CC-CC LLC com interruptor auxiliar em série com os LEDs; b) Modulação VPPM para três níveis de dimerização. Adaptado de Zhao, Xu e Trescases (2014).

O conversor *buck* CC-CC é muito empregado em diversas aplicações, por ser uma topologia simples e com elevada eficiência. Posto isto, em aplicações de VLC, vários trabalhos também utilizam o conversor *buck* como um *driver* de LED CC-CC de duplo propósito: iluminação e transmissão de dados (LOOSE et al., 2018; DENG et al., 2018a; RODRIGUEZ et al., 2017; LEE et al., 2016; LOOSE et al., 2022). Todavia, cada um destes trabalhos tem suas particularidades, como: tipo de modulador utilizado, modo de operação do conversor e estratégia de modulação empregada.

Em Rodríguez et al. (2017) é proposto um *driver* de LED com entrada CC que utiliza o conversor *buck* síncrono de duas fases para conversão de potência e modulação dos dados. A Figura 3.2 mostra esta topologia, na qual o conversor *buck*, com filtro de ordem m , funciona como modulador SMM operando no modo *Ripple Modulation* (RM).

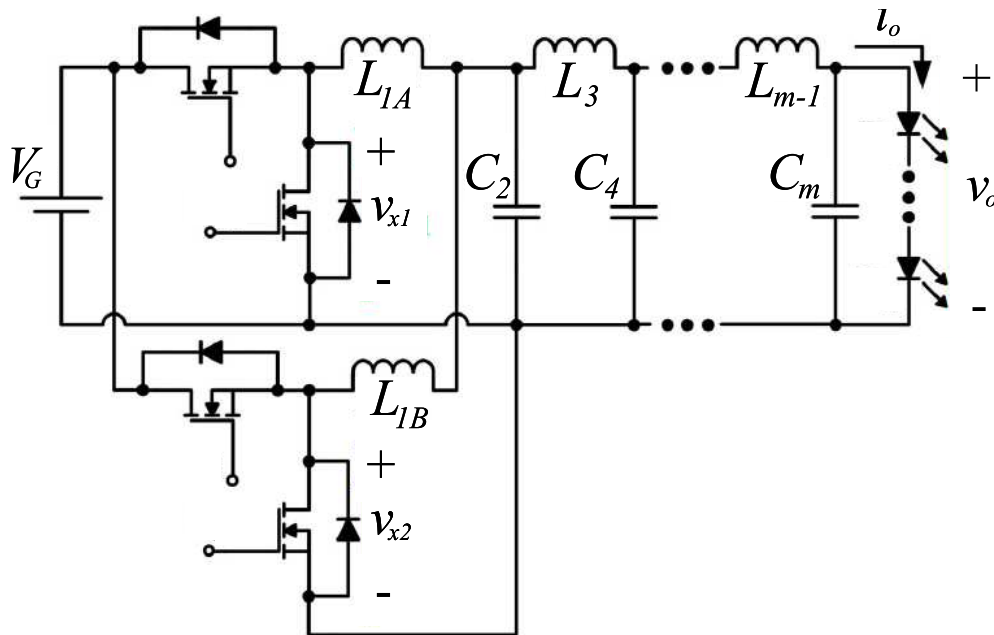


Figura 3.2: Circuito do *driver* de LED CC-CC de duas fases, que dispõe de dois conversores *buck* síncronos considerando um filtro de saída de ordem m (RODRÍGUEZ et al., 2017).

Os autores mostram que, pelo controle da fase das ondas quadradas v_{x1} e v_{x2} , é possível ajustar a amplitude e fase do sinal resultante na entrada do filtro passa-baixas. Então, o filtro é projetado para entregar aos LEDs uma corrente composta pela componente da primeira harmônica sobreposta ao valor médio. Desse modo, a técnica de modulação QAM (do inglês, *Quadrature Amplitude Modulation*) é aplicada em tal trabalho, de modo que os dados são transmitidos tanto por variação da amplitude quanto da fase do sinal. Vale destacar que os esquemas de modulação ASK (do inglês, *Amplitude-shift keying*) e PSK (do inglês, *Phase-shift keying*) são casos particulares do esquema QAM. Foram obtidos resultados experimentais para um protótipo de 10 W operando com frequência de comutação de 500 kHz, que alcançou eficiência de 86%. O esquema de modulação 64-QAM foi implementado, que consiste na utilização de 8 fases e 8 amplitudes distintas para formar os 64 símbolos possíveis, alcançando uma taxa de transmissão de dados de 1 Mbps.

Em Deng et al. (2018a) também foi analisada a performance de um transmissor VLC que utiliza o conversor *buck* CC-CC. O circuito foi projetado de forma que seja possível transmitir dados por meio de duas técnicas diferentes, em concordância com o que pode ser visto na Figura 3.3a. A primeira técnica consiste em utilizar o conversor *buck* como modulador SMM. Já, a segunda técnica consiste em realizar a modulação por meio de um interruptor adicional em paralelo com os LEDs (modulador do tipo PSM). Vale ressaltar que as duas técnicas são utilizadas separadamente, logo quando uma está sendo utilizada a outra está desativada.

Para avaliar as duas formas de modular, a técnica de modulação VPPM foi empregada em ambos os casos, que naquele trabalho foi denominada de BPM (do inglês, *Binary Pulse Modulation*). Este esquema de modulação consiste em transmitir os dados pela posição do pulso, conforme pode ser visualizado na Figura 3.3b. Neste caso κ é uma relação entre a corrente média máxima (I_0) e a corrente média mínima (I_1). Se κ é igual a 1, tem-se o esquema de modulação VPPM padrão, em que a corrente mínima, I_1 , é igual a zero. Os dois tipos de moduladores empregados (SMM e PSM) são capazes de reproduzir o esquema de modulação BPM. Porém, com o modulador do tipo PSM só é possível modular a corrente dos LEDs com a constante κ igual a 1 (ver Figura 3.3b). Já com a utilização do modulador SMM é possível modular a corrente entregue aos LEDs com qualquer valor de κ , por meio da implementação do modulador SMM operando no modo de *Average Current Control*, que foi descrito na seção anterior deste documento de proposta de tese.

A fim de realizar uma comparação justa de desempenho dos moduladores SMM e PSM, o autor obteve resultados numéricos e de simulação para o modulador do tipo SMM com $\kappa = 0,95$ e do modulador PSM com $\kappa = 1$ (que é a única possibilidade). Para um transmissor de 1W projetado com razão cíclica de 0,5, a eficiência estimada foi de 70% para o MC do tipo PSM e de 85% com o modulador SMM. Para ambos os casos, foi considerada uma taxa de transmissão de dados de 10 kbps.

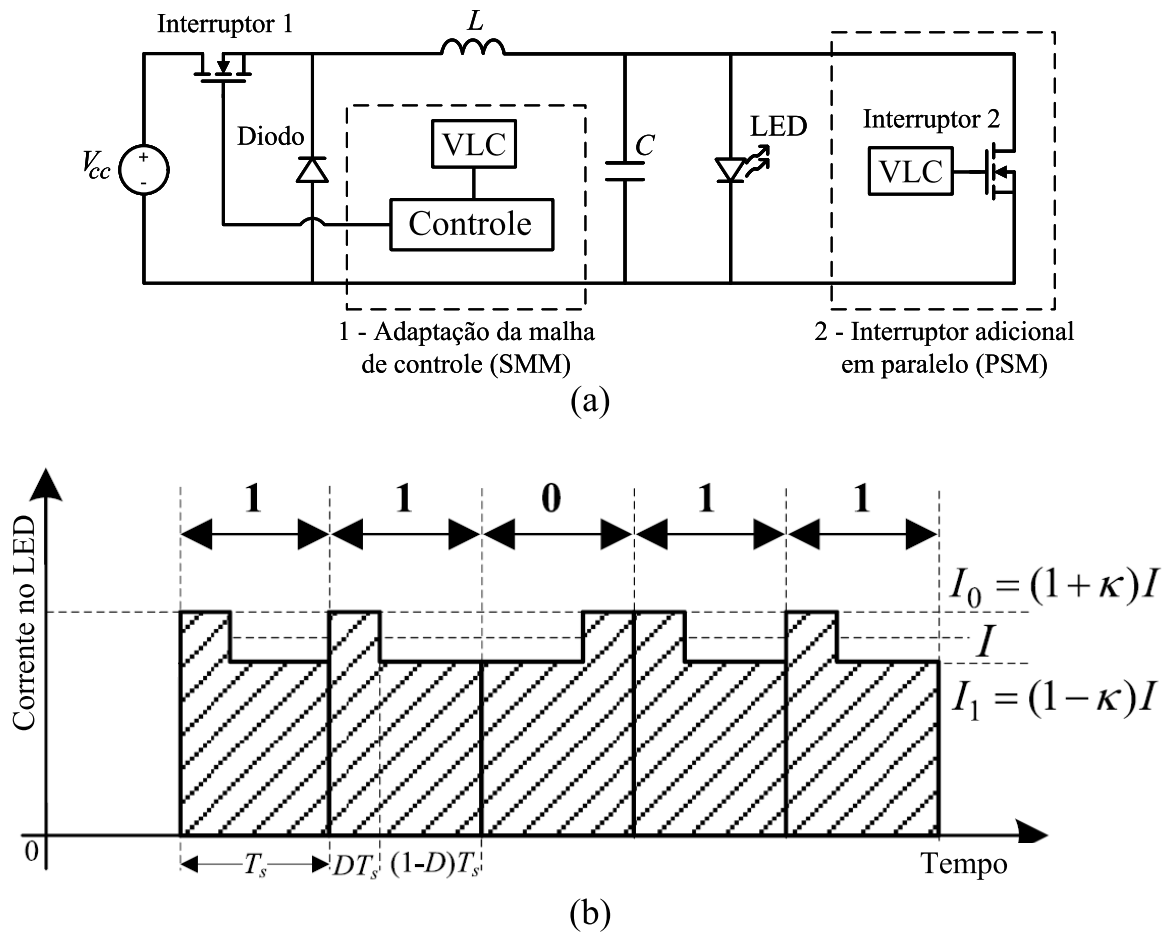


Figura 3.3: a) Transmissor VLC baseado no conversor *buck* CC-CC com duas possibilidades de modificador de comunicação: SMM e PSM; b) Corrente de saída mostrando o esquema de modulação BPM. Adaptado de Deng et al. (2018a).

Em Loose et al. (2018) e Loose et al. (2022) são apresentados transmissores VLC que utilizam o conversor *buck* síncrono. Em Loose et al. (2018), o conversor *buck* é utilizado como modificador do tipo SMM-RM, como mostra o circuito da Figura 3.4a. Assim, tanto o controle de corrente média quanto a modulação dos dados podem ser executados por meio do mesmo sinal PWM. A técnica de modulação implementada é conhecida como BPSK (LATHI, 1998), a qual utiliza duas fases diferentes para representar os bits 0 e 1. Deste modo, na Figura 3.4b, está ilustrado o sinal PWM para várias fases distintas e a corrente dos LEDs resultante do circuito acionado por esse sinal PWM. Resultados foram obtidos de um protótipo de 22,6 W com eficiência de 94,2%, no qual uma taxa de dados de 50 kbps foi obtida para uma ondulação da corrente de saída de 44%.

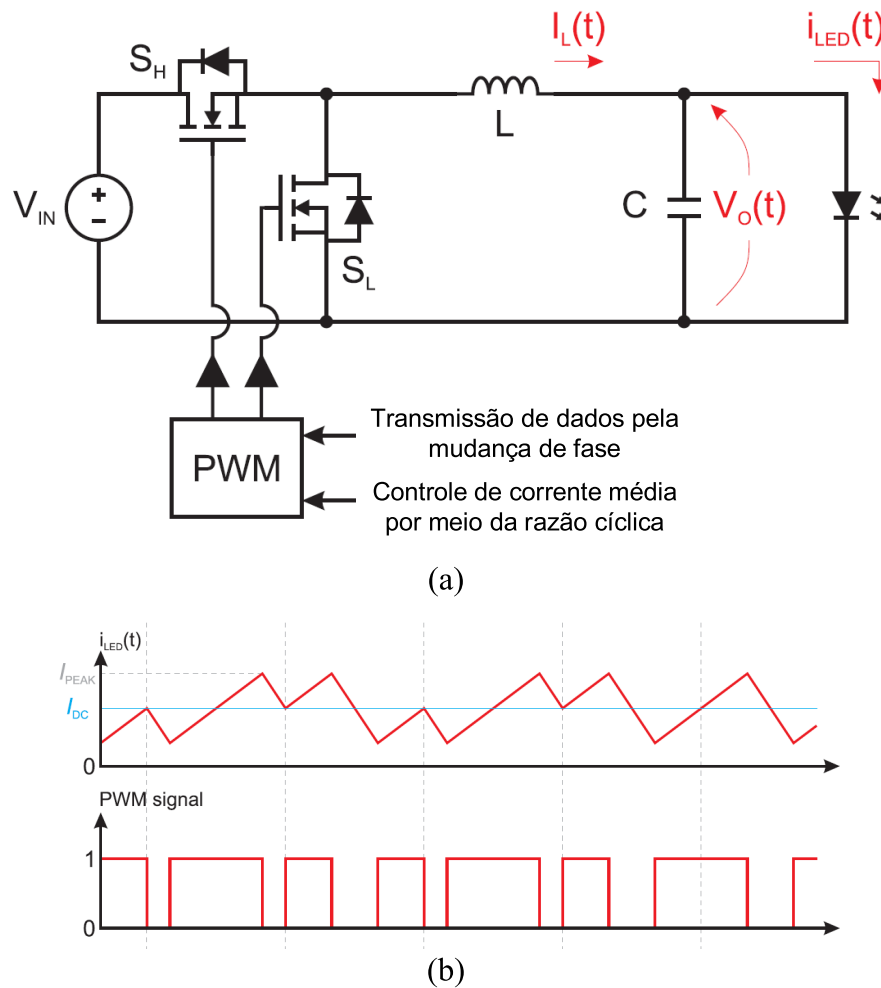


Figura 3.4: a) Conversor buck CC-CC com duplo propósito; b) Sinal PWM e corrente nos LEDs. Adaptado de Loose et al. (2018).

Já em Loose et al. (2022), o modulador do tipo LMM é empregado em combinação com o conversor *buck* síncrono. Assim, esse transmissor adota um conversor híbrido, ou seja, emprega um conversor de potência chaveado combinado com um amplificador linear de potência (LPA, do inglês *Linear Power Amplifier*). Como pode ser visto na Figura 3.5, o *buck* síncrono é responsável por processar a parcela da energia referente a iluminação, fornecendo assim a corrente constante I_{dc} para a carga LED. Por outro lado, o LPA é responsável por fornecer a corrente alternada $i_m(t)$, que contém os dados. Por conseguinte, o LPA processa somente uma pequena parcela da potência total do transmissor. Resultados experimentais foram obtidos para um protótipo de 20W com taxa de dados máxima de 6,05 Mbps. O transmissor alcançou uma eficiência de 94 % com cerca de apenas 388 mW processado pelo LPA. Desta forma, o bom resultado em termos de eficiência, foi alcançado pois o circuito linear utilizado, que geralmente apresenta baixa eficiência (RODRÍGUEZ et al., 2017), processa uma pequena parte da energia total. Os LPAs apresentam elevada largura de banda e, portanto, transmissio-

Uma das soluções propostas é a utilização de conversores de dois estágios integrados (PFC + PC), que são acrescidos de um interruptor em série ou em paralelo com o módulo de LEDs para realizar a modulação dos dados (MODEPALLI; PARSA, 2014; MODEPALLI; PARSA, 2017). Na Figura 3.6 pode ser visto o circuito proposto em Modepalli e Parsa (2017), que apresenta um transmissor VLC que consiste no PFC *buck-boost* DCM integrado com o conversor *buck* CC-CC em modo CCM. Para a modulação dos dados, um interruptor em paralelo com os LEDs (modulador PSM) é inserido. O *driver* projetado, que é capaz de transmitir a uma taxa de dados de 2 Mbps, alcançou uma eficiência de 85% quando não transmite dados (interruptor adicional aberto) e de aproximadamente 80% quando se transmitem dados usando o esquema de modulação VPPM.

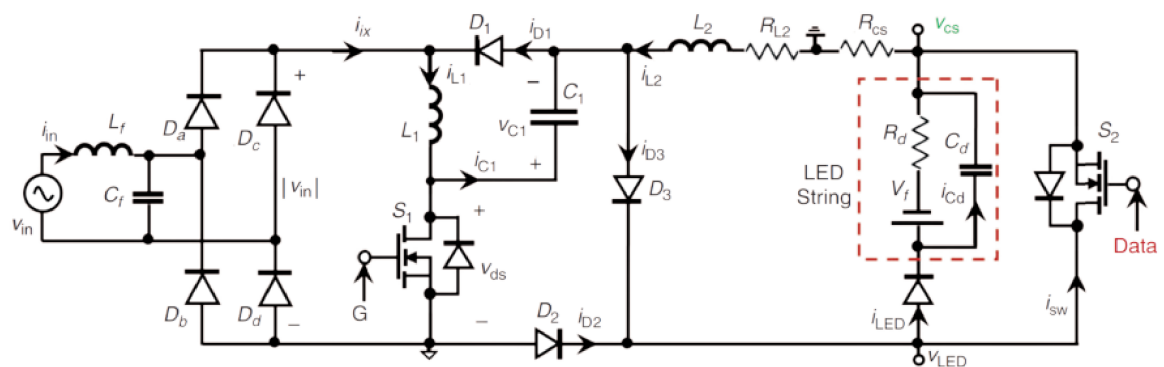


Figura 3.6: *Driver* de LED conectado à rede elétrica CA composto pelo PFC *buck-boost* integrado com um conversor *buck* e modulador do tipo PSM (MODEPALLI; PARSA, 2017).

Uma outra possibilidade de implementação de um transmissor VLC é a utilização de um único estágio, que acumula as funções de PFC e PC (SALMENTO et al., 2019; LEE et al., 2019). Geralmente, neste tipo de solução, um interruptor adicional é utilizado em série ou em paralelo com os LEDs para realizar a modulação dos dados digitais.

Na Figura 3.7 está ilustrado o transmissor VLC proposto por Lee et al. (2019), que consiste de um *driver* de LED baseado no PFC *buck-boost* acrescido do modulador de comunicação do tipo PSM, que neste caso compreende além do interruptor em paralelo, um indutor (L_2 na figura, grande o suficiente para ser considerado uma fonte de corrente). Foram obtidos resultados experimentais de um protótipo de 10 W que obteve eficiência de aproximadamente 91,5%. A modulação implementada foi a VPPM com taxa de dados de 1 Mbps, no qual uma frequência de comutação de 1 MHz foi utilizada no interruptor do MC.

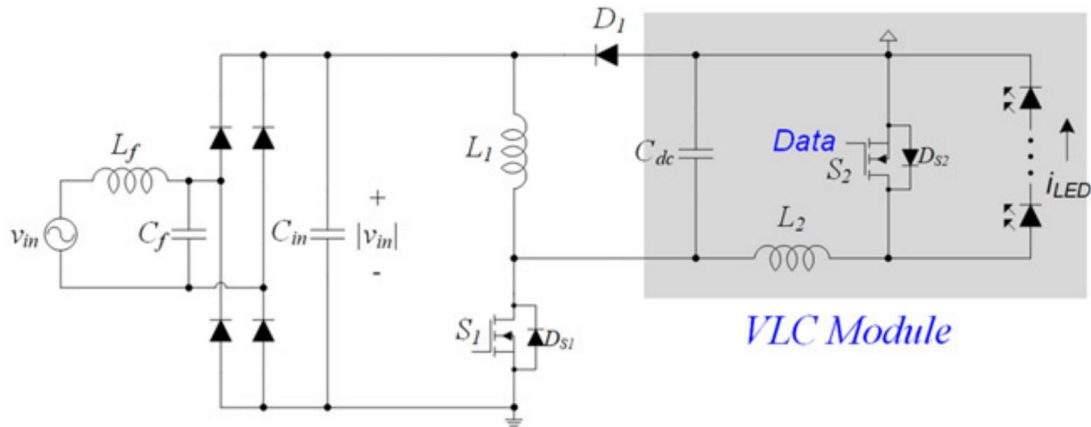


Figura 3.7: Transmissor VLC baseado PFC *buck-boost* com módulo VLC do tipo PSM (LEE et al., 2019).

Já Salmento et al. (2019), propõe um transmissor que consiste no PFC buck-boost com um interruptor série (modulador SSM). A Figura 3.8 ilustra a topologia do *driver* de 20W proposto. O esquema de modulação utilizado é denominado OOK-M-FSK, que pode ser interpretado como uma combinação dos esquemas OOK e FSK, ou seja, é um esquema de modulação baseado em pulsos, no qual a informação é transmitida pela frequência do sinal com forma de onda quadrada. A máxima eficiência alcançada foi de 92,4% com uma taxa de dados de 1,11 Mbps.

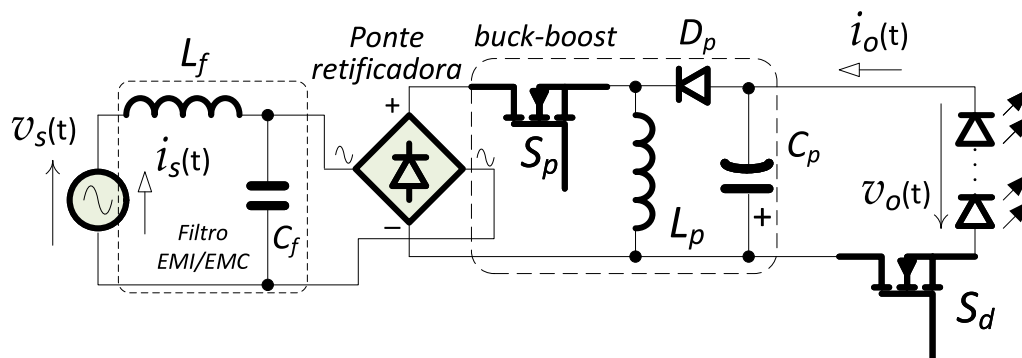


Figura 3.8: a) Transmissor VLC baseado no PFC *buck-boost* com modulador de comunicação do tipo SSM. Adaptado de Salmento et al. (2019).

3.3 CARACTERÍSTICAS DOS TRANSMISSORES VLC DA LITERATURA QUANTO ÀS APLICAÇÕES DE VLC

Após avaliar diversos trabalhos da literatura, pode-se encontrar uma relação entre taxa de transmissão de dados, tipo de modulador empregado e eficiência do transmissor. Desta forma, é possível relacionar o melhor tipo de MC para aplicações

VLC de baixa taxa de dados e também o MC mais apropriado para aplicações VLC que requerem taxas de dados mais elevadas.

Com tal objetivo de organização, Teixeira et al. (2021) organizou os trabalhos abordados na literatura técnica que propõem transmissores VLC em dois grandes grupos. O grupo I abarca os trabalhos que são soluções para aplicações que requerem taxa de dados mais baixas (entre 1 kbps e 20 Mbps) e o grupo II engloba os trabalhos que são soluções para aplicações de elevadas taxa de dados (entre 20 Mbps e 10 Gbps). Sendo assim, na Figura 3.9 estão alocados diversos trabalhos de acordo com a taxa de transmissão de dados alcançada, a potência e a eficiência obtida. Nesta figura cada ponto representa um trabalho e a cor o tipo de MC empregado.

Na Figura 3.9a, que relaciona a taxa de dados alcançada com a potência, pode-se notar que a maioria dos transmissores VLC são projetados com potência entre 7 e 25 W, o que mostra que as principais aplicações VLC são orientadas a ambientes interiores. No grupo I, os principais tipos de moduladores utilizados são SMM, SSM e PSM (ZONG; WU; HE, 2012; LOOSE et al., 2017; LOOSE et al., 2018; RODRIGUEZ et al., 2017; RODRÍGUEZ et al., 2019; RODRÍGUEZ et al., 2018; LEE et al., 2016; DENG et al., 2018b; DENG et al., 2014; JENQ; LIU; LEU, 2011; ZHAO; XU; TRESCASES, 2013; ZHAO; XU; TRESCASES, 2014; GAO; LI; MOK, 2018; GAO; LI; MOK, 2017; MODEPALLI; PARSA, 2017; MODEPALLI; PARSA, 2015). Já no grupo II, há uma grande predominância do uso do tipo LMM (MINH et al., 2008; JALAJAKUMARI et al., 2015; VUCIC et al., 2010; WU et al., 2018; LI et al., 2015), ou seja, para aplicações de elevada taxa de dados o modulador LMM é o mais empregado. É importante mencionar que os três trabalhos que utilizam modulador do tipo LMM presentes no grupo I (CHE et al., 2016; ALLER et al., 2019b; LOOSE et al., 2022) são conversores híbridos, ou seja, utilizam conversores chaveados em conjunto com LPAs para a realização da alimentação dos LEDs e implementação do esquema de modulação, respectivamente.

Na Figura 3.9b, que relaciona a taxa de dados obtida com a eficiência do transmissor, é interessante notar que as soluções que empregam o modulador do tipo LMM possuem menor eficiência quando comparadas com os trabalhos que utilizam os moduladores SMM, SSM ou PSM. Isto ocorre pois, os LPAs possuem baixa eficiência quando comparado aos conversores chaveados. Como já mencionado anteriormente, os três trabalhos que empregam modulador LMM pertencentes ao grupo I, utilizam conversores híbridos. Nos referidos trabalhos, grande parcela da potência é processada pelo conversor chaveado e apenas uma pequena parcela pelo LPA. Por isso, estes três trabalhos apresentam melhores resultados em termos de eficiência quando comparados aos transmissores com modulador LMM do grupo II, nos quais os LPAs processam toda a potência.

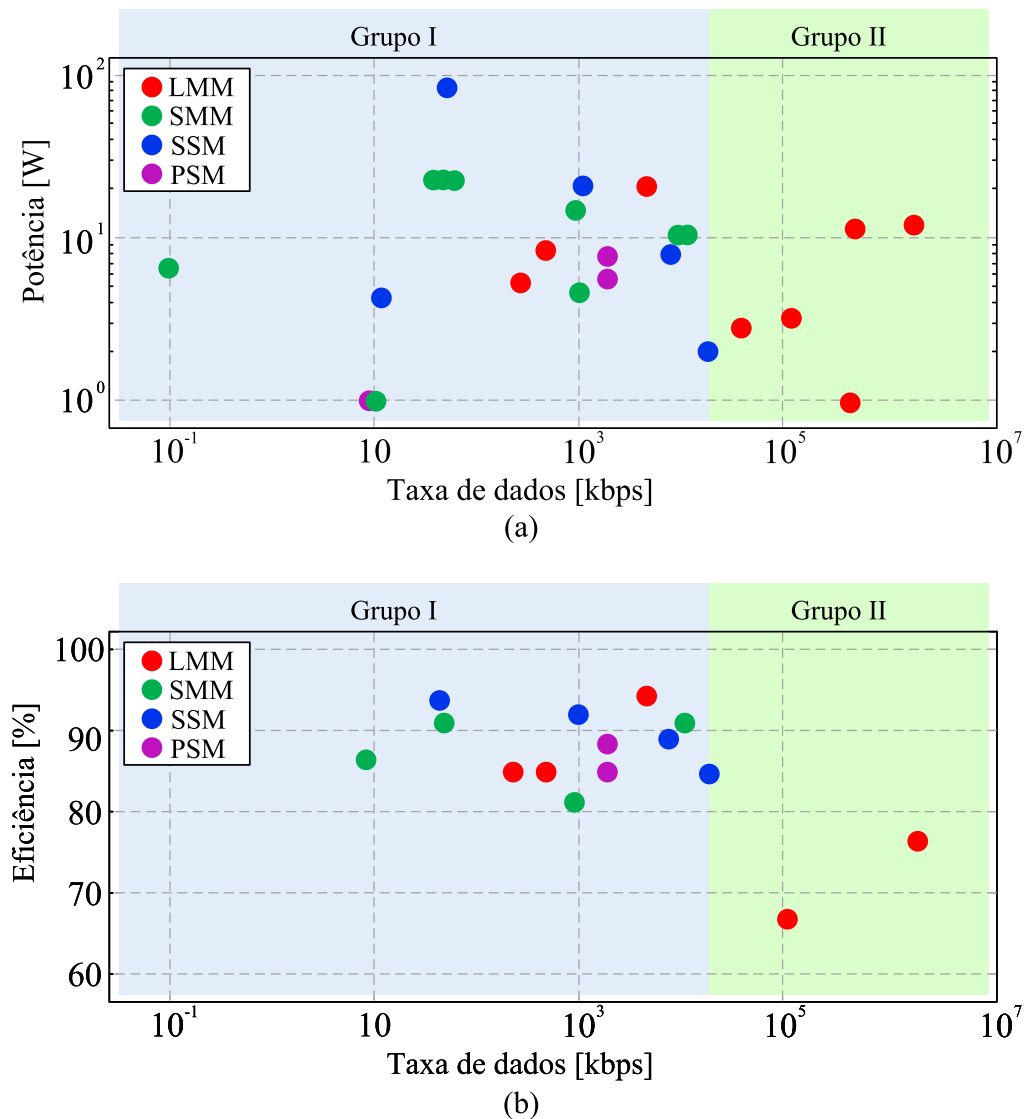


Figura 3.9: Relação entre a taxa de transmissão de dados e potência com o tipo de modulador empregado no *driver* de LED com funcionalidade VLC. Adaptado de Teixeira et al. (2021)

A Tabela 3.1 apresenta uma compilação de características importantes de transmissores VLC para aplicações de baixas taxas de dados, com moduladores do tipo SSM, PSM e SMM. Essas características são relevantes para a linha de pesquisa que será seguida ao longo desta tese. Somente um trabalho apresentou uma alternativa que utiliza apenas um interruptor. No entanto, esse transmissor só pode ser alimentado por um barramento CC, o que o impede de ser conectado diretamente à rede elétrica CA. Os trabalhos que podem ser conectados à rede CA utilizam conversores de estágio único ou de dois estágios (PFC + PC). Esses transmissores utilizam moduladores do tipo PSM ou SSM, que inserem um novo interruptor ao circuito para fazer o papel de MC. Portanto, essas soluções também utilizam mais de um interruptor. É importante observar que nenhum dos transmissores que podem ser conectados à rede CA, apresentou topo-

logia com possibilidade de tensão de entrada universal (90-264 V). A tabela também mostra que as soluções propostas na literatura geralmente apresentam transmissores com potência entre 1 e 80 W, alcançando taxas de transmissão de dados que vão de 10 a 2000 kb/s. Além disso, nenhuma das topologias utilizadas apresenta isolamento galvânico entre entrada e saída.

Tabela 3.1 – Características de transmissores VLC para aplicações de baixa taxa de dados.

Trabalho	Topologia	Nº de interruptores	Entrada	Entrada universal	Potência	Eficiência	Modulador	Taxa
(DENG et al., 2018a)	Buck CC-CC	1 ou 2	CC	-	1 W	84%	SMM ou PSM	10 kb/s
(LOOSE et al., 2018)	Buck CC-CC	2	CC	-	22,6 W	92 %	SMM	50 kb/s
(RODRÍGUEZ et al., 2017)	2 Bucks CC-CC	4	CC	-	10 W	86%	SMM	1000 kb/s
(ZHAO; XU; TRESCASES, 2014)	LLC CC-CC	4	CC	-	80 W	95%	SSM	50 kb/s
(LEE et al., 2019)	PFC buck-boost	2	CA	não	10 W	91,5%	PSM	1000 kb/s
(SALMENTO et al., 2019)	PFC buck-boost	2	CA	não	20 W	92%	SSM	1110 kb/s
(MODEPALLI; PARSA, 2015)	PFC Valley-fill + buck	2	CA	não	5,8 W	88,6%	PSM	2000 kb/s
(MODEPALLI; PARSA, 2017)	PFC buck-boost + buck	2	CA	não	7 W	85%	PSM	2000 kb/s

3.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

Este capítulo abordou o estado da arte de *drivers* de LED com dupla funcionalidade: iluminação do ambiente e transmissão de dados digitais. Os trabalhos foram divididos em duas categorias: Transmissores que são alimentados a partir de um barramento CC e transmissores que são conectados diretamente à rede elétrica CA. O tipo de MC empregado em cada um dos trabalhos foi relacionado com a taxa de dados alcançada e com a eficiência obtida. Posto isso, na seção 3.3 foi abordada uma análise da relação entre o tipo de MC e as características do transmissor. Esta análise permitiu agrupar os trabalhos em um grupo orientado a baixas taxas de dados (grupo I), e um grupo que engloba os transmissores que podem operar com taxas de dados mais elevadas (grupo II).

Pode ser observado que para aplicações do grupo I, os moduladores do tipo SSM, SMM e PSM foram os mais utilizados, haja vista que são mais eficientes por utilizar circuitos chaveados para fornecimento de energia aos LEDs. Além disso, o uso do modulador LMM em aplicações de baixa taxa de dados foi explorado utilizando um *driver* híbrido, ou seja, a maior parte da energia é processada pelo conversor chaveado, e por consequência, o circuito LPA processa somente a energia necessária para inserir a modulação nos LEDs, o que permite que seja possível alcançar eficiência compatível com a dos outros tipos de moduladores.

Em contrapartida, para aplicações de banda larga e com taxas de dados mais elevadas (grupo II), o modulador do tipo LMM, que apresenta maior largura de banda e permite que sejam implementadas quaisquer tipos de modulação (PBT e SCMT), foi o mais utilizado. No entanto, estes moduladores (baseados em LPAs) são menos eficientes do que os conversores chaveados. Vale mencionar que os conversores chaveados não são utilizados em taxas muito elevadas devido à correlação entre a taxa de dados e a frequência de comutação empregada, ou seja, o aumento da taxa só é possível com a elevação da frequência de comutação dos interruptores, o que levaria a altas perdas por comutação, degradando drasticamente a eficiência.

Pelas conclusões da revisão bibliográfica, esta tese propõe, nos dois próximos capítulos, soluções de transmissores VLC que atendam às seguintes lacunas identificadas na literatura: Transmissores com único interruptor conectados à rede CA; Transmissores com entrada de tensão universal; Transmissores com isolamento galvânico entre entrada e saída. Para suprir essas lacunas, serão apresentadas adaptações em topologias clássicas utilizadas como *drivers* de LED. Essas adaptações permitirão que os transmissores tenham a funcionalidade adicional de transmissão VLC para aplicações de baixa taxa de dados, sem a necessidade de inserir um novo interruptor, ou seja, utilizando o modulador SMM já presente nos conversores de potência.

4 TRANSMISSOR VLC COM INTERRUPTOR ÚNICO CONECTADO À REDE ELÉTRICA CA PARA APLICAÇÕES DE BAIXA TAXA DE DADOS

Este capítulo apresenta a modelagem matemática, projeto e resultados experimentais de um *driver* de LED com funcionalidade de transmissão de dados digitais, que é conectado diretamente à rede elétrica CA. A estrutura básica do circuito proposto está mostrada na Figura 4.1. O circuito é composto por um conversor chaveado de potência de estágio único, que acumula as funções de correção de fator de potência (PFC) e controle de potência (PC). Além disso, como foi visto na Figura 2.10, os conversores chaveados já possuem naturalmente um modulador do tipo SMM. Portanto, o conversor proposto também realiza a função de modulador de comunicação (MC), ou seja, a modulação pode ser inserida no interruptor já presente na topologia. O filtro de saída é do tipo rejeita-faixa, que permite que se filtre a componente de baixa frequência proveniente da rede elétrica, evitando assim a cintilação luminosa. A topologia empregada também permite que a componente de alta frequência, que contém a informação modulada, seja preservada.

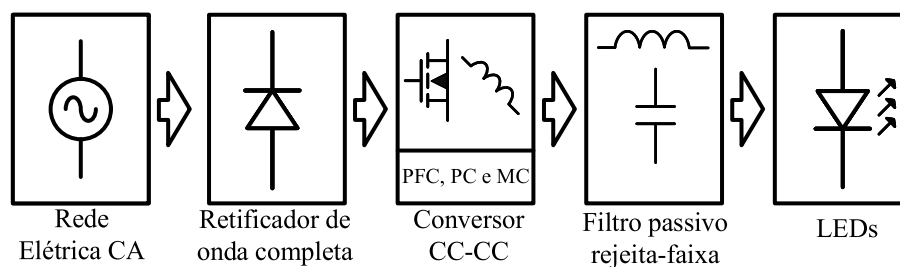


Figura 4.1: Estrutura do transmissor VLC proposto.

No decorrer das próximas seções serão apresentadas a fundamentação teórica, a descrição do circuito, o método de projeto e um exemplo de projeto com resultados experimentais de um transmissor VLC que usa como base o PFC *flyback*, que é muito utilizado em *drivers* de LED por ter isolamento galvânico e ser uma topologia simples, que alcança naturalmente elevado fator de potência operando no modo de condução descontínua.

4.1 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA E DESCRIÇÃO DO TRANSMISSOR VLC

Esta seção apresenta a fundamentação teórica e a descrição matemática de um transmissor VLC baseado no PFC *flyback*, que possui estágio único com somente um interruptor estático. O conversor é projetado de forma que opere no modo de condução descontínua (DCM), haja vista que assim a componente fundamental da corrente de

entrada segue linearmente a forma da tensão de entrada, o que garante que a estrutura apresente um elevado fator de potência e uma baixa THD na corrente de entrada. Para tanto, é necessário acrescentar um filtro de EMI na entrada CA.

A modulação para transmissão de dados adotada neste trabalho é baseada no tipo FSK, caracterizada pela alteração da frequência portadora conforme a informação que se deseja comunicar. O esquema proposto é denominado M-FSK-based, em que M é definido como índice de modulação. A modulação proposta se difere do esquema FSK convencional (HE et al., 2020), pois a amplitude da portadora não é constante e o período de cada símbolo transmitido é variável, de forma semelhante ao que ocorre em Salmento et al. (2019). Além disso, a forma de onda modulada pelo conversor proposto não é perfeitamente senoidal como é definido no esquema FSK padrão.

No esquema M-FSK-based, o interruptor do conversor é comutado em M+1 frequências diferentes (f_0, \dots, f_M), em que cada uma das M frequências representa um símbolo a ser transmitido. Além disso, uma outra frequência, denominada frequência ociosa, é utilizada para indicar que nenhum dado está sendo transmitido. Para fins de modelagem e equacionamento, será definido que f_0 é a menor frequência e f_M a maior frequência de comutação. Recomenda-se que a frequência mais alta (f_M) seja escolhida como a frequência ociosa, devido ao fato desta ser a mais atenuada pelo filtro de saída. Sendo assim, as frequências que representam dados (f_0 a f_{M-1}) possuem amplitude maior, o que é importante para uma menor taxa de erros de bits (BER).

Por exemplo, para $M = 2$ (*i.e.*, esquema de modulação 2-FSK-based) o conversor será comutado com três frequências (f_0, f_1 e f_2), em que f_2 é a frequência ociosa. As outras duas frequências, f_0 e f_1 , são usadas para representar os bits 0 e 1, respectivamente. Portanto, para transmitir o bit 0 a frequência de comutação é ajustada para f_0 , enquanto para enviar o bit 1 o conversor é comutado com a frequência f_1 .

A Figura 4.2 apresenta a arquitetura do transmissor VLC proposto, que ilustra o conversor *flyback*, cuja indutância de magnetização está representada por L_m e o transformador apresenta relação de espiras n para 1. Um filtro de interferência eletromagnética (EMI, como no inglês, *Electromagnetic interference*) de modo diferencial é representado na figura pelos componentes L_f e C_f , que possui funcionalidade de atenuar as componentes de altas frequências provenientes da comutação do interruptor Q do *flyback*. A luminária LED é representada por um diodo ideal conectado em série com a resistência dinâmica r_d e a tensão de limiar V_t . O filtro de saída de terceira ordem, compreendido pelos elementos C_1, L_1 e C_o , possui característica de um filtro rejeita-faixa, que é concebido para atenuar principalmente a componente de baixa frequência proveniente da rede elétrica enquanto permite a transmissão de dados por meio da primeira harmônica da frequência de comutação. Cumpre reforçar que o interruptor do conversor *flyback* é responsável tanto pela transmissão de dados quanto

pelo controle da corrente média. A estrutura de controle utilizada compreende a malha de controle de corrente média (*feedback control*), representada pelo compensador $C_{av}(s)$, e a malha de controle antecipatória (*feedforward control*), que é representada pelo compensador $C_f(s)$. A malha de controle antecipatória ajusta o par f_n e D_n , que são a frequência de comutação e a razão cíclica com o qual o interruptor Q será comutado, respectivamente. Dessa forma a potência de saída é mantida no valor de projeto mesmo com a transmissão de dados pela alteração da frequência de comutação f_n . Já a malha de corrente média fornece o valor incremental, d , para seguir a referência de corrente média desejada (I_{ref}).

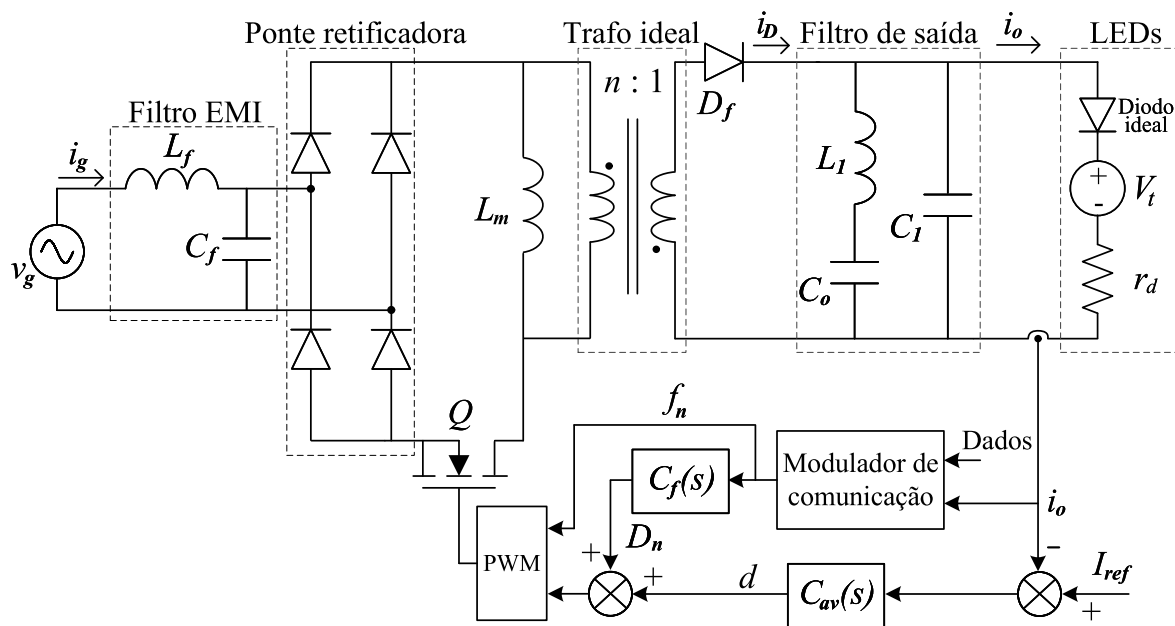


Figura 4.2: Transmissor VLC baseado no PFC *flyback*.

Um esboço das principais formas de onda do transmissor VLC proposto é organizado na Figura 4.3. Devido à operação DCM do conversor, o fator de potência (PF, como em inglês, *power factor*) é quase unitário, como pode ser visto na Figura 4.3a. Já a Figura 4.3b ilustra as formas de ondas da corrente no diodo $i_D(t)$ e corrente de saída $i_o(t)$, sendo possível perceber que há intervalos em que a componente de alta frequência associada à corrente $i_o(t)$ possui amplitude muito baixa, dificultando a transmissão de dados durante tais intervalos. Portanto, a faixa na qual é possível transmitir dados é definida pelo intervalo $\beta\pi$, ou seja, fora deste intervalo o conversor opera com a frequência ociosa mencionada anteriormente. Desta forma, o parâmetro β representa a fração de período em que haverá dados sendo transmitidos, e seu valor impacta diretamente a taxa de transmissão de dados alcançada e a taxa de erros de bits (BER, como em inglês, *bit error rate*). Já na Figura 4.3c está mostrado um detalhe da corrente de saída no período em que há dados sendo transmitidos, na qual é possível ver em detalhe a componente de alta frequência para a modulação 2-FSK-based. Pode-se

notar que cada bit é representado por uma frequência de comutação, e pode ocorrer variação da amplitude pico a pico da corrente imposta aos LEDs, i_o .

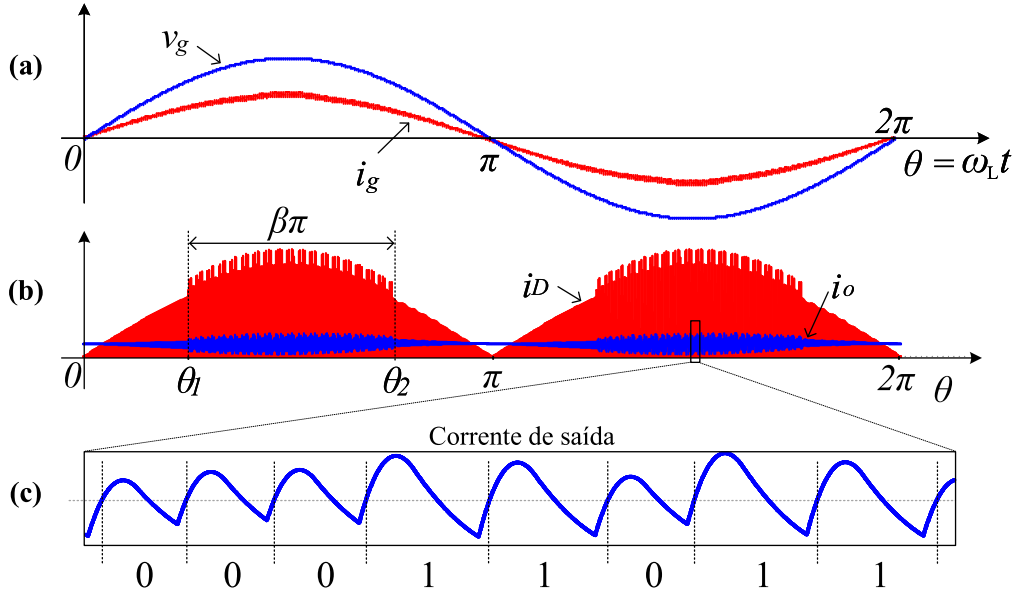


Figura 4.3: Formas de ondas típicas do transmissor baseado no PFC *flyback*. (a) Tensão e corrente de entrada; (b) Corrente do diodo e corrente de saída; (c) Detalhe da corrente de saída.

A taxa de transmissão de dados para o esquema de modulação proposto é variável, o que ocorre devido a cada símbolo ser transmitido em um único período de comutação, que é variável devido às M frequências de comutação utilizadas. Portanto, é interessante equacionar a taxa mínima de transmissão de dados, que pode ser calculada por (4.1) em bits por segundo, considerando a fração do período em que dados podem ser transmitidos (β) e a frequência mínima de transmissão de dados (f_{min}). É importante observar que o parâmetro β , que possui valor entre 0 e 1, impacta proporcionalmente na taxa de transmissão de dados. Portanto, o aumento de M , f_{min} e β consiste em alternativas para estender a taxa de transmissão de dados.

$$DTR_{min} = \beta f_{min} \log_2(M). \quad (4.1)$$

De acordo com Marchesan et al. (2007), a tensão da rede elétrica CA e a corrente de entrada do PFC *flyback* no modo de operação DCM podem ser escritas como (4.2) e (4.3), respectivamente.

$$v_g(t) = V_G \sin(\omega_L t), \quad (4.2)$$

em que V_G é o valor de pico da rede CA com frequência ω_L em radianos.

$$|i_g(t)| = \frac{|v_g(t)|\sigma}{2L_m}, \quad (4.3)$$

em que L_m é a indutância magnetizante do transformador e σ é definido pela divisão da razão cíclica ao quadrado pela frequência de comutação:

$$\sigma = \frac{D^2}{f_s}. \quad (4.4)$$

De acordo com Garcia et al. (2013), a potência de saída, expressa por (4.5), pode ser encontrada pelo balanço de potência entre entrada e saída do conversor, considerando uma eficiência estimada η .

$$P_o = \frac{V_G^2 \eta \sigma}{4L_m}. \quad (4.5)$$

Como ilustrado na Figura 4.2, o conversor proposto utiliza um compensador antecipatório ($C_f(s)$) devido ao fato da frequência de comutação (f_n), que altera o ganho do conversor, ser alterada pelo modulador de dados. Desta forma, $C_f(s)$ altera o valor da razão cíclica (D_n) de forma a compensar a troca de frequência, que ocorre devido à modulação M-FSK-based. Desta forma, a potência de saída é mantida constante mesmo com a transmissão de dados. De acordo com (4.5), a potência de saída pode ser mantida constante se σ também for constante. Logo, o compensador *feed-forward* ($C_f(s)$) calcula o valor de D_n para cada frequência de operação f_n . Portanto, o compensador ($C_{av}(s)$) não precisa compensar a troca de frequência a cada período de comutação. Isto é muito importante pois, $C_{av}(s)$ apresenta resposta dinâmica lenta quando comparada ao período de comutação, o que ocorre devido ao fato dos conversores de potência terem resposta dinâmica lenta por possuírem um elemento armazenador de energia (C_o), que atua como filtro para atenuar a componente de baixa frequência da rede CA, ter frequência de corte muito baixa. Já o compensador $C_f(s)$ apresenta resposta dinâmica rápida, sendo capaz de atuar em um período de comutação.

O filtro de saída presente em *drivers* de LED, geralmente é composto por apenas um capacitor C_o em paralelo com a carga, e tem como função atenuar a componente de baixa frequência proveniente da rede elétrica CA. Entretanto, este filtro não é adequado para o transmissor VLC proposto, pois possui impedância muito baixa nas frequências utilizadas para transmissão de dados, logo atenuaria completamente o sinal enviado. Portanto, uma modificação na estrutura do filtro é proposta, na qual a estrutura passa-baixas é substituída por uma estrutura rejeita-faixa de terceira ordem (ver Fig. 4.2). Desta forma, o filtro continua atenuando a componente de baixa frequência mas, ao mesmo tempo, propicia a transmissão de componentes de frequências mais altas (em que os dados estão contidos). Este filtro é composto por dois ramos, sendo um deles formado pela conexão em série da capacitância C_o com a indutância L_1 , e o outro pela

capacitância C_1 . A função de transferência do filtro de saída, $F(s) = I_o(s)/I_d(s)$, é dada por:

$$F(s) = \frac{L_1 C_o s^2 + 1}{L_1 C_o C_1 r_d s^3 + L_1 C_o s^2 + (C_o + C_1) r_d s + 1}. \quad (4.6)$$

A resposta em frequência típica do filtro rejeita-faixa de terceira ordem e do filtro convencional (passa-baixas) estão mostradas na Figura 4.4. Vale ressaltar que o eixo de frequência é normalizado para a frequência de ressonância do filtro rejeita-faixa ω_r . Como pode ser observado, ambos os filtros possuem o mesmo ganho e fase no dobro da frequência da rede elétrica, ou seja, atenuam da mesma forma a componente de baixa frequência. No entanto, o filtro rejeita-faixa proposto tem menor atenuação na faixa de frequência utilizada para transmissão de dados (região destacada na figura). Vale mencionar que a região de transmissão de dados poderia abranger também a região anterior à queda do filtro de altas frequências. Além disso, o ganho no dobro da frequência da rede elétrica é ajustado somente pelo projeto da capacitância C_o . Já o ganho na faixa de frequências de transmissão de dados pode ser ajustado pelo cálculo da indutância L_1 e da capacitância C_1 .

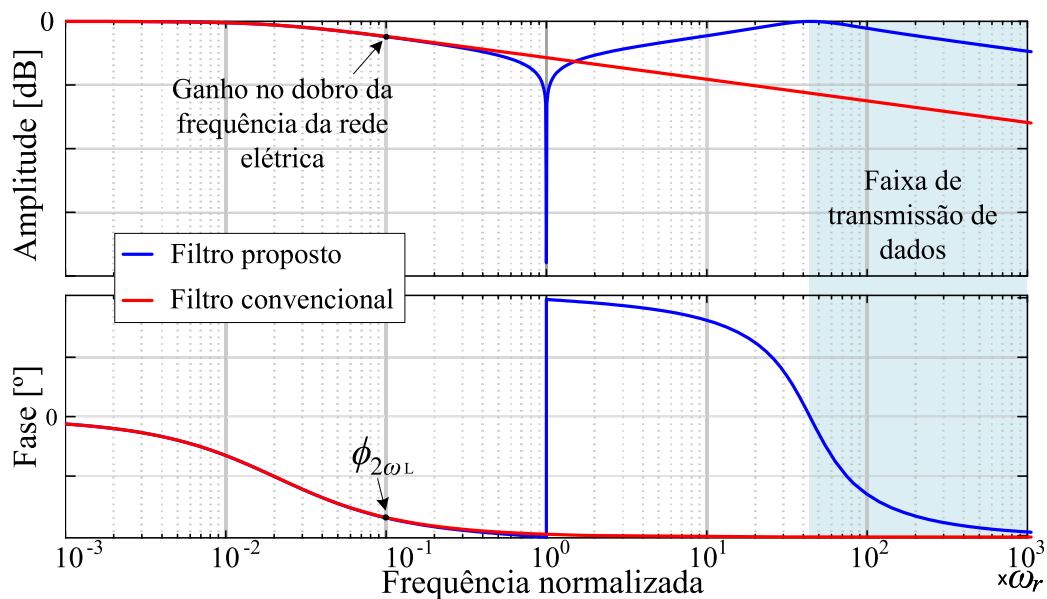


Figura 4.4: Resposta em frequência típica do filtro proposto (azul) e do filtro convencional (vermelho).

Com a fundamentação teórica e a descrição matemática do *driver* de LED, é possível definir um método de projeto que estabeleça os parâmetros de entrada desejados. O método de projeto do transmissor VLC baseado no PFC *flyback* será dividida em duas seções. A primeira mostra o método de projeto do conversor de potência, na qual serão apresentados o projeto dos principais componentes passivos e definido o ponto de operação do circuito (razão cíclica e frequência de comutação). Já na ou-

tra seção é abordado o sistema de controle, que é composto pela malha antecipatória, responsável pela transmissão de dados, e pela malha de controle clássica de corrente média.

4.2 MÉTODO DE PROJETO DO CONVERSOR DE POTÊNCIA

O projeto do *driver* de LED baseado no PFC *flyback* com funcionalidade VLC é dividido em dois passos. Primeiramente, os parâmetros da malha de controle antecipatório (malha *feedforward*) e a indutância de magnetização do transformador do conversor *flyback* devem ser calculados. Em seguida, os elementos do filtro de saída (C_o , L_1 e C_1) são dimensionados para atender às restrições de ondulação da corrente de saída para a componente de baixa frequência e para as componentes de alta frequência.

4.2.1 Projeto do controle antecipatório e da indutância magnetizante do transformador *flyback*

Uma vez que a estratégia de modulação M-FSK-based é empregada, $M+1$ frequências de comutação diferentes devem ser escolhidas (f_0 a f_M). Em seguida a razão cíclica crítica (D_{crit}) deve ser calculada para garantir a operação do conversor no modo DCM. Como mostrado em (MARCHESAN et al., 2007), a razão cíclica crítica pode ser calculada por

$$D_{crit} = \frac{V_o}{V_o + nV_G}, \quad (4.7)$$

em que n é a relação de espiras do transformador e V_o a tensão média de saída.

A fim de garantir a operação do conversor no modo DCM para todas as frequências de comutação (f_0 a f_M), o primeiro passo do projeto deve ser feito utilizando a frequência máxima (f_M). Logo, a razão cíclica relacionada à f_M , que será denominada D_M , deve ser menor do que D_{crit} , ou seja, deve respeitar a equação (4.8).

$$D_M \leq D_{crit}. \quad (4.8)$$

Com o valor de D_M definido, pode-se calcular por meio de (4.9) o parâmetro σ (ver (4.4)) no ponto de operação, que garante que o conversor esteja em modo DCM. Então, a razão cíclica utilizada para cada uma das outras frequências de comutação podem ser obtidas por (4.10). Desta maneira, obtêm-se os parâmetros do controle antecipatório, que são os pares nos quais o interruptor do conversor será comutado: (f_0, D_0) , (f_1, D_1) , ..., (f_M, D_M) . Em capítulos posteriores uma abordagem mais ampla será mostrada, na qual o controle antecipatório levará em conta também as possíveis variações na tensão de entrada.

$$\sigma_r = \frac{D_M^2}{f_M}. \quad (4.9)$$

$$D_n = \sqrt{\sigma_r f_n} \quad \text{for } n = 0, \dots, M. \quad (4.10)$$

Rearranjando (4.5), a indutância de magnetização do transformador *flyback*, L_m , pode ser calculada por (4.11). Desta forma, será garantida a potência de saída desejada para todos os pares de razão cíclica e frequência, haja vista que a equação depende somente de σ_r , que foi calculado por (4.9) e é constante.

$$L_m = \frac{V_G^2 \eta \sigma_r}{4P_o}, \quad (4.11)$$

em que η é a eficiência estimada do conversor.

4.2.2 Projeto dos elementos do filtro de saída

A capacitância C_o , responsável por filtrar a componente de baixa frequência, pode ser projetada independentemente de C_1 e L_1 , haja vista que estes elementos não afetam o comportamento do filtro em baixas frequências. Portanto, o valor de C_o pode ser calculado por (4.12), que foi reescrito de (MARCHESAN et al., 2007).

$$C_o = \frac{I_o}{2\pi\eta f_L r_d \Delta I_{OLF}}. \quad (4.12)$$

Por outro lado, L_1 e C_1 podem ser calculados de acordo com a ondulação desejada de alta frequência na corrente do LED, definida por (4.13). Vale destacar que se deve respeitar (4.13), com o intuito de garantir que a corrente de saída não seja descontínua, pois isso implicaria em componentes harmônicas adicionais indesejáveis.

Como foi mostrado na resposta em frequência do filtro de saída (Ver a Figura 4.4), o ganho do filtro é maior na menor frequência de comutação (f_0). Além disso, o valor instantâneo máximo da corrente nos LEDs ocorre quando a tensão da rede elétrica está em seu valor de pico (V_G). Portanto, L_1 e C_1 devem ser projetados considerando a frequência f_0 e o pico da tensão da rede elétrica V_G . Desta forma, a restrição da equação (4.13) é atendida para todas as frequências de comutação e para qualquer valor instantâneo da tensão de entrada.

$$\Delta I_{OHF} < 2I_o. \quad (4.13)$$

A Figura 4.5a mostra a forma de onda da corrente do diodo de saída. Um detalhe de alta frequência da corrente do diodo está ilustrado na Figura 4.5b, considerando um período de comutação T_0 no instante em que a tensão da rede elétrica está em seu valor de pico V_G . A corrente média do diodo em um período de comutação é igual à corrente média instantânea dos LEDs, definida por I_{av} . Este valor pode ser calculado resolvendo (4.14), que foi obtida por meio do balanço de potência do conversor.

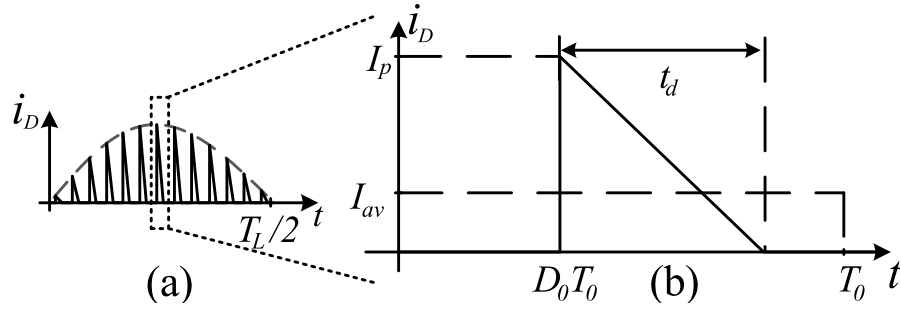


Figura 4.5: Forma de onda da corrente do diodo (a) em metade do período da rede e (b) no pico da tensão da rede elétrica considerando o período de comutação T_0 .

$$I_{av}^2 + \frac{V_t}{r_d} I_{av} = \frac{V_G^2 D_0^2}{2L_m r_d f_0}, \quad (4.14)$$

em que D_0 é a razão cíclica quando o conversor opera com a frequência f_0 , que é o inverso do período de comutação, T_0 .

No período de comutação (0 a T_0), ilustrado na Figura 4.5b, a corrente de pico no diodo I_p pode ser calculada por (4.15). Por outro lado, o tempo em que o diodo está em condução, t_d , pode ser calculado por (4.16), que foi obtida por meio da análise da Figura 4.5b.

$$I_p = \frac{V_G D_0}{nL_m f_0}. \quad (4.15)$$

$$t_d = \frac{2nL_m I_{av}}{V_G D_0}. \quad (4.16)$$

Utilizando (4.15), (4.16) e analisando a Figura 4.5b, a corrente do diodo D_f pode ser equacionada para um período de comutação:

$$i_D(t) = \begin{cases} 0, & \text{se } 0 < t < D_0 T_0 \\ -\frac{I_p}{t_d} t + I_p + \frac{I_p D_0}{t_d f_0}, & \text{se } D_0 T_0 < t < D_0 T_0 + t_d \\ 0, & \text{se } D_0 T_0 + t_d < t < T_0 \end{cases} \quad (4.17)$$

Aplicando a série de *Fourier* em $i_D(t)$, equacionado em (4.17), a amplitude da primeira harmônica da frequência de comutação na corrente do diodo pode ser obtida e descrita por:

$$I_{D1} = \frac{V_G D_0 \sin(\pi t_d f_0) \sqrt{(\pi t_d f_0)^2 - \pi t_d f_0 \sin(2\pi t_d f_0)}}{\pi^2 t_d n L_m f_0^2}. \quad (4.18)$$

É plausível considerar que a corrente de saída possui somente a primeira harmônica da corrente do diodo, multiplicada pelo ganho do filtro na frequência f_0 , haja vista que o filtro de saída possui grande atenuação para as outras componentes harmônicas.

Sendo assim, somente o ganho do filtro na frequência f_0 , expresso por (4.19), precisa ser analisado para atender a restrição de ondulação máxima da corrente do LED em alta frequência ($\Delta I_{o_{HF}}$). Isto posto, esta equação pode ser utilizada para projeto do par L_1 e C_1 .

$$|F(j\omega_0)| = \frac{\Delta I_{o_{HF}}}{2I_{D1}}, \quad (4.19)$$

em que $\omega_0 = 2\pi f_0$ e $F(j\omega_0)$ é obtido trocando s por $j\omega_0$ em (4.6), como mostrado em (4.20).

$$F(j\omega_0) = \frac{1 - L_1 C_o \omega_0^2}{(1 - L_1 C_o \omega_0^2) + jr_d \omega_0 (C_o + C_1 - L_1 C_o C_1 \omega_0^2)}. \quad (4.20)$$

Vale ressaltar que, os ganhos nas outras frequências (f_1, \dots, f_M) são menores que $F(j2\pi f_0)$, garantindo assim o atendimento das restrições de ondulação da corrente de saída.

4.3 PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE

O projeto do sistema de controle pode ser dividido em 3 partes. Primeiro, o controle de corrente média deve ser projetado para garantir o seguimento da referência de corrente média, de acordo com a intensidade luminosa que se deseja obter. Em seguida, o modulador de comunicação, que tem como função realizar a tarefa de transmissão de dados por meio da modulação baseada na M-FSK, deve ser projetado. Finalmente, o equacionamento para implementação digital do sistema de controle é explorado.

A Figura 4.6 mostra a estrutura de controle completa do transmissor VLC, que é composta pela malha de controle de corrente média, o modulador de comunicação M-FSK e o compensador antecipatório, que é o elemento responsável por realizar a relação entre o controle de corrente média e o modulador de comunicação.

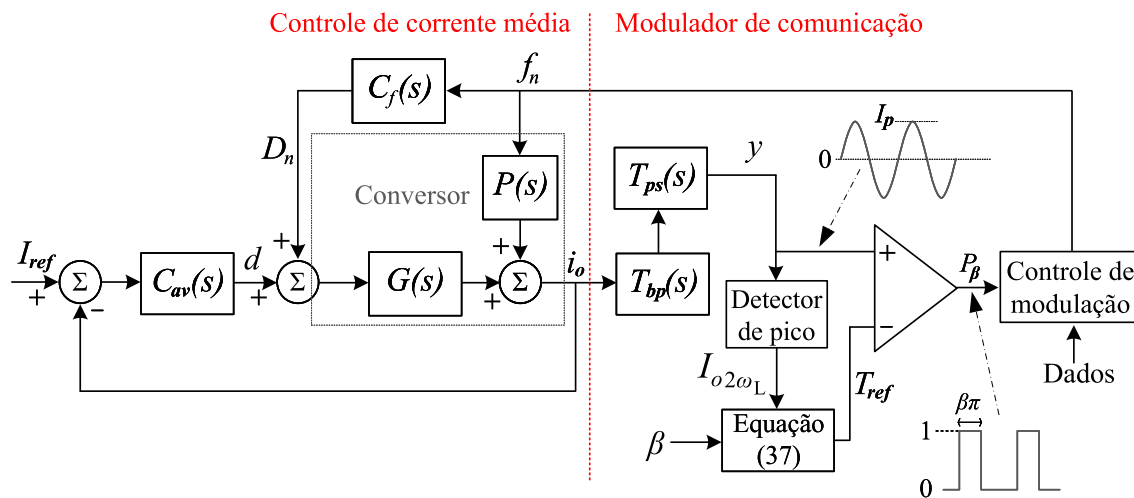


Figura 4.6: Estrutura de controle do transmissor VLC com modulação baseada em M-FSK.

4.3.1 Projeto do controle de corrente média

A fim de projetar o compensador de corrente média ($C_{av}(s)$), de forma que se obtenha a margem de fase (MF) desejada, deve-se obter o modelo médio de pequenos sinais do transmissor VLC. Como o controle antecipatório (*feedforward*) e os elementos L_1 e C_1 do filtro podem ser negligenciados na análise média, o modelo de pequenos sinais pode ser obtido de forma similar ao PFC *flyback* convencional, seguindo o método apresentado em Alonso et al. (2013). A modelagem de pequenos sinais consiste na perturbação e linearização das variáveis do circuito médio, de forma que estas possam ser representadas no domínio s . Desta forma, as $M+1$ funções de transferência, que relacionam a corrente de saída com a razão cíclica, podem ser escritas por (4.21). Consequentemente, para cada par f_n e D_n (projetados na seção 4.2.1) há uma função de transferência $G_n(s)$. Além disso, como pode ser visto na Figura 4.6, ainda existe uma função de transferência que relaciona a corrente de saída com a frequência de comutação que pode ser representada por $P(s)$. No entanto, como o controle de corrente média é realizado por meio da razão cíclica essa função de transferência não é utilizada no projeto do compensador $C_{av}(s)$.

$$G_n(s) = \frac{J_n}{1 + C_{or}ds} \quad \text{for } n = 0, \dots, M, \quad (4.21)$$

em que J_n é o coeficiente calculado por meio da derivada parcial da corrente média do diodo, I_D , no ponto de operação de estado estacionário, considerando perturbações na razão cíclica. Assim, J_n pode ser escrito como:

$$J_n = \frac{\partial I_D}{\partial D} = \frac{\sigma V_G^2}{2L_m D_n V_o} \quad \text{for } n = 0, \dots, M, \quad (4.22)$$

no qual

$$I_D = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} i_D(t) dt. \quad (4.23)$$

Como visto em (4.22), o valor de J_n depende de D_n . Portanto, embora a potência de saída permaneça constante para todas as frequências de transmissão de dados, o conversor assume $M+1$ modelos de pequenos sinais. A fim de se obter um bom desempenho, o controlador $C_{av}(s)$ deve atender os seguintes requisitos de projeto:

- Margem de fase de malha aberta maior que 60 graus: Com o intuito de se obter um bom *trade-off* entre estabilidade e resposta dinâmica do sistema (ÅSTRÖM; MURRAY, 2021; OGATA, 2010).
- Compensador com ação integral: A fim de alcançar um erro nulo de estado estacionário, já que neste caso a referência de corrente é constante e as funções de transferência do transmissor ($G_0(s), \dots, G_M(s)$) não possuem pólo na origem.
- Margem de ganho maior que 2: De forma a garantir que o ganho do compensador tem boa margem para ser aumentado até atingir a instabilidade (ÅSTRÖM; MURRAY, 2021). Para a função de transferência de malha aberta do *flyback* com o compensador integral ($C_{av}(s)G_n(s)$) a margem de fase é infinita, logo a restrição é atendida naturalmente para qualquer ganho K_i .
- Compensador com grande atenuação da componente de 120 Hz do sinal de erro: Evita a degradação do fator de potência.

O controlador mais simples e de mais baixa ordem possível que atende todos os requisitos de projeto mencionados acima é um integrador simples, que é dado por (4.24).

$$C_{av}(s) = \frac{K_i}{s}, \quad (4.24)$$

em que K_i é o ganho integral e tem influência direta na banda passante do compensador.

Como o sistema de controle de corrente média possui realimentação negativa unitária, a função de transferência em malha fechada (FTMF) é definida por (4.25). Por outro lado, a FTMF de um sistema de segunda ordem pode ser expressa por (4.26), na qual ζ é a constante de amortecimento e ω_{nn} é a frequência natural não amortecida (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2013).

$$G_{CL}(s) = \frac{C_{av}(s)G_n(s)}{1 + C_{av}(s)G_n(s)} = \frac{\frac{K_i J_n}{C_o r_d}}{s^2 + \frac{1}{C_o r_d} s + \frac{K_i J_n}{C_o r_d}}. \quad (4.25)$$

$$G_{CL}(s) = \frac{\omega_{nn}^2}{s^2 + 2\zeta\omega_{nn}s + \omega_{nn}^2}. \quad (4.26)$$

Por meio da comparação dos polinômios dos denominadores de (4.25) e (4.26), podem ser obtidas as equações que explicitam ω_{nn} e ζ :

$$\omega_{nn} = \sqrt{\frac{K_i J_n}{2C_o r_d}} \quad (4.27)$$

$$\zeta = \frac{1}{2\omega_{nn} C_o r_d}. \quad (4.28)$$

Portanto, K_i pode ser expresso em termos da constante de amortecimento (ζ), como mostrado em (4.29). Além disso, de acordo com Ogata (2010), a margem de fase está diretamente relacionada à ζ por (4.30), de forma que o ganho K_i do compensador $C_{av}(s)$ pode ser projetado para atender a restrição de margem de fase por meio da combinação das equações (4.29) e (4.30). É importante destacar que o projeto deve ser feito utilizando a menor frequência de comutação, ou seja, o par (D_0, f_0) . Portanto, na equação (4.29), o parâmetro J_0 é utilizado, o que garante que a restrição à margem mínima de fase (PM, o inglês *phase margin*) desejada seja assegurada em todas as condições de operação.

$$K_i = \frac{1}{4J_0 C_o r_d \zeta^2}. \quad (4.29)$$

$$PM = \tan^{-1} \left(\frac{2\zeta}{\sqrt{\sqrt{1 + 4\zeta^4} - 2\zeta^2}} \right). \quad (4.30)$$

O desempenho dinâmico do sistema em malha fechada pode ser abordado analisando o tempo de acomodação (T_a) quando exposto a um degrau de referência. Sendo assim, pode-se definir a constante de tempo do sistema por:

$$\tau = \frac{1}{\zeta\omega_{nn}} = 2C_o r_d. \quad (4.31)$$

Existem dois critérios para avaliar o tempo de acomodação do sistema: O primeiro, denominado critério de 5% (Equação (4.32)), considera o tempo necessário para que o sistema alcance um valor de 95% do valor de referência. Já o outro, denominado critério de 2% (Equação (4.33)), considera o tempo necessário para que o sistema alcance 98% do valor de referência.

$$T_{a-5\%} = 3\tau = 6C_o r_d. \quad (4.32)$$

$$T_{a-2\%} = 4\tau = 8C_{ord}. \quad (4.33)$$

Vale destacar que o controle antecipatório (*feedforward*), que é associado ao controle de corrente média, já foi descrito na seção 4.2, haja vista que era importante no projeto do conversor de potência. Portanto, o compensador antecipatório, $C_f(s)$, pode ser obtido escrevendo (4.10) no domínio da frequência, sendo expresso por:

$$C_f(s) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\sigma_r \pi}{s^3}}. \quad (4.34)$$

4.3.2 Projeto do modulador para transmissão de dados

Como foi visto na Figura 4.3, a transmissão de dados deve ser realizada ao longo do período $\beta\pi$. Portanto, é necessário implementar um modulador que execute a tarefa de transmitir dados neste intervalo, e que fora dele opere o conversor com a frequência ociosa. A fração de período, $\beta\pi$, deve ser ajustada no pico da tensão de entrada (ver Figura 5.8). Desta forma, para atender este requerimento sem medir a tensão de entrada, que exigiria um sensor adicional, é necessário compensar o atraso de fase inserido pelo filtro de saída do conversor na frequência angular $2\omega_L$. Isso faz com que seja possível implementar o modulador de comunicação utilizando apenas o sensor de corrente já presente no controle de corrente média de saída. Isto posto, o modulador de transmissão de dados, que pode ser visto na Figura 4.6, consiste de um filtro passa-banda com função de transferência $T_{bp}(s)$, um filtro de deslocamento de fase (T_{ps}), um bloco detector de pico, um comparador e um bloco denominado "controle de modulação".

O filtro passa-banda, (T_{bp}), é projetado de acordo com Vlach (1982). Este filtro consiste de um filtro passa-banda de segunda ordem de banda estreita, que tem como função extrair a componente $2\omega_L$ da corrente de saída, sendo sua função de transferência escrita como:

$$T_{bp}(s) = \frac{Bs}{s^2 + Bs + 4\omega_L^2}, \quad (4.35)$$

em que B é a largura de banda do filtro.

Já o filtro de deslocamento de fase, T_{ps} , é projetado com base no compensador de avanço de fase, que tem ganho unitário e é projetado para adicionar uma fase de $|\phi_{2\omega_L}|$ rad, compensando assim o atraso de $\phi_{2\omega_L}$, que foi inserido pelo filtro de saída na frequência de $2\omega_L$. Logo, a função de transferência de T_{ps} é dada por:

$$T_{ps}(s) = \frac{s + 1/T}{s + 1/(aT)}, \quad (4.36)$$

em que a e T são dados por (4.37) e (4.38) respectivamente.

$$a = \frac{1 - \sin(|\phi_{2\omega_L}|)}{1 + \sin(|\phi_{2\omega_L}|)}. \quad (4.37)$$

$$T = \frac{1}{2\omega_L \sqrt{a}}. \quad (4.38)$$

Na Figura 4.7a estão mostradas as formas de onda da componente no dobro da frequência da rede da corrente do diodo (D_f) e da corrente de saída. Já a Figura 4.7b ilustra a saída do filtro de avanço de fase, que pode ser equacionado por (4.39). A saída do filtro (y) tem a mesma amplitude ($I_{o2\omega_L}$) da componente $2\omega_L$ da corrente de saída e está em fase com a componente $2\omega_L$ da corrente do diodo. Além disso, como pode ser visto na Figura 4.7b, θ_1 é o ângulo em que a borda de subida do sinal de onda quadrada P_β deve ocorrer e pode ser definido por (4.40). Para gerar P_β na saída do comparador, o sinal y é comparado com um sinal de referência T_{ref} , que pode ser obtido por (4.41). Vale ressaltar que P_β deve permanecer em nível alto durante todo o intervalo em que os dados podem ser transmitidos - $\beta\pi$.

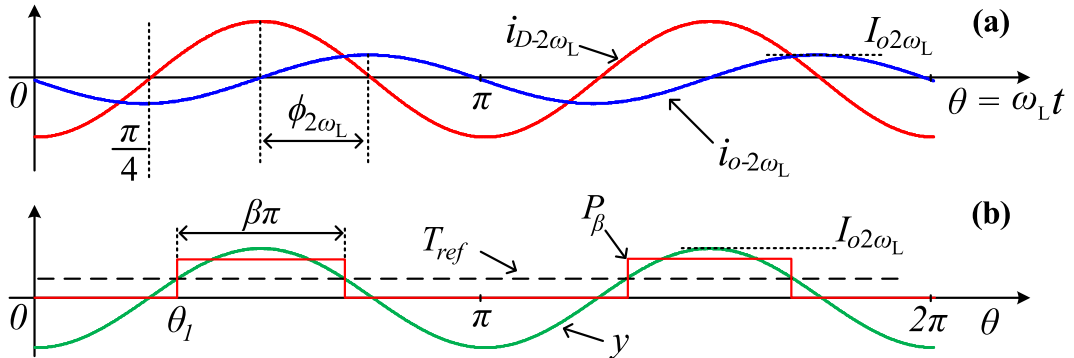


Figura 4.7: Formas de ondas de (a) Componentes $2\omega_L$ da corrente do diodo D_f e da corrente de saída. (b) Saída do filtro de avanço de fase (y na Figura 4.6) e sinal P_β .

$$y(\theta) = I_{o2\omega_L} \sin(2[\theta - \pi/4]). \quad (4.39)$$

$$\theta_1 = \frac{\pi - \beta\pi}{2}. \quad (4.40)$$

$$T_{ref} = y(\theta_1) = I_{o2\omega_L} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \beta\pi\right). \quad (4.41)$$

Finalmente, o bloco denominado Controle de modulação, é responsável pelo ajuste da frequência de comutação do conversor (f_n) de acordo com o símbolo que será transmitido e com o sinal P_β , que indica se no instante atual pode haver transmissão de dados. Logo, este controlador define se o conversor está operando no estado ocioso ou se deve transmitir os dados na entrada. O fluxograma do "Controle de modulação" pode ser visto na Figura 4.8.

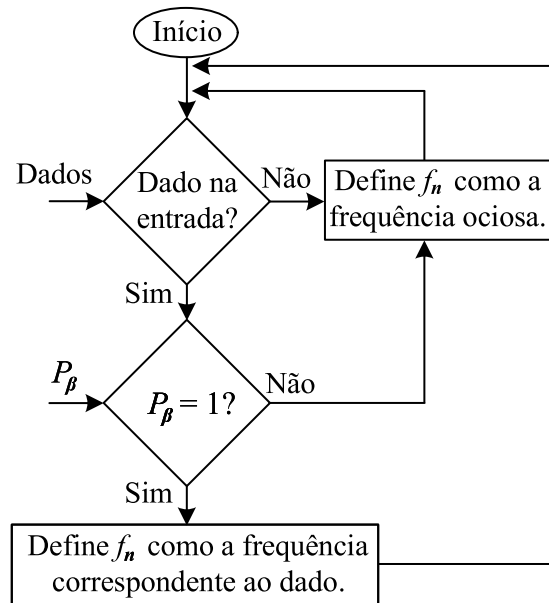


Figura 4.8: Fluxograma do bloco Controle de modulação.

4.3.3 Implementação digital do sistema

A fim de possibilitar a implementação digital do sistema de controle, que compreende o controle da corrente média de saída e o modulador de transmissão de dados, é necessário realizar a discretização de todas as funções de transferência do sistema. Este processo é realizado utilizando a transformação bilinear (TUSTIN, 1947) com uma frequência de amostragem (f_{sam}) de 12 kHz, de forma semelhante ao realizado em Soares et al. (2016). Portanto, as equações a diferença que representam o compensador $C_{av}(s)$, o filtro passa-banda $T_{bp}(s)$ e o filtro de avanço de fase $T_{ps}(s)$ são dados por (4.42), (4.43) e (4.44), respectivamente.

$$d(k) = d(k-1) + Q_d(\epsilon(k) + \epsilon(k-1)), \quad (4.42)$$

$$y_{bp}(k) = Q_{bp1}i_o(k) + Q_{bp2}i_o(k-2) - Q_{bp3}y_{bp}(k-1) - Q_{bp4}y_{bp}(k-2), \quad (4.43)$$

$$y_{ps}(k) = Q_{ps1}y_{bp}(k) + Q_{ps2}y_{bp}(k-1) - Q_{ps3}y_{ps}(k-1), \quad (4.44)$$

em que d , ϵ , y_{bp} e y_{ps} são as variáveis discretas que representam, respectivamente, a razão cíclica, o sinal de erro, a saída do filtro passa-banda e a saída do filtro de avanço de fase. O índice k é o número da k -ésima amostra do sistema discreto. Já Q_d , Q_{psn} e Q_{bpn} são coeficientes das equações (4.42), (4.43) e (4.44), e estão descritos na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Coeficientes da implementação discreta

Coeficiente	Definição	Coeficiente	Definição
Q_d	$\frac{K_i}{2f_{sam}}$	Q_{bp1}	$\frac{Bf_{sam}}{2f_{sam}^2 + Bf_{sam} + 2\omega_L^2}$
Q_{ps1}	$\frac{2f_{sam} + 1/T}{2f_{sam} + 1/(aT)}$	Q_{bp2}	$-\frac{Bf_{sam}}{2f_{sam}^2 + Bf_{sam} + 2\omega_L^2}$
Q_{ps2}	$\frac{1/T - 2f_{sam}}{2f_{sam} + 1/(aT)}$	Q_{bp3}	$\frac{4\omega_L^2 - 4f_{sam}^2}{2f_{sam}^2 + Bf_{sam} + 2\omega_L^2}$
Q_{ps3}	$\frac{1/(aT) - 2f_{sam}}{2f_{sam} + 1/(aT)}$	Q_{bp4}	$\frac{2f_{sam}^2 + 2\omega_L^2 - Bf_{sam}}{2f_{sam}^2 + Bf_{sam} + 2\omega_L^2}$

4.4 EXEMPLO DE PROJETO

Esta seção apresenta um exemplo de projeto do transmissor VLC de estágio único, que pode ser conectado diretamente à rede elétrica CA e será projetado para o esquema de modulação 2-FSK. Na tabela 4.2 estão mostrados todos os parâmetros desejados para o projeto do transmissor.

Tabela 4.2 – Parâmetros de projeto.

Símbolo	Descrição	Valor
$V_G/\sqrt{2}$	Tensão da rede (rms)	127 V
f_L	Frequência da rede	60 Hz
V_t	Tensão de limiar da luminária LED	61,8 V
r_d	Resistência dinâmica da luminária LED	34,15 Ω
n	Relação de espiras do trafo	1
ΔI_{oHF}	Ondulação máxima de alta frequência	370 mA
ΔI_{oLF}	Ondulação máxima de baixa frequência	38 mA
I_o	Corrente média de saída	200 mA
V_o	Tensão média de saída	68.63 V
η	Eficiência estimada	90 %
M	Índice de modulação	2
f_0	Frequência de comutação 0 (bit 0)	30 kHz
f_1	Frequência de comutação 1 (bit 1)	40 kHz
f_2	Frequência de comutação 2 (estado ocioso)	50 kHz
B	Largura de banda do filtro passa-banda	20 rad/s

A ondulação máxima de baixa frequência permitida na corrente de saída foi escolhida de acordo com Lehman e Wilkins (2014), em que foi demonstrado que uma ondulação de 19,2% apresenta um baixo risco de causar efeitos biológicos em seres humanos, considerando uma frequência de 120-Hz (frequência típica em *drivers* de LED conectados à rede elétrica de 60-Hz).

A fim de projetar o transmissor e atender a todas restrições de projeto, é necessário seguir alguns passos de projeto. O primeiro passo é calcular a razão cíclica D_2 , de modo que garanta o modo de operação DCM na frequência máxima de comutação (f_2). Desta forma, o modo DCM estará garantido para todas as frequências menores. Considerando a relação de espiras do trafo igual a 1, além dos valores de V_G e V_o listados na Tabela 4.2, pode ser calculado por (4.7) a seguinte restrição: $D_2 < 0,27$. Logo, para atender a restrição de modo DCM de operação, foi escolhido $D_2 = 0,25$.

Substituindo os valores de D_2 e f_2 em (4.9), o parâmetro σ_r pode ser calculado como $1,26 \mu\text{s}$. Desta maneira, os outros parâmetros da malha antecipatória (D_0 e D_1), podem ser calculados por meio de (4.10), que resulta em $D_0 = 0,19$ e $D_1 = 0,22$. Em seguida, com os valores de V_G , P_o , η e σ e utilizando (4.11), a indutância de magnetização do transformador *flyback* (L_m) pode ser calculada como sendo $670,22 \mu\text{H}$.

A próxima etapa consiste em projetar os elementos do filtro de saída (C_o , L_1 e C_1). A capacitância C_o pode ser obtida por (4.12) e depende somente da ondulação de baixa frequência desejada, que é de 38 mA de acordo com a Tabela 4.2. Logo, o valor encontrado é de $C_o = 454,24 \mu\text{F}$.

Já os elementos C_1 e L_1 devem ser projetados para atender a restrição de ondulação máxima de alta frequência (370 mA). Substituindo os parâmetros da Tabela 4.2 em (4.14), a corrente média do diodo para a menor frequência de comutação (f_0), na tensão de pico da rede elétrica, pode ser calculada como $I_{av} = 403 \text{ mA}$. Em seguida, substituindo (4.16) em (4.18), pode-se encontrar a amplitude da primeira harmônica da corrente do diodo como sendo $I_{D1} = 634 \text{ mA}$. Sendo assim, o ganho desejado do filtro de saída na frequência f_0 pode ser calculado por (4.19) e terá como resultado $F(f_0) = 0,29$. Por fim, considerando este ganho, o par L_1 e C_1 pode ser obtido por meio de (4.6), conforme detalhado a seguir.

Vários pares de L_1 e C_1 satisfazem a restrição de máxima ondulação de alta frequência. No entanto, o ganho do filtro de saída na maior frequência de comutação (f_2) depende do par L_1 e C_1 utilizado, ou seja, pode-se escolher estes componentes por esta outra restrição relacionada ao ganho nesta frequência ($F(f_2)$). A Figura 4.9 mostra a capacitância C_1 e a relação entre o ganho do filtro na maior e menor frequência $F(f_2)/F(f_0)$ para diversos valores de L_1 , de forma que todos os possíveis pares atendam ao ganho $F(f_0)$ desejado. Para uma transmissão de dados mais confiável, é desejável que os ganhos nas frequências f_0 e f_2 sejam o mais próximos possível. Portanto, o ponto escolhido foi $F(f_2)/F(f_0) = 0,59$, ou seja, o ganho do filtro de saída na frequência f_2 é igual a 59% do ganho do filtro de saída na frequência f_0 . Sendo assim, os elementos escolhidos são: $L_1 = 1 \text{ mH}$ e $C_1 = 538 \text{ nF}$. Como pode ser visto nesta figura, aumentar a indutância L_1 a partir do ponto escolhido não aumenta significativamente a relação

de ganho.

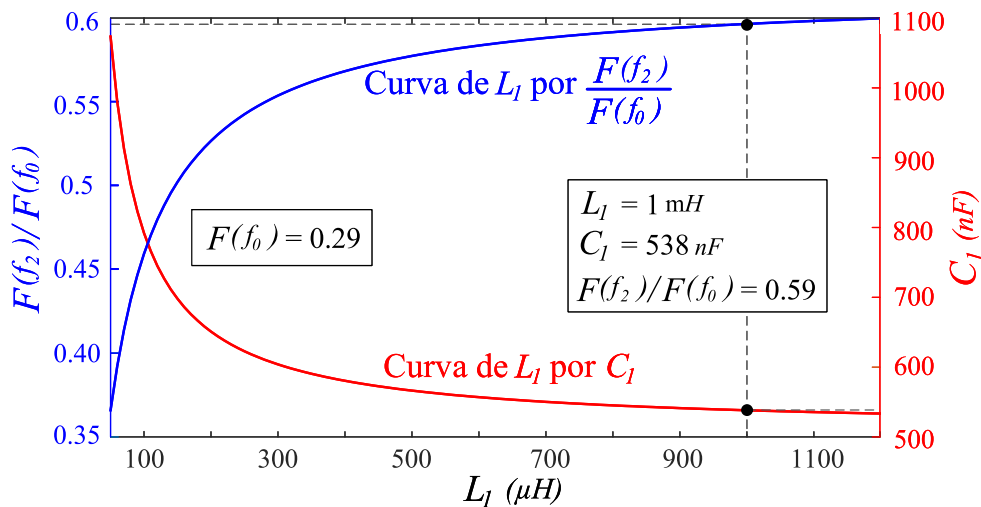


Figura 4.9: Capacitância C_1 e relação entre os ganhos na máxima e mínima frequência de comutação para diversos valores de L_1 .

A fim de garantir uma boa atenuação em 120 Hz, a frequência de cruzamento de ganho do compensador, C_{av} , foi escolhida como 3 Hz, que é aproximadamente duas décadas abaixo de $2\omega_L$, resultando em $K_i = 18,9$. A largura de banda (B) do filtro passa-banda (T_{bp}) foi escolhida como sendo 20 rad/s, o que garante uma boa atenuação das frequências indesejadas. Já o filtro de avanço de fase é projetado para adicionar uma fase de $|\phi_{2\omega_L}|$ rad, que neste exemplo de projeto é igual a 1,5 rad. Portanto, as constantes a e T podem ser calculados como 0,0013 e 0,0375 por (4.37) e (4.38), respectivamente.

Neste trabalho, o sistema de controle, que compreende o controle destinado a rastrear a corrente média de saída e o modulador de transmissão de dados, foi implementado digitalmente empregando o microcontrolador TIVA C-Series TM4C123G. Sendo assim, utiliza-se (4.42), (4.43) e (4.44) para obtenção das equações a diferenças.

Vale mencionar que, o sensor de corrente utilizado neste trabalho é baseado no amplificador AMC-1200, que é capaz de fornecer isolamento galvânico (ALBUQUERQUE et al., 2017). A frequência de corte do sensor de corrente foi sintonizada a 1,2 kHz, utilizando um filtro passa-baixa *Sallen-Key*. Isto garante que os erros provenientes de *aliasing* no sistema digital sejam atenuados, pois as interferências na frequência de comutação são processados com um ganho muito inferior à unidade.

4.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o intuito de validar a análise teórica e o projeto do transmissor VLC baseado no conversor *flyback*, um protótipo laboratorial foi construído e o osciloscópio

Tektronix DPO 3014 foi utilizado para obtenção das formas de ondas. Na Figura 4.10 está esboçada a configuração utilizada para obtenção dos resultados experimentais, na qual está mostrada cada parte do sistema, que é composto pelo transmissor, luminária e receptor. Na Figura 4.11 estão mostradas as fotografias das placas de circuito impresso do transmissor *flyback*, do filtro EMI e do receptor, além das placas dos microcontroladores TIVA C series TM4C123G. Os principais componentes presentes no protótipo estão detalhados na Tabela 4.3.

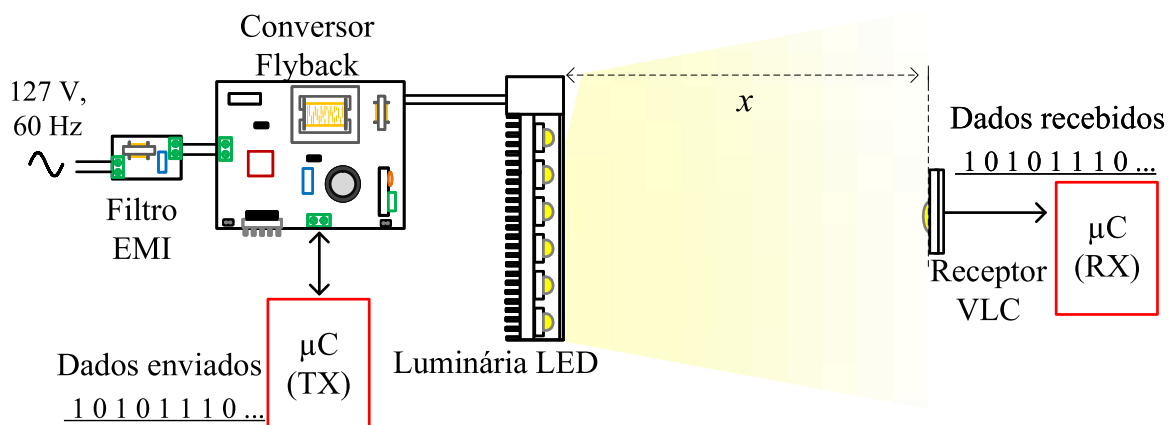


Figura 4.10: Configuração experimental para obtenção de resultados de transmissão do PFC *flyback*.

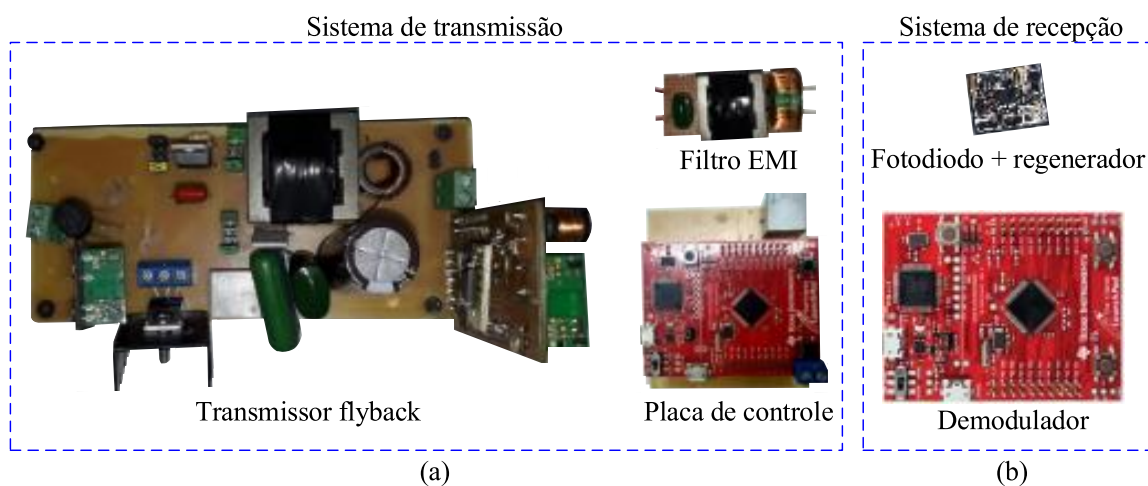


Figura 4.11: Fotografia dos protótipos: (a) Placas do sistema de transmissão; (b) Placas do sistema de recepção.

Tabela 4.3 – Principais Componentes do protótipo do transmissor VLC projetado.

Item	Valor
Ponte retificadora DB	2W06G (600V / 2A)
MOSFET Q	SPP08N80C3 (800V / 0,65 Ω)
Diodo do <i>Flyback</i>	IDT 02S60C (600V/ 2A)
Capacitor C_o	470 μ F/ 200V Capacitor eletrolítico
Capacitor C_1	550nF/ 600V Capacitor cerâmico
Indutor L_1	1mH / NT 15-9.5-7 / 20T / 1xAWG 24
Núcleo do <i>flyback</i>	$L_m = 675\mu$ H NEE 30-15-14 / 55T : 55T gap = 0.32 mm / 1xAWG 24
Filtro EMI	CM: 5mH / DM: 2,5mH / 220nF
<i>Snubber</i> RCD	R: 390k Ω / C: 2,2nF / D: IDT 02S60C
Microcontroladores	2x TIVA C Series TM4C123G
Sensor de corrente	AMC-1200 (ver (ALBUQUERQUE et al., 2017))

O sistema transmissor VLC compreende o PFC *flyback* e o microcontrolador TIVA Série C TM4C123G (TX), que é responsável por gerar os pulsos de acionamento do MOSFET, de acordo com os dados a serem transmitidos e o valor médio de corrente desejada. A luminária utilizada é uma lâmpada LED tubular comercial, cuja tensão de limiar é de 61,8 V e a resistência dinâmica de 34,15 Ω . Por outro lado, o sistema receptor é composto pelo receptor VLC e um microcontrolador TIVA Série C TM4C123G (RX).

A estrutura do receptor VLC empregado pode ser vista na Figura 4.12, que consiste de um fotodiodo BPW34, um filtro passa-baixa e um CI OPA2354 (250 MHz). O OPA2354 possui dois amplificadores operacionais, no qual um é utilizado para implementar um amplificador de transimpedância e o outro utilizado como um regenerador de sinal (ALBUQUERQUE et al., 2020). O circuito receptor possui 2 saídas: uma saída analógica e uma saída digital. A saída digital é utilizada pelo demodulador de dados M-FSK, cujo fluxograma está detalhado na Figura 4.12, o qual foi implementado no microcontrolador RX.

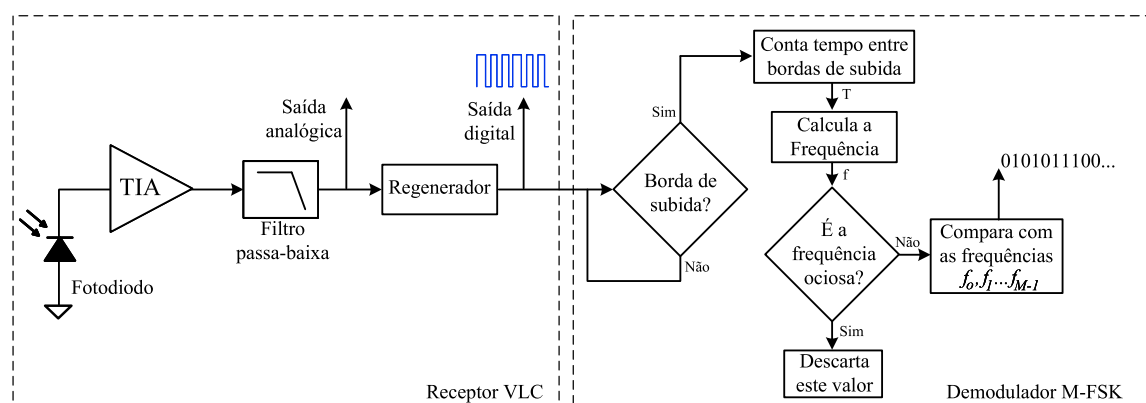
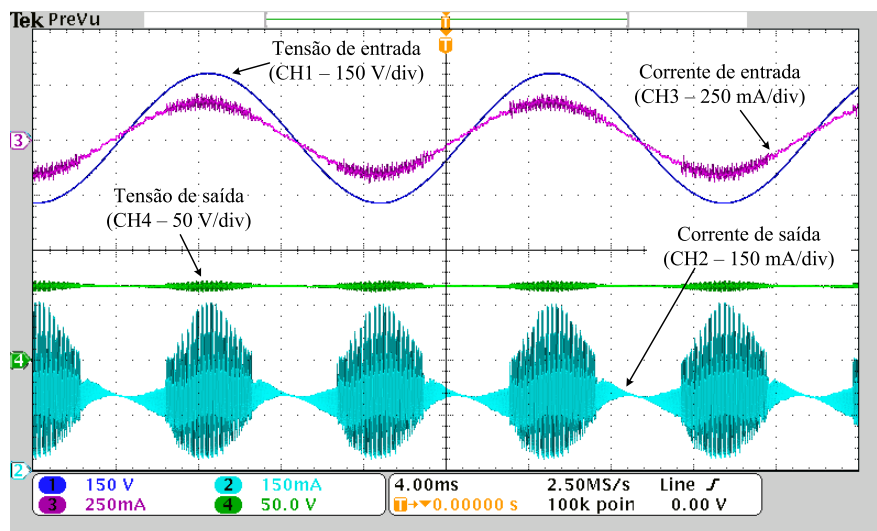


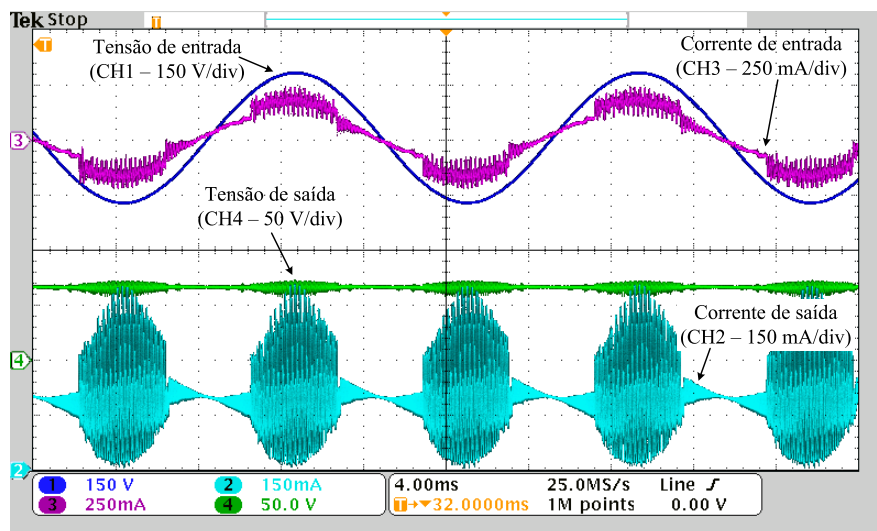
Figura 4.12: Arquitetura de receptor VLC e fluxograma do demodulador M-FSK implementado no TIVA C Series.

Os resultados experimentais que são mostrados foram obtidos para o transmissor enviando repetidamente a palavra binária [01010011] com um intervalo de transmissão $\beta = 50\%$. Na Figura 4.13 estão mostradas as formas de onda experimentais de entrada e saída do transmissor VLC baseado no PFC *flyback*. Sendo que, na Figura 4.13a a malha de controle antecipatória está sendo utilizada e na Figura 4.13b apenas o controle de corrente média está habilitado. É possível notar na Figura 4.13 que quando o controle antecipatório não é utilizado (Fig. 4.13b), a amplitude da componente de alta frequência da corrente de saída difere da previamente projetada, o que ocasiona no aumento da distorção da corrente de entrada. Em contrapartida, ao ser utilizar o controle antecipatório associado com o controle de corrente média (Fig. 4.13a), a corrente de entrada apresenta menor distorção e a ondulação de alta frequência na corrente de saída atende os requisitos de projeto da Tabela 4.2.

A distorção harmônica total (THD) obtida experimentalmente do transmissor, ou seja com a malha de corrente média e o controle antecipatório, foi de 3,2%. Já para o caso em que o controle antecipatório está desativado, foi obtido THD de 14,7%, o que corrobora a distorção observada na Figura 4.13b. Logo, é possível concluir que o controle antecipatório é essencial para o bom funcionamento do transmissor VLC com um único interruptor, conectado à rede elétrica CA. A eficiência medida do transmissor VLC foi de 93,3%.



a



b

Figura 4.13: Formas de onda de entrada e saída do transmissor VLC (a) com o controle antecipatório e (b) sem o controle antecipatório. Tensão de entrada (CH1 - 150V/div), corrente de entrada (CH3 - 250 mA/div), corrente de saída (CH2 - 150mA/div) e tensão de saída (CH4 - 50V/div). Escala horizontal: 4 ms/div.

O conteúdo harmônico da corrente de entrada do transmissor está apresentado na Figura 4.14, na qual pode-se observar que a amplitude das harmônicas estão em conformidade com a norma IEC-61000-3-2. Vale ressaltar que os outros harmônicos limitados pela norma não foram apresentados na Figura 4.14 porque os seus valores são negligenciáveis. Pode ser destacado que a distorção da corrente de entrada do conversor com e sem transmissão de dados possuem valores muito próximos, o que mostra que a transmissão de dados com a malha antecipatória pouco interfere nas características de qualidade de energia do PFC *flyback*.

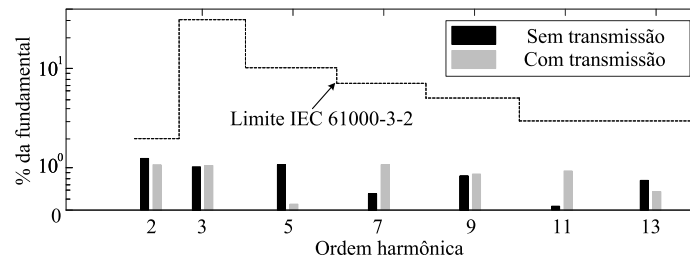


Figura 4.14: Conteúdo harmônico da corrente de entrada comparado aos limites estabelecidos da EN IEC 61000-3-2.

Com relação ao desempenho dinâmico do transmissor VLC, a Figura 4.15 mostra a resposta a um degrau de -25% na corrente de referência, ao mesmo tempo em que o sistema está enviando a palavra binária [01010011] repetitivamente com $\beta = 50\%$. Pode ser observado que o sistema de controle é capaz de assegurar erro de estado estacionário nulo mesmo com a transmissão de dados. O tempo de acomodação teórico, atendendo ao critério de 5% , pode ser calculado por (4.32), do qual obtém-se o valor de 96 ms , que está de acordo com o valor obtido experimentalmente (Δ_t na Figura 4.15). Vale ressaltar que a forma de onda experimental segue o resultado obtido por meio da função de transferência de malha fechada (Equação (4.25)), ou seja, o tempo de acomodação é atendido e o comportamento transitório é o mesmo.

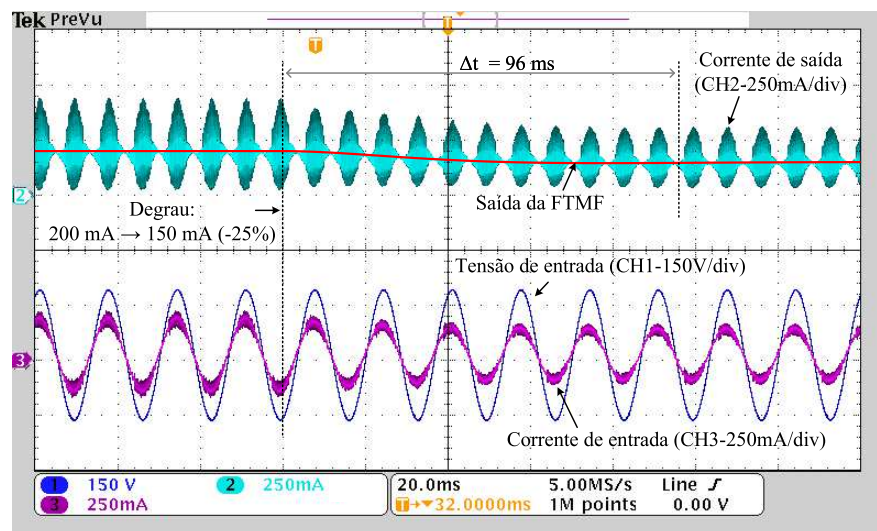


Figura 4.15: Formas de ondas do transmissor VLC em malha fechada, ao ser submetido a um degrau de corrente de referência de 25% . Tensão de entrada (CH1 - 150V/div), corrente de entrada (CH3 - 250mA/div) e corrente de saída (CH2 - 250mA/div). Escala horizontal: 20 ms/div .

A Figura 4.16 mostra a resposta do controle de corrente média a um degrau na tensão de entrada de -10% , na qual pode ser observada que a malha de controle médio consegue compensar e ajustar o valor médio da corrente, mesmo que a malha antecipatória tenha sido projetada para o valor nominal de tensão de entrada. Porém

vale ressaltar que para grandes variações de tensão de entrada, como por exemplo para entrada universal, os parâmetros da malha antecipatória deveriam ser atualizadas de acordo com o valor da tensão de entrada. Isso será abordado no capítulo 5.

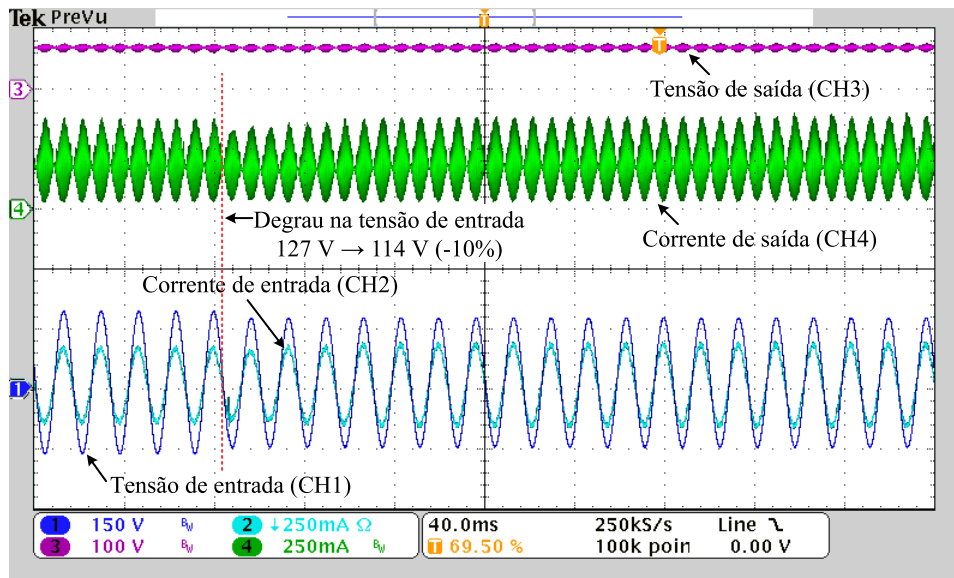


Figura 4.16: Formas de ondas do transmissor VLC em malha fechada, ao ser submetido a um degrau de tensão de entrada de -10%. Tensão de entrada (CH1 - 150V/div), corrente de entrada (CH2 - 250 mA/div), corrente de saída (CH4 - 250mA/div) e tensão de saída (CH3 - 100V/div). Escala horizontal: 40 ms/div.

A Figura 4.17a mostra algumas formas de onda experimentais (corrente do diodo e corrente de saída) obtidas do protótipo do transmissor VLC enviando a palavra binária [01010011] repetidamente para $\beta = 50\%$. A ondulação máxima de alta frequência na corrente dos LEDs foi de 385 mA, que é muito próximo do valor de projeto (370 mA).

Já na Figura 4.17b estão mostradas as formas de onda das duas saídas do receptor VLC, na qual a forma de onda em azul corresponde à saída analógica do receptor e a forma de onda em verde é a saída digital, que é gerada pelo regenerador. Para melhor visualização do sinal recebido pelo receptor, a Figura 4.17c mostra em mais detalhes as formas de onda do receptor, na qual é possível visualizar o conteúdo de alta frequência. Sendo assim, pode-se notar que o fluxo de bits enviado (01010011...) está disponível na saída digital do receptor.

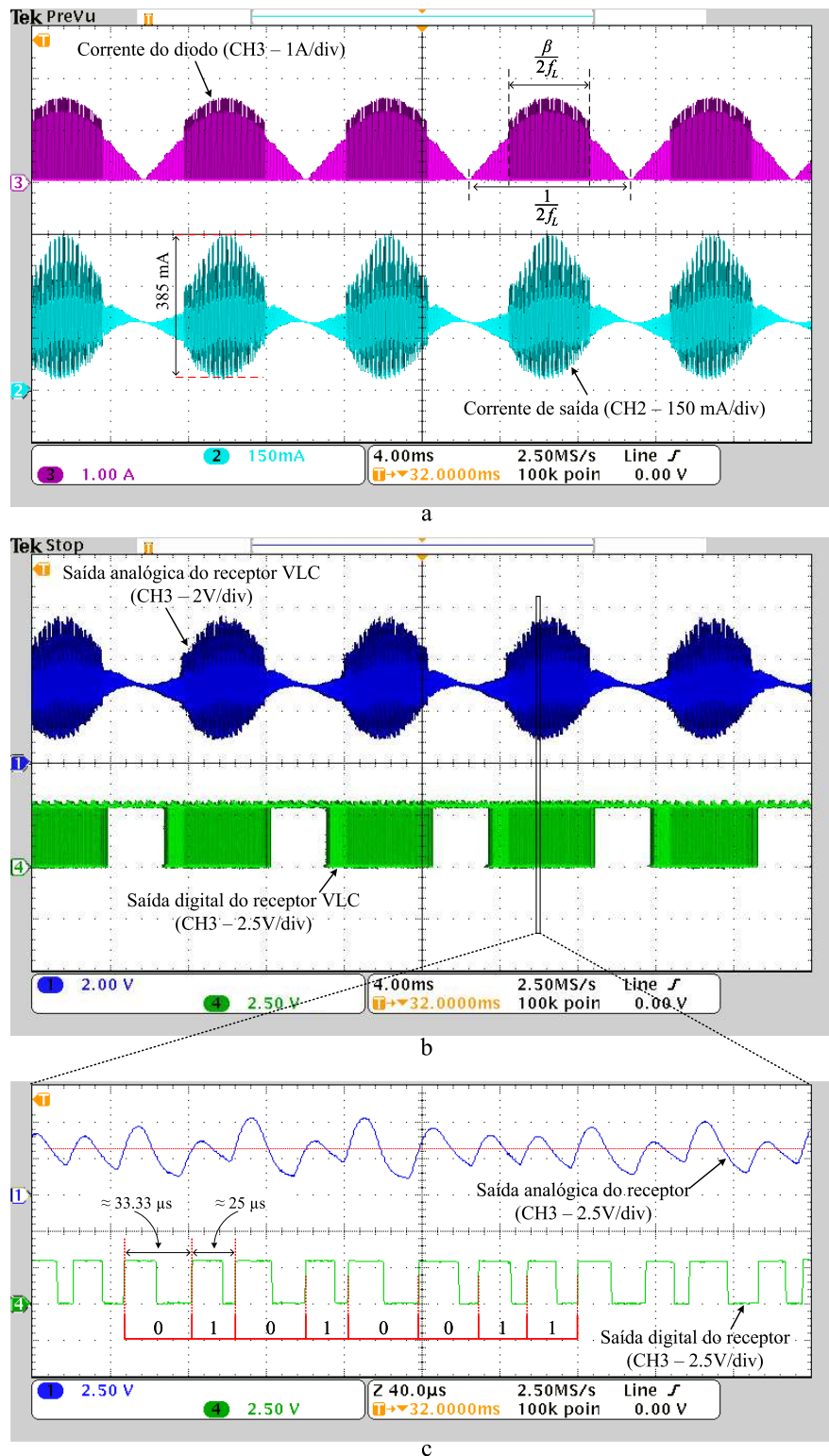


Figura 4.17: Formas de ondas de: (a) Entrada e saída do filtro de terceira ordem proposto, (b) saídas analógica e digital do receptor e (c) vista ampliada das saídas do receptor VLC, mostrando em destaque a palavra binária recebida [01010011].

Um sistema de decodificação, baseado no fluxograma da Figura 4.12, foi implementado no microcontrolador RX. Desta forma é possível avaliar as características e desempenho do sistema VLC proposto. Um vetor, gerado pela repetição da palavra

binária [01010011] 2880 vezes, foi transmitido para várias distâncias e diversos valores de β . A taxa de erro de bit (BER, do inglês *Bit Error Rate*) pode ser obtida dividindo o número de bits errados recebidos pelo número total de bits que foram transmitidos.

Deste modo, a Figura 4.18 ilustra a BER obtida para distâncias entre 0,6 e 2,6 metros, considerando valores discretos de β de 30%, 50% e 70%. Por meio da análise da figura é possível notar que, o sistema apresenta bom desempenho para β de até 50% considerando uma distância máxima de 2 m. Já para β de 70% o sistema apresenta grandes erros para todas as distâncias, ou seja, não é recomendada a operação com estas características.

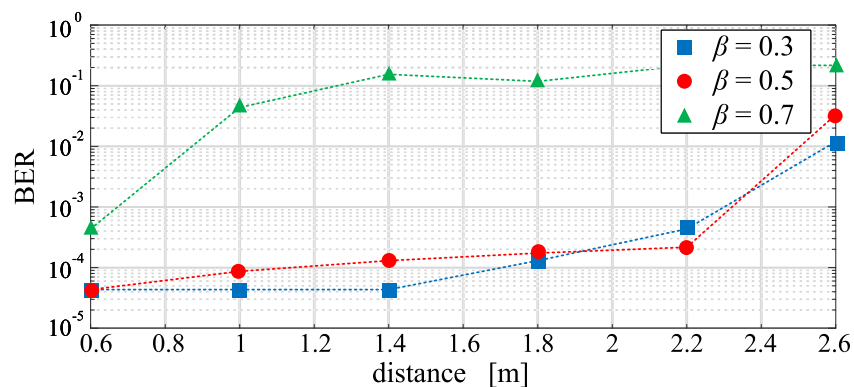


Figura 4.18: BER do sistema VLC proposto para diferentes distâncias e intervalos de transmissão de dados (β).

De acordo com (5.15), a taxa mínima de transmissão de dados (DTR_{min}) é de 9 kb/s, 15 kb/s e 21 kb/s para β de 30%, 50% e 70%, respectivamente. Como visto anteriormente, o transmissor VLC apresenta desempenho satisfatório com β igual a 50% para distância máxima de até 2 metros. Sendo assim, para o protótipo do exemplo de projeto, a taxa alcançada foi de 15 kb/s.

4.6 CONCLUSÕES PARCIAIS

Este capítulo aportou contribuições para aplicações de comunicação de luz visível que requerem uma baixa taxa de transmissão de dados. Desta forma, foi proposto um transmissor VLC com único interruptor, que pode ser conectado diretamente à rede elétrica CA. Para este fim, foi utilizado o conversor *flyback*, que é bem explorado na literatura e apresenta características interessantes para o meio industrial, como por exemplo o isolamento galvânico. Uma análise teórica completa descreveu o funcionamento do circuito com as modificações no filtro de saída (inclusão de dois elementos passivos) e a inclusão do controle antecipatório. Vale a pena mencionar que a modificação da topologia no filtro de saída foi crucial para permitir a transmissão de dados utilizando a modulação baseada em M-FSK, uma vez que com o filtro normalmente

utilizado em *drivers* de LED, as componentes da frequência de comutação seriam grandemente atenuadas, tornando assim impossível a transmissão dos dados pela ondulação de alta frequência remanescente na corrente dos LEDs. Além disso, a implementação da malha antecipatória foi muito importante para o bom funcionamento do sistema, produzindo uma redução de THD de 11,5% quando comparado ao circuito funcionando sem esta malha.

Por conseguinte, o transmissor VLC provou corresponder às expectativas para as aplicações VLC de baixa taxa de dados, alcançando uma taxa de transmissão de dados de 15 kb/s para uma distância máxima de até 2 metros, com uma eficiência global de 93,3%. A taxa de dados obtida atende a necessidade de algumas aplicações de baixas taxas de dados, como por exemplo: transmissão de temperatura, sistemas de localização interna, etc.

No próximo capítulo será apresentada uma solução com dois estágios integrados, que podem ser utilizados como transmissor VLC conectado à rede CA e com único interruptor.

5 TRANSMISSOR VLC DE BAIXA SUSCEPTIBILIDADE A INTERFERÊNCIAS COM ENTRADA UNIVERSAL

Este capítulo apresenta o projeto e a implementação de um transmissor VLC que atende a uma ampla gama de requisitos elétricos e de comunicação. O transmissor pode operar com entrada universal de 90-264 Vrms, em uma faixa de frequências com largura de banda de 40 kHz e usando modulação OOK-M-FSK com índice de modulação M maior que 2. O circuito também pode transmitir dados em todo o período da rede elétrica, utilizando um único interruptor para controlar tanto a potência entregue aos LEDs quanto à transmissão os dados.

Na Seção 5.1 é realizado um estudo teórico e modelagem de um sistema de comunicação VLC, composto por um transmissor, um canal e um receptor. O estudo analisa o desempenho do sistema para três formas de onda distintas: senoidal, triangular e quadrada. A demodulação do sinal será realizada por detecção de cruzamento por zero. Esta análise é realizada com intuito de ajudar a escolher qual topologia será utilizada na nova proposta de transmissor VLC. A Seção 5.2 demonstra o projeto de um transmissor VLC que atende aos requisitos elétricos e de transmissão de dados citados anteriormente, sendo capaz de sintetizar a forma de onda quadrada, que apresentou melhor desempenho de acordo com a Seção 5.1.

5.1 ANÁLISE DE DESEMPENHO DE UM SISTEMA VLC COM MODULAÇÃO BASEADA EM FSK PARA TRÊS TIPOS DE FORMAS DE ONDAS: SENOIDAL, TRIANGULAR E QUADRADA

Nesta seção, é apresentada a modelagem linear de um sistema VLC para permitir a análise de desempenho para o esquema de modulação OOK-M-FSK. As funções de transferência de cada um dos três componentes do sistema são descritas: transmissor, canal óptico e receptor. O desempenho é analisado em termos da taxa de erro de bits (BER) em relação à relação sinal-ruído (SNR), para as três formas de onda mais comuns implementadas por conversores chaveados: senoidal, quadrada e triangular.

5.1.1 Modelagem do sistema VLC

Um sistema de comunicação por luz visível é composto por três partes principais: emissor, canal óptico e receptor. O diagrama da Figura 5.1 ilustra a estrutura geral do sistema. Cada um dos blocos e as terminologias utilizadas serão explicadas nas próximas subseções.

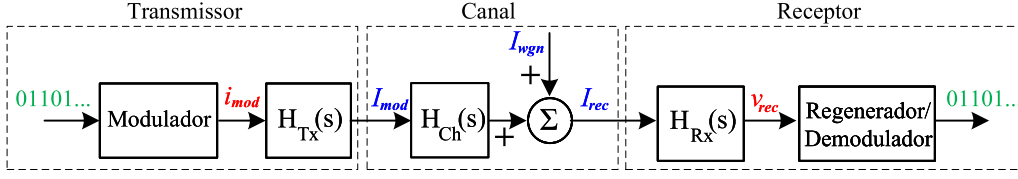


Figura 5.1: Diagrama de blocos do sistema VLC analisado.

5.1.1.1 Modelagem do transmissor VLC

O modulador de dados é responsável por gerar a corrente i_{mod} , que é aplicada aos LEDs. A corrente i_{mod} é modulada de acordo com a palavra binária transmitida e o esquema de modulação utilizado. Neste trabalho, considera-se o esquema de modulação OOK-M-FSK (SALMENTO et al., 2019), que utiliza M frequências de comutação (f_0, \dots, f_M) para representar cada um dos símbolos binários.

A fim de se permitir uma modelagem mais genérica, a corrente de saída do transmissor será representada por meio da série de *Fourier*.

$$i_{mod}(t, f_M) = A_0 + \sum_{k=1}^N [a_k \cos(2\pi k f_M t) + b_k \sin(2\pi k f_M t)], \quad (5.1)$$

em que A_0 é o valor médio e a_k e b_k são os coeficientes da série de Fourier. Em cada período, a frequência f_M é alterada de acordo com o próximo bit a ser transmitido.

O sinal i_{mod} possui uma componente CC (valor médio A_0) e uma componente CA, em que o tipo de forma de onda depende dos coeficientes a_k e b_k . Sendo assim, a tabela 5.1 apresenta os coeficientes necessários para obter formas de onda senoidal, triangular e quadrada, considerando um valor de pico da componente CA de A_p .

Tabela 5.1 – Coeficientes de Fourier

Coeficientes		a_k	b_k
Senoidal	k = 1	$\frac{A_p}{\sqrt{2}}$	$\frac{A_p}{\sqrt{2}}$
	Para k ímpar	0	0
	Para k par	0	0
Quadrada	Para k ímpar	0	$\frac{4A_p}{k\pi}$
	Para k par	0	0
Triangular	Para k ímpar	0	$\frac{8A_p}{(k\pi)^2} (-1)^{\frac{k-1}{2}}$
	Para k par	0	0

A lâmpada LED, representada pela função de transferência H_{Tx} , gera uma intensidade luminosa (I_{mod}) proporcional à corrente i_{mod} . A função de transferência H_{Tx} , descrita por (5.2), tem um ganho em baixas frequências de K_{LED} , que está relacionado

com a capacidade do LED de converter a corrente elétrica em intensidade luminosa. A frequência de corte f_{LED} , que está relacionada com o modelo de alta frequência do LED (visto na Figura 5.2), é normalmente de cerca de 3 a 5 MHz (PATHAK et al., 2015).

$$H_{Tx}(s) = \frac{K_{LED}(2\pi f_{LED})}{s + 2\pi f_{LED}}, \quad (5.2)$$

A Figura 5.2 mostra o modelo de alta frequência de uma luminária LED. O modelo consiste em uma resistência dinâmica r_d e uma capacitância C_f . A capacitância C_f limita a frequência de resposta do LED, apresentando essencialmente o comportamento de uma rede passa-baixas de primeira ordem. O parâmetro $i_{mod}(s)$ representa a corrente de saída do modulador de comunicação. Já $i_o(s)$ representa a parcela de corrente que efetivamente vai ser convertida em intensidade luminosa I_{mod} pelo ganho constante K_{LED} .

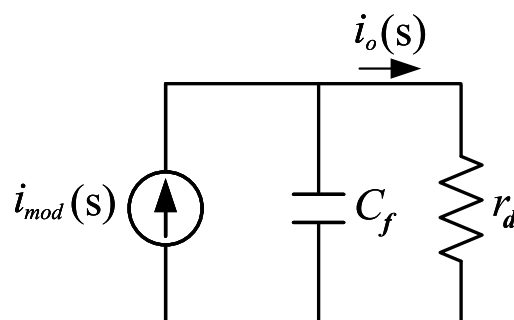


Figura 5.2: Modelo de alta frequência dos LEDs.

Portanto, a frequência de corte do conjunto de LEDs (f_{LED}) pode ser encontrada por:

$$f_{LED} = \frac{1}{2\pi C_f r_d}. \quad (5.3)$$

5.1.1.2 Modelagem do canal óptico VLC

O canal óptico é o meio pelo qual o sinal luminoso (I_{mod}) se propaga do transmissor até o receptor. A função de transferência H_{Ch} descreve a relação entre a intensidade luminosa recebida pelo sistema receptor a intensidade luminosa emitida pelo sistema transmissor. O sinal de ruído genérico (I_{wgn}), proveniente de outras fontes de luz no ambiente ou da luz do dia, é adicionado ao sinal luminoso recebido, degradando a qualidade da transmissão. De acordo com Lee, Park e Barry (2011), a largura de banda do canal de comunicação óptica está na faixa de GHz. Portanto, para a maioria das aplicações, o canal pode ser modelado como uma atenuação constante, independente

da frequência do sinal. Assim, a função de transferência do canal, considerando que o receptor está no campo de visão, pode ser escrita da seguinte forma:

$$H_{Ch}(s) = \frac{K_{CH} \cos(\psi)}{d^2} \quad (5.4)$$

em que a atenuação K_{CH} do canal óptico depende de vários fatores, como o ângulo de irradiância, a área do fotodiodo e os ganhos do filtro óptico (GFELLER; BAPST, 1979). A distância entre o emissor e o receptor é representada por d , e o ângulo de incidência é representado por ψ .

5.1.1.3 Modelagem do receptor VLC

A Figura 5.3 mostra o esquemático do receptor VLC considerado na análise. O receptor é composto por um fotodiodo ligado a um amplificador de transimpedância (TIA), um circuito regenerador constituído por um filtro passa-altas e um comparador, e um demodulador.

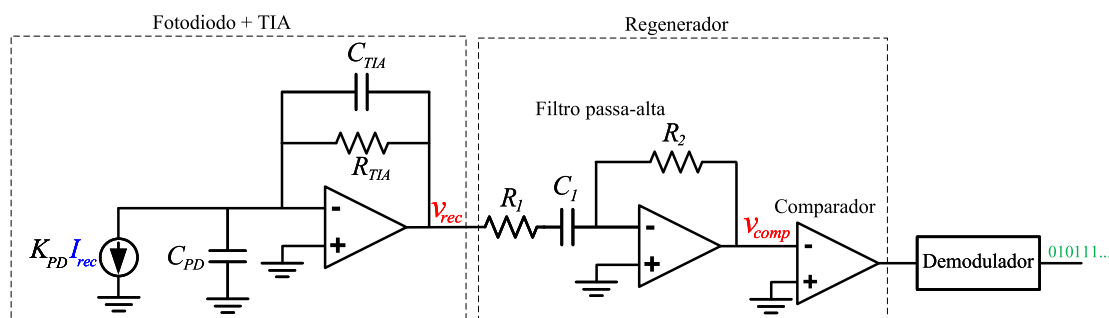


Figura 5.3: Esquemático do receptor VLC considerado.

A primeira parte do sistema receptor é composta por um fotodiodo conectado a um amplificador de transimpedância (TIA) (YANG, 2005), representado por H_{Rx} , que converte o sinal luminoso (I_{rec}) em um sinal de tensão elétrica v_{rec} . O TIA geralmente é implementado com um amplificador operacional que tem um ganho CC muito alto e uma frequência de corte muito grande, que permite desconsiderar a capacitância C_{PD} . Sendo assim, a função de transferência do TIA pode ser representada por:

$$H_{Rx}(s) = \frac{K_{PD} R_{TIA} (2\pi f_{TIA})}{s + 2\pi f_{TIA}}, \quad (5.5)$$

em que K_{PD} é a razão de conversão da intensidade luminosa para corrente elétrica do fotodiodo. Enquanto R_{TIA} e f_{TIA} são o ganho e a frequência de corte do TIA, respectivamente (MARGAN, 2012). A frequência de corte depende dos valores da capacitância (C_{TIA}) e da resistência (R_{TIA}) utilizadas e pode ser calculada por:

$$f_{TIA} = \frac{1}{2\pi R_{TIA} C_{TIA}}. \quad (5.6)$$

A equação do sinal de tensão na saída do TIA, dado por (5.7), pode ser deduzida por meio da Figura 5.1.

$$v_{rec} = (H_{Tx} \cdot H_{Ch} \cdot H_{Rx}) \cdot i_{mod} + H_{Rx} \cdot I_{wgn} \quad (5.7)$$

O sistema VLC usa um regenerador para reconstruir o sinal OOK-M-FSK. O regenerador consiste em um filtro passa-altas (HPF) seguido por um comparador, que gera um sinal de onda quadrada. O HPF, descrito por (5.8), tem ganho G_{HP} e frequência de corte f_{HP} .

$$H_{HP}(s) = \frac{v_{comp}(s)}{v_{rec}(s)} = G_{HP} \frac{s}{s + 2\pi f_{HP}}, \quad (5.8)$$

em que G_{HP} e f_{HP} podem ser obtidos por (5.9) e (5.10), respectivamente.

$$G_{HP} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (5.9)$$

$$f_{HP} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}. \quad (5.10)$$

A Figura 5.3 mostra que o sinal de entrada do comparador, que é um sinal sem valor médio, pode ser escrito como:

$$v_{comp} = H_{HP} v_{rec} \quad (5.11)$$

O demodulador, por sua vez, consiste em uma lógica que conta o tempo entre as bordas de subida da onda quadrada do comparador. Em seguida, ele reconstrói a palavra binária de acordo com a sequência de frequências recebidas.

5.1.2 Estudo de caso e análise de resultados de simulação

Um estudo de caso de um sistema VLC é apresentado, cujo desempenho é simulado e avaliado no *software* MATLAB. A modulação OOK-2-FSK é considerada para três tipos de formas de onda: Senoidal, quadrada e triangular.

O valor médio de i_{mod} será de $A_0 = 0,5$ para os três tipos de onda, de forma que o nível de iluminação seja o mesmo. Além disso, para se manter a mesma potência da componente alternada de i_{mod} , o valor eficaz da parcela CA deve ser igual para os três tipos de ondas. O valor eficaz considerado é de $A_{rms} = \frac{1}{2\sqrt{3}}$, que permite que a relação sinal-ruído (SNR) seja avaliada e comparada para os três casos. Portanto o valor de pico de cada tipo de onda deve ser calculado de forma a manter o valor eficaz.

Portanto, o valor de pico da componente senoidal que garante o valor eficaz escolhido pode ser calculado por:

$$A_{ps} = \sqrt{2}A_{rms}. \quad (5.12)$$

Para a onda quadrada, o valor de pico deve ser de:

$$A_{pq} = A_{rms}. \quad (5.13)$$

Por outro lado, para a forma de onda triangular, o valor de pico é:

$$A_{pt} = \sqrt{3}A_{rms}. \quad (5.14)$$

Os valores de pico obtidos por (5.12), (5.13) e (5.14) são de 0,41 para a onda senoidal, 0,29 para a onda quadrada e de 0,5 para a onda triangular. Então, os coeficientes da série de *Fourier* para cada um dos tipos de onda podem ser calculados usando as equações descritas na Tabela 5.1, usando o valor de pico correspondente a cada tipo de onda.

O sinal de ruído, I_{wgn} , inserido no sistema é um ruído gaussiano branco com potência de 35 W. O ruído branco consiste de um sinal aleatório com densidade espectral de potência constante. Este tipo de ruído é muito utilizado em áreas de ciência e tecnologia, pois geralmente representam bem situações do mundo real.

Os parâmetros do transmissor (LED), do canal óptico e do receptor empregados para simular o sistema VLC com modulação OOK-2-FSK são mostrados na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Parâmetros do sistema VLC simulado.

Parâmetro	Valor
Parâmetros da luminária LED	
K_{LED}	5000 cd/A
f_{LED}	3 MHz
Características do canal óptico	
K_{CH}	1
ψ	0°
Parâmetros do receptor VLC	
K_{PD}	10 nA/cd
R_{TIA}	200 kV/A
f_{TIA}	500 kHz
G_{HP}	1 V/V
f_{HP}	5 kHz

A Figura 5.4 mostra os resultados de BER em termos da SNR para os três tipos de formas de onda gerados no transmissor com o mesmo valor eficaz. A SNR é a mesma para todos os casos e diminui à medida que a distância entre transmissor

e receptor aumenta (Fig. 5.4a). Os resultados foram obtidos considerando que as frequências de 50 kHz e 51 kHz representam os bits 0 e 1, respectivamente no esquema de modulação OOK-2-FSK. Como o objetivo da análise é apenas comparar 3 tipos de ondas, a distância entre as duas frequências utilizadas não é importante, uma vez que irá impactar de forma igual para as três formas de ondas analisadas. Na Figura 5.4b, é possível observar que, usando uma forma de onda quadrada, a distância é de aproximadamente 13 m para desempenho satisfatório em termos de BER. Para as formas de onda senoidal e triangular, o intervalo é cerca de três vezes menor (4 m). Isto ocorre devido aos resultados mostrados na Figura 5.5, que mostra como os ruídos afetam cada uma das formas de onda, prejudicando a detecção correta da frequência pela detecção de cruzamento por zero. Portanto, a forma de onda quadrada apresenta melhor desempenho, pois é menos susceptível a ruídos. Isso ocorre porque ela consegue atingir bons resultados de BER mesmo com o aumento da SNR, enquanto as ondas senoidal e triangular apresentam resultados piores, ou seja alcançam menores distância entre transmissor e receptor.

A Figura 5.5 mostra as formas de onda da saída do filtro passa-altas (v_{comp}) para cada uma das três formas de onda avaliadas, considerando quatro distâncias diferentes entre transmissor e receptor (d). É possível observar que o sinal de onda quadrada é menos afetado pelo ruído na região de detecção de cruzamento por zero, conforme mostrado nas vistas ampliadas mostradas na figura. Para uma distância de 10 m, o sinal de onda quadrada é apenas ligeiramente afetado pelo ruído no cruzamento zero. Para ondas triangulares e senoidais, o ruído já pode ser percebido com mais facilidade. Esse fato que ocasiona os resultados em termos de BER mostrados na Figura 5.4.

É importante ressaltar que esta análise compara as três formas de onda, mas as distâncias alcançadas dependem de outros fatores, como a modelagem precisa do ganho do canal, dos ganhos do circuito receptor e dos ruídos presentes no processo de transmissão.

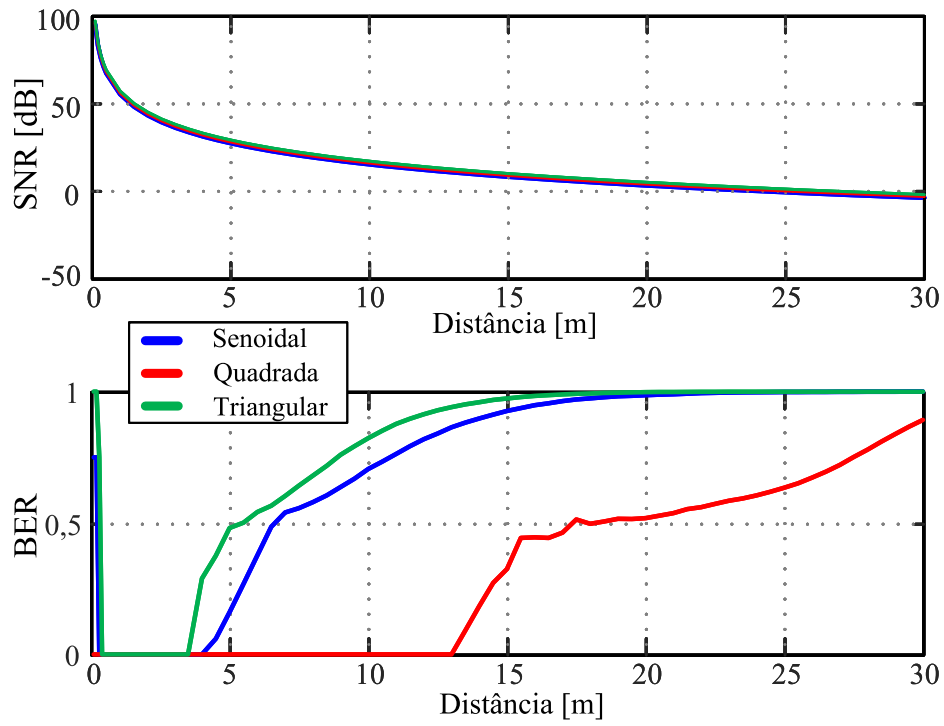


Figura 5.4: Desempenho do sistema VLC: (a) análise de SNR e (b) análise de BER.

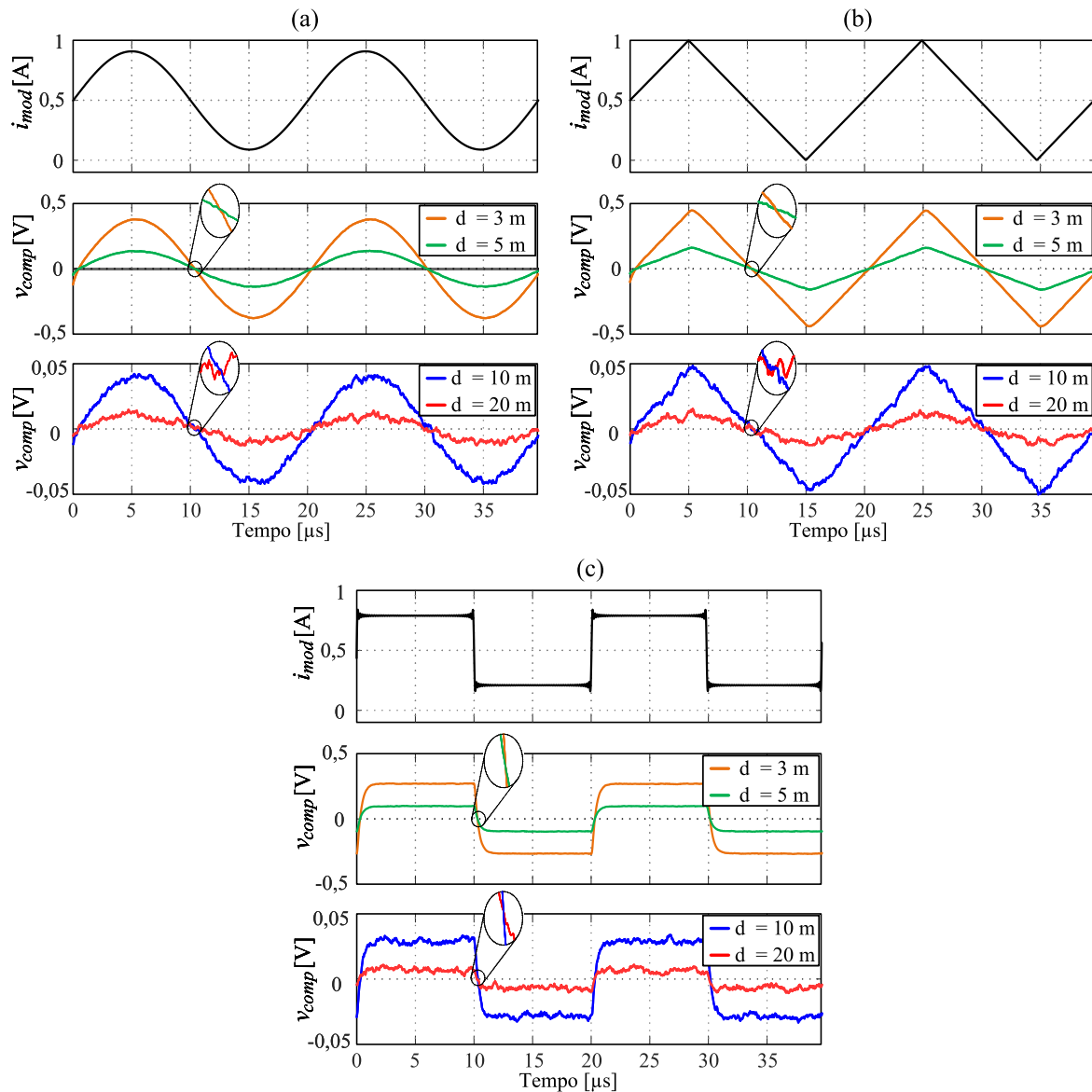


Figura 5.5: Formas de onda de entrada e saída para 4 distâncias diferentes, entre o transmissor e o receptor: (a) Tipo 1: Forma de onda senoidal; (b) Tipo 3: Forma de onda triangular e (c) Tipo 2: Forma de onda quadrada.

5.2 TRANSMISSOR VLC BASEADO NA TOPOLOGIA BUCK-BOOST FLYBACK INTEGRADO PARA APLICAÇÕES DE BAIXA TAXA DE DADOS

Os resultados da seção anterior mostraram que, para o esquema de modulação avaliado, a forma de onda quadrada é menos suscetível a ruídos, resultando em uma BER menor do que as formas de onda senoidal e triangular. Isso permite uma distância de transmissão aproximadamente duas vezes maior para a forma de onda quadrada em comparação com as formas de onda senoidal e triangular, para a mesma relação sinal-ruído (SNR).

Sendo assim, esta seção apresenta a modelagem matemática, método de projeto e resultados experimentais de um *driver* de LED com funcionalidade de transmissão de

dados digitais, que é conectado diretamente a rede elétrica CA. O circuito foi projetado para possuir entrada universal (90-264V/50-60Hz). O circuito é composto por dois estágios integrados que realizam as funções de PFC e PC. Além disso, a função de modulador de comunicação (MC) é realizada pelo único interruptor já presente na topologia. A topologia empregada permite que a componente de alta frequência, que contém a informação modulada, apresente forma de onda quadrada mesmo sem a inserção de um novo interruptor no circuito.

5.2.1 Modelagem matemática do transmissor VLC

A modelagem matemática dos dois estágios do *driver* de LED é apresentada.

O estágio de controle de potência (PC) é um conversor *flyback* CC-CC projetado para operar no modo de condução contínua (CCM) sem capacitor de saída. Essa configuração é ideal para transmissão de dados com modulação OOK-M-FSK, pois permite que a componente de alta frequência esteja presente e com boa amplitude na corrente de saída. Além disso, esta topologia proporciona isolamento galvânico. O estágio de correção do fator de potência (PFC) utiliza a topologia *buck-boost*, que opera no modo de condução descontínua (DCM). Essa configuração permite que o sistema atinja um alto fator de potência sem a necessidade de uma malha de controle de corrente de entrada. A topologia *buck-boost* foi escolhida em detrimento das topologias *buck* e *boost* por ser mais versátil, podendo operar em uma ampla faixa de tensões de entrada pela sua característica de elevador ou abaixador. No caso do PFC *buck*, a tensão de barramento seria muito baixa para tensões de entrada próximas ao limite inferior da faixa de entrada universal. Além disso, não seria possível alcançar elevado FP e reduzida THD em toda a faixa de entrada universal. Já no caso do PFC *boost*, a tensão de barramento seria muito elevada para tensões de entrada próximas ao limite superior da faixa de entrada universal, o que acarretaria em elevado esforço de tensão no interruptor e em outros componentes.

Na modulação OOK-M-FSK, o interruptor do conversor é comutado com M frequências diferentes, f_1, \dots, f_M , para representar valores de dados. Uma frequência ociosa, f_0 , pode ser usada para indicar ausência de dados. Por exemplo, para $M = 4$, há quatro frequências de chaveamento, f_1, f_2, f_3 e f_4 , que representam os símbolos 00, 01, 10 e 11, respectivamente. Para transmitir o símbolo 00, a frequência de comutação é definida como f_1 . Para transmitir o símbolo 01, a frequência de chaveamento é definida como f_2 , e assim por diante. Assim, para $M > 2$, é possível transmitir mais de um bit por período de comutação. A taxa mínima de transmissão de dados em bps é dada por (5.15), que considera a frequência mínima de transmissão de dados.

$$DTR_{min} = \min(f_1, f_2, \dots, f_M) \log_2(M). \quad (5.15)$$

A Figura 5.6 apresenta a arquitetura do transmissor VLC proposto. O *driver* é composto por um único interruptor semiconductor, responsável pela transmissão de dados e pelo controle da corrente média dos LEDs. O sistema de controle é composto por um compensador de realimentação negativa (*feedback*) e um compensador antecipatório (*feedforward*).

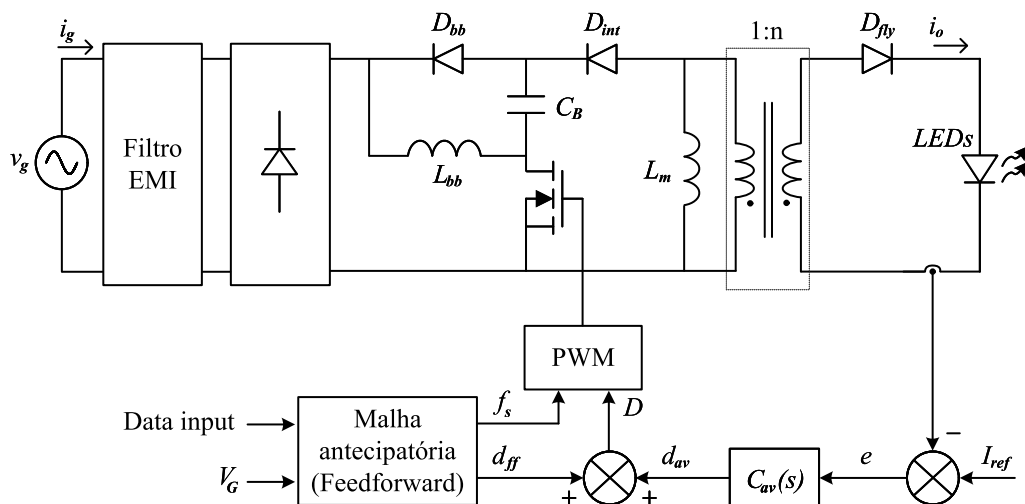


Figura 5.6: Transmissor VLC baseado no conversor *buck-boost flyback* integrado.

5.2.1.1 Modelagem matemática do estágio PC flyback em CCM

O estágio PC é implementado usando a topologia *flyback*, que é um circuito isolado com um grau adicional de liberdade devido à relação de espiras do transformador (n). O *flyback* é projetado para operar no modo CCM, sem a necessidade de um capacitor de saída. Isso permite que a forma de onda da corrente de saída seja quadrada, sem a necessidade de adicionar um novo interruptor em série ou em paralelo com os LEDs.

A Figura 5.7 apresenta as formas de onda da tensão de saída (v_o) para o conversor *flyback* em CCM, com capacitor de saída (Figura 5.7a) e sem capacitor de saída (Figura 5.7b). O período de comutação é dado por T e a razão cíclica por D . Como pode ser visto nas figuras, a ondulação da tensão de saída (ΔV_o) na Figura 5.7a depende do valor da capacitância empregada na saída. Já no circuito sem capacitor de saída (Figura 5.7b), o valor de ΔV_{op} depende do valor da indutância magnetizante do transformador.

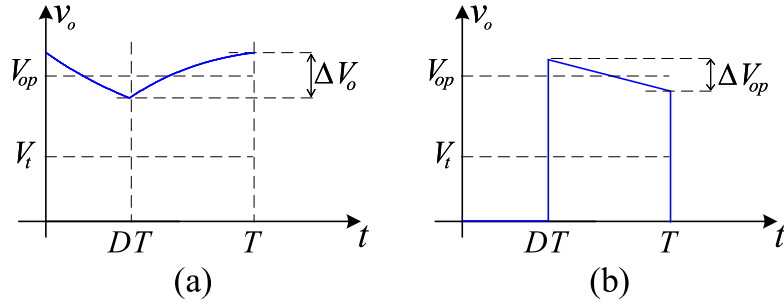


Figura 5.7: Forma de onda da tensão de saída do estágio PC *flyback*: (a) com capacitor de saída; (b) sem capacitor de saída.

O valor médio da tensão de saída para a topologia clássica (com capacitor de saída) do conversor CC-CC *flyback* em CCM, descrito por (5.16), será importante para a modelagem do conversor operando em CCM sem capacitor na saída.

$$V_{op} = \frac{V_B D n}{1 - D}, \quad (5.16)$$

em que V_B é a tensão média do barramento (tensão de entrada do estágio PC), D é a razão cíclica e n é a relação de espiras do transformador.

Com base no modelo linear por partes do LED, para $v_o(t) > V_t$, a corrente nos LEDs é dada por:

$$i_o(t) = \frac{v_o(t) - V_t}{r_d}. \quad (5.17)$$

Se a ondulação ΔV_{op} for desconsiderada e a Figura 5.7b for examinada, a corrente de saída será zero para o intervalo de tempo $0 < t < DT$. Para o intervalo de tempo $DT < t < T$, a corrente pode ser calculada por (5.17), assumindo que $v_o(t)$ é constante e igual a V_{op} . Assim, a corrente nos LEDs para o PC *flyback* em CCM sem capacitor de saída pode ser escrita da seguinte forma:

$$i_o(t) = \begin{cases} 0, & \text{if } 0 < t < DT \\ \frac{V_B D n - V_t(1 - D)}{r_d(1 - D)}, & \text{if } DT < t < T \end{cases}, \quad (5.18)$$

que descreve a equação de uma forma de onda quadrada com frequência f , equivalente à frequência de comutação do conversor.

Portanto, o valor médio da corrente de saída em um período de comutação T é calculado por:

$$I_o = \frac{1}{T} \int_0^T i_o(t) dt = \frac{V_B D n - V_t(1 - D)}{r_d}. \quad (5.19)$$

A indutância de magnetização mínima para CCM no estágio PC pode ser determinada a partir da corrente média (I_L) e da ondulação de pico a pico (ΔI_L) da

corrente na indutância L_m . Para CCM, I_L deve ser maior que $\Delta I_L/2$. Portanto, o menor valor possível de indutância é dado por:

$$L_{min} = \frac{(DV_B)^2 \eta_{PC}}{2P_o f}, \quad (5.20)$$

em que η_{PC} é a eficiência estimada do estágio PC e P_o é a potência de saída.

A tensão do barramento $v_B(t)$, conforme descrito por (5.21), é composta por um valor médio V_B e uma ondulação de baixa frequência com amplitude $\Delta V_B/2$ e frequência igual a duas vezes a frequência da rede elétrica.

$$v_B(t) = V_B + \frac{\Delta V_B}{2} \sin(4\pi f_L t), \quad (5.21)$$

em que f_L é a frequência da rede elétrica.

Portanto, os valores máximo e mínimo da corrente de saída média podem ser calculados substituindo $V_B + \Delta V_B/2$ e $V_B - \Delta V_B/2$ em V_B na equação (5.19), respectivamente. Isso permite relacionar a ondulação de baixa frequência da corrente de saída (ΔI_{oBF}) com a ondulação da tensão do barramento (ΔV_B) por:

$$\Delta I_{oBF} = I_{omax} - I_{omin} = \frac{\Delta V_B D n}{r_d}. \quad (5.22)$$

5.2.1.2 Modelagem matemática do estágio PFC buck-boost em DCM

O estágio PFC opera no modo de condução descontínua (DCM), que naturalmente atinge um fator de potência unitário após a filtragem adequada de EMI. De acordo com (ALONSO et al., 2012), a razão cíclica crítica, D_{crit} , pode ser calculado por (5.23) em termos do valor rms da tensão de entrada, V_G , e do valor médio da tensão do barramento, V_B . O valor do ciclo de trabalho escolhido deve ser menor que D_{crit} .

$$D_{crit} = \frac{V_B}{V_B + \sqrt{2}V_G}. \quad (5.23)$$

A potência de saída do conversor integrado, P_o , é dada pela equação (5.24), que resulta do balanço de potência entre a entrada e a saída do conversor.

$$P_o = \eta_{PFC} \eta_{PC} \frac{V_G^2 D^2}{2L_{bb} f}, \quad (5.24)$$

em que η_{PFC} é a eficiência estimada do estágio PFC e L_{bb} é a indutância do *buck-boost*.

A ondulação de tensão de pico a pico na capacitância do barramento, ΔV_B , pode ser obtida a partir da carga injetada no capacitor C_B , conforme descrito em (MARCHESAN et al., 2007). A equação para o cálculo é a seguinte:

$$\Delta V_B = \frac{P_o}{2\pi f_L V_B C_B \eta_{PFC} \eta_{PC}} \quad (5.25)$$

A Figura 5.8 apresenta um esboço das formas de onda típicas do transmissor VLC baseado no conversor *buck-boost flyback* integrado sem capacitância de saída. É importante ressaltar que esse esboço fornece apenas uma representação qualitativa das formas de onda teóricas previstas do conversor. A operação DCM do estágio PFC garante um fator de potência (FP) quase unitário, conforme mostrado na Figura 5.8a. A ondulação de alta frequência presente na corrente de entrada $i_g(t)$ pode ser atenuada com o ajuste do filtro EMI. A Fig. 5.8b mostra a tensão do barramento $v_B(t)$, que é composta por um valor médio V_B e uma ondulação de baixa frequência ΔV_B , conforme descrito pela equação (5.21). A frequência da ondulação é igual a duas vezes a frequência da tensão da rede elétrica $v_g(t)$.

A Figura 5.8c mostra a corrente de saída $i_o(t)$ em verde, composta por um valor médio I_o e uma ondulação de baixa frequência ΔI_{oBF} . A ondulação de baixa frequência é resultado da transferência de ondulação do barramento, conforme explicado explicitado na equação (5.22). A amplitude da onda quadrada é modulada pela ondulação de baixa frequência, o que pode afetar a BER. No vale da tensão de barramento, a BER é pior do que no pico. Portanto, o desempenho em termos de BER acaba sendo determinado pelo valor mínimo da amplitude da onda quadrada. Vale ressaltar que a ondulação da tensão de barramento pode ser reduzida aumentando a capacitância de barramento.

A Figura 5.8d apresenta um detalhe da corrente de saída, mostrando a forma de onda da alta frequência quando os dados são transmitidos no padrão OOK-4-FSK. Nesse padrão, cada par de bits é representado por uma frequência de comutação. É importante observar que esse sinal é praticamente uma onda quadrada, e cada frequência pode ser detectada pela contagem dos intervalos entre as bordas de descida, que estão sincronizadas com o pulso de disparo PWM. A malha de controle antecipatória (*feed-forward*) é responsável pela transmissão de dados e altera a frequência de comutação de acordo com os dados a serem transmitidos. Além disso, o compensador também ajusta a razão cíclica para manter a potência média de projeto, mesmo que a frequência de comutação seja alterada.

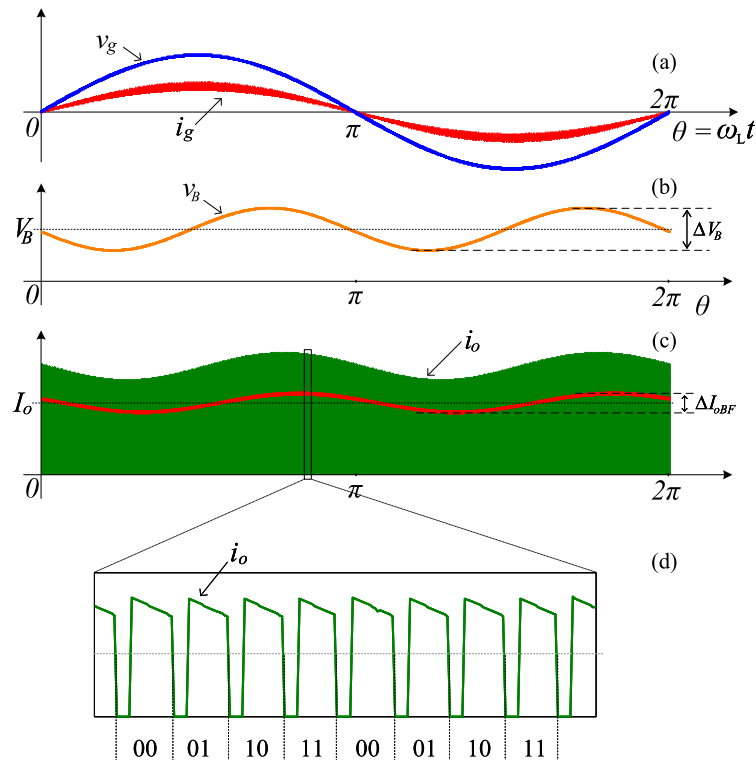


Figura 5.8: Formas de ondas típicas do transmissor VLC baseado no conversor *buck-boost flyback* integrado sem capacitância na saída: (a) Tensão e corrente de entrada; (b) Tensão de barramento; (c) Corrente de saída; (d) Detalhe da corrente de saída.

5.2.2 Método de projeto do transmissor VLC

Um método de projeto para o *driver* de LED *buck-boost flyback* integrado para aplicações VLC pode ser estabelecida com base na modelagem matemática realizada. O método consiste em calcular os elementos do estágio PFC e do estágio PC para garantir que o *driver* opere em uma faixa de tensão de entrada definida e permita também uma faixa de frequência de comutação para transmissão de dados.

O fluxograma da Figura 5.9 apresenta o procedimento sequencial para projeto do transmissor VLC. Cada uma das sete etapas é explicada nas próximas subseções.

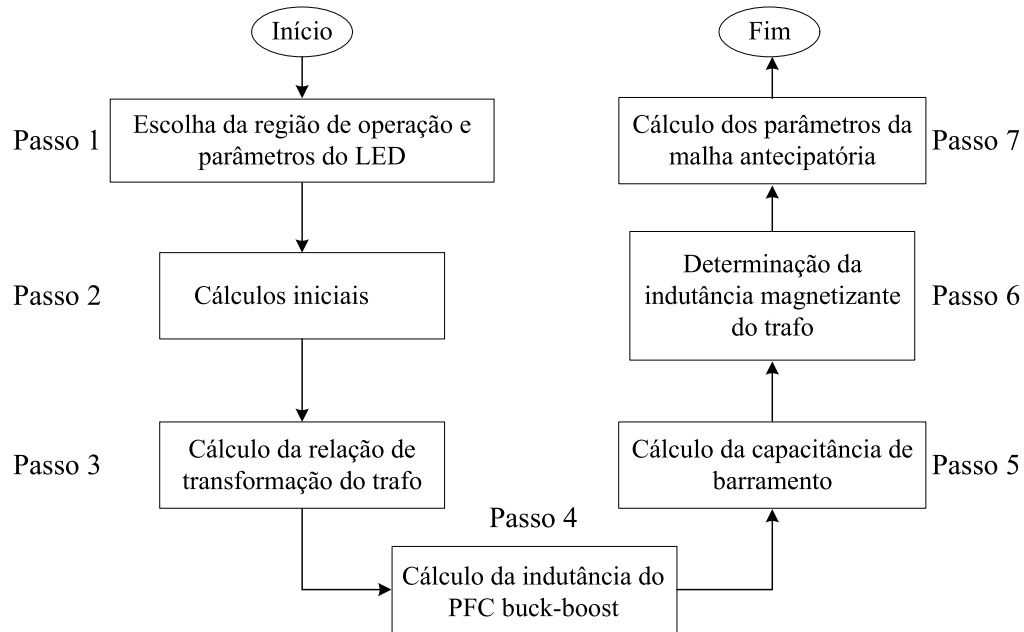


Figura 5.9: Fluxograma das etapas de projeto do Driver de LED para aplicações VLC.

5.2.2.1 Passo 1: Escolha da região de operação e dos parâmetros da luminária LED

A primeira etapa do projeto do transmissor VLC é definir a região de operação desejada. Essa região deve incluir os valores máximo e mínimo da tensão de entrada eficaz e da frequência de comutação. O transmissor VLC será projetado para operar em qualquer ponto dentro dessa região, conforme mostrado na Figura 5.10.

Para garantir que o *driver* de LED opere em toda a região de operação, o projeto é baseado no cenário de pior caso, que normalmente ocorre quando a tensão de entrada está no seu valor mínimo e a frequência de comutação está no seu valor máximo (ponto de operação A na Figura 5.10, em que $V_{GA} = V_{Gmin}$ e $f_A = f_{max}$).

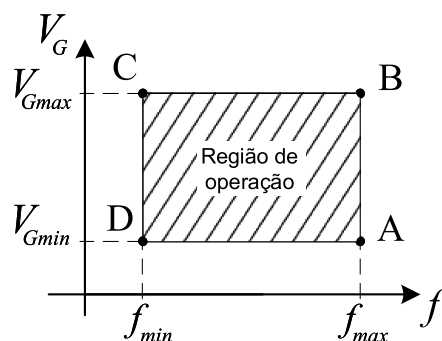


Figura 5.10: Região de operação do *Driver* de LED com funcionalidade VLC.

Os parâmetros adicionais que devem ser escolhidos incluem as especificações da luminária LED (V_t e r_d), potência de saída (P_o), porcentagem da ondulação de corrente ($\Delta I_o\%$), razão cíclica máxima (D_A) no ponto de operação A e as eficiências dos estágios PFC e PC (η_{PFC} e η_{PC}).

5.2.2.2 Passo 2: Cálculos iniciais

A segunda etapa consiste em cálculos iniciais com os parâmetros escolhidos na etapa 1. A corrente média nos LEDs que atende à potência média do projeto é calculada por:

$$I_o = \frac{-V_t + \sqrt{V_t^2 + 4r_d P_o}}{2r_d} \quad (5.26)$$

Para atender à restrição de projeto, a razão cíclica crítica (D_{crit}) deve ser maior que a razão cíclica máxima (D_A). A tensão do barramento pode então ser calculada a partir da equação (5.23) no ponto de operação A, resultando em:

$$V_{BA} = \frac{\sqrt{2}V_{GA}D_{crit}}{1 - D_{crit}}. \quad (5.27)$$

5.2.2.3 Passo 3: Cálculo da relação de transformação do transformador do conversor flyback (n)

Nesta etapa, o valor de n é calculado para manter a corrente média de saída no valor desejado I_o , com base nos valores de D_A e V_{BA} determinados nas etapas anteriores. A relação de espiras do transformador é então calculada substituindo-se esses valores na equação (5.19) e resolvendo-se n . A solução resulta em:

$$n = \frac{(1 - D_A)V_t + r_d I_o}{D_A V_{BA}}. \quad (5.28)$$

5.2.2.4 Passo 4: Cálculo da indutância do PFC buck-boost (L_{bb})

A indutância do estágio PFC é calculada resolvendo a equação (5.24) para L_{bb} , de modo a obter a potência desejada P_o no ponto de operação A. Sendo então calculada por:

$$L_{bb} = \eta_{PFC} \eta_{PC} \frac{(V_{GA} D_A)^2}{2P_o f_A}, \quad (5.29)$$

5.2.2.5 Passo 5: Cálculo da capacitância de barramento (C_B)

Para que a ondulação máxima percentual de corrente $\Delta I_{o\%}$ definida no passo 1 seja respeitada em toda a região de operação, a capacitância do barramento C_B é projetada para filtrar a ondulação de baixa frequência na tensão do barramento. A ondulação de tensão no barramento é calculada adaptando a equação (5.22), que resulta em:

$$\Delta V_{BA} = \frac{nr_d \Delta I_{o\%} I_o}{D_A n}. \quad (5.30)$$

O valor de C_B que atende à ondulação máxima de tensão de barramento no ponto de operação A é calculado por (5.31), que é uma adaptação de (5.25).

$$C_B = \frac{P_o}{2\pi f_L V_{BA} \Delta V_{BA} \eta_{PFC} \eta_{PC}} \quad (5.31)$$

5.2.2.6 Passo 6: Determinação da indutância magnetizante do estágio PC (L_m)

Para garantir o modo de condução contínua (CCM) no estágio PFC em toda a faixa de operação, a indutância mínima deve ser calculada para o ponto de operação com a menor frequência de comutação f_{min} e maior tensão de entrada eficaz V_{Gmax} . Este ponto de operação é o ponto C na Figura 5.10, com V_{GC} e f_C . Para calcular a indutância mínima, primeiro é calculado V_{BC} e D_C por meio das equações (5.19) e (5.24), respectivamente. Em seguida, a indutância mínima pode ser calculada substituindo estes valores na equação (5.20), como segue:

$$L_{min} = \frac{(D_C V_{BC})^2 \eta_{PC}}{2P_o f_C}, \quad (5.32)$$

A indutância L_m utilizada deve ser maior do que a indutância calculada na Equação (5.32). Quanto maior o valor de L_m , mais a forma de onda da corrente de saída se assemelha a uma onda quadrada. A relação da ondulação de corrente, Δi_L , com o valor da indutância L_m é descrita por (5.33). Esta ondulação também aparecerá no pico da onda quadrada da corrente de saída para o conversor CC-CC *flyback* operando em CCM sem capacitância de saída. O valor da ondulação de alta frequência da corrente dependerá do ponto de operação.

$$\Delta i_L = \frac{V_B D}{f L_m}, \quad (5.33)$$

em que V_B é a tensão de barramento, D é a razão cíclica e f é a frequência de comutação.

5.2.2.7 Passo 7: Determinação dos parâmetros da malha antecipatória

Nas etapas anteriores, todos os elementos do *driver* de LED foram projetados. Isso permite obter uma equação que relaciona a razão cíclica D_k à um ponto da região de operação (V_G , f_k). Assim, a equação da malha antecipatória é obtida resolvendo a equação (5.24) para D, resultando em:

$$D_k(V_G, f_k) = \sqrt{\frac{2P_o L_{bb} f_k}{\eta_{PFC} \eta_{PC} V_G^2}}. \quad (5.34)$$

5.2.3 Exemplo de projeto do transmissor VLC

Um exemplo de projeto de um *driver* de LED baseado no *buck-boost flyback* integrado para aplicações VLC é apresentado. O projeto é dividido em duas etapas:

primeiro, os elementos passivos são calculados com base nas restrições de projeto. Em seguida, a malha de controle é projetada, incluindo o controle de corrente média e a malha de controle antecipatório para possibilitar a transmissão de dados por meio da modulação OOK-M-FSK.

5.2.3.1 Projeto dos Elementos passivos

A Tabela 5.3 resume os parâmetros de projeto do driver de LED de 35 W, projetado para operar com entrada universal (90-264 V) e frequências de comutação de 60 a 100 kHz. A tensão de entrada nominal é de 127 V. A escolha do nível de ondulação de corrente foi baseada nas diretrizes discutidas em Lehman e Wilkins (2014), que mostraram que um nível de ondulação de 19% tem um baixo risco de causar prejuízo à saúde humana para uma frequência de modulação de 120 Hz. Como supracitado, esta ondulação resultará na modulação da amplitude da onda quadrada em baixa frequência.

Tabela 5.3 – Parâmetros de projeto.

Símbolo	Descrição	Valor
$V_G/\sqrt{2}$	Tensão da rede elétrica	90 a 264 V
f_L	Frequência da rede elétrica	50 ou 60 Hz
f	Frequência de comutação	60 a 100 kHz
V_t	Tensão de limiar da luminária LED	61.8 V
r_d	Resistência dinâmica da luminária LED	34.15 Ω
P_o	Potência de saída	35 W
$\Delta I_{o\%}$	Máxima ondulação de baixa frequência	19 %
η_{PFC}	Eficiência estimada do estágio PFC	92 %
η_{PC}	Eficiência estimada do estágio PC	92 %
D_A	Razão cíclica máxima	0.4

A corrente média nos LEDs, que corresponde a 35 W de potência, pode ser calculada usando (5.26), resultando em $I_o = 450$ mA. A ondulação máxima de baixa frequência deve ser de 86 mA, de modo a garantir que o nível de ondulação de corrente seja de 19%. A tensão do barramento para o ponto de operação A é de 101,8 V, calculada usando (5.27).

A relação de espiras do transformador, n , é de 1,29, obtida por (5.28). A indutância do estágio PFC, L_{bb} , é de 156,7 μ H, valor calculado por (5.29). Já a capacitância do barramento, C_B é determinada por (5.31), resultando em 227 μ F, o que garante que a porcentagem de ondulação da corrente do LED permaneça dentro do limite especificado de 19% em toda a faixa de tensão de entrada.

Para o estágio PC, a indutância mínima que garante o modo de condução contínua (CCM) é 659 μ H, como calculado por (5.32). Neste trabalho, a indutância de

magnetização, L_m , foi escolhida como sendo de 5,25 mH, que é cerca de 8 vezes maior que a indutância mínima. Neste caso a ondulação de alta frequência da corrente de saída, que pode ser calculada por (5.33), estará sempre entre 73 mA (Ponto de operação A) e 174 mA (Ponto de operação C) para qualquer ponto na região de operação.

Tendo sido projetado todos os elementos passivos, o transmissor está pronto para funcionar com qualquer frequência de comutação dentro da faixa estabelecida. O valor da razão cíclica deve então ser calculado para cada ponto de operação desejado.

5.2.3.2 Projeto da malha de controle e transmissão de dados

Após a definição dos elementos passivos, o circuito de controle e transmissão pode ser projetado. O circuito consiste do controle da corrente média de saída e do modulador de transmissão de dados.

A função de transferência de C_{av} é mostrada em (5.35). Como pode ser observado, esse compensador é um integrador, o que garante que o sistema tenha um erro de estado estacionário nulo (OGATA, 2010). Para garantir uma boa atenuação da primeira harmônica de baixa frequência (120 Hz), a frequência de corte do compensador C_{av} foi escolhida como 2 Hz, que é quase duas décadas abaixo de $2f_L$, resultando em $K_i = 12,6$.

$$C_{av}(s) = \frac{K_i}{s} \quad (5.35)$$

Serão apresentados resultados para o esquema de modulação OOK-M-FSK com M igual a 4 e 16. Para $M = 16$, são utilizados 16 frequências que representam cada uma um símbolo binário. Desta forma, cada um dos símbolos é composto por 4 bits, ou seja, a cada período de comutação são transmitidos 4 bits. Já para o esquema com $M = 4$, apenas 2 bits são transmitidos a cada período de comutação.

As frequências utilizadas em ambos os esquemas devem estar compreendidas dentro do intervalo de 60 a 100 kHz, que corresponde ao intervalo para o qual o conversor foi projetado. A distância entre uma frequência e a seguinte será denominada Δ_f , que também pode ser entendido como a largura de banda de cada símbolo. Para a modulação com $M = 4$, Δ_f será de 4 kHz, enquanto que para a modulação com $M = 16$, Δ_f será de 2 kHz. A frequência que representa o símbolo 1, ou seja a menor frequência utilizada na transmissão de dados será denominada de f_1 . A taxa mínima de transmissão de dados pode ser calculada por (5.15), usando a frequência f_1 e o índice de modulação M. Sendo assim, a Tabela 5.4 apresenta as características básicas dos dois esquemas de modulação utilizados.

Tabela 5.4 – Características dos esquemas de modulação implementados.

Esquema	M	Bits por símbolo	f_1	Δ_f	DTR_{min}
OOK-4-FSK	4	2	80 kHz	4 kHz	160 kb/s
OOK-16-FSK	16	4	62 kHz	2 kHz	248 kb/s

As demais frequências utilizadas na transmissão de dados, podem ser obtidas por:

$$f_k = f_1 + k\Delta_f \quad \text{para } 2 < k < M \quad (5.36)$$

Além disso, quando não há transmissão de dados, é usada uma frequência de comutação denominada de frequência ociosa, representada por f_0 . Vale destacar que esta frequência não representa nenhum símbolo. Na Tabela 5.5 são apresentadas todas as frequências utilizadas em cada um dos esquemas de modulação propostos. A frequência ociosa foi escolhida no centro da banda de transmissão de dados para evitar transitórios de baixa frequência na troca do estado ocioso (em que não há transmissão de dados) para o estado de transmissão de dados. O transitório ocorre neste transmissor pois o segundo estágio opera em modo de condução contínua (CCM). Sendo assim a malha de controle antecipatório não consegue compensar completamente as mudanças de frequências, causando assim uma certa interferência intersimbólica, na qual um símbolo anterior interfere na forma de onda do símbolo atual. Sendo assim, escolhendo a frequência ociosa no centro da faixa de transmissão de dados, estas oscilações são atenuadas e a qualidade da transmissão é incrementada.

Tabela 5.5 – Frequências de comutação de cada esquema.

k	OOK-4-FSK		OOK-16-FSK	
	Frequência f_k [kHz]	Símbolo	Frequência f_k [kHz]	Símbolo
0	86	Ocioso	77	Ocioso
1	80	00	62	0000
2	84	01	64	0001
3	88	10	66	0010
4	92	11	68	0011
5	-	-	70	0100
6	-	-	72	0101
7	-	-	74	0110
8	-	-	76	0111
9	-	-	78	1000
10	-	-	80	1001
11	-	-	82	1010
12	-	-	84	1011
13	-	-	86	1100
14	-	-	88	1101
15	-	-	90	1110
16	-	-	92	1111

Os valores das razões cíclicas para cada uma das frequências podem ser obtidos por (5.34), considerando k de 1 a M . Porém a razão cíclica D_k , depende tanto da frequência de comutação (f_k) quanto da tensão de entrada (V_G).

Portanto, poderia ser utilizado um sensor de tensão na entrada para mensurar seu valor em tempo real e atualizar os parâmetros da malha antecipatória. No entanto, neste trabalho será utilizado um estimador da tensão de entrada, que utiliza dados do controle de corrente média e a equação do balanço de potência representada por (5.24). Nesta equação pode-se estimar V_G se a frequência de comutação, a razão cíclica e a potência forem conhecidas.

O fluxograma de funcionamento do transmissor VLC do ponto de vista da transmissão de dados pode ser visto na Figura 5.19.

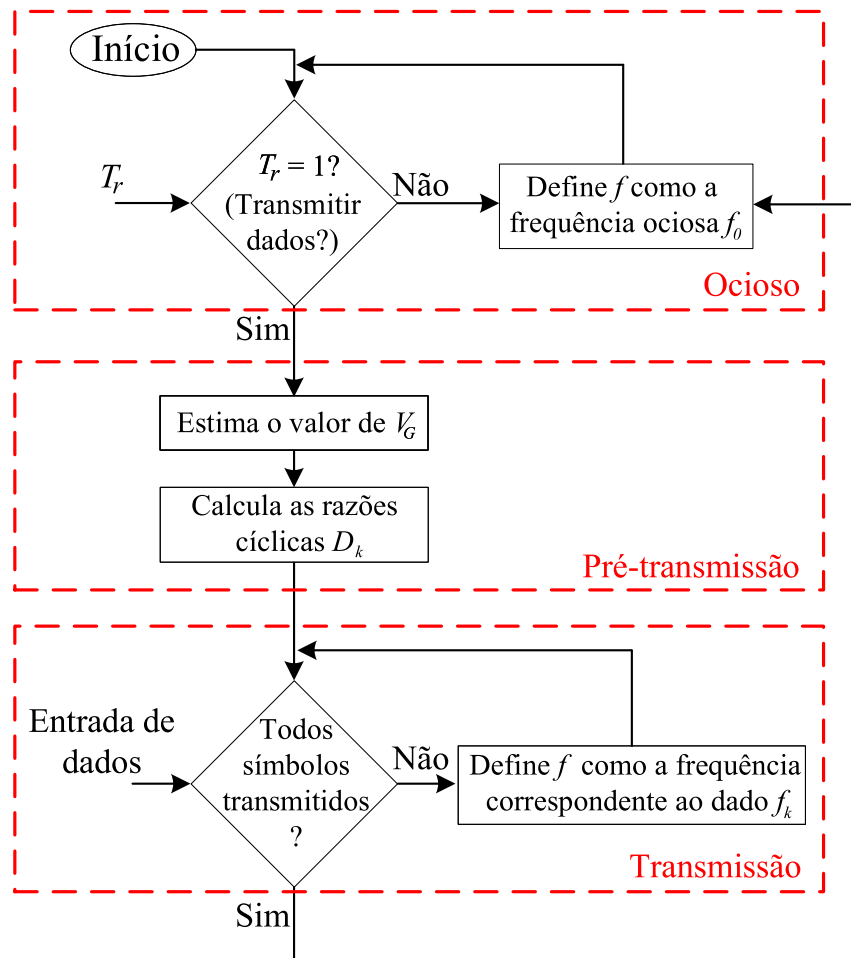


Figura 5.11: Fluxograma do processo de transmissão de dados.

No fluxograma da Figura 5.11 é possível notar que quando não há transmissão de dados, a variável de comando T_r é mantida em 0, sendo assim o sistema ajusta a frequência de comutação do conversor como sendo a frequência ociosa f_0 , que corresponde ao estado "Ocioso" do sistema. A cada final de ciclo de comutação é verificado se há alguma requisição de transmissão de dados. É importante ressaltar que nesta condição a malha antecipatória está desativada e o controle médio ajusta a razão cíclica para manter a potência média de saída.

Para transmitir dados basta alterar o valor de T_r para 1, desta forma o sistema vai para a segunda condição, denominada "Pré-transmissão". Nesta etapa o valor de V_G é estimado rearranjando a equação de balanço de potência deduzida em (5.24), considerando que a frequência de comutação é f_0 , a potência média é P_o de projeto e a razão cíclica é a saída do controle médio d_{avg} . Desta forma tem-se:

$$V_G = \sqrt{\frac{2P_o L_{bb} f_0}{\eta_{PFC} \eta_{PC} d_{av}^2}}. \quad (5.37)$$

É importante destacar que a estimativa de V_G pode apresentar imprecisões em

alguns pontos de operação. Isso ocorre porque o valor de P_o pode variar, já que a malha de controle de corrente média mantém a corrente de saída, I_o , no valor desejado, mas o valor de V_o varia com a temperatura dos LEDs e não é medido. Além disso, as eficiências de ambos os estágios variam de acordo com o ponto de operação. No entanto, mesmo com essas imprecisões, a malha antecipatória, atualizada pela estimativa de V_G , atua em conjunto com a malha de corrente média para compensar o erro e manter a corrente de saída controlada.

Em seguida o valor das M razões cíclicas, parâmetros da malha antecipatória, são calculadas por meio da equação deduzida no método de projeto (5.34), considerando o V_G estimado e as M frequências de dados (f_1 a f_M).

Após isso o sistema passa para a condição de "Transmissão" dos dados. Nesta etapa todos os símbolos presentes na entrada de dados são transmitidos, ou seja a frequência é alterada de acordo com o símbolo a cada período de comutação. O interruptor é acionado então com o par f_k e D_k correspondente ao símbolo transmitido no momento. Quando todos os símbolos tiverem sido transmitidos, o sistema volta ao estado "Ocioso" até que uma nova transmissão de dados seja requerida colocando $T_r = 1$.

5.2.4 Resultados experimentais

Com o objetivo de verificar o funcionamento do transmissor VLC baseado no conversor *buck-boost flyback* integrado com único interruptor, um protótipo laboratorial foi construído. A Tabela 5.6 apresenta os principais elementos usados no experimento e a Figura 5.18 mostra a fotografia das placas. O filtro EMI foi projetado baseado na metodologia descrita em Raggl, Nussbaumer e Kolar (2010), no qual a menor frequência de comutação do sistema deve ser considerada. Vale ressaltar que a faixa de variação da tensão de barramento fica compreendida entre 100 a 520 V. Isto justifica a escolha de um interruptor com elevada tensão de bloqueio. Com relação à razão cíclica, para a entrada universal de tensão, os valores ficam compreendidos entre 0,1 a 0,4.

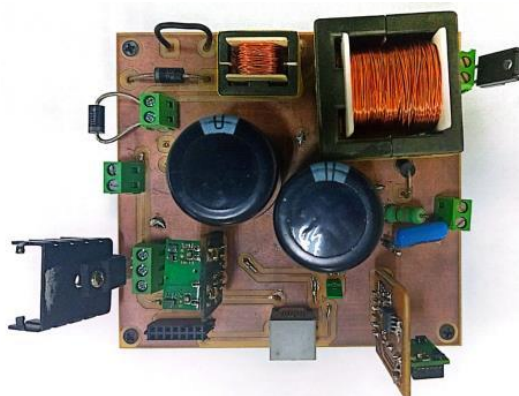


Figura 5.12: Fotografia do protótipo do transmissor VLC de dois estágios integrados.

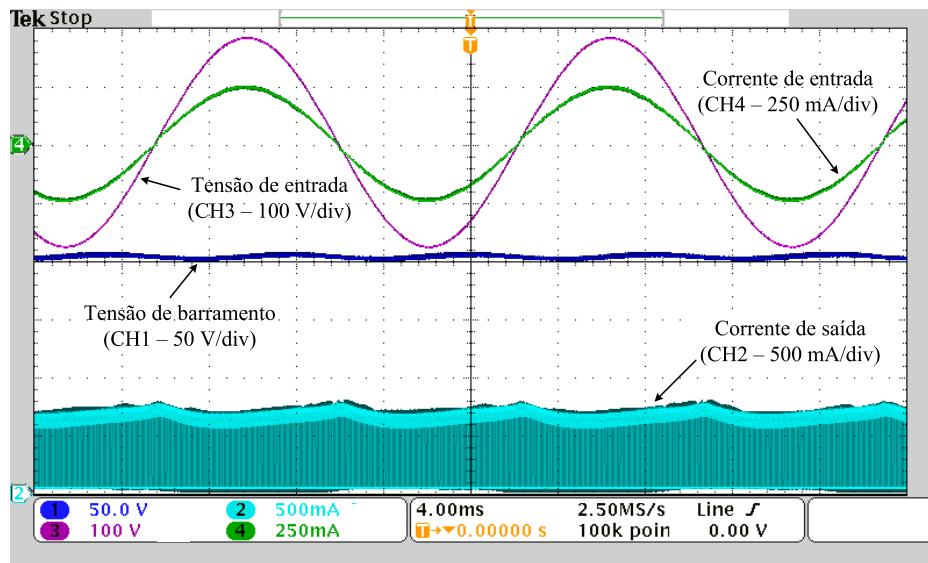
Tabela 5.6 – Principais componentes do protótipo construído.

Item	Valor
Ponte de diodos DB	4x 2W06G (600V / 2A)
MOSFET Q	IPA95R750P7XKSA1 (950V / 0,75Ω)
Diodo do <i>Flyback</i>	RFUH25TB3SNZC9 (350V/ 20A)
Capacitor C_B	2x (em série) 460μF/ 450V // Eletrolítico
Indutor L_{bb}	157 μH / NT 25-10-6 / 57T gap = 0,4 mm / 1xAWG 26
Trafo do <i>Flyback</i>	$L_m = 5,25$ mH NEE 42-21-20 / 111T:153T gap = 0,32 mm / 2xAWG 26
Filtro EMI	CM: 5mH / DM: 2,5mH / 220nF
MOSFET RCD Snubber	R: 56kΩ / C: 3,9nF / D: MUR460
Microcontroladores	2x TIVA C Series TM4C123G
Sensor de corrente	AMC-1200 (veja (ALBUQUERQUE et al., 2017))

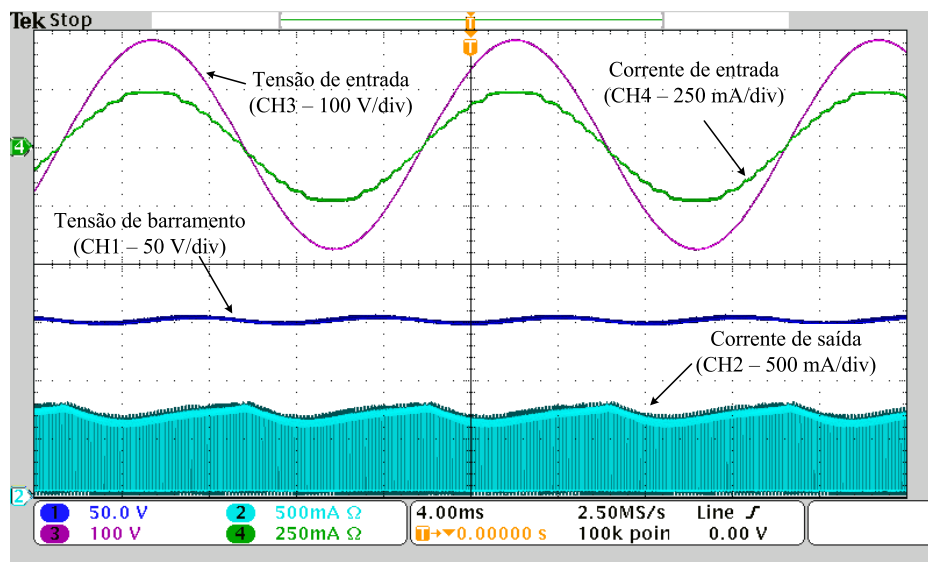
5.2.4.1 Resultados elétricos

Nesta subseção são apresentados resultados experimentais para validação do funcionamento elétrico do conversor para entrada universal de tensão (90 a 264 V) e para toda a faixa de frequência de comutação (60 a 100 kHz). Todos os resultados foram obtidos considerando que o controle de corrente média está habilitado para manter a potência de saída constante em 35 W.

Na Figura 5.13 estão mostradas as formas de onda experimentais de tensão e corrente de entrada, tensão de barramento e corrente de saída do transmissor VLC para a tensão de entrada nominal de 127 V. Sendo que, na Figura 5.13a a frequência de comutação é de 60 kHz e na Figura 5.13b o resultado foi obtido para frequência de comutação de 100 kHz. É possível observar na Figura 5.13 que quando a frequência de comutação é maior há uma maior distorção na corrente de entrada, sendo que a THD para as frequências de 60 kHz e 100 kHz foi de 1,87% e 2,85% respectivamente. O ganho do estágio PFC, que opera em DCM, depende da frequência de comutação. Desta forma, a tensão de barramento é de 207 V para a condição em que a frequência de comutação é de 60 kHz e de 155 V para o conversor comutando com frequência de 100 kHz.



a



b

Figura 5.13: Formas de onda de entrada, tensão de barramento e corrente de saída (a) com frequência de comutação de 60 kHz (b) com frequência de comutação de 100 kHz. Tensão de entrada (CH3 - 100V/div), corrente de entrada (CH4 - 250 mA/div), tensão de barramento (CH1 - 50V/div) e corrente de saída (CH2 - 500mA/div). Escala Horiz. : 4 ms/div.

A Figura 5.14 apresenta o conteúdo harmônico da corrente de entrada do transmissor. Pode-se observar que a amplitude das harmônicas está em conformidade com a norma EN IEC-61000-3-2. Os outros harmônicos limitados pela norma não foram apresentados na Figura 5.14 porque seus valores são desprezíveis. Para frequência de comutação de 100 kHz, a maioria das harmônicas é maior do que para frequência de comutação de 60 kHz. No entanto, em ambos os casos, a norma é atendida.

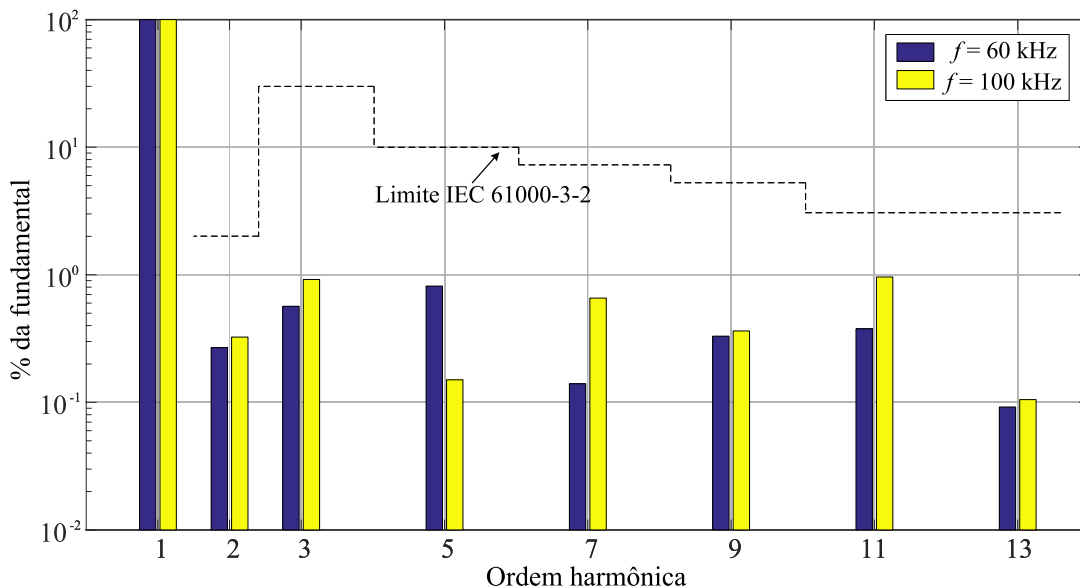


Figura 5.14: Conteúdo harmônico da corrente de entrada comparado aos limites estabelecidos da EN IEC 61000-3-2 para o *Driver* de LED baseado no conversor *buck-boost flyback* para frequência de comutação de 60 e 100 kHz.

A Figura 5.15 mostra, para tensão nominal de 127 V, como a eficiência global do conversor se comporta para variações de frequência de comutação dentro da faixa de projeto. Pode ser observado que a eficiência permanece dentro do intervalo de 79,4% a 82,7%. O menor valor de eficiência ocorre para a frequência de 100 kHz, que corresponde ao maior valor de frequência de comutação empregado. Tal fato ocorre devido ao aumento das perdas por comutação com o aumento da frequência.

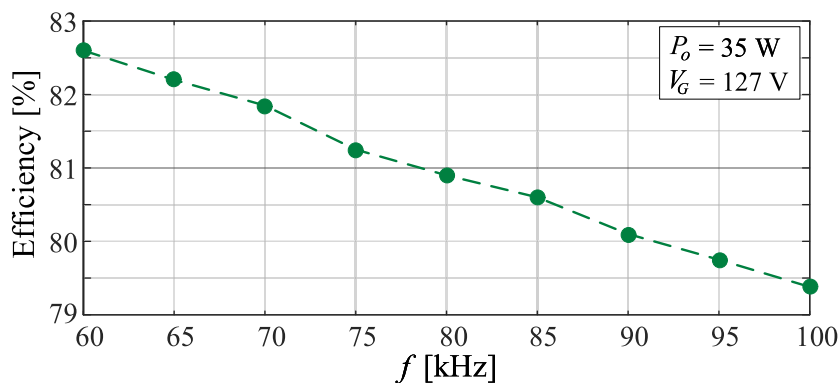


Figura 5.15: Eficiência do *driver* de LED para a tensão de entrada nominal (127 V) considerando a variação da frequência de comutação.

A Figura 5.16 apresenta o comportamento da eficiência e da THD considerando entrada universal para frequência de comutação de 60kHz (azul) e 100 kHz (vermelho). Na Figura 5.16a é possível observar que o maior valor de eficiência é de 82,8%, que ocorre quando a tensão de entrada é de 100 V e a frequência de comutação é de 60 kHz. Já o menor valor de eficiência, 71,5%, ocorre para tensão de entrada de 264 V e

frequência de 100 kHz, ou seja, quando o conversor opera com a maior tensão e a maior frequência. Na Figura 5.16b é possível ver que a THD permanece abaixo de 4,5% para toda a faixa de operação.

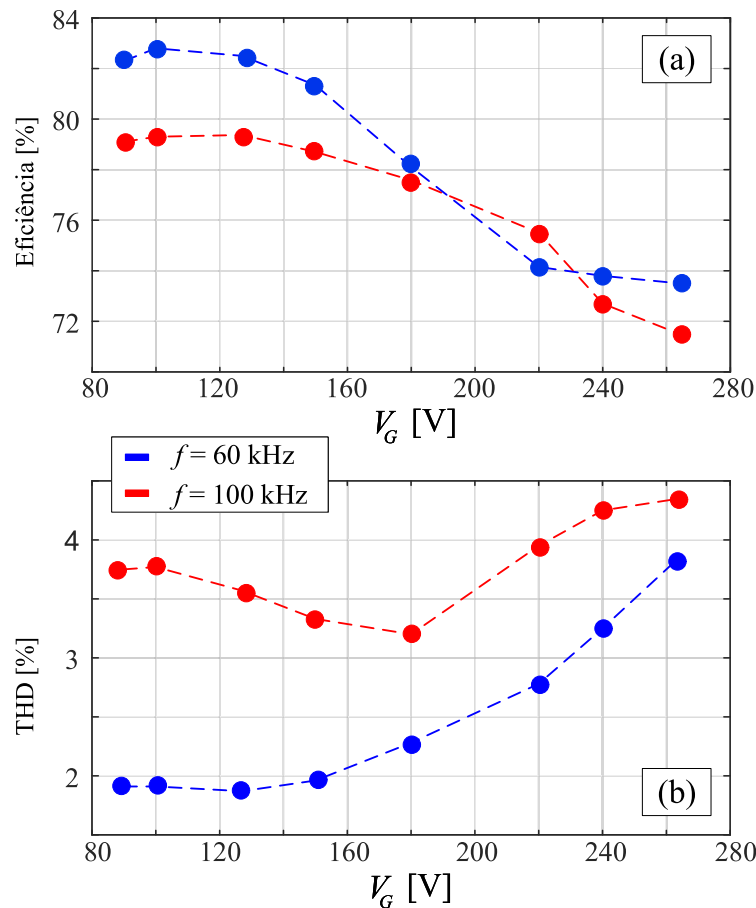


Figura 5.16: Avaliação de desempenho do *driver* de LED para entrada universal: (a) Análise da variação da eficiência e (b) Análise do comportamento da THD.

A Figura 5.17 ilustra o desempenho em termos de eficiência e THD considerando o ajuste da intensidade luminosa na luminária LED por meio da variação da corrente média de saída. Na Figura 5.17a é possível notar que a eficiência reduz a medida que a potência de saída é reduzida. Na Figura 5.17b pode ser observado que a THD permanece abaixo de 4,5% para toda a faixa de operação. Para a frequência de 100 kHz o THD é maior em comparação com a frequência de 60 kHz considerando toda a faixa de operação. Tal fato ocorre pois quanto maior a frequência de comutação maior é o pico da corrente no indutor do PFC e maior a amplitude da componente da frequência de comutação e suas harmônicas. Isto ocorre independente do filtro EMI ter uma maior atenuação para 100 kHz.

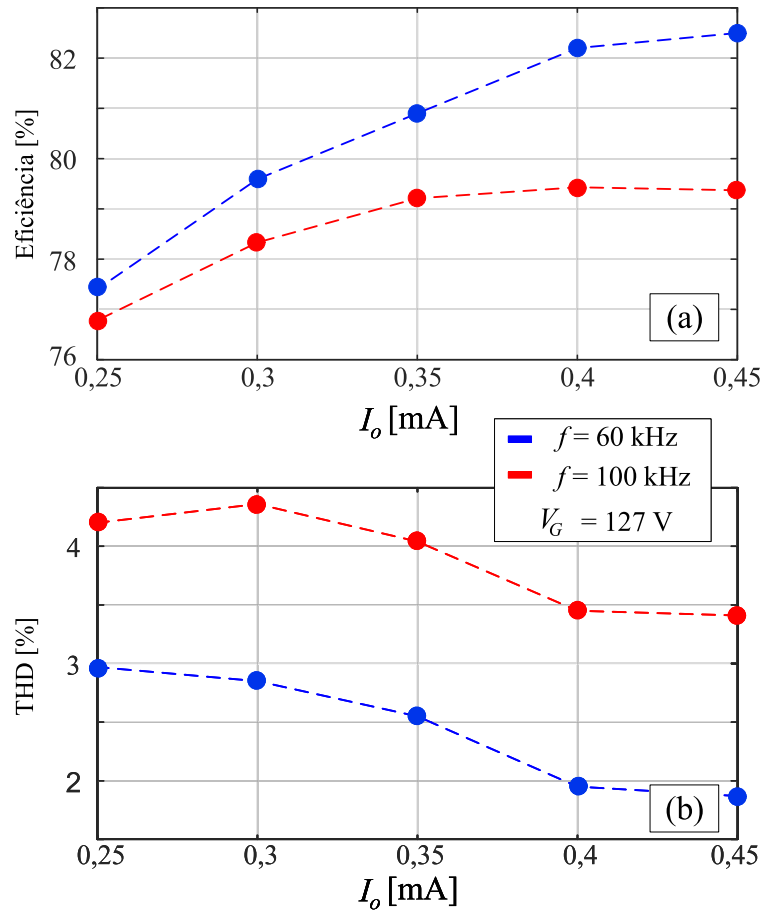


Figura 5.17: Avaliação de desempenho do *driver* de LED para *dimming*: (a) Análise da variação da eficiência e (b) Análise do comportamento da THD.

5.2.4.2 Resultados de transmissão

Esta subseção apresenta resultados experimentais para transmissão de dados usando os esquemas de modulação OOK-4-FSK e OOK-16-FSK, descritos no exemplo de projeto. A Figura 5.18 ilustra a configuração experimental utilizada para obter os resultados, que consiste em um transmissor VLC, uma luminária LED e um circuito de recepção e demodulação.

O transmissor VLC compreende o conversor *buck-boost flyback* integrado e o microcontrolador TIVA Série C TM4C123G (TX), que é responsável por gerar os pulsos de acionamento do interruptor com a frequência correspondente ao símbolo transmitido e com a razão cíclica correspondente ao valor médio de corrente desejado. A luminária é uma lâmpada LED tubular convencional, com tensão de limiar de 61,8 V e resistência dinâmica de 34,15 Ω . Já o receptor é composto pelo mesmo receptor VLC descrito no Capítulo 4 (ALBUQUERQUE et al., 2020) e por um microcontrolador TIVA Série C TM4C123G (RX), que é responsável por demodular o sinal recebido. A distância entre transmissor e receptor será representada por x e o ângulo de recepção por θ_{Rx} , em que $\theta_{Rx} = 0$ representa que a luminária e o fotodiodo estão alinhados. O ângulo pode ser

alterado rotacionando o receptor em torno do eixo de rotação mostrado na figura.

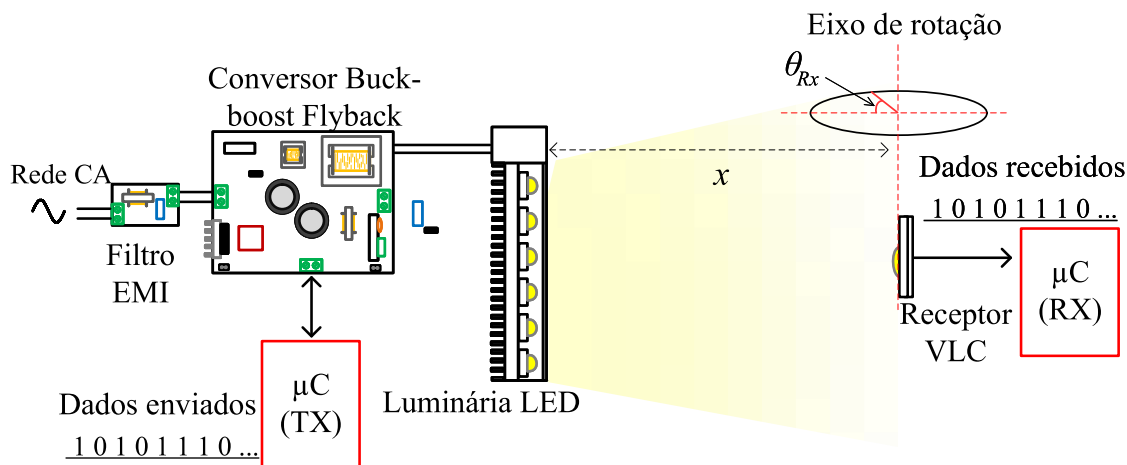


Figura 5.18: Configuração experimental, mostrando cada parte do sistema VLC.

A implementação do sistema de transmissão de dados é digital, portanto, o compensador $C_{av}(s)$ deve ser discretizado. O método de discretização utilizado é a transformação bilinear (TUSTIN, 1947), que é utilizada para encontrar a equação a diferenças. A razão cíclica proveniente do controle médio, d_{avg} , do sistema de tempo discreto no k -ésimo instante é calculada por:

$$d_{avg}[k] = d_{avg}[k + 1] + \frac{K_i}{2f_{sam}}(\varepsilon[k] + \varepsilon[k + 1]) \quad (5.38)$$

em que k indica o instante atual, $k + 1$ indica o instante anterior, f_{sam} é a frequência de amostragem e ε representa o sinal de erro.

A Figura 5.19 mostra o fluxograma do algoritmo implementado no microcontrolador TX. A primeira etapa do código é inicializar as variáveis e configurar os periféricos utilizados, que são: um PWM com interrupção ao final de cada ciclo de comutação, um ADC e um TIMER para amostragem da corrente nos LEDs, configurado com frequência de amostragem f_{sam} igual a 10 kHz. O primeiro *loop* do código, englobado pela linha tracejada verde, é executado periodicamente a cada 10 kHz, com o objetivo de atualizar a razão cíclica d_{avg} de acordo com o valor medido da corrente de saída pelo ADC. O segundo *loop*, representado pela linha tracejada azul, é executado ao fim de cada ciclo de comutação. Ele define a frequência e razão cíclica do conversor para o próximo ciclo. Se não há dados para transmitir, o conversor é comutado com o par (d_{avg}, f_0) , que corresponde à razão cíclica proveniente do controle médio e à frequência ociosa. Quando há uma requisição de transmissão de dados, o valor de V_G é estimado e as M razões cíclicas da malha antecipatória são recalculadas. Em seguida, um vetor com todas as frequências a serem transmitidas, f_d , é preenchido. Por fim, a cada período de comutação, o conversor é comutado com o par $(d_{avg} + D_d[n], f_d[n])$, transmi-

tindo assim uma frequência , que representa um símbolo, a cada ciclo. Quando todos os símbolos forem transmitidos, o sistema volta ao estado ocioso.

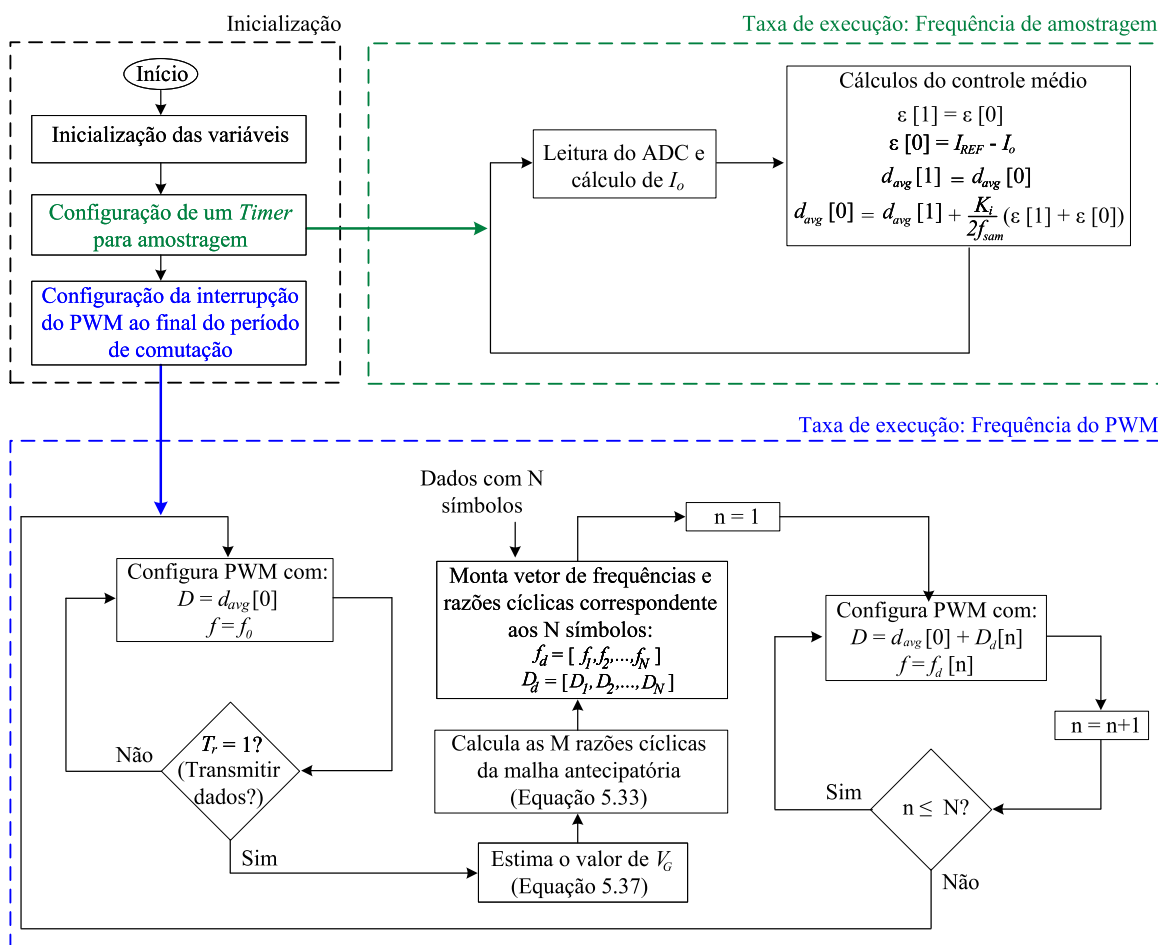


Figura 5.19: Fluxograma do código implementado no microcontrolador TX.

A Figura 5.20 ilustra o fluxograma do algoritmo de demodulação do sinal, implementado no microcontrolador RX. A primeira etapa do algoritmo consiste em inicializar as variáveis e configurar o periférico de interrupção de um pino por borda de descida, conectando a saída digital do receptor VLC a este pino. Ao detectar uma borda de descida, o tempo anterior é armazenado em $t[1]$ e o tempo atual é armazenado em $t[0]$. A frequência recebida é calculada pelo inverso da diferença entre os tempos, ou seja, $f = 1/(t[0] - t[1])$. Se a frequência detectada não for a frequência ociosa, o valor calculado é comparado com as frequências bases do esquema de modulação. Se o valor estiver dentro da banda de uma das frequências bases (f_1, f_2, \dots, f_M), a frequência recebida é associada com o símbolo binário correspondente e o valor é armazenado no vetor de dados recebidos.

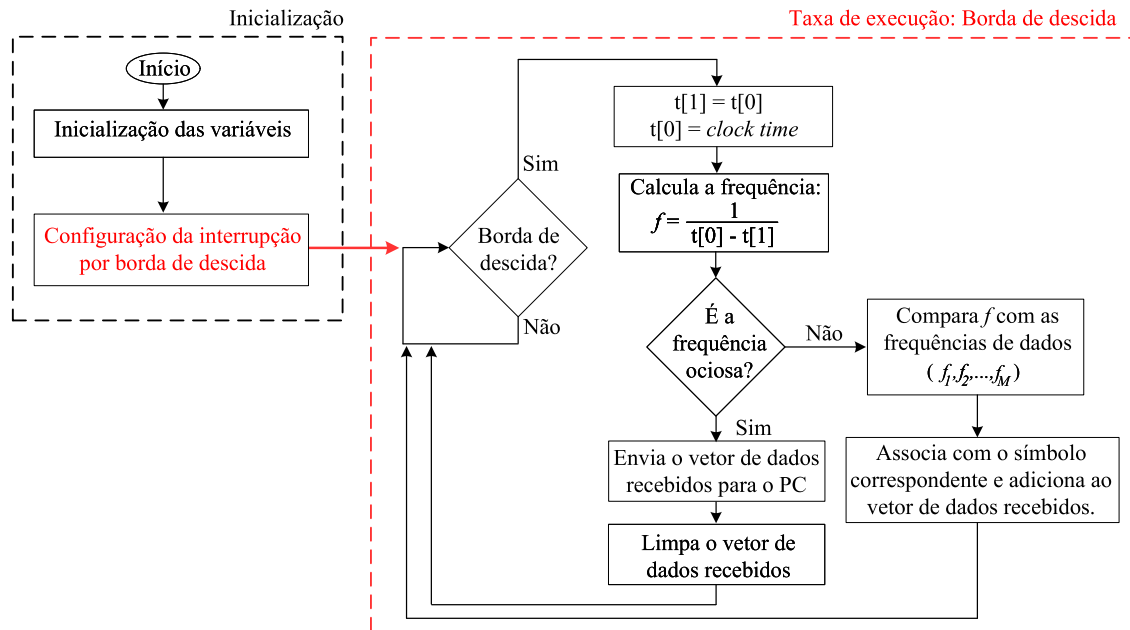


Figura 5.20: Fluxograma do código implementado no microcontrolador RX.

Quanto ao desempenho dinâmico do transmissor VLC baseado no conversor *buck-boost flyback*, a Figura 5.21 mostra a resposta do sistema a um degrau de +10% (Figura 5.21a) e -10% (Figura 5.21b) na tensão de entrada nominal de 127 V. As respostas mostram que o transmissor consegue manter a transmissão de dados sem erros mesmo em condições de variação de tensão, utilizando a modulação OOK-16-FSK. Na Figura 5.21a, pode ser visto que a tensão de barramento aumenta logo após o degrau. No entanto, a malha de controle médio rapidamente ajusta o valor médio da corrente de saída, mantendo a tensão de barramento constante. Já na Figura 5.21b, a tensão de barramento diminui após o degrau. No entanto, a malha de controle também ajusta a corrente média, mantendo a tensão de barramento constante por meio do ajuste da razão cíclica.

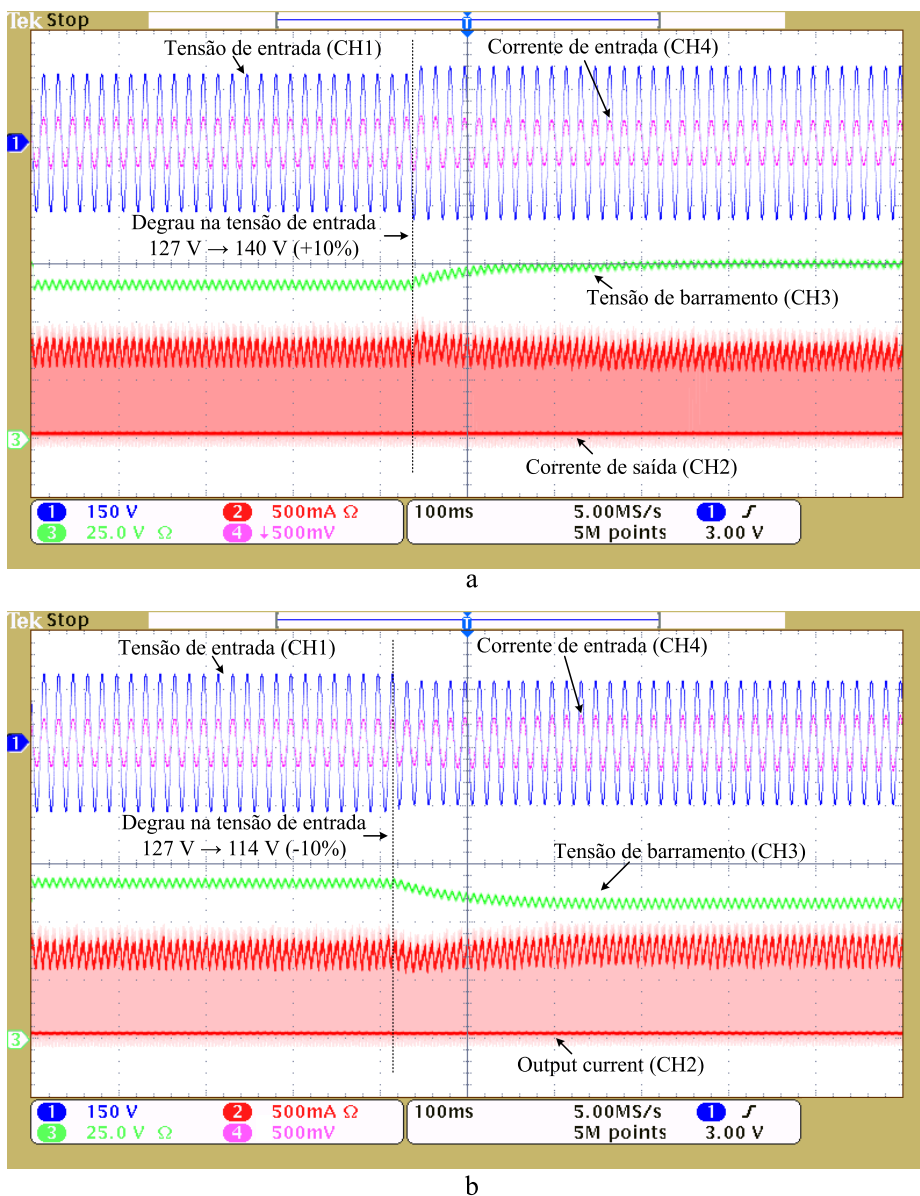


Figura 5.21: Formas de ondas do transmissor VLC na condição nominal em malha fechada, ao ser submetido a: (a) um degrau de +10% na tensão de entrada e (b) um degrau de -10% na tensão de entrada.

A Figura 5.22 mostra as formas de onda da corrente entregue ao LED e das saídas analógica e digital do receptor VLC. A Figura 5.22a exibe uma janela de 40 ms, na qual é possível observar a ondulação de baixa frequência (120 Hz) presente em ambas formas de ondas. A Figura 5.22b apresenta um detalhamento das formas de onda, mostrando a característica de alta frequência. A corrente entregue aos LEDs é praticamente uma forma de onda quadrada, conforme era desejado no projeto. A saída analógica do receptor VLC sofre uma pequena distorção em relação à corrente dos LEDs devido aos filtros contidos no receptor para atenuação de ruídos. A saída digital é uma onda quadrada, que é construída pelo regenerador a partir do sinal analógico. A saída analógica do receptor VLC, obtida a partir da corrente dos LEDs, sofre uma

pequena distorção devido aos filtros contidos no receptor para atenuação de ruídos.

A saída digital, construída pelo regenerador pela comparação do sinal analógico com a tensão de limiar (linha tracejada em vermelho), é uma onda quadrada utilizada para demodular a informação binária enviada. Para uma correta reconstrução do sinal, a tensão de limiar deve ser igual a metade do valor pico a pico do sinal analógico, como mostrado na figura.

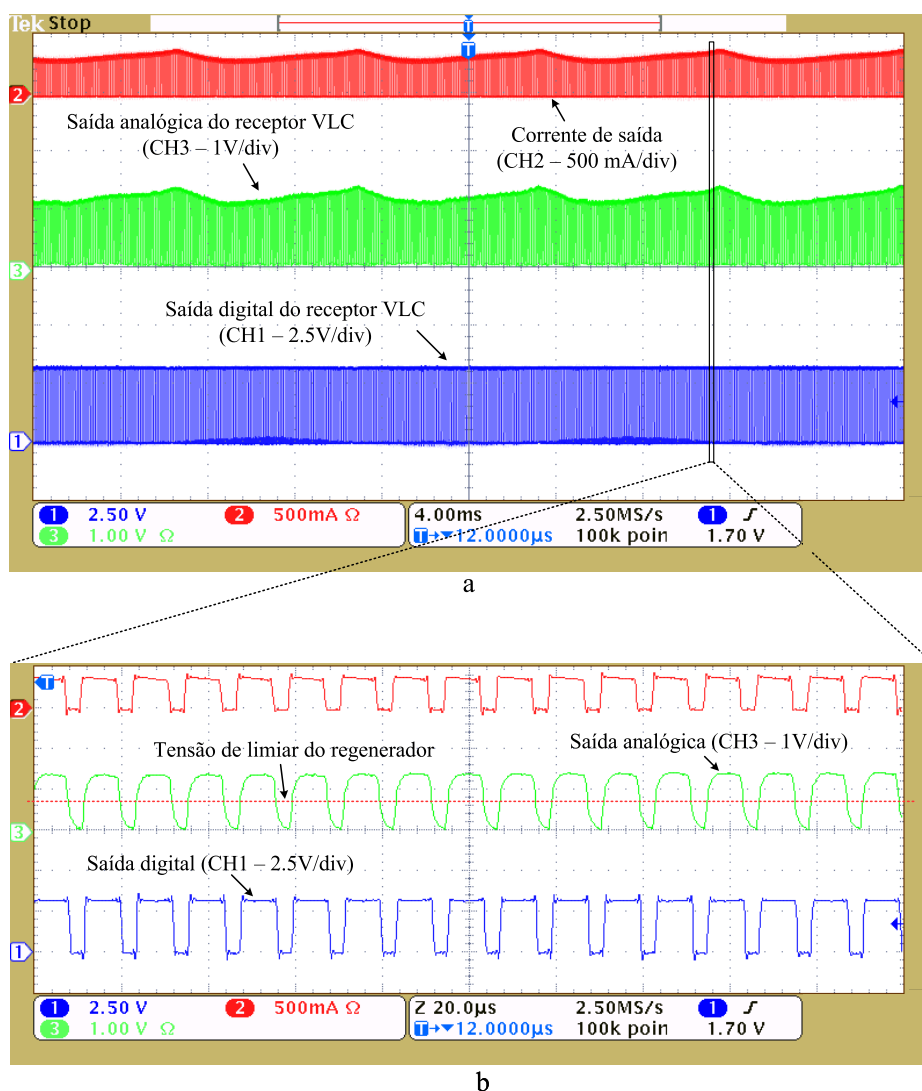


Figura 5.22: Formas de ondas de: (a) Corrente nos LEDs e saídas analógica e digital do receptor VLC; (b) Vista ampliada das saídas do receptor VLC.

Para avaliação de desempenho do sistema para os dois tipos de modulação OOK-4-FSK e OOK-16-FSK detalhados na Tabela 5.5, foi gerado um dado aleatório de 50000 bits com a mesma quantidade de cada um dos M símbolos.

Duas métricas são utilizadas para avaliar o desempenho do sistema. A primeira é a taxa de erro de bit (BER, do inglês *Bit Error Rate*), que pode ser calculada dividindo o número de bits errados recebidos pelo número total de bits transmitidos. Essa técnica

é uma medida da probabilidade de erro de cada um dos bits enviados, ou seja, o desempenho do sistema do ponto de vista da palavra binária enviada em comparação com a informação demodulada recebida. Uma BER máxima considerada aceitável para transmissões digitais é da ordem de 10^{-4} , ou seja, um bit errado a cada 10000 enviados. A segunda métrica utilizada é a magnitude do vetor de erro (EVM, do inglês *Error Vector Magnitude*), que consiste no cálculo do valor eficaz percentual do erro entre um sinal recebido de N amostras em relação a um sinal original enviado (LOOSE, 2022; LOOSE et al., 2022). O EVM considera todas as possíveis interferências no sinal com relação a um sinal ideal e se diferencia da BER pois calcula o desempenho do sistema antes da demodulação do sinal, ou seja, avalia o quanto cada frequência detectada está longe da frequência de referência enviada. O cálculo do EVM pode ser realizado por:

$$EVM(\%) = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N |\hat{f}[n] - f[n]|^2}{\sum_{n=1}^N |f[n]|^2}} \times 100\% \quad (5.39)$$

em que \hat{f} corresponde ao vetor de frequências recebidas e f é o vetor de frequências original a ser enviado.

A Figura 5.23 apresenta os resultados em termos de taxa de erro de bit (BER) e magnitude do vetor de erro (EVM) para o esquema de modulação OOK-4-FSK com taxa de transmissão de 160 kb/s. As distâncias de transmissão consideradas foram de 0,8 a 4 metros e os ângulos de recepção, θ_{Rx} , foram de 0° , 30° e 60° . Na Figura 5.23a, pode-se observar que a BER é satisfatória para distâncias entre 1 e 3 metros para os ângulos de 0° e 30° . Para distâncias maiores, a BER aumenta devido à atenuação do sinal causando a diminuição da relação sinal ruído (SNR). A Figura 5.23b mostra o desempenho em termos de EVM. Para EVM abaixo de 1%, pode-se notar que o desempenho em termos de BER é satisfatório. Para distâncias abaixo de 1 metro, a BER apresenta resultados maiores devido à saturação do circuito receptor. Vale destacar, que a Figura está em escala logarítmica no eixo vertical, logo os valores nulos foram considerados como sendo 10^{-7} para que pudessem ser representados.

A Figura 5.24 apresenta os resultados em termos de taxa de erro de bit (BER) e magnitude do vetor de erro (EVM) para o esquema de modulação OOK-16-FSK com taxa de transmissão de 248 kb/s. As distâncias de transmissão variaram de 1 a 4 metros e os ângulos de recepção, θ_{Rx} , foram de 0° , 30° e 60° . A BER é menor que 10^{-4} para distâncias entre 1 e 2 metros para os ângulos de 0° e 30° , enquanto que para o ângulo de 60° este resultado é alcançado para uma distância máxima de 1 metro. Isso indica que o sistema apresenta melhor desempenho com ângulos de recepção próximos da perpendicular. O EVM é uma medida da distorção do sinal recebido em relação ao sinal transmitido. O valor de EVM inferior a 1% indica que o sinal é pouco distorcido, o que contribui para a redução da BER.

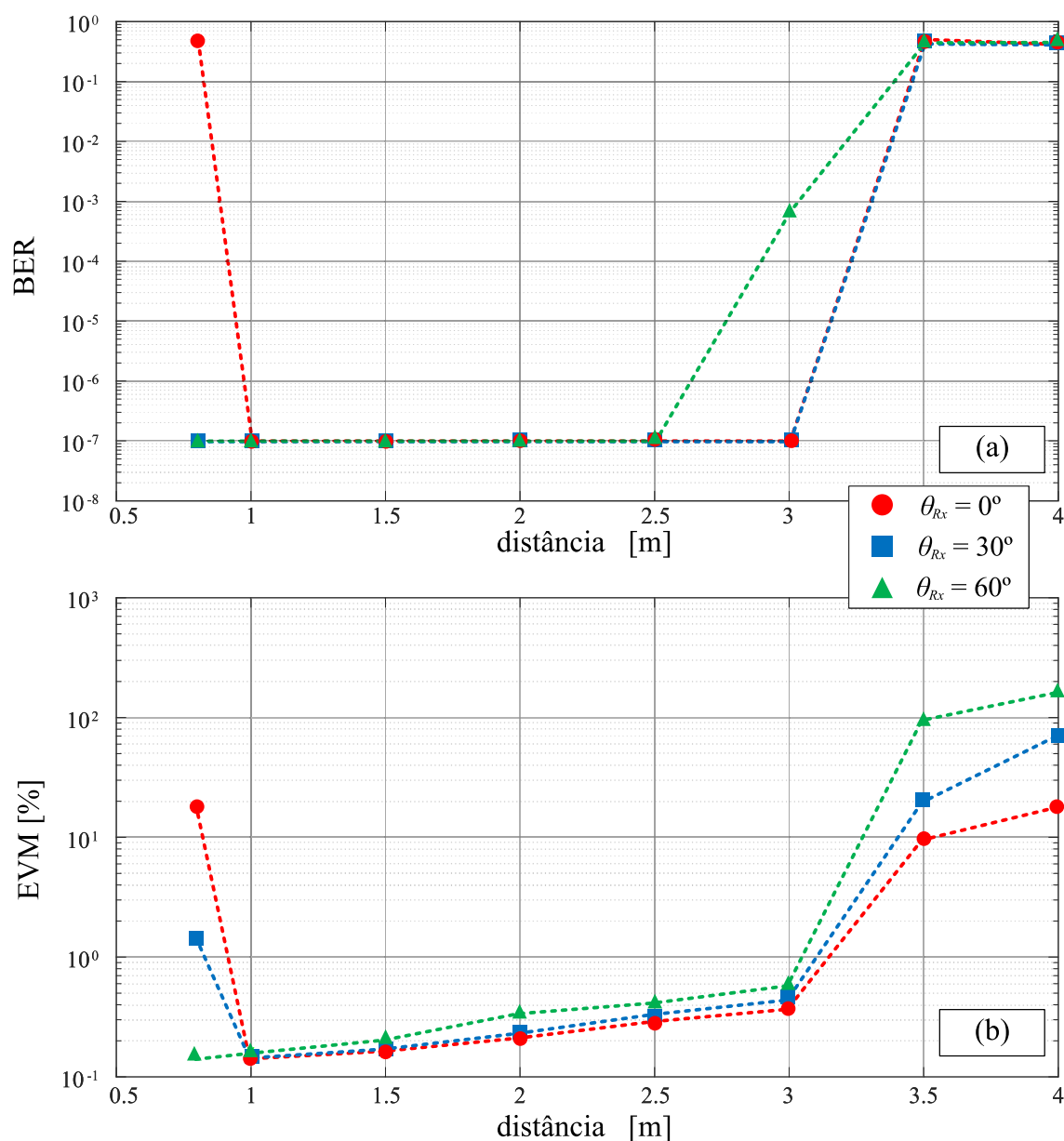


Figura 5.23: Análise de desempenho do sistema VLC proposto para diferentes distâncias e ângulos de recepção para o esquema de modulação OOK-4-FSK com largura de banda de cada símbolo de $\Delta_f = 4$ kHz: (a) BER e (b) EVM.

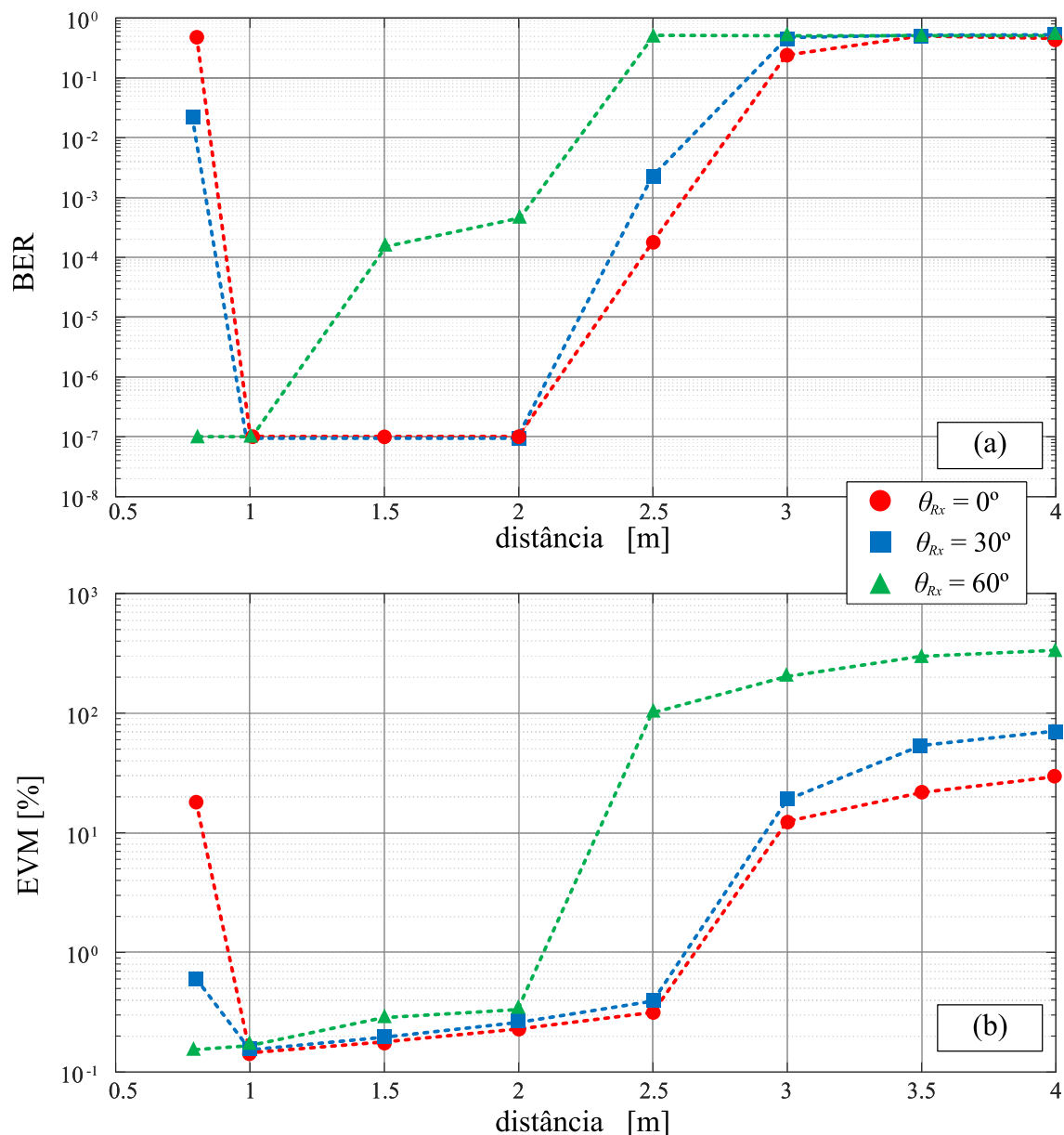


Figura 5.24: Análise de desempenho do sistema VLC proposto para diferentes distâncias e ângulos de recepção para o esquema de modulação OOK-16-FSK com largura de banda de cada símbolo de $\Delta_f = 2$ kHz: (a) BER e (b) EVM.

A comparação dos dois esquemas de modulação, OOK-4-FSK e OOK-16-FSK, revela que o primeiro apresenta melhor desempenho em termos de distância, enquanto o segundo apresenta melhor taxa de transmissão de dados. A maior largura de banda utilizada para cada símbolo transmitido no esquema OOK-4-FSK (ver Tabela 5.5) contribui para o melhor desempenho em termos de distância. Isso ocorre porque a maior largura de banda permite que o sistema consiga trabalhar com mais ruídos, o que resulta em uma BER menor para distâncias maiores.

A maior taxa de transmissão de dados do esquema OOK-16-FSK é resultado do maior índice de modulação ($M=16$), que permite transmitir 4 bits por símbolo. No

esquema OOK-4-FSK, o índice de modulação é $M=4$, o que permite transmitir apenas 2 bits por símbolo.

A Figura 5.25 apresenta a EVM para as 16 frequências do esquema de modulação OOK-16-FSK. Para obter esses resultados, a equação (5.39) foi utilizada para cada frequência, considerando apenas os dados correspondentes a essa frequência. É possível observar que a EVM aumenta para todas as frequências com o aumento da distância. Isso ocorre devido à piora da SNR com o aumento da distância. Além disso, a EVM é levemente diferente para cada frequência.

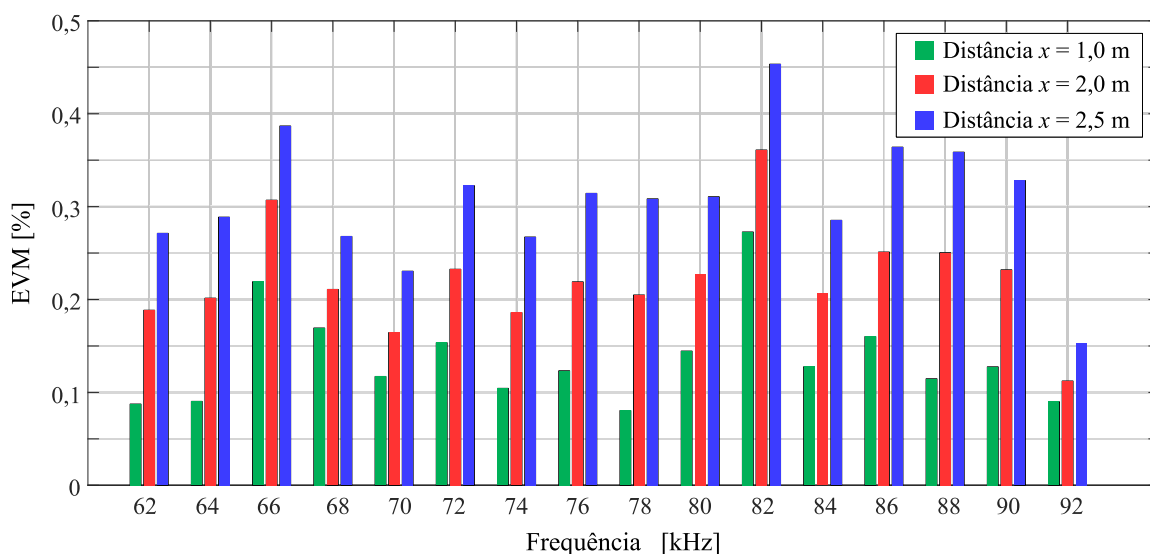


Figura 5.25: Desempenho em termos da EVM para cada frequência de dados do esquema de modulação OOK-16-FSK.

A Figura 5.26 ilustra algumas amostras de frequências detectadas pelo receptor utilizando um transmissor com esquema de modulação OOK-4-FSK. Para distâncias de 1 a 3 m, as frequências detectadas pelo receptor estão dentro da largura de banda correspondente à frequência enviada, resultando em uma taxa de erro de bit (BER) nula. Já para uma distância de 4 m, as frequências detectadas não correspondem totalmente às frequências enviadas, o que causa uma BER de 0,44. Com relação à EVM, observa-se que o valor aumenta à medida que a distância aumenta. Uma maior dispersão das amostras pode ser vista para a distância de 3 m em comparação com a distância de 1 m por exemplo. Isso ocorre porque a potência luminosa que chega ao receptor diminui, causando uma diminuição da relação sinal-ruído (SNR), o que prejudica a detecção de cruzamento por zero.

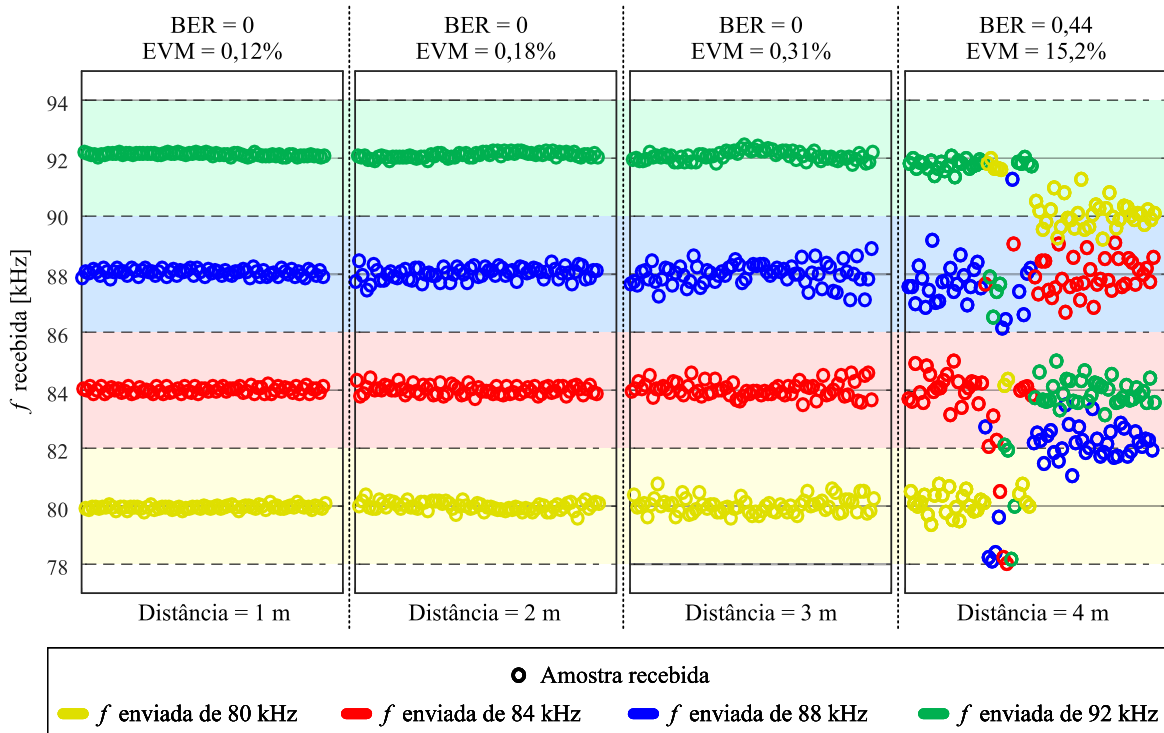


Figura 5.26: Análise da dispersão das amostras recebidas para a modulação OOK-4-FSK considerando distâncias entre receptor e transmissor de até 4 metros, largura de banda de cada sinal igual a 4 kHz e ângulo de recepção igual a 0° .

5.3 CONCLUSÕES PARCIAIS

Este capítulo apresentou contribuições para aplicações de comunicação por luz visível que requerem baixa taxa de transmissão de dados e entrada de tensão universal. Foi proposto um transmissor VLC com único interruptor, que pode ser conectado à rede elétrica CA e sintetize uma forma de onda quadrada na corrente dos LEDs. Para que isto seja possível, foi utilizado dois estágios de potência integrados, sendo o estágio PFC um conversor *buck-boost* operando em DCM, que permite a emulação de uma carga resistiva para a rede elétrica e o estágio PC um conversor *flyback* operando em CMM e sem capacitor na saída, que proporciona a forma de onda quadrada na saída e isolamento galvânico entre a entrada e saída do circuito.

Os resultados experimentais mostraram que o sistema funciona com desempenho satisfatório para distâncias de até 3 metros, alcançando uma taxa de transmissão de dados de até 248 kb/s com eficiência global entre 79,4% a 82,7%.

No próximo capítulo serão apresentadas as conclusões gerais do trabalho e as propostas de trabalhos futuros.

6 CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS

6.1 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou contribuições em sistemas de transmissão digital de dados por meio de comunicação por luz visível para aplicações de baixa taxa de transmissão de dados. O foco principal foi em transmissores VLC que podem ser conectados diretamente à rede elétrica CA, no qual a modulação dos dados é realizada no próprio interruptor do conversor de potência (modulador do tipo SMM). Esta solução contribui na redução de custo do transmissor, haja vista que não é necessária a inclusão de outro interruptor somente para a realização da transmissão dos dados. Além disso, outro ponto importante é propiciar que a transmissão de dados não impacte significativamente a eficiência global do circuito transmissor VLC.

No capítulo 1, uma breve revisão do uso de LEDs em iluminação foi apresentada, mostrando principalmente as características gerais e o modelo elétrico dos LEDs. Além disso, foi realizada a fundamentação teórica a respeito da comunicação por luz visível, na qual foram mostradas as características gerais, o esquema típico de um sistema VLC e suas aplicações. Ainda neste capítulo, os requisitos de acionamento e características de *drivers* de LED conectados à rede elétrica CA foram apresentados, destacando os requerimentos de qualidade de energia do ponto de vista da rede elétrica, como: atender à norma IEC 61000-3-2 e atingir fator de potência maior que 0,92. Por fim, foi mostrado como adaptar os *drivers* de LED convencionais, de forma que permitam a transmissão de dados digitais. Logo, o *driver* de LED com funcionalidade VLC tem, além dos estágios PFC e PC, um estágio extra para comunicação de dados, que foi denominado modulador de comunicação (MC).

O capítulo 2 discutiu os conceitos de um sistema VLC e apresentou uma descrição de cada um dos seus componentes: transmissor, canal e receptor. Com relação aos transmissores VLC, foi mostrado que estes possuem como função, providenciar a iluminação do ambiente e modular os dados digitais na intensidade luminosa. Para iluminação do ambiente, foram destacadas as duas maneiras de obter LEDs de luz branca e suas características: LEDs RGB e PC-LEDs. Já com relação à transmissão de dados, foram mostrados os quatro tipos de MC, mostrando as particularidades e a estrutura do circuito de cada. Além disso, foi apresentada a estrutura de um receptor VLC, abordando como o fotodiodo converte o sinal óptico em um sinal elétrico e como é realizado o condicionamento deste sinal para que o demodulador de dados reconstrua os dados digitais enviados. Por fim, foram apresentadas as características do canal óptico sem fio, que é o meio pelo qual a luz se propaga do transmissor até o receptor.

Já o capítulo 3 apresenta uma revisão dos *drivers* de LED com duas funciona-

lidades: iluminação do ambiente e transmissão de dados digitais. As características e particularidades de cada trabalho revisado foram analisadas e relacionadas com o tipo de modulador de comunicação (MC) empregado. Além disso, para facilitar o mapeamento da literatura, os trabalhos foram organizados em dois grupos: *drivers* de LED VLC conectados a um barramento CC e *drivers* de LED VLC conectados à rede elétrica CA. Foi possível notar que a maioria dos trabalhos propõe transmissores que são ligados a um barramento CC, ou seja, as características de correção de fator de potência não são abordadas. Por fim, foi feita uma análise dos trabalhos presentes na literatura, relacionando o tipo de MC utilizado com a aplicação (taxa de transmissão de dados) e a eficiência global alcançada. Sendo assim, pode-se observar que os moduladores do tipo SSM, PSM e SMM foram mais utilizados e apresentaram melhor desempenho em aplicações de baixa taxa de dados. Já para aplicações que requerem taxas de dados mais elevadas, os moduladores baseados em amplificadores lineares (LMM) se mostram mais disseminados e possuem desempenho melhor.

Com base no estudo realizado nos capítulos anteriores, foi notado que há na literatura uma escassez de trabalhos que proponham *drivers* de LED de duplo propósito conectados à rede elétrica CA. Além disso, foi observado que existem diversas aplicações VLC que necessitam somente de baixa taxa de dados, e conforme visto no Capítulo 3, o modulador do tipo SMM apresenta bom desempenho para estas aplicações. Desta forma, no capítulo 4 foi proposto um *driver* de LED de estágio único conectado à rede elétrica CA, que é baseado no PFC *flyback* com interruptor único. A modelagem matemática completa do sistema foi apresentada, levando em consideração as modificações topológicas no filtro de saída, que permitiram a transmissão de dados pela ondulação de alta frequência contida na corrente de saída. Ademais, uma malha de controle antecipatória foi incluída, de forma que se mantenha o conversor no ponto de operação desejado mesmo com a transmissão de dados. O esquema de modulação utilizado foi baseado no esquema clássico M-FSK, ou seja, os dados são transmitidos pela alteração da frequência de comutação do conversor *flyback*. Por fim, foram obtidos resultados experimentais do protótipo construído, que mostraram que o transmissor proposto alcançou taxa de transmissão de dados de 15 kb/s para uma distância máxima de 2 metros e eficiência global de 93,3%. Também foi constatado que, a transmissão de dados pouco interfere na THD com a malha antecipatória corretamente projetada, alcançando assim THD de 3,2%.

O capítulo 5 apresenta uma topologia de transmissor VLC que proporciona três características importantes: transmissão em todo o período da rede elétrica, forma de onda quadrada, menos susceptibilidade a interferências, e entrada de tensão universal. Para verificar o desempenho do sistema VLC com as diferentes formas de onda, foi realizada uma análise teórica em termos de BER e SNR. Os resultados mostraram que a

forma de onda quadrada é a mais adequada para o esquema de modulação OOK-M-FSK com demodulação por detecção de cruzamento por zero. Com base nestes resultados, foi proposto um *driver* de LED de dois estágios integrados baseado na topologia *buck-boost flyback*. Este *driver* é capaz de sintetizar a forma de onda quadrada sem a necessidade de um novo interruptor. A modelagem matemática completa do sistema transmissor foi apresentada, levando em consideração a ausência de capacitor de saída e a operação em CCM do estágio PC. Esta configuração permitiu a transmissão de dados pela ondulação de alta frequência na corrente de saída. Também foi discutida uma metodologia de projeto que permite ao transmissor operar em uma região de operação ampla, tanto em termos de tensão de entrada quanto de frequência de comutação. Os resultados experimentais do protótipo construído validaram o funcionamento do *driver* para toda a região de operação. Para a condição nominal de tensão de entrada (127 Vrms), a eficiência variou entre 79,4% e 82,7%, dependendo da frequência de comutação. Para validação e análise de desempenho prático em termos de BER e EVM, foram implementadas duas variantes do esquema de modulação. O esquema OOK-4-FSK, com índice de modulação igual a 4, alcançou taxa de dados de 160 kb/s para uma distância máxima de aproximadamente 3 metros. O esquema OOK-16-FSK, com índice de modulação igual a 16, alcançou taxa de transmissão de dados de 248 kb/s para uma distância de 2 metros. Foi verificado que a diferença de distância entre os dois esquemas implementados ocorre devido à largura de banda reservada para cada frequência que representa um símbolo.

6.2 PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS

Os tópicos a seguir apresentam algumas propostas para a continuidade do trabalho que busca melhorar a confiabilidade e a taxa de transmissão do sistema VLC.

- Utilização de interruptores de alta velocidade de comutação SiC e GaN para aumentar a taxa de transmissão de dados e/ou reduzir perdas;
- Estudo e desenvolvimento do circuito de recepção mais sofisticados para os transmissores com modulação OOK-M-FSK, que pode propiciar o aumento do alcance do sinal com BER satisfatória;
- Teste dos circuitos transmissores propostos para aplicação real, enviando dados como fotos e vídeos;
- Estudo da possibilidade de implementação de outros tipos de modulações nas topologias abordadas, como as baseadas em PSK e ASK;
- Estudo mais aprofundado da transmissão de dados. Enviar maior número de bits e com palavra binária de bits pseudoaleatórios;

- Explorar em mais detalhes as interferências intersimbólicas da solução apresentada no capítulo 4;
- Estudo de códigos corretores de erros, que são implementados em camadas superiores para melhora da detecção do sinal.

6.3 PRODUÇÃO CIENTÍFICA

As produções científicas relacionadas diretamente ao tema da tese estão listadas abaixo:

- Artigo publicado em revista:

1. RESENDE, L. H. G. et al. An Off-line Single-Switch VLC Transmitter for Low Data Rate Applications. *AEUE - International Journal of Electronics and Communications*, v. 154, p. 154331, 2022.

- Artigo publicado em congresso internacional:

1. RESENDE, L. H. G. et al. Performance Analysis of a FSK-based VLC System in Terms of BER, SNR, and Distance Range for Different Waveforms: Sinusoidal, Triangular, and Square. In: *7th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, Florianópolis, 2023.

- Depósito de patente:

1. RESENDE, L. H. G. et al. Sistema Transmissor de Dados Digitais por meio da Comunicação por Luz Visível Utilizando um Driver de LED de Estágio Único com Chave Única de Elevado Fator de Potência, 2022. Número do registro: BR1020220032114.

Vale mencionar que um artigo de revista relacionado à segunda parte do capítulo 5 está em processo de submissão na *AEUE - International Journal of Electronics and Communications*.

Além dos resultados relacionados diretamente ao tema da tese, também foram publicados alguns artigos derivados, que estão listados abaixo:

- Artigos publicados em revista:

1. FERRAZ, R. M. et al. Frequency-based Active Ripple Compensation Technique to Reduce Bulk Capacitance in Integrated Off-line LED Drivers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 10, pp. 12209-12220, Oct. 2022, doi: 10.1109/TPEL.2022.3177155.
 2. FERRAZ, R. M. et al. A Novel Design Approach for LLC Resonant Converters in Off-line LED Driving Applications. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, v. 32, n. 6, p. 1758-1770, 2021.
- Artigos publicados em congresso:
1. RESENDE, L. H. G. et al. A Comparative Study on Off-line LED Drivers: High Frequency SEPIC-Based PFC Converter Against Low Frequency Boost-Based Pre-regulators. In: *15th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, São Bernardo do Campo, 2023.
 2. FERRAZ, R. M. et al. Design of an Off-line LED Driver Based on the LC Resonant Converter with Active Ripple Compensation to Reduce Bulk Capacitance. In: *15th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, São Bernardo do Campo, 2023.
 3. FERRAZ, R. M. et al. Design of an Off-line LED Driver Based on the Interleaved BCM Boost PFC and the LLC converter with Active Ripple Compensation. In: *7th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, Florianópolis, 2023.

REFERÊNCIAS

- ABNT. Dispositivo de controle eletrônico c.c. ou c.a. para módulos de led – requisitos de desempenho. *ABNT. NBR 16026*, 2012.
- AGRAWAL, G. P. *Fiber-optic communication systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012. v. 222.
- AHMED, I. et al. Wireless communications for the hospital of the future: Requirements, challenges and solutions. *International Journal of Wireless Information Networks*, Springer, v. 27, n. 1, p. 4–17, 2020.
- ALBUQUERQUE, V. M. et al. Development of a compact platform for power converter prototyping. In: *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6.
- ALBUQUERQUE, V. M. D. et al. A simple resonant switched-capacitor led driver employed as a fast pulse-based transmitter for vlc applications. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, p. 1–1, 2020.
- ALLER, D. G. et al. Design of a linear-assisted vlc-led transmitter based on summing the light. In: *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2019. v. 1, p. 4268–4273.
- ALLER, D. G. et al. Design of a linear-assisted vlc-led transmitter based on summing the light. In: *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2019. v. 1, p. 4268–4273.
- ALMEIDA, P. S. et al. Static and dynamic photoelectrothermal modeling of led lamps including low-frequency current ripple effects. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 7, p. 3841–3851, 2015.
- ALMEIDA, P. S.; SOARES, G. M.; BRAGA, H. A. Storage capacitance minimization in led drivers based on photometrical constraints and converter integration. *Eletrônica de Potência*, v. 18, n. 2, p. 962–971, 2013.
- Alonso, J. M. et al. A straightforward methodology to modeling high power factor ac–dc converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 10, p. 4723–4731, 2013.
- ALONSO, J. M. et al. Analysis and design of the integrated double buck–boost converter as a high-power-factor driver for power-led lamps. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 59, n. 4, p. 1689–1697, 2012.
- ARNON, S. Optimised optical wireless car-to-traffic-light communication. *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, Wiley Online Library, v. 25, n. 6, p. 660–665, 2014.
- ARNON, S. *Visible Light Communication*. [S.l.]: Cambridge University Press,, 2015.
- ÅSTRÖM, K. J.; MURRAY, R. M. *Feedback systems: an introduction for scientists and engineers*. [S.l.]: Princeton university press, 2021.

- AZIZ, N. et al. Medical healthcare m2m system using the vlc system. In: AIP PUBLISHING LLC. *AIP conference proceedings*. [S.l.], 2020. v. 2203, n. 1, p. 020058.
- BISWAS, J.; VELOSO, M. Wifi localization and navigation for autonomous indoor mobile robots. In: IEEE. *2010 IEEE international conference on robotics and automation*. [S.l.], 2010. p. 4379–4384.
- BULLOUGH, J. *Lighting answers: Light emitting diode lighting systems*. Troy, NY: National Lighting Product Information Program, Lighting Research Center, Rensselaer Polytechnic Institute, 2003.
- BULLOUGH, J. D. et al. Detection and acceptability of stroboscopic effects from flicker. *Lighting Research & Technology*, Sage Publications Sage UK: London, England, v. 44, n. 4, p. 477–483, 2012.
- CAILEAN, A. et al. Visible light communications: Application to cooperation between vehicles and road infrastructures. In: *2012 IEEE Intelligent Vehicles Symposium*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1055–1059.
- CHE, F. et al. A fully integrated ieee 802.15.7 visible light communication transmitter with on-chip 8-w 85 *Journal of Lightwave Technology*, v. 34, n. 10, p. 2419–2430, 2016.
- CHUN, H. et al. Led based wavelength division multiplexed 10 gb/s visible light communications. *Journal of Lightwave Technology*, v. 34, n. 13, p. 3047–3052, 2016.
- COSOVANU, L.-M.; ZADOBRISCHI, E.; DIMIAN, M. Optical amplification on automotive vlc applications. In: *2020 24th International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC)*. [S.l.: s.n.], 2020. p. 699–704.
- DENG, X. et al. Performance analysis for joint illumination and visible light communication using buck driver. *IEEE Transactions on Communications*, v. 66, n. 5, p. 2065–2078, 2018.
- DENG, X. et al. Performance analysis for joint illumination and visible light communication using buck driver. *IEEE Transactions on Communications*, v. 66, n. 5, p. 2065–2078, 2018.
- DENG, X. et al. Performance comparison for illumination and visible light communication system using buck converters. In: *2014 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 547–552.
- DIMITROV, S.; HAAS, H. *Principles of LED Light Communications Towards Networked Li-Fi*. [S.l.]: Cambridge University Press, 2015.
- DIMITROV, S. et al. On the sir of a cellular infrared optical wireless system for an aircraft. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 27, n. 9, p. 1623–1638, 2009.
- DUVNJAK, F.; OŽEGOVIĆ, J.; KRISTIĆ, A. Heterogeneous wi-fi and vlc (rf-optical) wireless access architecture. In: *2015 23rd International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 310–314.

- EASTMAN, A. A.; CAMPBELL, J. H. Stroboscopic and flicker effects from fluorescent lamps. *Illuminating Engineering*, Illuminating Engineering Society Journal, v. 47, n. 1, p. 27–35, 1952.
- FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; EMAMI-NAEINI, A. *Sistemas de controle para engenharia*. [S.l.]: Bookman Editora, 2013.
- GAO, Y.; LI, L.; MOK, P. K. T. 22.8 an ac-input inductorless led driver for visible-light-communication applications with 8mb/s data-rate and 6.4% low-frequency flicker. In: *2017 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 384–385.
- GAO, Y.; LI, L.; MOK, P. K. T. An ac input inductor-less led driver for efficient lighting and visible light communication. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 53, n. 8, p. 2343–2355, 2018.
- GARCIA, J. et al. A novel flyback-based input pfc stage for electronic ballasts in lighting applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 49, n. 2, p. 769–777, 2013.
- GFELLER, F. R.; BAPST, U. Wireless in-house data communication via diffuse infrared radiation. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 67, n. 11, p. 1474–1486, 1979.
- GRUBOR, J. et al. Wireless high-speed data transmission with phosphorescent white-light leds. In: *33rd European Conference and Exhibition of Optical Communication - Post-Deadline Papers (published 2008)*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–2.
- HE, X. et al. Nature of power electronics and integration of power conversion with communication for talkative power. *Nature communications*, Nature Publishing Group, v. 11, n. 1, p. 1–12, 2020.
- IEC. CISPR15 – Limites e métodos de medição das características de radioperturbação dos equipamentos elétricos de iluminação e similares. *ABNT NBR IEC/CISPR15*, 2013.
- IEC. CISPR22 – Equipamento de tecnologia da informação - características de radioperturbação - limites e métodos de medição. *ABNT NBR IEC/CISPR22*, 2013.
- IEC. 61000-3-2 – electromagnetic compatibility (emc) - part 3-2: Limits - limits for harmonic current emissions (equipment input current 16 a per phase). *IEC Standard 61000-3-2*, v. 5, 2018.
- IEEE. Recommended practices for modulating current in high-brightness leds for mitigating health risks to viewers. *IEEE Std 1789-2015*, p. 1–80, June 2015.
- INMETRO. Portaria 478 - regulamento técnico da qualidade para luminárias para lâmpadas de descarga e led. *Iluminação Pública Viária*, 2013.
- INMETRO. Portaria 389 - regulamento técnico da qualidade para lâmpadas led – com dispositivos de controle integrado à base. 2014.
- INMETRO. Portaria 69 - regulamento técnico da qualidade e os requisitos de avaliação da conformidade. 2022.

- ISLAM, N. U. et al. White light-emitting diodes: Past, present, and future. *ECS Journal of Solid State Science and Technology*, IOP Publishing, 2021.
- JALAJAKUMARI, A. V. et al. An energy efficient high-speed digital led driver for visible light communications. In: *2015 IEEE International Conference on Communications (ICC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 5054–5059.
- JENQ, F.-L.; LIU, T.-J.; LEU, F.-Y. An ac led smart lighting system with visible light time-division multiplexing free space optical communication. In: *2011 Fifth International Conference on Innovative Mobile and Internet Services in Ubiquitous Computing*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 589–593.
- JOHANSSON, B. *Pulse-Based Modulation for VLC Systems: Using Programmable Systems-on-Chip*. Dissertação (Mestrado) — Delft University of Technology, 10 2017.
- KAHN, J.; BARRY, J. Wireless infrared communications. *Proceedings of the IEEE*, v. 85, n. 2, p. 265–298, 1997.
- KEISER, G. *Optical fiber communications*. [S.l.]: McGraw-Hill New York, 2014.
- 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.
- LATHI, B. P. *Modern digital and analog communication systems*. [S.l.]: Oxford university press, 1998.
- LEE, K.; PARK, H.; BARRY, J. R. Indoor channel characteristics for visible light communications. *IEEE communications letters*, IEEE, v. 15, n. 2, p. 217–219, 2011.
- LEE, S.-W. et al. Buck-boost ac-dc led driver for lamp with visible light communication module. *Electric Power Components and Systems*, Taylor & Francis, v. 47, n. 4-5, p. 372–381, 2019.
- LEE, Y.-C. et al. The high-efficiency led driver for visible light communication applications. In: *2016 Eighth International Conference on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 56–58.
- LEHMAN, B. et al. Proposing measures of flicker in the low frequencies for lighting applications. In: IEEE. *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.], 2011. p. 2865–2872.
- LEHMAN, B.; WILKINS, A. J. Designing to mitigate effects of flicker in led lighting: Reducing risks to health and safety. *IEEE Power Electronics Magazine*, v. 1, n. 3, p. 18–26, Sept 2014. ISSN 2329-9207.
- LI, H. et al. An analog modulator for 460 mb/s visible light data transmission based on oob-nrs modulation. *IEEE Wireless Communications*, v. 22, n. 2, p. 68–73, 2015.
- LI, H. et al. High bandwidth visible light communications based on a post-equalization circuit. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 26, n. 2, p. 119–122, 2014.

- LIAW, S.-K. et al. 500 mb/s look visible light communications using rgb-based leds. In: *2015 International Symposium on Next-Generation Electronics (ISNE)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–2.
- LIU, H. et al. Survey of wireless indoor positioning techniques and systems. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)*, IEEE, v. 37, n. 6, p. 1067–1080, 2007.
- LOOSE, F. *Conversor híbrido para sistemas de iluminação com comunicação por luz visível*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, 2022.
- LOOSE, F. et al. Ripple-based visible light communication technique for switched led drivers. In: *2017 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6.
- LOOSE, F. et al. Efficient hybrid buck converter for visible light communication in led drivers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 69, n. 2, p. 1877–1887, 2022.
- LOOSE, F. et al. On the use of the intrinsic ripple of a buck converter for visible light communication in led drivers. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 6, n. 3, p. 1235–1245, 2018.
- MA, H.; LAMPE, L.; HRANILOVIC, S. Integration of indoor visible light and power line communication systems. In: *2013 IEEE 17th International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 291–296.
- MAHALAKSHMI, K. et al. Healthcare visible light communication. *International Journal of Pure and Applied Mathematics*, v. 118, n. 11, p. 345–348, 2018.
- MAKVANDI, A.; KAVIAN, Y. S.; NAMJOO, E. Vlcot: design and implementation of a visible light communication system for indoor internet of things applications. *Appl. Opt.*, OSA, v. 60, n. 36, p. 11094–11103, Dec 2021. Disponível em: <<http://opg.optica.org/ao/abstract.cfm?URI=ao-60-36-11094>>.
- MARCHESAN, T. B. et al. Two flyback-based integrated converters for the implementation of lfsw electronic ballasts. In: *IEEE. 2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting*. [S.l.], 2007. p. 463–470.
- MARGAN, E. Transimpedance amplifier analysis. *no*, v. 1, p. 1–19, 2012.
- MENDEZ, J. R. et al. Reproducing multicarrier modulation schemes for visible light communication with the ripple modulation technique. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 67, n. 2, p. 1532–1543, 2019.
- 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, 2008.
- MINH, H. L. et al. 100-mb/s nrz visible light communications using a postequalized white led. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 21, n. 15, p. 1063–1065, 2009.
- MIRAMIRKHANI, F. *Channel modeling and characterization for visible light communications: indoor, vehicular and underwater channels*. Tese (tese (Doutorado)) — Ozyegin University, 2018.

- MIRAMIRKHANI, F.; UYSAL, M. Channel modeling and characterization for visible light communications. *IEEE Photonics Journal*, v. 7, n. 6, p. 1–16, 2015.
- MODEPALLI, K.; PARSA, L. Single stage dual purpose offline hb-led driver with power factor correction for illumination and visible light communication. In: *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1388–1393.
- 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, 2015.
- MODEPALLI, K.; PARSA, L. 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, 2017.
- MOHAMMED, D. et al. Digital data transmission via visible light communication (vlc): Application to vehicle to vehicle communication. In: *2016 4th International Conference on Control Engineering Information Technology (CEIT)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–5.
- MONTEIRO, E.; HRANILOVIC, S. Design and implementation of color-shift keying for visible light communications. *Journal of Lightwave Technology*, v. 32, n. 10, p. 2053–2060, 2014.
- MURAI, R. et al. A novel visible light communication system for enhanced control of autonomous delivery robots in a hospital. In: *2012 IEEE/SICE International Symposium on System Integration (SII)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 510–516.
- NG, X.-W.; CHUNG, W.-Y. Vlc-based medical healthcare information system. *Biomedical Engineering: Applications, Basis and Communications*, World Scientific, v. 24, n. 02, p. 155–163, 2012.
- NOGUEIRA, F. J. *Controladores de LEDS para Iluminação Pública com Elevado Fator de Potência Comutados no Dobro da Frequência da Rede Elétrica*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2017.
- OGATA, K. *Modern control engineering*. [S.l.]: Prentice hall, 2010.
- PATHAK, P. H. et al. Visible light communication, networking, and sensing: A survey, potential and challenges. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, v. 17, n. 4, p. 2047–2077, 2015.
- PHAM, N. Q.; RACHIM, V. P.; CHUNG, W.-Y. High-accuracy vlc-based indoor positioning system using multi-level modulation. *Optics express*, Optica Publishing Group, v. 27, n. 5, p. 7568–7584, 2019.
- PUST, P.; SCHMIDT, P. J.; SCHNICK, W. A revolution in lighting. *Nature materials*, Nature Publishing Group, v. 14, n. 5, p. 454, 2015.
- RAGGL, K.; NUSSBAUMER, T.; KOLAR, J. W. Guideline for a simplified differential-mode emi filter design. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 57, n. 3, p. 1031–1040, 2010.

- RODRIGUES, C. R. et al. Experimental characterization regarding two types of phosphor-converted white high-brightness leds: low power and high power devices. In: IEEE. *XI Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.], 2011. p. 734–740.
- RODRÍGUEZ, J. et al. Reproducing single-carrier digital modulation schemes for vlc by controlling the first switching harmonic of the dc–dc power converter output voltage ripple. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 33, n. 9, p. 7994–8010, 2017.
- 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. In: *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 2116–2123.
- RODRÍGUEZ, J. et al. Performance evaluation of a vlc transmitter based on the split of the power. In: *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1179–1186.
- RODRÍGUEZ, J. et al. Power-efficient vlc transmitter based on pulse-width modulated dc–dc converters and the split of the power. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 34, n. 2, p. 1726–1743, 2019.
- ROUND, H. J. A note on carborundum. In: *Electrical World*. [S.l.]: World Scientific, 1907. p. 309.
- SALMENTO, M. *Comunicação por luz visível aplicada a sistemas de iluminação modernos - componentes, conversores e proposta de técnica de modulação*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2019.
- SALMENTO, M. L. G. et al. A dimmable offline led driver with ook-m-fsk modulation for vlc applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 66, n. 7, p. 5220–5230, 2019.
- SCHUBERT, E. F.; GESSMANN, T.; KIM, J. K. *Light emitting diodes*. [S.l.]: Wiley Online Library, 2005.
- SEBASTIÁN, J. et al. Design of a two-phase buck converter with fourth-order output filter for envelope amplifiers of limited bandwidth. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 11, p. 5933–5948, 2014.
- SEBASTIÁN, J. et al. On the role of power electronics in visible light communication. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 6, n. 3, p. 1210–1223, 2018.
- SIDDIQUE, I. et al. Li-fi the next generation of wireless communication through visible light communication (vlc) technology. *International Journal of Scientific Research in Computer Science, Engineering and Information Technology*, v. 5, n. 1, p. 30–37, 2019.
- SINGH, R.; O'FARRELL, T.; DAVID, J. P. R. Performance evaluation of ieee 802.15.7 csk physical layer. In: *2013 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1064–1069.

- SINGH, R.; O'FARRELL, T.; DAVID, J. P. R. An enhanced color shift keying modulation scheme for high-speed wireless visible light communications. *Journal of Lightwave Technology*, v. 32, n. 14, p. 2582–2592, 2014.
- SOARES, G. M. *Sistema inteligente de iluminação de estado sólido com controle remoto e análise de parâmetros da rede elétrica*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2014.
- SOARES, G. M. et al. Capacitance minimization in offline led drivers using an active-ripple-compensation technique. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 32, n. 4, p. 3022–3033, 2016.
- TAN, Y. Y.; JUNG, S.-J.; CHUNG, W.-Y. Real time biomedical signal transmission of mixed ecg signal and patient information using visible light communication. In: IEEE. *2013 35th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*. [S.l.], 2013. p. 4791–4794.
- TEIXEIRA, L. *Analysis of the luminous efficacy of lighting systems with integrated communication*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, 2020.
- TEIXEIRA, L. et al. A review of visible light communication led drivers. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, p. 1–1, 2021.
- IEA. *Lighting*, IEA, Paris. 2021.
- ITU-T. *Advanced video coding for generic audiovisual services*. 2021.
- United for Efficiency. *Green Public Procurement Technical Guidelines and Specifications for Energy Efficient Lighting*. 2021.
- U.S Department of Energy. How leds are different. *Office of Energy Efficiency and Renewable Energy*, 2020.
- TORKESTANI, S. S. et al. Performance and transmission power bound analysis for optical wireless based mobile healthcare applications. In: *2011 IEEE 22nd International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 2198–2202.
- TUSTIN, A. A method of analysing the behaviour of linear systems in terms of time series. *Journal of the Institution of Electrical Engineers-Part IIA: Automatic Regulators and Servo Mechanisms*, IET, v. 94, n. 1, p. 130–142, 1947.
- VLACH, J. Introduction to the theory and design of active filters. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 70, n. 3, p. 314–314, 1982.
- VUCIC, J. et al. 513 mbit/s visible light communications link based on dmt-modulation of a white led. *Journal of Lightwave Technology*, v. 28, n. 24, p. 3512–3518, 2010.
- VUČIĆ, J. et al. 803 mbit/s visible light wdm link based on dmt modulation of a single rgb led luminary. In: *2011 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–3.

- WANG, C.-X. et al. Cellular architecture and key technologies for 5g wireless communication networks. *IEEE Communications Magazine*, v. 52, n. 2, p. 122–130, 2014.
- WANG, Y. et al. High precision indoor robot localization using vlc enabled smart lighting. In: OPTICA PUBLISHING GROUP. *Optical Fiber Communication Conference*. [S.l.], 2021. p. M1B–8.
- WANG, Y. et al. Enhanced performance of visible light communication employing 512-qam n-sc-fde and dd-lms. *Optics express*, Optical Society of America, v. 22, n. 13, p. 15328–15334, 2014.
- WANG, Y. et al. 8-gb/s rgby led-based wdm vlc system employing high-order cap modulation and hybrid post equalizer. *IEEE Photonics Journal*, v. 7, n. 6, p. 1–7, 2015.
- WU, F.-M. et al. 3.22-gb/s wdm visible light communication of a single rgb led employing carrier-less amplitude and phase modulation. In: IEEE. *2013 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*. [S.l.], 2013. p. 1–3.
- WU, Z.-Y. et al. A linear current driver for efficient illuminations and visible light communications. *Journal of Lightwave Technology*, v. 36, n. 18, p. 3959–3969, 2018.
- YANG, Q. *Design of front-end amplifier for optical receiver in 0.5 micrometer CMOS technology*. Tese (Doutorado), 2005.
- YOKOTANI, T. Application and technical issues on internet of things. In: *The 10th International Conference on Optical Internet (COIN2012)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 67–68.
- YOU, S.-H. et al. Visible light communications for scooter safety. In: *Proceeding of the 11th annual international conference on Mobile systems, applications, and services*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 509–510.
- YU, S.-H. et al. Smart automotive lighting for vehicle safety. *IEEE Communications Magazine*, v. 51, n. 12, p. 50–59, 2013.
- ZAFAR, F.; BAKAUL, M.; PARTHIBAN, R. Laser-diode-based visible light communication: Toward gigabit class communication. *IEEE Communications Magazine*, v. 55, n. 2, p. 144–151, 2017.
- ZHANG, W. et al. Design and realization of indoor vlc-wi-fi hybrid network. *Journal of Communications and Information Networks*, v. 2, n. 4, p. 75–87, 2017.
- 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. In: *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 2144–2150.
- ZHAO, S.; XU, J.; TRESCASES, O. 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.

ZONG, S.; WU, J.; HE, X. A novel method for illumination and communication using white led lights. In: *6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–5.