

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ

BRUNO MIGUEL HOLLER

**CONVERSOR BRIDGELESS COM REDUZIDA TENSÃO DE BARRAMENTO CC
PARA SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO COM LEDs**

**PONTA GROSSA
2022**

BRUNO MIGUEL HOLLER

**CONVERSOR BRIDGELESS COM REDUZIDA TENSÃO DE BARRAMENTO CC
PARA SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO COM LEDs**

Bridgeless Converter with Reduced DC Bus Voltage for LED Lighting Systems

Trabalho de conclusão de curso de graduação apresentada como requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Orientador(a): Prof. Dr. Claudinor Bitencourt Nascimento

**PONTA GROSSA
2022**



[4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/)

Esta licença permite download e compartilhamento do trabalho desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es), sem a possibilidade de alterá-lo ou utilizá-lo para fins comerciais. Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.

BRUNO MIGUEL HOLLER

**CONVERSOR BRIDGELESS COM REDUZIDA TENSÃO DE BARRAMENTO CC
PARA SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO COM LEDs**

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação
apresentado como requisito para obtenção do título de
Bacharel em Engenharia Elétrica da Universidade
Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Data de aprovação: 22/ Junho /2022

Prof(a). Dr. Claudinor Bitencourt Nascimento
Doutorado
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Prof(a). Dr. Zito Palhano da Fonseca
Doutorado
Universidade Estadual de Ponta Grossa

Prof(a). Dr. Eloi Agostini Juíniór
Doutorado
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

**PONTA GROSSA
2022.**

AGRADECIMENTOS

Agradeço a minha família pelo apoio em todos os momentos que precisei. Agradeço ao professor Claudinor pelo tempo e dedicação na orientação deste trabalho. Deixo também meus agradecimentos à Universidade Tecnológica Federal do Paraná pela estrutura disponibilizada. Por fim agradeço à Fundação Araucária pelo apoio financeiro.

RESUMO

HOLLER, Bruno Miguel. **Conversor Bridgeless com Reduzida Tensão de Barramento CC para Sistemas de Iluminação com LEDs**. 2022. 56 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta Grossa. 2022.

As lâmpadas LED se tornaram a principal tecnologia utilizada para iluminação. Para o correto funcionamento dessas lâmpadas são necessários os conversores, também chamados de drivers. Um grande problema desses drivers é seu tempo de vida útil, que geralmente é inferior ao da lâmpada LED. Estima-se que 50% dos problemas nesse tipo de circuito está relacionado aos capacitores eletrolíticos. Como solução para este problema neste trabalho será realizado o estudo e implementação de uma topologia de conversor para acionamento de lâmpada LED. A topologia apresenta alto rendimento, correção do fator de potência e reduzida tensão de barramento. Esta última característica proporciona a possibilidade de redução de volume e aumento de vida útil devido a menor capacitância necessária no barramento CC, sendo possível assim a utilização de capacitor de filme metálico no mesmo. No decorrer do trabalho serão descritas as etapas de operação em regime permanente, modelagem matemática e validação por meio de implementação de protótipo físico. O projeto do conversor foi realizado para acionar um módulo de LEDs de 45W, tensão de saída de 90V e corrente média de saída de 500mA. A topologia é baseada em um conversor de estágio único *bridgeless* integrado a um inversor meia ponte, e para auxiliar na correção do fator de potência serão utilizados capacitores *charge-pump*. Uma estrutura híbrida a capacitor chaveado também é utilizada, auxiliando na redução da tensão de barramento.

Palavras-chave: *bridgeless*; LED; *charge-pump*; capacitor chaveado híbrido.

ABSTRACT

LED lamps have become the main technology used for lighting. For the correct functioning of these lamps, converters, also called drivers, are necessary. A big problem with these drivers is their lifespan, which is usually shorter than the LED lamp. It is estimated that 50% of the problems in this type of circuit are related to electrolytic capacitors. As a solution to this problem in this work, the study and implementation of a converter topology for LED lamp activation will be carried out. The topology features high performance, power factor correction and reduced bus voltage. This last feature provides the possibility of reducing the size and increasing the useful life due to the lower capacitance required in the DC bus, making it possible to use a metallic film capacitor in it. During the work, the steps of steady-state operation, mathematical modeling and validation through the implementation of a physical prototype will be described. The converter project was carried out to drive a 45W LED module, 90V output voltage and 500mA average output current. The topology is based on a bridgeless single-stage converter integrated into a half-bridge inverter, and charge-pump capacitors will be used to help correct the power factor. A switched capacitor hybrid structure is also used, helping to reduce the bus voltage.

Keywords: bridgeless; LED; charge-pump; switched capacitor hybrid.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Retificador Bridgeless Boost	15
Figura 2 – Reator Charge-Pump com característica de fonte de corrente.	16
Figura 3 – Conversor Charge-Pump Valley-fill para acionamento de lâmpadas LED.	17
Figura 4 – Conversor a capacitor chaveado do tipo Ladder.	18
Figura 5 – Conversor buck híbrido a capacitor chaveado.	19
Figura 6 – Topologia Proposta.	20
Figura 7 – Modos de operação.	21
Figura 8 – Primeira etapa de operação.	23
Figura 9 – Segunda etapa de operação.	23
Figura 10 – Terceira etapa de operação.	24
Figura 11 – Quarta etapa de operação.	25
Figura 12 – Quinta etapa de operação.	25
Figura 13 – Formas de onda do pulso, de tensão e corrente em S1 e S2.	26
Figura 14 – Formas de onda de tensão e corrente em Lo1 e Lo2.	27
Figure 15 – Formas de onda de tensão e corrente em Co1 e Co2.	27
Figura 16 – Primeira etapa de operação modo 2.	31
Figura 17 – Segunda etapa de operação modo 2.	32
Figura 18 – Terceira etapa de operação modo 2.	32
Figura 19 – Quarta etapa de operação modo 2.	33
Figura 20 – Formas de onda dos pulsos, da tensão e corrente em S1 e S2.	34
Figura 21 – Formas de onda de tensão e corrente em Lo1 e Lo2.	34
Figura 22 – Formas de onda de tensão e corrente em Cp1 e Cp2.	35
Figura 23 – Formas de onda de tensão e corrente em Co1 e Co2.	35
Figura 24 – Esquemático simulado.	41
Figura 25 – Tensão e corrente de entrada.	42
Figura 26 – Tensão e corrente de saída (LED).	43
Figura 27 – Tensão de barramento.	43
Figura 28 – Tensão do capacitor charge pump na frequência da rede.	44
Figura 29 – Corrente em Lo2 (a) no modo 1 e (b) no modo 2.	44
Figura 30 – Tensão no capacitor Co1 (a) no modo 1 e (b) no modo 2.	45
Figura 31 – Esquemático para construção do layout do conversor.	46

Figura 32 – Layout do conversor.....	46
Figura 33 – Protótipo implementado.	47
Figura 34 - Rendimento.....	47
Figura 35 - Tensão e Corrente na entrada e saída do conversor.....	48
Figura 36 – Tensão de barramento, tensão e corrente de entrada.	48
Figura 37 – THD corrente de entrada em 127V.	49
Figura 38 – Corrente na frequência da rede nos Indutores Lo1 e Lo2.	50
Figura 39 – Corrente na frequência de comutação nos Indutores Lo1 e Lo2, e pulsos de comando.....	50
Figura 40 – Tensão na frequência da rede nos capacitores Cp1 e Cp2.	51
Figura 41 – Tensão e corrente na frequência de comutação no capacitor Cp1.	51
Figura 42 – Tensão na frequência da rede nos capacitores Co1 e Co2.	52
Figura 43 – Tensão na frequência de comutação nos capacitores Co1 e Co2. .	52

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 – Valores dos componentes do filtro LC	39
Quadro 2 – Especificações de projeto	40
Quadro 3 – Especificações de projeto	41
Quadro 4 – Comparação valores calculados x simulados	42

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

IEC	International Electrotechnical Commission
THD	Taxa de distorção harmônica
FP	Fator de Potência
LEDs	Light Emitting Diodes
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
MCD	Modo de Condução Descontínua
PFC	Controle do Fator de Potência

LISTA DE SÍMBOLOS

Cp1	Capacitor de charge-pump 1
Cp2	Capacitor de charge-pump 2
Co1	Capacitor chaveado 1
Co2	Capacitor chaveado 2
Co	Capacitor de saída
Cdc	Capacitor de barramento
Cf	Capacitor do filtro de entrada
Lf	Indutor do filtro de entrada
Lo1	Primário do indutor acoplado
Lo2	Secundário do indutor acoplado
Ld	Indutância de dispersão
S1	Interruptor 1
S2	Interruptor 2
Ds1	Diodo antiparalelo interruptor 1
Ds2	Diodo antiparalelo interruptor 2
Vin	Tensão de entrada
Vo	Tensão de saída
VLo1	Tensão no primário do indutor
VLo2	Tensão no secundário do indutor
VCo1	Tensão no capacitor Co1
VCo2	Tensão no capacitor Co2
Vs2	Tensão no interruptor S1
Vs1	Tensão no interruptor S2
VCp1	Tensão no capacitor Cp1
VCp2	Tensão no capacitor Cp2
ILo1	Corrente no primário do indutor
ILo2	Corrente no secundário do indutor
ICo1	Corrente no capacitor Co1
ICo2	Corrente no capacitor Co2
Is2	Corrente no interruptor S1
Is1	Corrente no interruptor S2

I_{Cp1}	Corrente no capacitor C_{p1}
I_{Cp2}	Corrente no capacitor C_{p2}
V_{LED}	Tensão no LED
I_{LED}	Corrente no LED
$I_{Dx\text{ef}}$	Corrente eficaz no diodo x
$I_{Sx\text{ef}}$	Corrente eficaz no interruptor x
$I_{Dx\text{med}}$	Corrente média no diodo x
$I_{Sx\text{med}}$	Corrente média no interruptor x
$V_{Dx\text{max}}$	Tensão máxima no diodo x
$V_{Sx\text{max}}$	Tensão máxima no interruptor x
V_{dc}	Tensão de barramento
F_g	Frequência da rede
F_c	Frequência de comutação
P_o	Potência de saída
V_p	Tensão de pico da rede
GaN	Nitrato de Gálio

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	13
1.1 Objetivo Geral.....	14
1.2 Objetivos Específicos	14
2 CONVERSORES ESTÁTICOS DE ENERGIA ELÉTRICA	15
2.1 Conversor <i>Bridgeless</i>	15
2.2 Conversor <i>Bridgeless Charge-Pump</i>	16
2.3 Conversor a Capacitor Chaveado	18
3 CONVERSOR BRIDGELESS CHARGE PUMP COM REDUZIDA TENSÃO DE BARRAMENTO	19
3.1 Modos de Operação na Frequência da Rede	21
3.2 Modelo Matemático do Conversor Proposto em Regime Permanente.....	22
3.2.1 Etapas de operação no modo 1	22
3.2.2 Análise matemática no modo 1	28
3.2.3 Etapas de operação no modo 2	31
3.2.4 Análise matemática no modo 2	35
3.2.5 Capacitor de barramento C_{dc}	37
3.2.6 Capacitor de saída C_o	38
3.2.7 Filtro LC.....	39
3.2.8 Diodos D_3 , D_4 , D_5 e D_6	39
3.2.9 Interruptores S_1 e S_2	40
3.3 Especificações de projeto	40
3.3.1 Resultados simulados	41
3.3.2 Resultados experimentais.	45
4 CONCLUSÃO	54

1 INTRODUÇÃO

O consumo de energia elétrica anual do Brasil é de cerca de 555 TWh e estima-se que na última década apresentou crescimento de 4% ao ano, o que gera certa preocupação principalmente após o apagão no ano de 2001, que tornou a segurança energética tema fundamental para o desenvolvimento do país (FGV Energia). No ano de 2020 o consumo de energia elétrica destinada à iluminação pública foi de 3,3% de toda a energia consumida no Brasil, já o consumo residencial foi de 31,2% (EPE, 2021). Estima-se que 18,3% da energia consumida nas residências é destinada à iluminação.

A primeira lâmpada que utilizava eletricidade foi a de arco, composta por dois eletrodos de carvão, que ao serem percorridos por corrente elétrica geram um arco elétrico que emitia luz. Algum tempo depois surge a lâmpada incandescente, composta por um filamento de platina, que ao ser percorrida por corrente elétrica emite luz através do processo de incandescência. Mais recentemente as lâmpadas baseadas em gases se tornaram foco de estudo e apresentaram grande evolução no século XX (FONSECA 2014, GILBERT 2009).

Na última década se tem observado uma grande substituição das tecnologias citadas anteriormente por LED. Desde 1960, quando foi introduzido, a função do LED era apenas indicativa, pois o mesmo apresentava baixa intensidade luminosa (ALMEIDA, 2014). Até o fim dos anos 90 LEDs azuis e verdes eram produzidos através de filmes de GaN crescidos de substrato de zafira, ao aplicar uma camada de fósforo é possível obter luz branca. A partir desta data surgem os LEDs brancos de potência, estes que podem ser aplicados na iluminação de estado sólido (ALMEIDA, 2014).

Diferentemente das lâmpadas incandescentes, o LED não pode ser ligado diretamente em fontes de alimentação com característica de fonte de tensão. As lâmpadas LED dependem de um controle externo da corrente elétrica que flui pelos seus terminais (FONSECA 2020). Para realizar o controle da corrente são utilizados os conversores eletrônicos de potência que operam como fonte de corrente constante, tais conversores são denominados de “*drivers*” (ALONSO 2012a).

Um dos desafios para a iluminação LED é a reduzida vida útil dos drivers em relação a vida útil do LED. Este fato pode ser atribuído aos capacitores eletrolíticos que são amplamente utilizados nos sistemas eletrônicos, estima-se que 50% das

falhas em fontes comutadas estão relacionadas a defeitos nos capacitores eletrolíticos (ZHOU et al. 2012). Visando este problema, muitas alternativas são propostas, uma delas é a diminuição do valor da capacitância para possibilitar a utilização de capacitores de filme metalizados. Tais componentes possuem vida útil superior se comparados aos capacitores eletrolíticos, porém possuem capacitância limitada (ALMEIDA, 2014). No momento de realização deste trabalho já é possível encontrar capacitores de filme metalizados na ordem de alguns mF.

Para o desenvolvimento de um sistema de iluminação LED, algumas características são importantes. A oscilação da corrente no LED deve ser de no máximo 20%, para atender a recomendação da norma IEEE Std 1789-2015, além de apresentar alto rendimento e não exceder a taxa de distorção harmônica total prevista na norma IEC 61000-3-2 classe C.

Levando em consideração todos os fatores descritos até o presente momento, a proposta do trabalho é desenvolver um conversor estático de energia elétrica de estágio único com a finalidade de alimentar uma carga LED. O conversor proposto deve apresentar elevado fator de potência, baixa distorção harmônica da corrente de entrada, elevado rendimento, baixo custo de produção devido a utilização de poucos componentes e elevada vida útil, esta última característica está ligada a principal vantagem da topologia proposta, que apresenta baixa tensão de barramento, possibilitando assim menores capacitâncias, não necessitando de capacitor eletrolítico.

1.1 Objetivo Geral

Este trabalho de conclusão de curso tem como objetivo o estudo e implementação de um conversor estático de energia elétrica de alto rendimento, correção de fator de potência e reduzida tensão de barramento para aplicação em acionamento de lâmpada LED.

1.2 Objetivos Específicos

- Determinação das etapas de funcionamento.
- Modelagem matemática.
- Implementação de protótipo físico.
- Comparação e validação do modelo teórico x protótipo.

2 CONVERSORES ESTÁTICOS DE ENERGIA ELÉTRICA

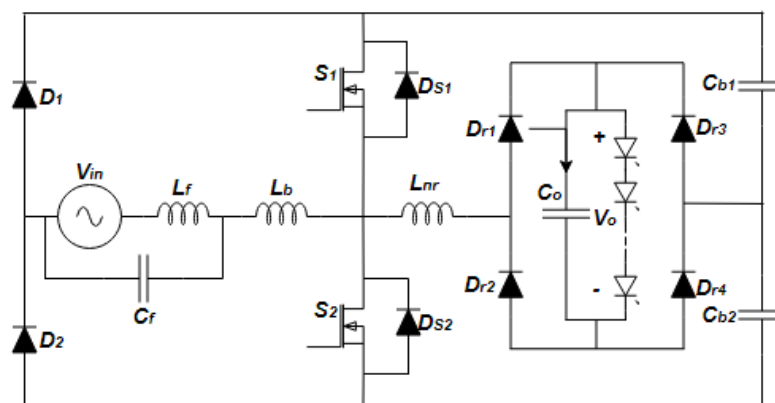
A fonte de energia mais comum disponível para se utilizar em sistemas de iluminação em geral é a rede elétrica. Dessa forma os drivers se tornam necessários não apenas para controle da potência na carga LED como também para processar a tensão alternada da rede elétrica tornando-a contínua. Ao realizar tal processo os conversores devem atender às exigências de alto fator de potência e baixa distorção harmônica da corrente drenada da rede (SHABANA, 2014).

2.1 Conversor *Bridgeless*

Muitos conversores utilizados para acionamento de lâmpadas LED são baseados em estruturas que utilizam pontes retificadoras não controladas de onda completa. Esta topologia é caracterizada pela fácil aplicação devido a não necessidade de circuitos de controle além de que somente 4 diodos são utilizados. A tensão de saída está diretamente relacionada com a tensão de pico da entrada (MALSCHITZKY, 2018). Esta estrutura apresenta perdas consideráveis devido a condução de dois semicondutores simultaneamente (SHABANA, 2014).

Uma alternativa para redução do número de componentes nos conversores é a utilização da topologia denominada *bridgeless*. Esta topologia não depende de ponte retificadora a 4 diodos na entrada, dessa forma sua vantagem está em aumentar o rendimento do circuito diminuindo as perdas de condução, isso porque o mosfet se comporta como retificador e apresenta menores perdas em condução comparado ao diodo (ALMEIDA, 2015). As estruturas *bridgeless* mais utilizadas para acionamento de lâmpadas LEDs são baseadas nos conversores boost MCD e buck-boost MCD (FONSECA, 2020). A Figura 1 apresenta a topologia *bridgeless boost* proposta no trabalho de Malschitzky (2018).

Figura 1 – Retificador Bridgeless Boost



Fonte: Adaptado de MALSCHITZKY (2018)

A estrutura apresentada na Figura 1 quando trabalha em MCD apresenta Controle Ativo do Fator de Potência (*self-PFC*), característica bastante vantajosa pois a corrente de entrada segue a forma de onda da tensão da rede, assim obtém-se baixa THD e alto FP sem a necessidade de circuitos adicionais (MALSCHITZKY, 2018).

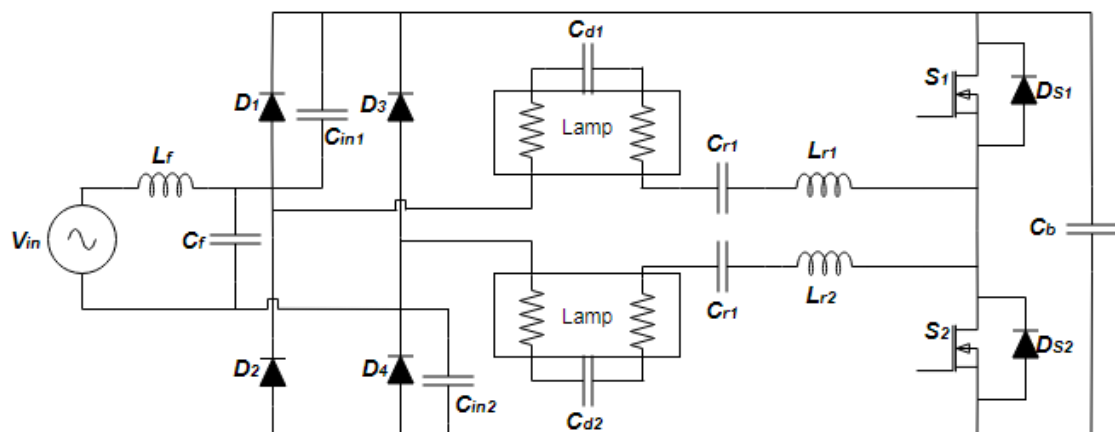
Apesar de possuir reduzido número de componentes a topologia *bridgeless boost* apresenta a desvantagem de trabalhar como dobrador de tensão da entrada, este fato pode ocasionar certas limitações em seu funcionamento, não sendo possível ultrapassar os 127V na entrada em algumas aplicações (FONSECA, 2020). Esta mesma característica faz com que seja necessário capacitores de grande volume no barramento, aumentando assim o volume total do conversor.

Devido a utilização de interruptores chaveados em alta frequência na estrutura do conversor se faz necessário a utilização de um filtro na entrada do mesmo, para que os ruídos de alta frequência não sejam vistos pela rede. Devido a simplicidade uma boa alternativa é a utilização de um filtro LC. Na Figura 1 a topologia exemplo já apresenta um filtro LC, onde L_f e C_f são os componentes do filtro.

2.2 Conversor *Bridgeless Charge-Pump*

O conceito *charge-pump* foi introduzido na década de 90 por Qian (QIAN, 2000), para utilização em reatores eletrônicos. Nascimento em 2005 (NASCIMENTO, 2005), apresenta algumas topologias utilizando o conceito *charge-pump*, propondo também a redução no número de componentes. Na Figura 2 é possível observar uma das topologias propostas por Nascimento.

Figura 2 – Reator *Charge-Pump* com característica de fonte de corrente.



Fonte: Adaptado de NASCIMENTO (2005).

Muitos conversores utilizam o conceito de *charge-pump* em sua estrutura. Tais topologias proporcionam maior ângulo de condução dos diodos retificadores da entrada através da injeção de componentes de alta frequência. Este método permite que seja drenada potência da fonte de alimentação durante todo o período de operação, como resultado se obtém maior qualidade na corrente de entrada e diminuição da ondulação da tensão de barramento (FONSECA, 2020).

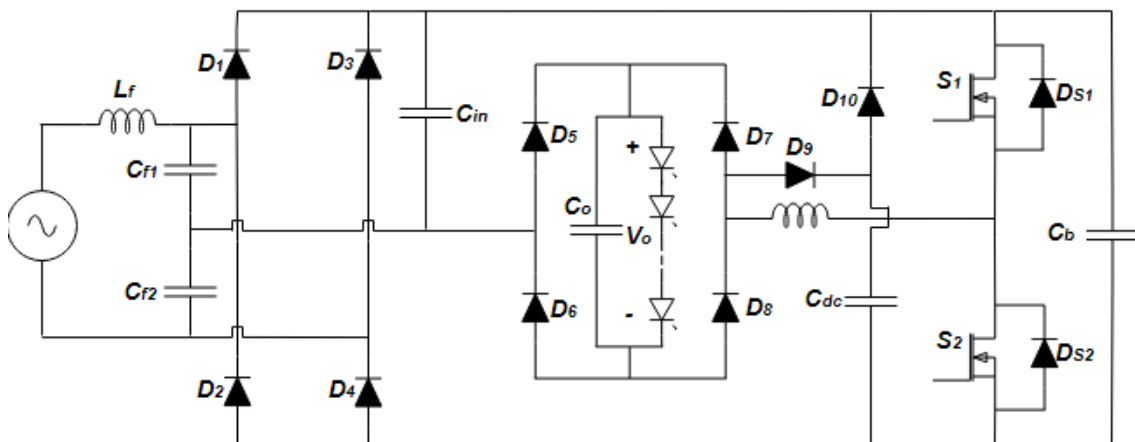
Em algumas estruturas que utilizam o conceito de *charge-pump* não ocorre o aumento do ângulo de condução dos diodos retificadores da entrada e sim os capacitores são utilizados como caminho alternativo para a passagem da corrente de entrada, contribuindo assim para a diminuição da oscilação da corrente da carga em baixa frequência (MOTTA, 2018).

As topologias *charge-pump* são atrativas pois utilizam de um diodo operando em paralelo com um capacitor para obter correção do fator de potência. Tal estrutura apresenta baixo custo e reduzido número de componentes (RUNZE, 2020).

Na tese de doutorado de (FONSECA, 2020), diversos trabalhos já realizados por outros autores são apresentados, onde nos mesmos são utilizados o conceito *charge-pump*, porém a maioria desses são destinados para acionamento de lâmpadas fluorescentes. A utilização deste conceito para acionamento de lâmpadas LED é pouco explorada, e se utilizado juntamente com a estrutura *bridgeless* reduz o número de componentes se tornando uma combinação interessante.

A Figura 3 apresenta a topologia proposta por Motta em sua dissertação de mestrado.

Figura 3 – Conversor Charge-Pump Valley-fill para acionamento de lâmpadas LED.



Fonte: Adaptado de MOTTA (2018).

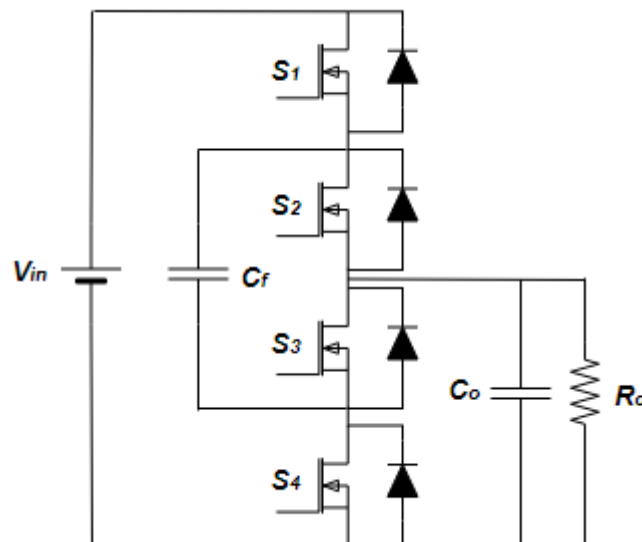
No trabalho de (MOTTA, 2018), é proposto uma topologia (Figura 3) de conversor *charge-pump valley-fill*, esta topologia apresenta elevado rendimento, baixa THD e baixa tensão de barramento. O conversor tem a finalidade de acionar lâmpadas LED.

2.3 Conversor a Capacitor Chaveado

Os conversores a capacitores chaveados, denominados CCh, são topologias baseadas na utilização de capacitores, interruptores e diodos. O objetivo é utilizar os capacitores como elementos armazenadores de energia, sendo desnecessário a utilização de elementos magnéticos. Esta característica faz com que seja possível obter elevada densidade de potência com baixo peso e volume (SOARES, 2012).

O princípio de funcionamento de um conversor a capacitor chaveado está em, através do chaveamento do interruptor controlar a carga e descarga do capacitor. O circuito equivalente pode ser representado por uma resistência cujo valor depende da capacitância e da frequência de chaveamento. Quando comparados aos conversores tradicionais apresenta maior número de interruptores, ganho estático de tensão fixo e alto pico de corrente (MENEGATTI, 2020). A Figura 4 apresenta um conversor a capacitor chaveado do tipo Ladder proposto por LIN em 1977.

Figura 4 – Conversor a capacitor chaveado do tipo Ladder.



Fonte: Adaptado de LIN (1977).

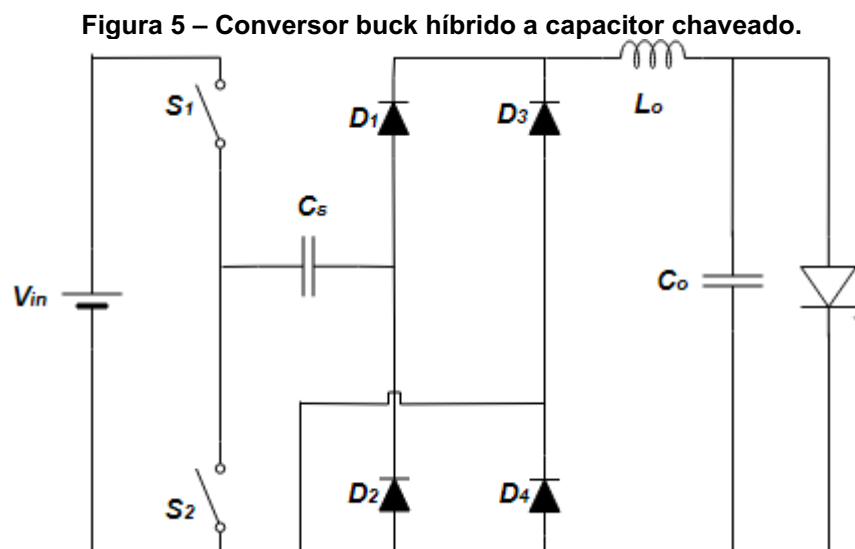
O principal problema em relação aos conversores a capacitores chaveados está relacionado aos picos de correntes que são gerados. Estes picos ocorrem devido ao capacitor ficar praticamente em curto-circuito com a fonte de tensão quando o interruptor conduz, sendo a resistência do *mosfet* a única limitação para a corrente.

Devido a variação abrupta de tensão no capacitor é exigido uma corrente alta da fonte de alimentação (LAW et al, 2004).

Para eliminar algumas dessas desvantagens dos conversores a capacitores chaveados, surgiu o conceito de conversor híbrido a capacitor chaveado, também chamados de HSB (*Hybrid Switched Capacitor*). Este conceito propõe a utilização de elemento magnético juntamente com o capacitor, obtendo assim a capacidade de controlar o fluxo de potência do conversor (GUIMARÃES, 2022).

Quando existe um elemento magnético armazenador no caminho da corrente de carga e descarga do capacitor, a variação abrupta de tensão entre os elementos capacitivos do circuito será aplicada no elemento magnético e não será aplicada totalmente na resistência dos interruptores como nas topologias clássicas, esse fato reduz os picos de corrente no circuito (SOARES, 2012).

No trabalho de (MIRANDA, 2012), é analisado um conversor buck híbrido a capacitor chaveado para acionamento de uma lâmpada LED. Através da análise qualitativa realizada é possível verificar que o chaveamento do capacitor sempre ocorre com o mesmo em série com o indutor, o que limita os picos de corrente no circuito. A Figura 5 apresenta a topologia.



Fonte: Adaptado de MIRANDA (2012).

3 CONVERSOR BRIDGELESS CHARGE PUMP COM REDUZIDA TENSÃO DE BARRAMENTO

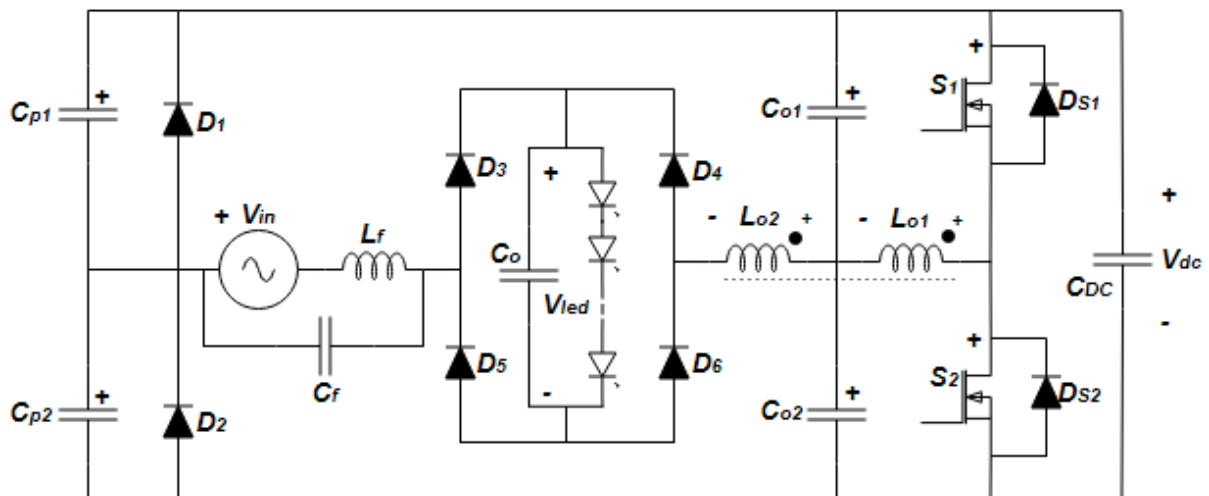
A topologia proposta é baseada na estrutura *Charge Pump Bridgeless* com correção de fator de potência integrado a um inversor meia ponte. Esta estrutura

integrada com um único estágio de conversão de energia possibilita a redução de elementos utilizados no circuito, reduzindo assim também as perdas por condução.

A estrutura formada pelos interruptores, capacitores e indutores acoplados também denominada de capacitor comutado híbrido interfere diretamente no valor da tensão de barramento, resultando na principal vantagem da topologia que é reduzida tensão de barramento.

A topologia é composta por uma fonte (V_{in}), um filtro LC (L_f e C_f) para as harmônicas de alta frequência, dois diodos (D_1 e D_2) que realizam a retificação da tensão de entrada, os capacitores de *charge pump* (C_{p1} e C_{p2}) com objetivo de manter a corrente dos LEDs com baixa ondulação, dois interruptores (S_1 e S_2) para o inversor meia ponte, capacitor de barramento (C_{dc}), os capacitores (C_{o1} e C_{o2}) juntamente com os indutores acoplados (L_{o1} e L_{o2}) e o inversor meia ponte que formam a estrutura híbrida a capacitor chaveado, quatro diodos (D_3 , D_4 , D_5 e D_6) que retificam a corrente do inversor meia ponte, o capacitor de saída (C_o) e a carga LED. A topologia é apresentada na Figura 6.

Figura 6 – Topologia Proposta.



Fonte: Autoria Própria.

A maior vantagem da topologia proposta é a reduzida tensão de barramento. Esta característica é obtida devido a estrutura de capacitor comutado híbrida, onde os picos de corrente são controlados pela indutância de dispersão e resistência interna dos interruptores, porém este fator faz com que não seja vantajoso a utilização de interruptores com baixa resistência interna, acarretando em perdas maiores por condução nos mesmos. Outro fator é a necessidade de operação com elevado tempo

morto na comutação dos interruptores para que sejam evitados picos de correntes nos capacitores.

3.1 Modos de Operação na Frequência da Rede

Analisando a topologia na frequência da rede de alimentação é possível perceber dois modos de operação em regime permanente.

O primeiro, denominado Modo 1, ocorre quando a condição expressa em (1) é atendida. Neste modo tem-se a máxima transferência de energia da fonte de entrada (V_{in}) para a carga.

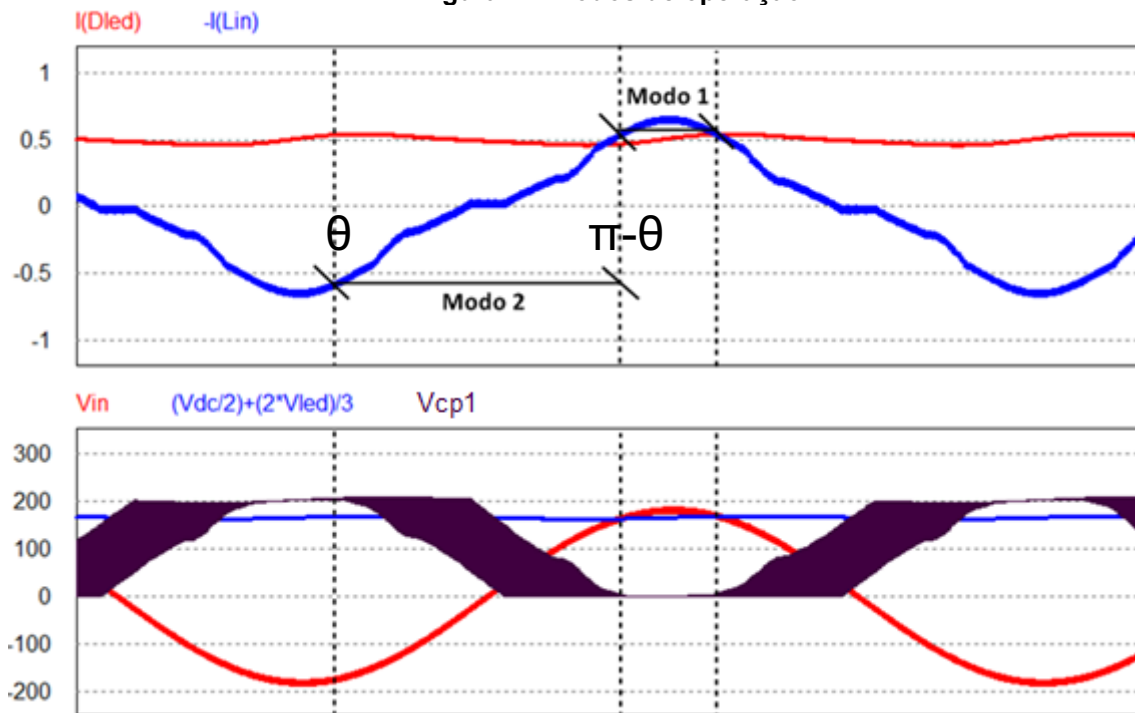
$$V_{in}(t) \geq \frac{V_{dc}}{2} + \frac{2 * V_{led}}{3} \quad (1)$$

As tensões nos capacitores *charge pump* neste modo apresentam valores constantes definidos em (2) e (3), mostrando que neste ponto os capacitores não operam no circuito.

$$V_{Cs1} = 0 \quad (2)$$

$$V_{Cs2} = V_{dc} \quad (3)$$

Figura 7 – Modos de operação.



Fonte: Autoria Própria.

A operação no modo 1 ocorre entre o intervalo de tempo de $\pi-\theta$ até π . Quando a condição em (1) não é atendida o conversor está operando no modo 2, e a operação deste modo ocorre entre o intervalo de tempo de 0 até $\pi-\theta$.

Para a análise deste conversor será utilizado o modo 1, no instante de máxima transferência de energia, onde a tensão de entrada atinge seu valor de pico, porém como os capacitores de *charge-pump* não operam neste modo, se faz necessário a análise no modo 2, no instante onde a tensão de entrada é nula e os capacitores estão no ponto de maior influência no circuito.

3.2 Modelo Matemático do Conversor Proposto em Regime Permanente

Nesta seção será abordada a modelagem matemática da topologia proposta em regime permanente. Algumas considerações precisam ser realizadas.

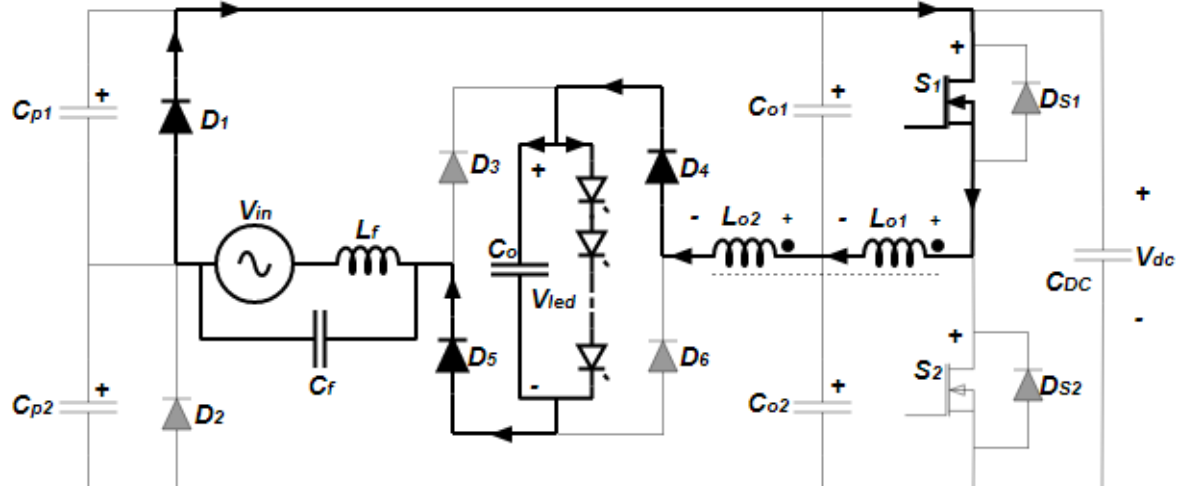
- A análise é realizada para o semiciclo positivo da rede, sendo para o semiciclo negativo a mesma metodologia. Também será considerada a análise no ponto em que a tensão de entrada é nula.
- Para um período de comutação dos interruptores S_1 e S_2 a tensão de entrada será considerada constante.
- O comando dos interruptores é realizado através de dois sinais PWM defasados em 180° .
- A tensão de barramento V_{dc} sobre o capacitor C_{dc} é considerada constante.
- A tensão de saída V_{LED} é considerada constante.

3.2.1 Etapas de operação no modo 1

O modo 1 ocorre quando a condição descrita em (1) é atendida, neste modo existem 5 etapas que o descrevem, porém apenas 4 delas resultam em equações significativas para a resolução do sistema.

Primeira etapa de operação (t_0, t_1): Na etapa anterior o interruptor S_1 estava conduzindo e o indutor L_{o1} estava em ressonância com os capacitores C_{o1} e C_{o1} . Em t_0 o diodo D_1 entra em condução, criando caminho para a fonte V_{in} transferir energia para a carga. O fim desta primeira etapa ocorre quando o interruptor S_1 é bloqueado. A figura 8 apresenta a primeira etapa de operação. De (4) a (7) é representado as condições iniciais desta etapa.

Figura 8 – Primeira etapa de operação.



Fonte: Autoria Própria.

$$V_{Lo1}(t_0) = \frac{V_{LED}}{2} \quad (4)$$

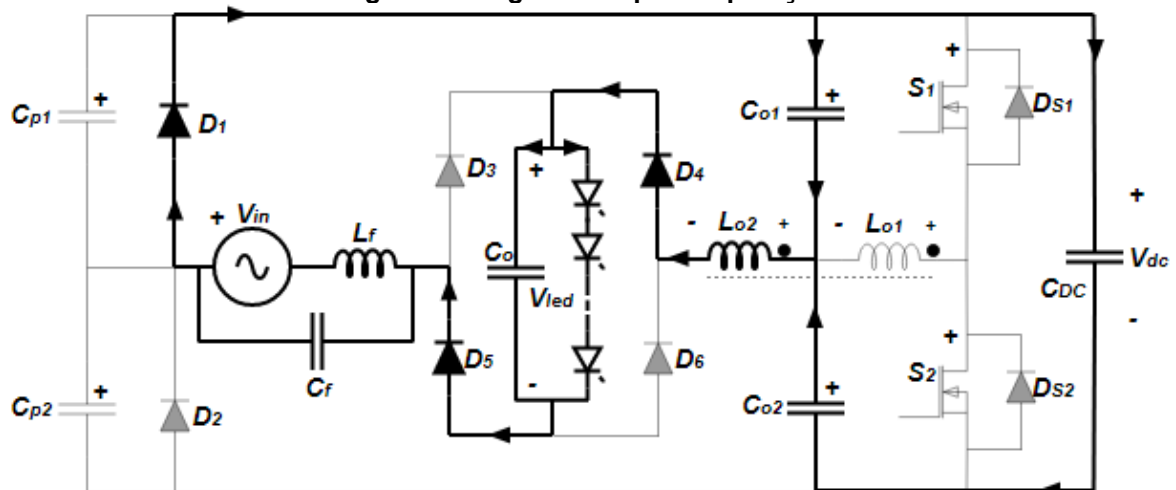
$$V_{Lo1}(t_1) = \frac{V_{LED}}{2} \quad (5)$$

$$V_{Co1}(t_0) = \frac{V_{LED}}{2} \quad (6)$$

$$V_{Co1}(t_1) = \frac{V_{LED}}{2} \quad (7)$$

Segunda etapa de operação (t1,t2): Esta etapa tem início com o bloqueio de S_1 . A corrente de L_{o1} encontra caminho pelo acoplamento com L_{o2} . A carga tem ligação com a entrada através dos capacitores C_{o1} e C_{o2} . A finalização da etapa ocorre com a carga completa de C_{o1} , por consequência anulando sua corrente e simultaneamente é colocado o pulso em S_2 . A figura 9 apresenta a segunda etapa de operação. De (8) a (11) é representado as condições iniciais desta etapa.

Figura 9 – Segunda etapa de operação.



Fonte: Autoria Própria.

$$V_{Lo2}(t_1) = \frac{V_{LED}}{2} \quad (8)$$

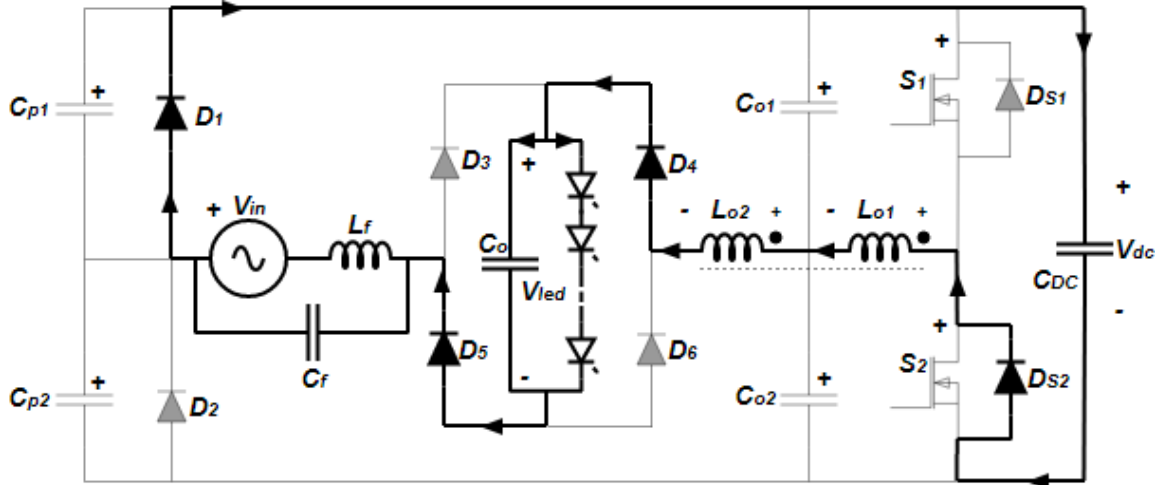
$$V_{Lo2}(t_2) = \frac{V_{in} - V_{dc} - V_{LED}}{2} \quad (9)$$

$$V_{Co1}(t_1) = \frac{V_{LED}}{2} \quad (10)$$

$$V_{Co1}(t_2) = \frac{V_{in} + V_{dc} - V_{LED}}{2} \quad (11)$$

Terceira etapa de operação (t₂,t₃): Esta etapa começa quando a corrente no capacitor C_{o1} e C_{o1} se anula, resultando na entrada em condução do diodo D_{s2} . A etapa termina quando a corrente de L_{o1} e L_{o2} se anula, simultaneamente com este evento é retirado o pulso de S_2 . A figura 10 apresenta a terceira etapa de operação. De (12) a (15) é representado as condições iniciais desta etapa.

Figura 10 – Terceira etapa de operação.



Fonte: Autoria Própria.

$$V_{Lo2}(t_2) = \frac{V_{in} - V_{dc} - V_{LED}}{2} \quad (12)$$

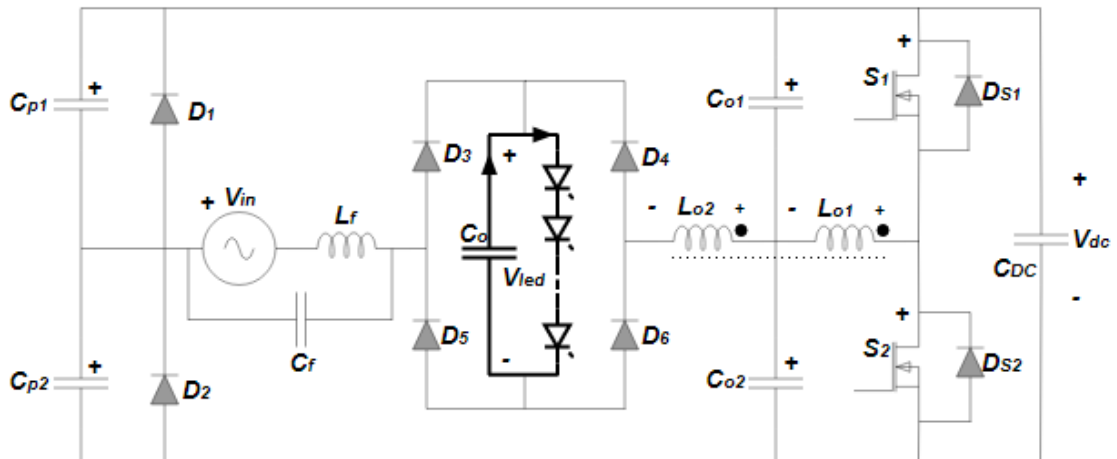
$$V_{Lo2}(t_3) = \frac{V_{in} - V_{dc} - V_{LED}}{2} \quad (13)$$

$$V_{Co1}(t_2) = \frac{V_{in} + V_{dc} - V_{LED}}{2} \quad (14)$$

$$V_{Co1}(t_3) = \frac{V_{in} + V_{dc} - V_{LED}}{2} \quad (15)$$

Quarta etapa de operação (t₃,t₄): A quarta etapa inicia quando a corrente de L_{o1} e L_{o2} é zerada. Nesta etapa o capacitor C_o alimenta a carga LED. Em t₅ a etapa finaliza com a entrada em condução de S_1 . A figura 11 apresenta a quarta etapa de operação. De (16) a (19) é representado as condições iniciais desta etapa.

Figura 11 – Quarta etapa de operação.



Fonte: Autoria Própria.

$$V_{Lo2}(t_3) = \frac{V_{in} - V_{dc} - V_{LED}}{2} \quad (16)$$

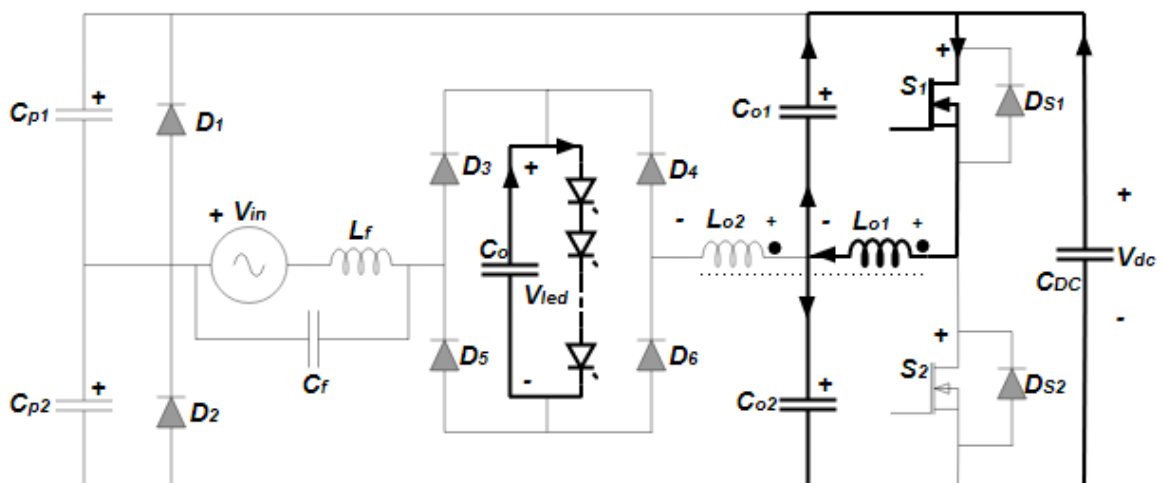
$$V_{Lo2}(t_4) = \frac{V_{in} - V_{dc} - V_{LED}}{2} \quad (17)$$

$$V_{Co1}(t_3) = \frac{V_{in} + V_{dc} - V_{LED}}{2} \quad (18)$$

$$V_{Co1}(t_4) = \frac{V_{in} + V_{dc} - V_{LED}}{2} \quad (19)$$

Quinta etapa de operação (t4,t5): Em t5 o interruptor S_1 entra em condução, nesta etapa C_o transfere energia para a carga e o indutor L_{o1} entra em ressonância com C_{o1} e C_{o2} . A etapa termina quando o diodo D_1 entra em condução. A figura 12 apresenta a quinta etapa de operação. De (20) a (23) é representado as condições iniciais desta etapa.

Figura 12 – Quinta etapa de operação.



Fonte: Autoria Própria.

$$V_{Lo2}(t_4) = \frac{V_{in} + V_{dc} - V_{LED}}{2} \quad (20)$$

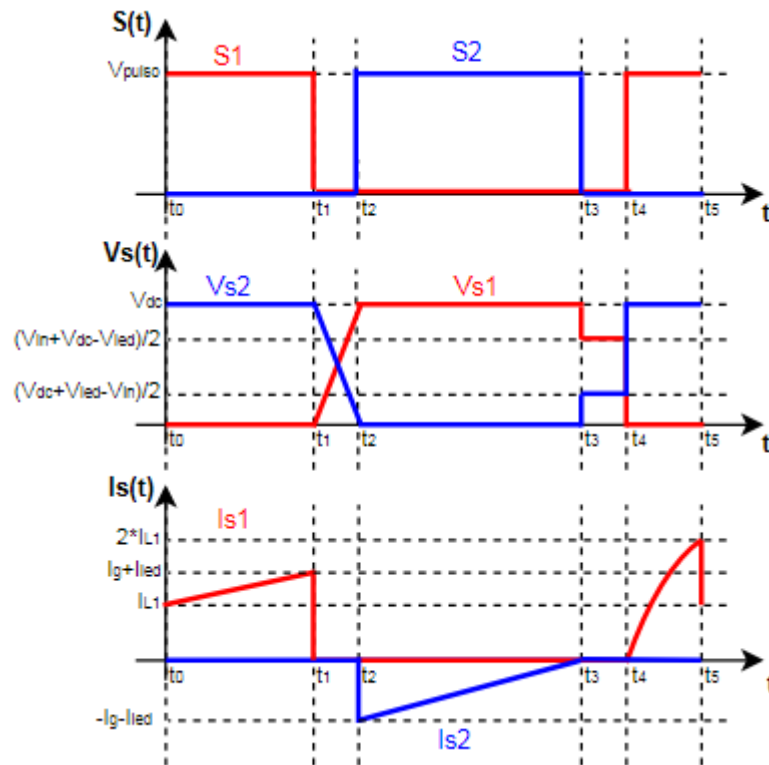
$$V_{Lo2}(t_5) = \frac{V_{LED}}{2} \quad (21)$$

$$V_{Co1}(t_4) = \frac{V_{in} + V_{dc} - V_{LED}}{2} \quad (22)$$

$$V_{Co1}(t_5) = \frac{V_{LED}}{2} \quad (23)$$

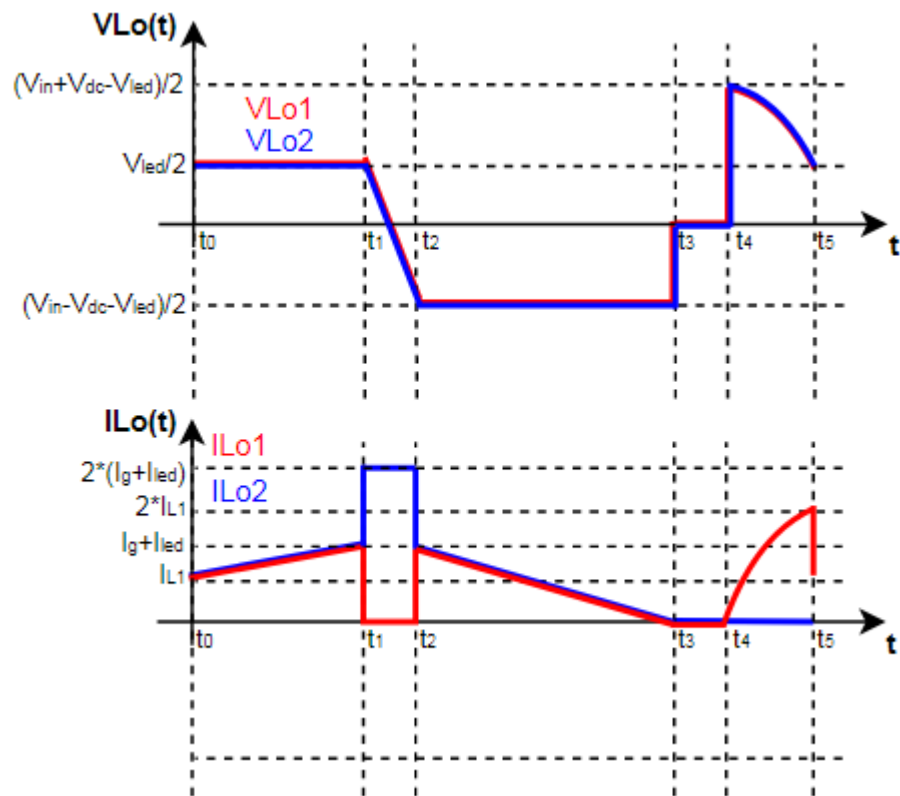
As Figuras 13, 14 e 15 apresentam as formas de ondas teóricas do conversor proposto em regime permanente e em alta frequência no ponto de máxima transferência de energia (modo 1).

Figura 13 – Formas de onda do pulso, de tensão e corrente em S1 e S2.



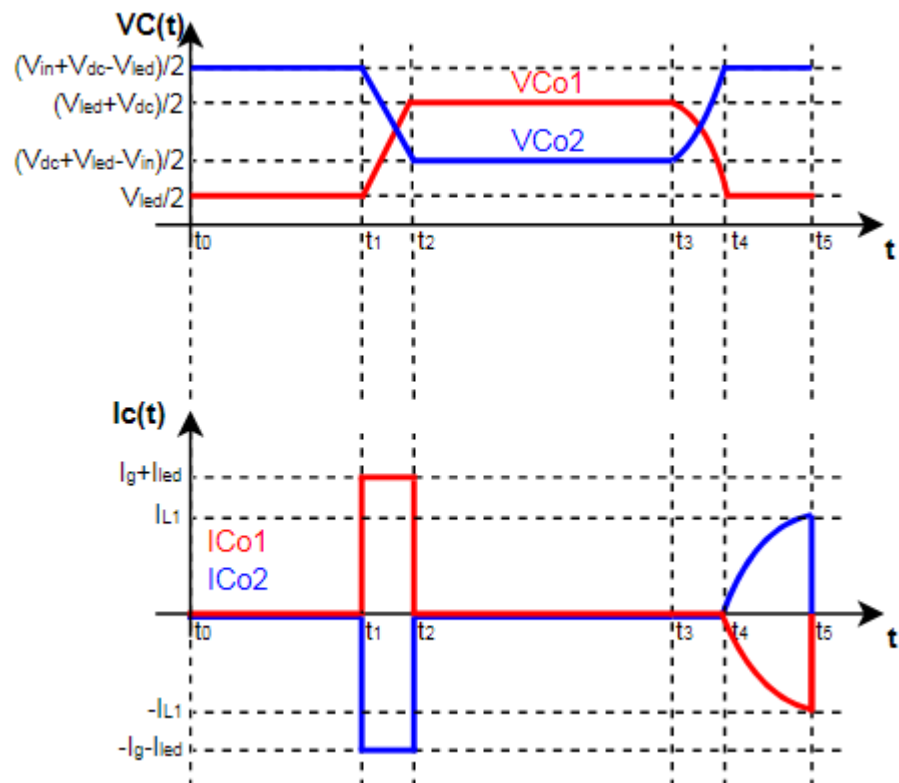
Fonte: Autoria Própria.

Figura 14 – Formas de onda de tensão e corrente em Lo1 e Lo2.



Fonte: Autoria Própria

Figure 15 – Formas de onda de tensão e corrente em Co1 e Co2.



Fonte: Autoria Própria.

3.2.2 Análise matemática no modo 1

Para o desenvolvimento matemático do conversor as seguintes equações serão consideradas:

$$V_L(t) = L \frac{dI_L(t)}{dt} \quad (24)$$

$$I_C(t) = C \frac{dV_C(t)}{dt} \quad (25)$$

3.2.2.1 Intervalo t_0 a t_1

Analisando L_{o1} na primeira etapa de operação, mostrada na Figura 14, e aplicando (24), pode-se definir:

$$I_{g_max} + I_{LED} = \frac{V_{LED}}{L_{o1}} \Delta t_1 + I_{L1} \quad (26)$$

3.2.2.2 Intervalo t_1 a t_2

O intervalo de tempo de t_1 a t_2 é conhecido e equivale ao tempo onde nenhum dos interruptores (S_1 e S_2) recebem pulso de acionamento.

$$\Delta t_2 = T_{S1,S2_off} \quad (27)$$

Conhecendo-se o valor de Δt_2 e as condições iniciais no capacitor C_{o1} neste intervalo, é possível aplicar (25). Isolando C_{o1} nesta equação obtém-se:

$$C_{o1} = \frac{2(I_{g_max} + I_{LED})T_{S1,S2_off}}{V_{dc} + V_p - 2V_{LED}} \quad (28)$$

3.2.2.3 Intervalo t_2 a t_3

Na terceira etapa, mostrada na figura 10, o indutor L_{o1} parte de seu pico de corrente e decresce até se tornar nula. O intervalo de tempo para que isso ocorra é Δt_3 que corresponde ao tempo que o interruptor S_2 está acionado.

$$\Delta t_3 = DT_s \quad (29)$$

Aplicando (24) no indutor L_{o1} , conhecendo-se suas condições iniciais e isolando L_{o1} é possível obter (30):

$$L_{o1} = \frac{DT_s(V_{dc} - V_p + V_{LED})}{2(I_{g_max} + I_{LED})} \quad (30)$$

3.2.2.4 Intervalo t_3 a t_4

A quarta etapa mostrada na Figura 11 é caracterizada por somente o capacitor C_o entregar energia a carga. Por esse motivo esta etapa não gera equações relevantes para a resolução do sistema.

3.2.2.5 Intervalo t_4 a t_5

Na quinta etapa é possível perceber que:

$$I_{Lo1}(t) = -I_{Co1}(t) \quad (31)$$

Aplicando-se (24) e (25) e conhecendo-se a condição expressa em (31), encontra-se.

$$-L_{o1}C_{o1} \frac{d^2V_{Co1}(t)}{dt^2} = V_{Co1}(t) \quad (32)$$

Conhecendo-se as condições iniciais é possível achar a solução para (32).

$$V_{Co1}(t) = \frac{V_{dc} + V_p - V_{LED}}{2} \cos(\omega_o t) \quad (33)$$

Onde:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_{o1}C_{o1}}} \quad (34)$$

Ao aplicar a condição final na expressão de V_{Co1} e isolar Δt_5 .

$$\Delta t_5 = \frac{\arccos\left(\frac{V_{LED}}{V_{dc} + V_p - V_{LED}}\right)}{\omega_o} \quad (35)$$

Como foi definida a forma de onda da tensão $V_{Co1}(t)$ nesta etapa, e sabendo-se que:

$$V_{Lo1}(t) = V_{Co1}(t) \quad (36)$$

Aplicando-se (25).

$$I_{Lo1}(t) = C_{o1} \left(\frac{V_{dc} + V_p - V_{LED}}{2} \right) \omega_o \text{sen}(\omega_o t) \quad (37)$$

De (34) é possível reescrever C_{o1} como:

$$C_{o1} = \frac{1}{L_{o1}\omega_o^2} \quad (38)$$

Ao aplicar a condição final no intervalo Δt_5 e substituir (38) em (37) é possível encontrar o valor da corrente I_{L1} , que é a condição inicial utilizada na etapa 1.

$$I_{L1} = \frac{\sqrt{V_{dc}(V_{dc} + 2V_p - 2V_{LED})}}{2L_{o1}\omega_o} \quad (39)$$

Utilizando o modulador de pulsos pode-se definir que:

$$\Delta t_1 + \Delta t_5 = DT_s \quad (40)$$

$$\Delta t_1 = DT_s - \frac{\arccos\left(\frac{V_{LED}}{V_{dc} + V_p - V_{LED}}\right)}{\omega_o} \quad (41)$$

3.2.2.5 Corrente de entrada I_g

Como definido em (1) é possível saber o valor de $V_{in}(t)$ no momento em que o conversor entra em operação no modo 1. Isolando t obtém-se o valor de θ .

$$\theta = \arcsen\left(\frac{3V_{dc} + 4V_{LED}}{6V_p}\right) \quad (42)$$

Através da Figura 7 pode-se observar que a corrente de entrada I_g tem comportamento senoidal no modo 1. Sabendo que a corrente de entrada está em fase com a tensão e que em θ a corrente de entrada é igual a Corrente do LED, pode-se definir o valor de pico de I_g .

$$I_g(\theta) = I_{g_max} \text{sen}(\theta) = I_{LED} \quad (43)$$

$$I_{g_max} = \frac{6V_p I_{LED}}{3V_{dc} + 4V_{LED}} \quad (44)$$

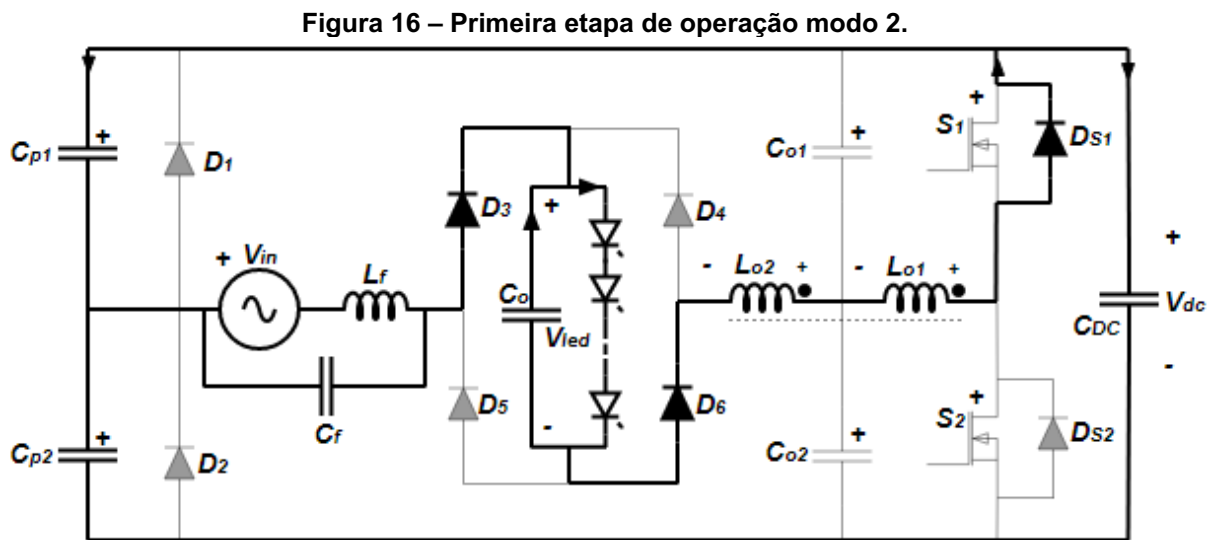
Substituindo (44) em (43) e (42) em (43) e isolando-se I_{LED} , encontra-se.

$$I_{LED} = \frac{DT_s(V_{dc} - V_p + V_{LED})(3V_{dc} + 4V_{LED})}{L_{o1}(12V_p + 6V_{dc} + 8V_{LED})} \quad (45)$$

3.2.3 Etapas de operação no modo 2

O modo 2 de operação ocorre quando a condição em (1) não é atendida. Este modo é composto por 8 etapas de operação em regime permanente, porém existe simetria de operação neste modo, sendo necessária o equacionamento de apenas 4 etapas.

Primeira etapa de operação (t_a, t_b): Esta etapa tem início com a condução do diodo D_{S1} do interruptor. Durante esta etapa é colocado o pulso no interruptor S_1 . A etapa finaliza com a corrente dos indutores L_{o1} e L_{o2} se anulando. A Figura 16 demonstra esta etapa de operação.



Fonte: Autoria Própria.

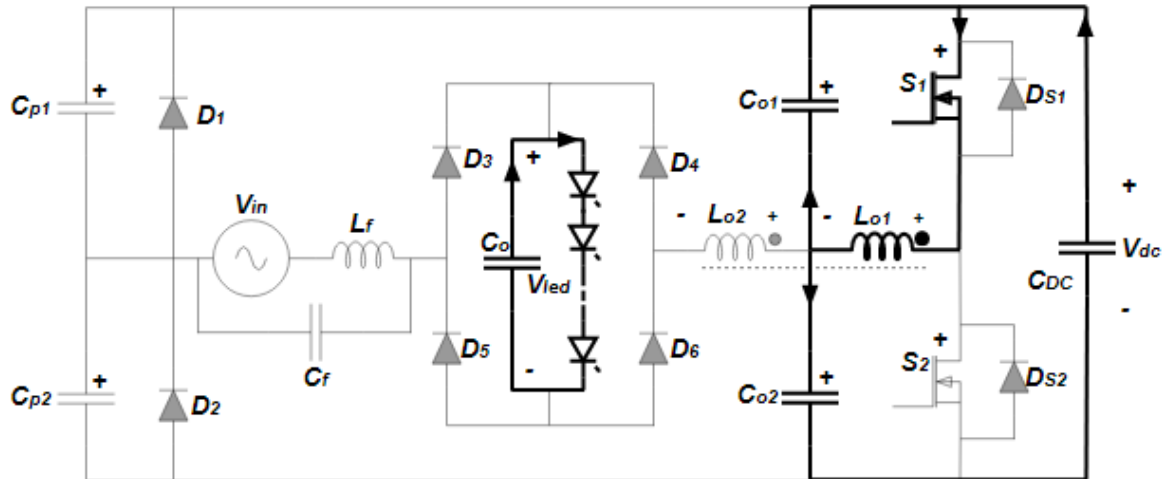
$$V_{Lo1}(t) = V_{dc} - \frac{V_{LED}}{2} \quad (46)$$

$$I_{Lo1}(t_a) = \frac{3I_{LED}}{2} \quad (47)$$

$$I_{Lo1}(t_b) = 0 \quad (48)$$

Segunda etapa de operação (t_b, t_c): A segunda etapa começa no momento em que a corrente nos indutores L_{o1} e L_{o2} é nula. Durante esta etapa o indutor L_{o2} está em ressonância com os capacitores C_{o1} e C_{o2} . A etapa finaliza quando os diodos D_4 e D_5 começam a conduzir. A figura 17 ilustra a segunda etapa de operação em regime permanente.

Figura 17 – Segunda etapa de operação modo 2.



Fonte: Autoria Própria.

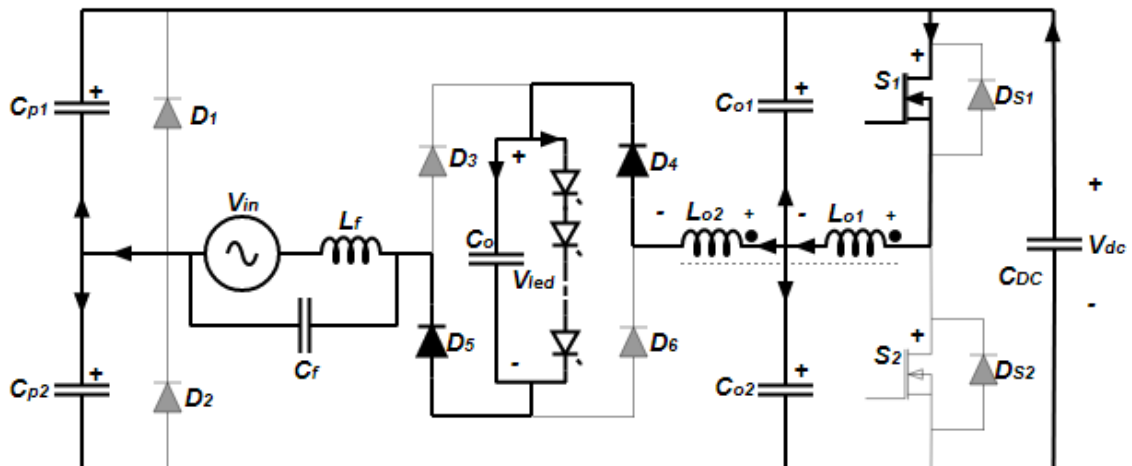
$$V_{Lo1}(t) = V_{Co1}(t) \quad (49)$$

$$V_{Co1}(t_b) = V_{dc} - \frac{V_{LED}}{2} \quad (50)$$

$$V_{Co1}(t_c) = \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{LED}}{2} \quad (51)$$

Terceira etapa de operação (t_c, t_d): Esta etapa inicia com a condução dos diodos D_4 e D_5 . A etapa finaliza com o bloqueio do interruptor S_1 . Na Figura 18 é possível ver a terceira etapa de operação.

Figura 18 – Terceira etapa de operação modo 2.



Fonte: Autoria Própria.

$$V_{Lo1}(t_c) = \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{LED}}{2} \quad (52)$$

$$V_{Lo1}(t_d) = 0 \quad (53)$$

$$I_{Lo1}(t_c) = \frac{\sqrt{V_{dc}(3V_{dc} - 2V_{LED})}}{2\omega_o L_{o1}} \quad (54)$$

$$I_{Lo1}(t_d) = 2I_{LED} \quad (55)$$

$$I_{Cp1}(t_c) = \frac{\sqrt{V_{dc}(3V_{dc} - 2V_{LED})}}{3\omega_o L_{o1}} \quad (56)$$

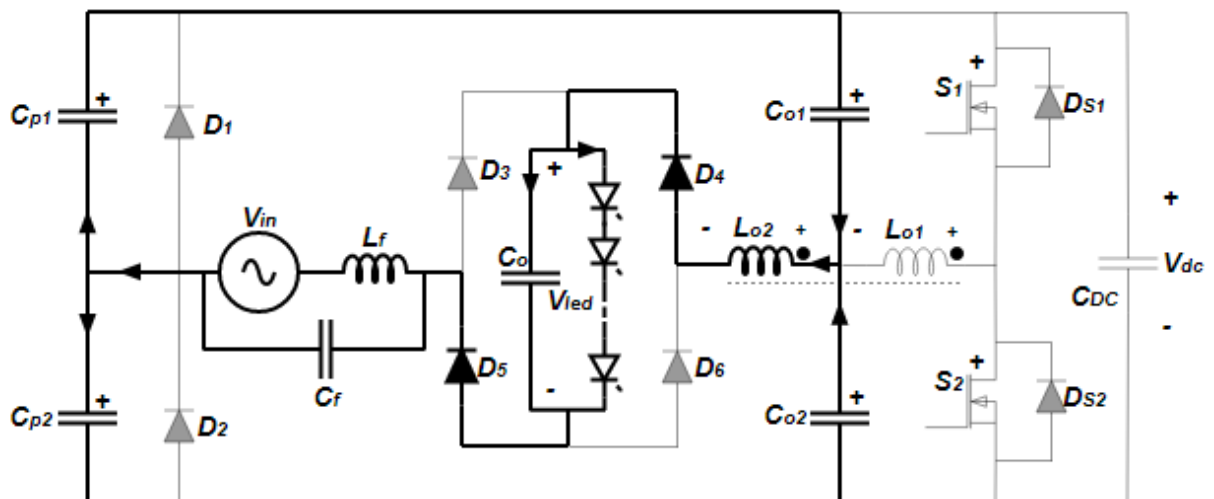
$$I_{Cp1}(t_d) = \frac{4I_{LED}}{3} \quad (57)$$

$$V_{Cp1}(t_c) = 0 \quad (58)$$

$$V_{Cp1}(t_d) = \frac{2V_{dc} - V_{LED}}{4} \quad (59)$$

Quarta etapa de operação (t_d, t_e): Esta etapa tem início com o bloqueio de S_1 . O fim da etapa ocorre quando o diodo D_{S2} conduz, iniciando assim mais um ciclo de 4 etapas complementares às etapas anteriores. A Figura 19 demonstra a quarta etapa de operação.

Figura 19 – Quarta etapa de operação modo 2.



Fonte: Autoria Própria.

$$V_{Lo1}(t_d) = 0 \quad (60)$$

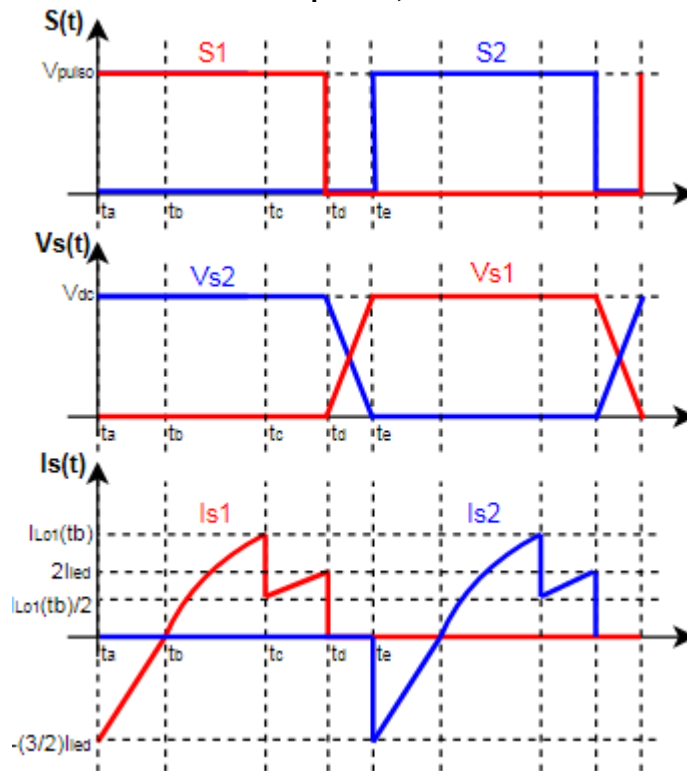
$$V_{Lo1}(t_e) = V_{dc} - \frac{V_{LED}}{2} \quad (61)$$

$$I_{Lo1}(t_d) = 2I_{LED} \quad (62)$$

$$I_{Lo1}(t_e) = \frac{3I_{LED}}{2} \quad (63)$$

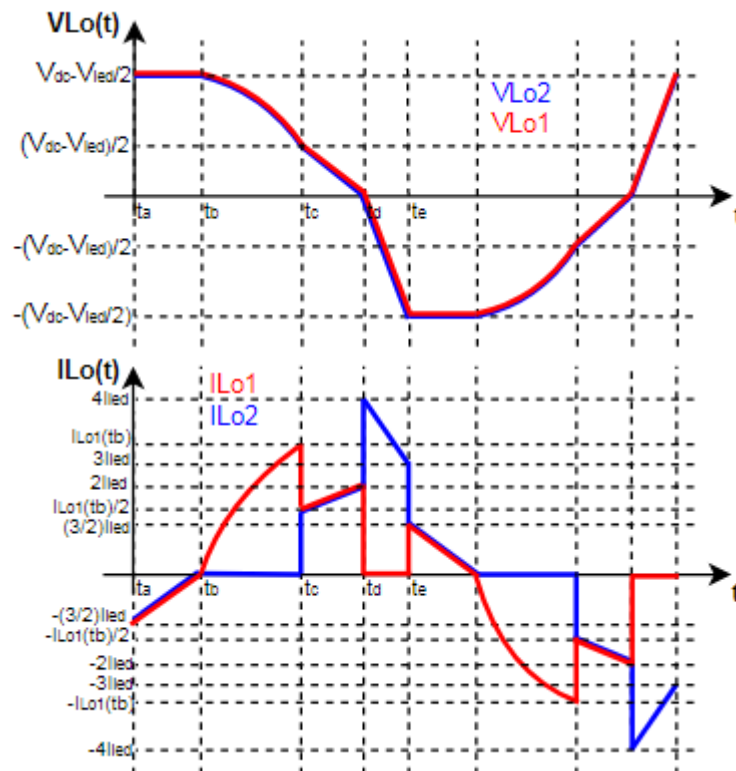
As Figuras 20, 21, 22 e 23 apresentam as formas de ondas teóricas do conversor proposto em regime permanente e em alta frequência no modo 2.

Figura 20 – Formas de onda dos pulsos, da tensão e corrente em S1 e S2.



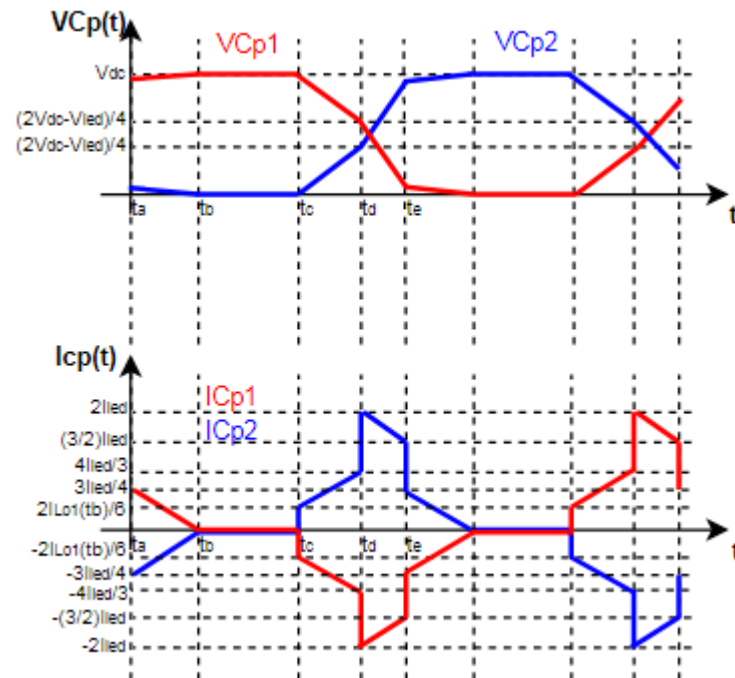
Fonte: Autoria Própria.

Figura 21 – Formas de onda de tensão e corrente em Lo1 e Lo2.



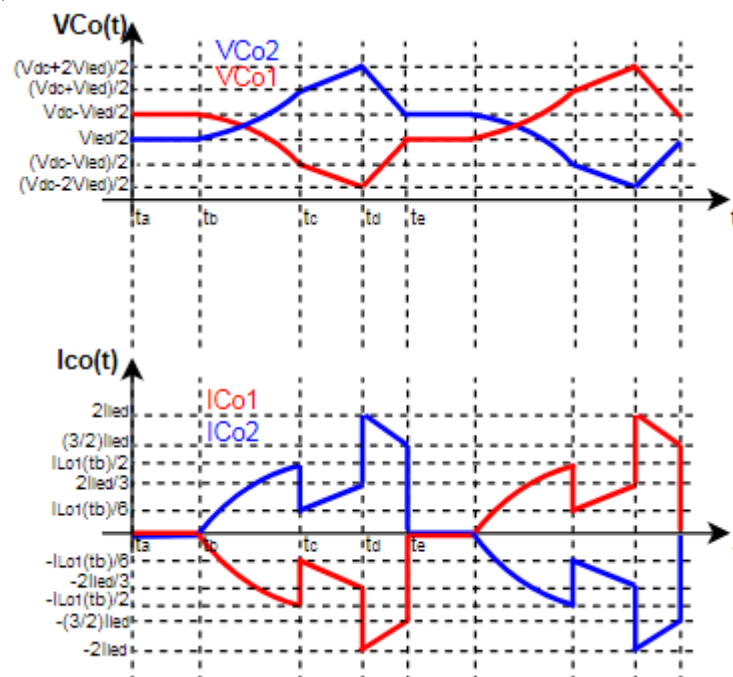
Fonte: Autoria Própria.

Figura 22 – Formas de onda de tensão e corrente em Cp1 e Cp2.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 23 – Formas de onda de tensão e corrente em Co1 e Co2.



Fonte: Autoria Própria.

3.2.4 Análise matemática no modo 2

Para o desenvolvimento matemático do conversor as seguintes equações serão consideradas:

$$V_L(t) = L \frac{dI_L(t)}{dt} \quad (64)$$

$$I_C(t) = C \frac{dV_C(t)}{dt} \quad (65)$$

3.2.4.1 Intervalo t_a a t_b

Na primeira etapa é feita a análise de L_{o1} , aplicando (64), conhecendo a tensão no elemento e isolando Δt_a obtém-se a seguinte equação.

$$\Delta t_a = \frac{3L_{o1}I_{LED}}{2V_{dc} - V_{LED}} \quad (66)$$

3.2.4.2 Intervalo t_b a t_c

Na segunda etapa tem-se que:

$$I_{Lo1}(t) = -I_{Co1}(t) \quad (67)$$

Aplicando-se (64) e (65) e conhecendo-se a condição expressa em (67).

$$-L_{o1}C_{o1} \frac{d^2V_{Co1}(t)}{dt^2} = V_{Co1}(t) \quad (68)$$

Conhecendo-se as condições iniciais é possível achar a solução para (68). Obtendo-se.

$$V_{Co1}(t) = \left(V_{dc} - \frac{V_{LED}}{2} \right) \cos(\omega_o t) \quad (69)$$

Em (34) é apresentado o valor correspondente a w_o . Ao aplicar a condição final na expressão de V_{Co1} e isolar Δt_b .

$$\Delta t_b = \frac{\arccos\left(\frac{V_{dc} - V_{LED}}{2V_{dc} - V_{LED}}\right)}{\omega_o} \quad (70)$$

Como foi definida a forma de onda da tensão $V_{Co1}(t)$ nesta etapa, e sabendo-se que:

$$V_{Lo1}(t) = V_{Co1}(t) \quad (71)$$

Aplicando-se (64).

$$I_{Lo1}(t) = \frac{1}{\omega_o L_{o1}} \left(V_{dc} - \frac{V_{LED}}{2} \right) \omega_o \text{sen}(\omega_o t) \quad (72)$$

Ao aplicar a condição final no intervalo Δt_b e substituir (70) em (71) é possível encontrar o valor da corrente I_{Lo1} , que é a condição inicial utilizada na etapa 1.

$$I_{Lo1}(tb) = \frac{\sqrt{V_{dc}(3V_{dc} - 2V_{LED})}}{2L_{o1}\omega_o} \quad (73)$$

3.2.4.3 Intervalo t_c a t_d

Na terceira etapa é feita a análise do modulador. É conhecido os tempos Δt_a e Δt_b , dessa forma pode-se utilizar a seguinte equação:

$$\Delta t_a + \Delta t_b + \Delta t_c = DT_s \quad (74)$$

$$\Delta t_c = DT_s - \frac{\arccos\left(\frac{V_{dc} - V_{LED}}{2V_{dc} - V_{LED}}\right)}{\omega_o} - \frac{3L_{o1}I_{LED}}{2V_{dc} - V_{LED}} \quad (75)$$

3.2.4.4 Intervalo t_d a t_e

A duração da quarta etapa é conhecida e igual ao tempo morto. Aplicando-se (65) no capacitor C_{p1} e isolando C_{p1} obtém-se:

$$C_{p1} = \frac{7I_{LED}T_{S1,S2_off}}{2V_{dc} - V_{LED}} \quad (76)$$

3.2.5 Capacitor de barramento C_{dc}

Para a determinação do valor de C_{dc} é necessário determinar a corrente média no componente em alta frequência no ponto de máxima transferência de energia e em seguida realizar a análise na frequência da rede.

O capacitor C_{dc} apresenta corrente apenas nos períodos Δt_2 , Δt_3 e Δt_5 . A soma da corrente média de cada etapa dividido pelo período T_s resulta na corrente média no elemento em um período em alta frequência.

$$I_{Cdc\Delta t_2} = (I_g + I_{LED}) \frac{T_{S1,S2_off}}{T_s} \quad (77)$$

$$I_{Cdc\Delta t_3} = (I_g + I_{LED}) \frac{DT_s}{2T_s} \quad (78)$$

$$I_{Cdc\Delta t_5} = \frac{3I_{LED}}{4T_s\omega_o} \arccos\left(\frac{V_{LED}}{V_{dc} + V_p - V_{LED}}\right) \quad (79)$$

$$I_{CdcT_{smax}} = I_{Cdc\Delta t_2} + I_{Cdc\Delta t_3} + I_{Cdc\Delta t_5} \quad (80)$$

Analisando-se a corrente média de C_{dc} na frequência da rede e no período em que o mesmo é carregado, é possível perceber que esta corrente média não é linear

e apresenta comportamento senoidal, sendo seu valor de pico $I_{CdcT_{smax}}$, considerando esta aproximação obtém-se a seguinte expressão para o cálculo de C_{dc} .

$$C_{dc} = \frac{1}{\Delta V C_{dc} 2\pi f_g} \int_{\frac{\pi}{4}}^{\frac{3\pi}{4}} \frac{2I_{CdcT_{smax}}}{\pi} dt \quad (81)$$

$$C_{dc} = \frac{I_{CdcT_{smax}}}{\Delta V C_{dc} 2\pi f_g} \quad (82)$$

3.2.6 Capacitor de saída C_o

Para a determinação do valor de C_o o mesmo procedimento realizado em C_{dc} é necessário. Primeiramente determina-se a corrente média no componente em alta frequência no ponto de máxima transferência de energia e em seguida é realizada a análise na frequência da rede.

O capacitor C_o apresenta corrente nos períodos $\Delta t1$, $\Delta t2$, $\Delta t3$, $\Delta t4$, e $\Delta t5$.

$$I_{Co\Delta t1} = \frac{(I_g - I_{LED} + I_{Lo1}(\Delta t5))}{2} \frac{\left(DT_s - \frac{\arccos\left(\frac{V_{LED}}{V_{dc} + V_p - V_{LED}}\right)}{\omega_o} \right)}{T_s} \quad (83)$$

$$I_{Co\Delta t2} = (2I_g + 2I_{LED}) \frac{T_{S1,S2_off}}{T_s} \quad (84)$$

$$I_{Co\Delta t3} = (I_g^2 - I_{LED}^2) \frac{DT_s}{(2I_g + 2I_{LED})T_s} \quad (85)$$

$$I_{Co\Delta t4} = -I_{LED} \frac{T_{S1,S2_off}}{T_s} \quad (86)$$

$$I_{Co\Delta t5} = \frac{-I_{LED}}{T_s \omega_o} \arccos\left(\frac{V_{LED}}{V_{dc} + V_p - V_{LED}}\right) \quad (87)$$

$$I_{CoT_s} = I_{Co\Delta t1} + I_{Co\Delta t2} + I_{Co\Delta t3} + I_{Co\Delta t4} + I_{Co\Delta t5} \quad (88)$$

Analisando-se a corrente média de C_o na frequência da rede e no período em que o mesmo é carregado obtém-se a seguinte expressão para o cálculo de C_o .

$$C_o = \frac{1}{\Delta V C_{dc} 2\pi f_g} \int_{\arcsen\left(\frac{3V_{dc}+4V_{LED}}{6V_p}\right)}^{\pi - \arcsen\left(\frac{3V_{dc}+4V_{LED}}{6V_p}\right)} I_{CoT_s} dt \quad (89)$$

$$C_o = \frac{I_{CdcT_s} \left(\pi - 2\arcsen\left(\frac{3V_{dc} + 4V_{LED}}{6V_p}\right) \right)}{\Delta V C_{dc} 2\pi f_g} \quad (90)$$

3.2.7 Filtro LC

Para filtrar os harmônicos de alta frequência será utilizado um filtro LC na entrada do conversor. A frequência de corte estabelecida é de 10KHz. Para este tipo de filtro (91) é utilizada para a determinação dos valores dos componentes.

$$f_c = \frac{1}{2\pi(L_f C_f)} \quad (91)$$

No quadro 1 é apresentado os valores obtidos para o capacitor e o indutor do filtro de entrada para a frequência de corte estabelecida.

Quadro 1 – Valores dos componentes do filtro LC

Filtro	Valores
Frequência de corte	10kHz
Indutor (Lf)	770uH
Capacitor (Cf)	330nF

Fonte: Autoria Própria.

3.2.8 Diodos D_3 , D_4 , D_5 e D_6

O cálculo relacionado a ponte retificadora de saída será realizado apenas considerando um par de diodos conduzindo, visto que existe a simetria com o outro par. Estes diodos irão operar na frequência de comutação, logo se faz necessário a utilização de diodos super rápidos.

A tensão máxima reversa que o diodo deve suportar é a máxima tensão no capacitor de saída, como o mesmo apresenta baixa ondulação tem-se:

$$VD_{4max} = VD_{5max} = V_{LED} \quad (92)$$

Devido a simetria já mencionada acima, pode-se definir que a corrente média de cada par de diodos é metade da corrente de saída.

$$ID_{4méd} = ID_{5méd} = \frac{I_{LED}}{2} \quad (93)$$

A corrente no diodo é a mesma que passa pelo secundário do indutor acoplado. Utilizando a Figura 21 pode-se definir que a equação para o cálculo da corrente eficaz é:

$$ID_{4ef} = ID_{5ef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{\Delta t_1} I_{L_{o2}}^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} I_{L_{o2}}^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} I_{L_{o2}}^2 dt} \quad (94)$$

3.2.9 Interruptores S_1 e S_2

Os interruptores recebem o mesmo pulso de sinal, porém defasados em 180° , portanto a análise dos esforços será feita somente em um interruptor. A máxima tensão que o interruptor deve suportar é apresentada em (95).

$$VS_{1max} = VS_{2max} = V_{dc} \quad (95)$$

Sabe-se que a forma de onda da corrente no interruptor é similar ao do primário do indutor acoplado. A corrente média no interruptor está apresentada em (96).

$$IS_{1méd} = IS_{2méd} = \frac{1}{T_S} \left(\int_0^{\Delta t_1} IL_{o1} dt - \int_0^{\Delta t_3} IL_{o1} dt + \int_0^{\Delta t_5} IL_{o1} dt \right) \quad (96)$$

O valor eficaz da corrente no interruptor é definido em (97).

$$IS_{1ef} = IS_{2ef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_0^{\Delta t_1} IL_{o1}^2 dt + \int_0^{\Delta t_5} IL_{o1}^2 dt \right)} \quad (97)$$

3.3 Especificações de projeto

Para realizar a validação do modelo matemático desenvolvido será realizado um projeto. Em primeiro momento a validação ocorrerá por meio de simulação e posteriormente será realizada a confecção do protótipo físico do conversor. A simulação e os ensaios do protótipo serão apresentados neste capítulo.

Os dados de projeto são apresentados no quadro 2.

Quadro 2 – Especificações de projeto

Grandezas	Valores
Frequência de comutação (f_c)	67 kHz
Frequência da rede (f_g)	60 Hz
Razão cíclica (D)	0.4
Tensão de saída (V_{LED})	90 V
Corrente de saída (I_{LED})	500 mA
Potência de saída (P_o)	45 W
Tensão de barramento (V_{dc})	220 V
Tensão de pico na entrada (V_p)	180 V
Variação da tensão do LED	1%
Variação da tensão de barramento	5%

Fonte: Autoria Própria.

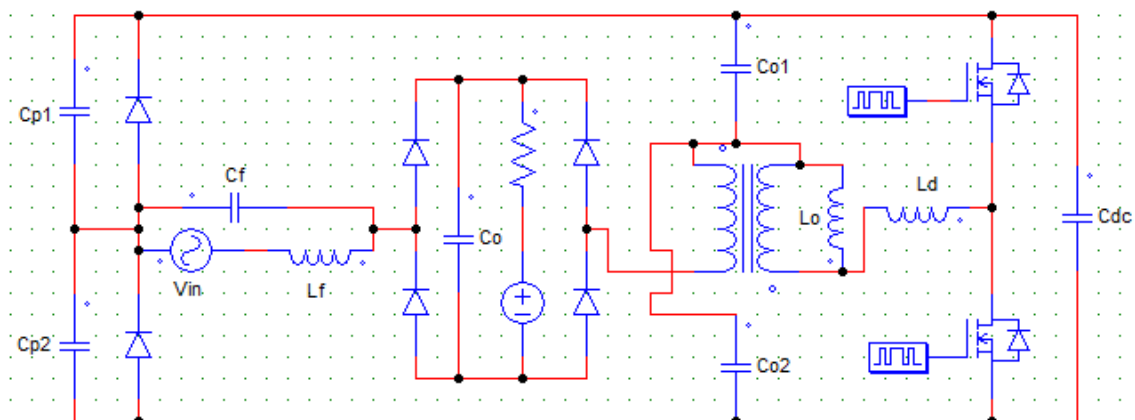
Com a definição das especificações do projeto é possível através das equações definidas na seção 3.2 encontrar os valores dos componentes que compõem a topologia apresentada.

- Através de (28) define-se o valor de C_{o1} e C_{o2} .
- Em (30) é definido o valor de L_{o1} e L_{o2} .
- C_{p1} e C_{p2} é obtido através de (76).
- Os capacitores C_o e C_{dc} são obtidos a partir de (90) e (82) respectivamente

3.3.1 Resultados simulados

A seguir são apresentados os resultados obtidos por simulação utilizando o software PSIM. Serão apresentadas as principais formas de onda. A figura 24 ilustra o esquemático do circuito simulado.

Figura 24 – Esquemático simulado.



Fonte: Autoria Própria.

Os valores dos componentes calculados são mostrados no quadro 3.

Quadro 3 – Especificações de projeto

Grandeza	Valores
C_{o1} e C_{o2}	13.97 nF
L_o	377 μ H
C_{p1} e C_{p2}	14.93 nF
C_o	313.2 μ F
C_{dc}	56.73 μ F

Fonte: Autoria Própria.

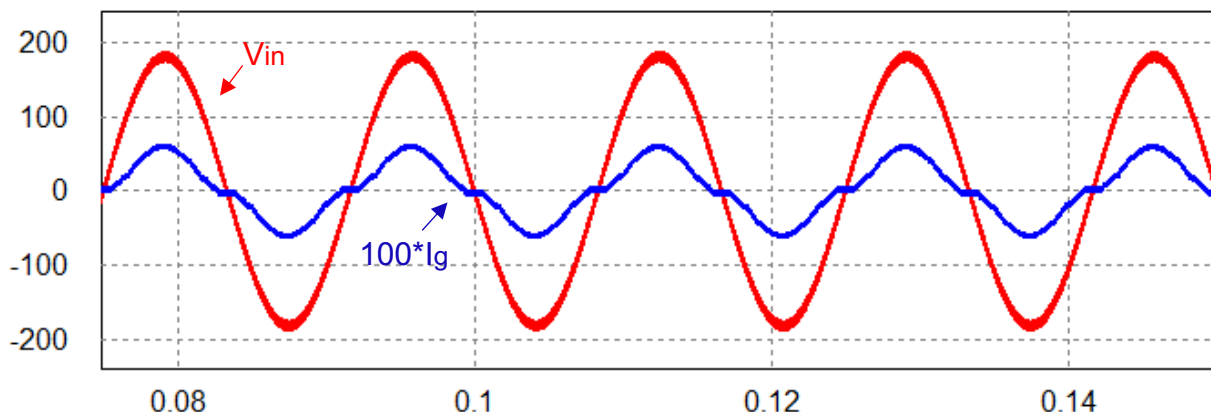
O valor do passo de cálculo utilizado na simulação foi de 0.1 us. Os resultados obtidos são comparados e mostrados no quadro 4.

Quadro 4 – Comparação valores calculados x simulados

Grandeza	Calculado	Simulado	Erro
$\Delta t_1(\mu s)$	3,04	3,21	5,52%
$\Delta t_2(\mu s)$	1,49	1,49	0%
$\Delta t_3(\mu s)$	5,97	5,97	0%
$\Delta t_4(\mu s)$	1,49	1,49	0%
$\Delta t_5(\mu s)$	2,93	2,78	5,09%
$\Delta V_o(V)$	11	11,3	2,27%
$\Delta V_{dc}(V)$	0,9	0,892	0,92%
$ID_{4méd}(A)$	0,25	0,256	2,4%
$ID_{4ef}(A)$	0,87	0,96	10,34%
$IS_{1méd}(A)$	0,19	0,18	5,26%
$IS_{1ef}(A)$	0,67	0,63	5,97%

Fonte: Autoria Própria.

A Figura 25 apresenta a forma de onda da tensão de entrada e da corrente de entrada, esta multiplicada por 100 para ajustar as escalas e ser possível visualizar as duas formas juntas. A alimentação de entrada é feita em 127 V.

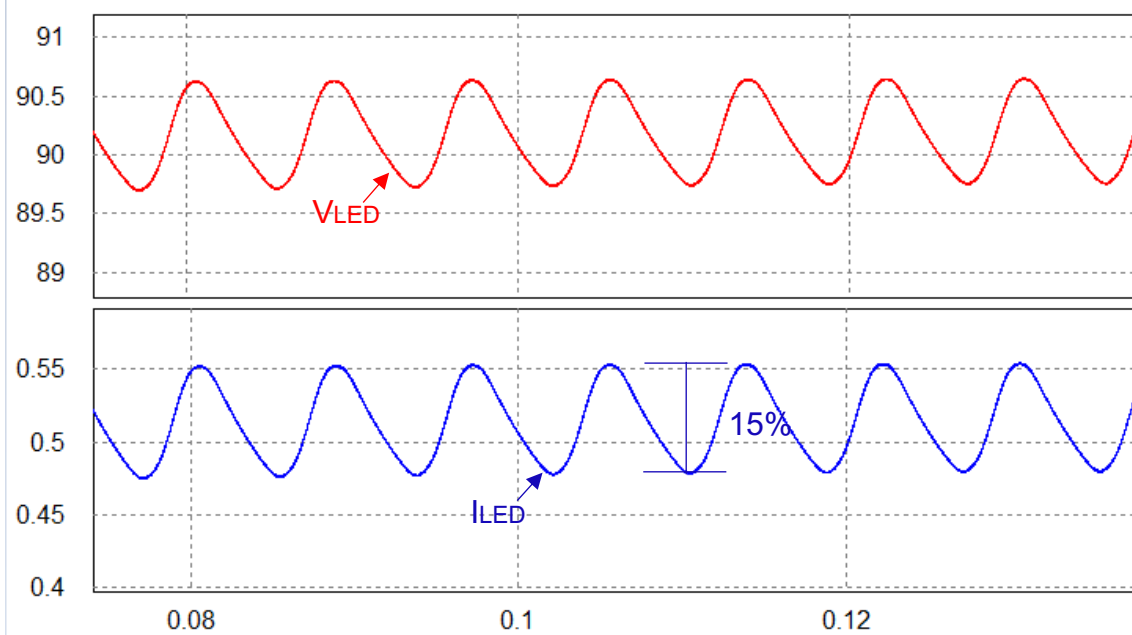
Figura 25 – Tensão e corrente de entrada.

Fonte: Autoria Própria.

Através da simulação foi obtida uma taxa de distorção harmônica de 24% para a corrente de entrada.

Para atender a norma IEEE Std 1789-2015 em relação ao *flicker*, a oscilação máxima permitida é de 20%, como pode ser visto na Figura 26 a oscilação obtida é de 15%. A tensão média de saída encontrada na simulação foi de 90,2 V, e a corrente média de saída obtida foi de 517,6 mA.

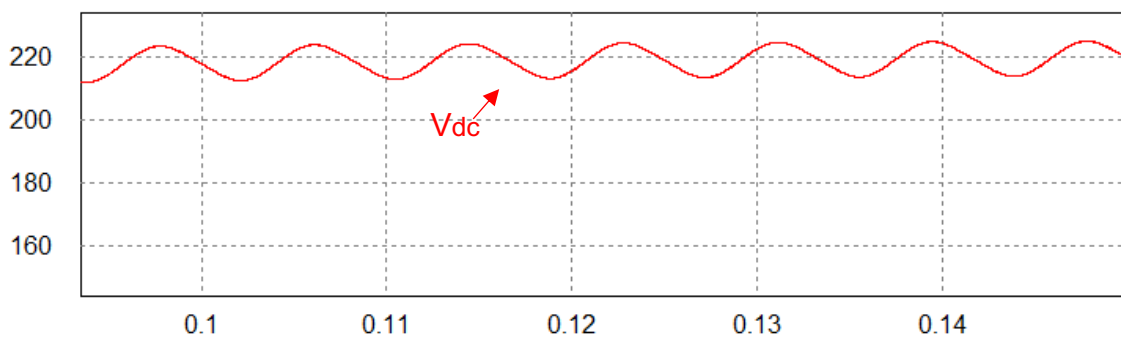
Figura 26 – Tensão e corrente de saída (LED).



Fonte: Autoria Própria.

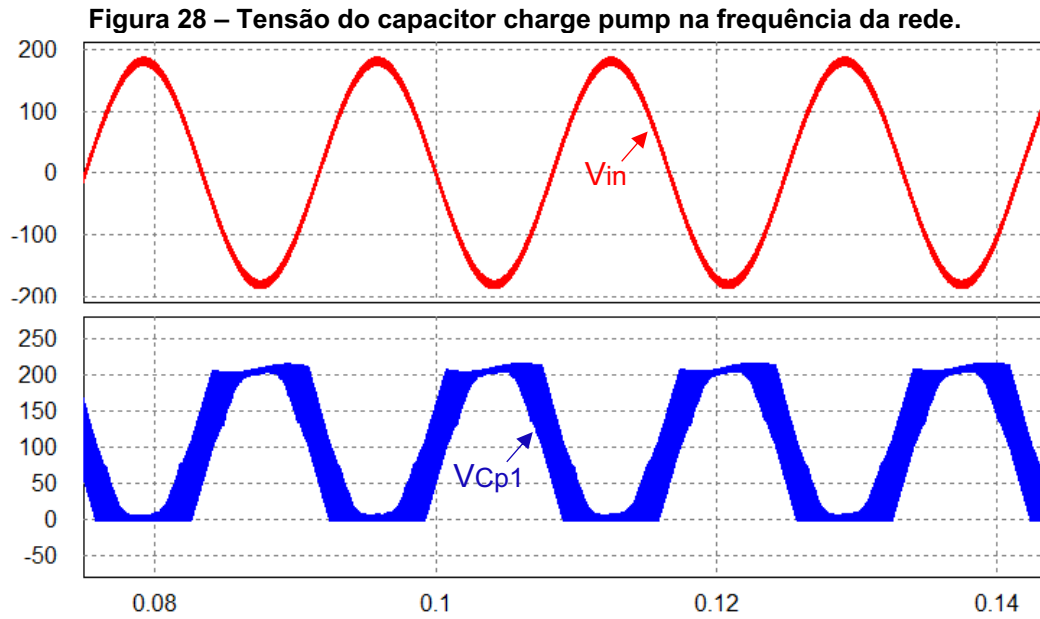
Na Figura 27 pode-se observar a tensão de barramento. Com a utilização da estrutura *bridgeless* para retificação da tensão de entrada espera-se que a tensão de barramento apresente valor dobrado da tensão de entrada. Como pode ser visto na Figura 27 a tensão de barramento é significativamente menor do que o dobro do valor da tensão de entrada.

Figura 27 – Tensão de barramento.



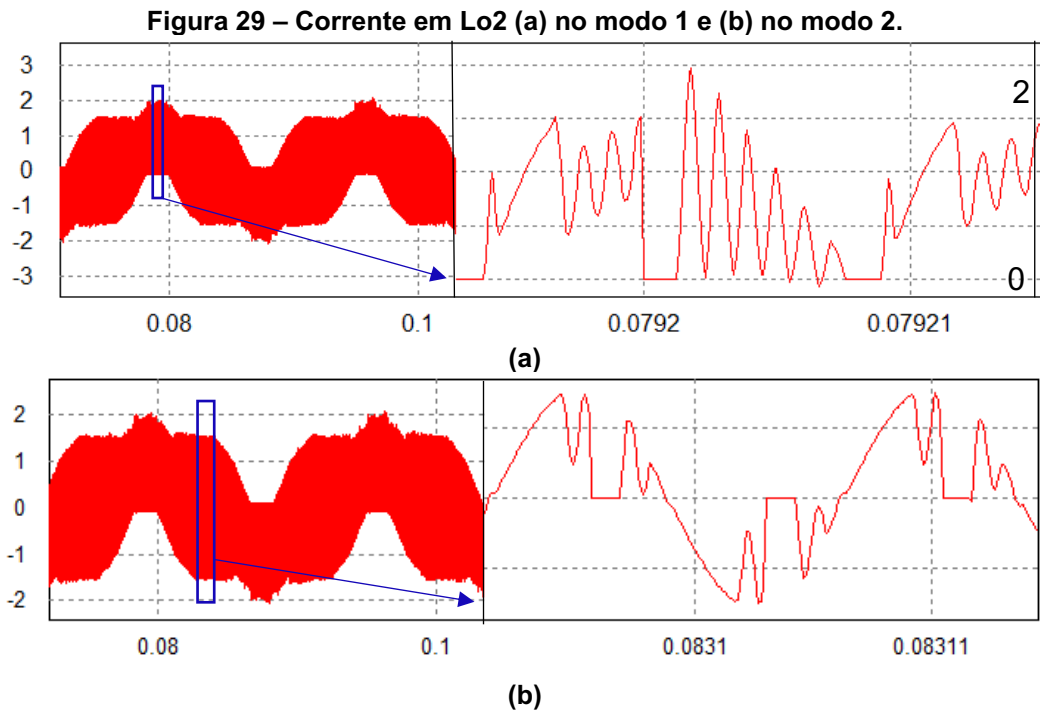
Fonte: Autoria Própria.

Os capacitores de *charge-pump* apresentam grande influência no funcionamento do conversor quando a tensão de entrada é nula. A figura 28 apresenta a tensão dos capacitores de *charge-pump* juntamente com a tensão de entrada, onde é possível verificar que o capacitor apresenta maior atuação quando a tensão de entrada é nula.



Fonte: Autoria Própria.

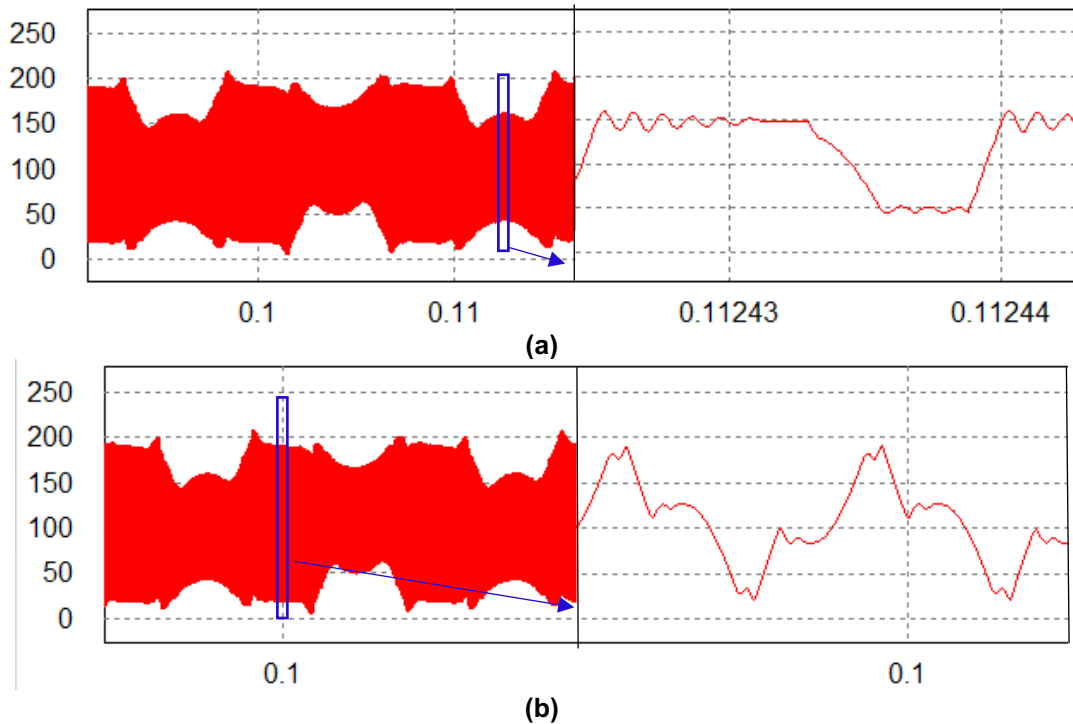
A Figura 29 mostra a forma de onda da corrente no primário do indutor acoplado L_o na frequência da rede e na frequência de comutação no ponto de maior transferência de energia. A corrente apresenta ressonância, porém para os cálculos foram feitas aproximações para o valor médio.



Fonte: Autoria Própria.

A figura 30 apresenta a tensão no capacitor C_{o1} na frequência da rede e na frequência de comutação.

Figura 30 – Tensão no capacitor Co1 (a) no modo 1 e (b) no modo 2.



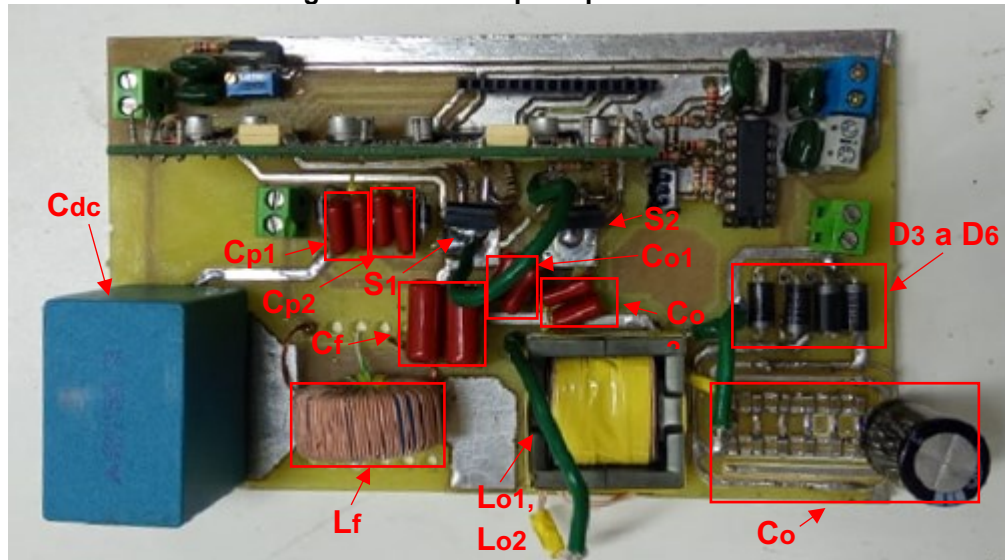
Fonte: Autoria Própria.

3.3.2 Resultados experimentais.

Para a implementação do protótipo foi realizado o projeto do *layout* com o *software* EAGLE. A prototipagem da placa foi realizada com a Protomat S63. A Figura 31 mostra o esquemático e a Figura 32 o *layout* da placa.

Na placa foram inseridos o circuito de potência, driver de acionamento dos interruptores, circuito condicionador do sinal PWM e regulador linear para alimentação de placa externa onde um microcontrolador irá gerar os pulsos PWM. A figura 33 apresenta a placa construída.

Figura 33 – Protótipo implementado.



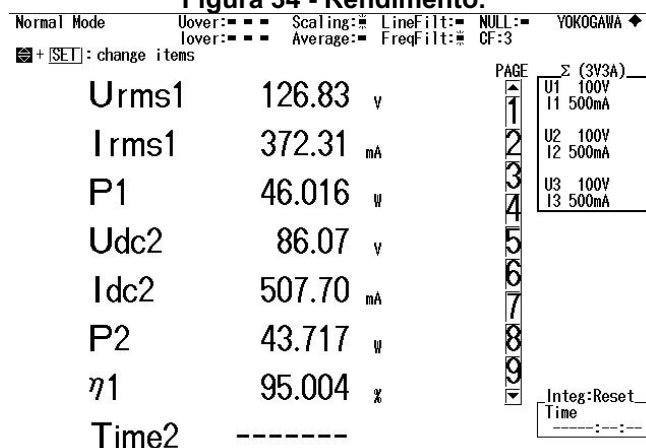
Fonte: Autoria Própria.

O microcontrolador utilizado para a geração dos pulsos é o PIC18F25K20. Os pulsos são gerados com amplitude de 3 V e são amplificados através do CI 7407N para 15 V, essa amplificação se faz necessária devido a baixa potência nos pinos do microcontrolador. Após a amplificação o sinal PWM passa pelo driver DRO10025A. O driver condiciona o sinal da sua entrada e realiza o acionamento dos interruptores.

O projeto físico do indutor acoplado foi realizado com o núcleo EFD30 e foram necessárias 32 espiras no primário e secundário. O fio utilizado foi litz de 41 awg. Os capacitores de *charge-pump* C_{p1} e C_{p2} , e os capacitores C_{o1} e C_{o2} foram obtidos através da associação de dois capacitores de 22 nF em série, totalizando 11 nF.

Na figura 34 é apresentado o rendimento obtido nos ensaios realizados com a topologia proposta, bem como os valores eficazes de tensão e corrente na entrada e valores médios na saída.

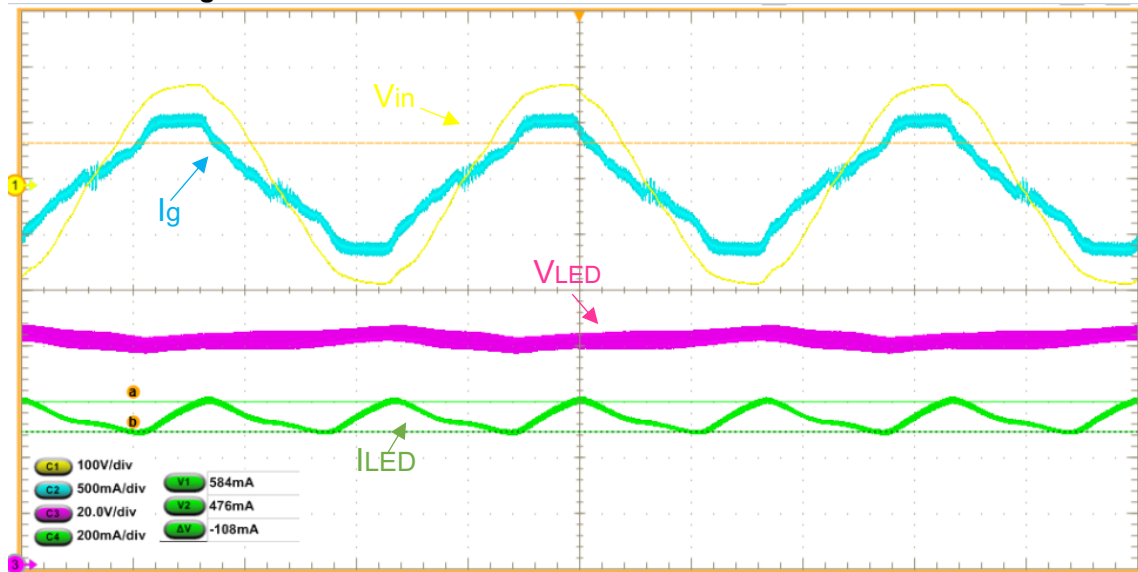
Figura 34 - Rendimento.



Fonte: Autoria Própria.

A Figura 35 apresenta as formas de onda da tensão e corrente de entrada e saída do conversor bem como a oscilação da corrente do LED.

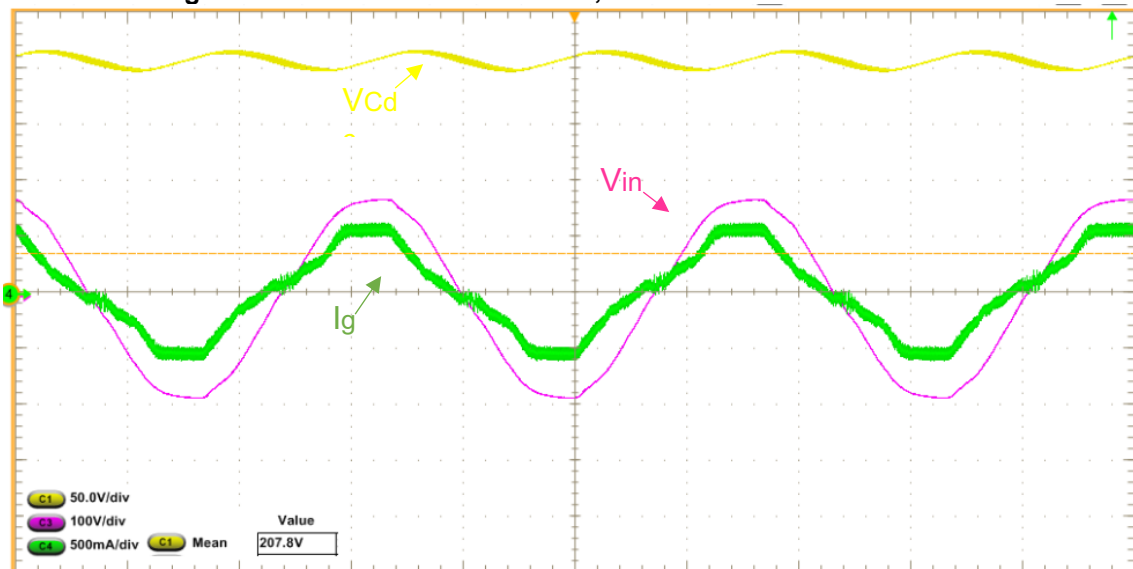
Figura 35 - Tensão e Corrente na entrada e saída do conversor.



Fonte: Autoria Própria.

A grande vantagem da topologia apresentada é seu reduzido valor de tensão de barramento, a Figura 36 apresenta a tensão de barramento juntamente com a tensão e corrente de entrada.

Figura 36 – Tensão de barramento, tensão e corrente de entrada.

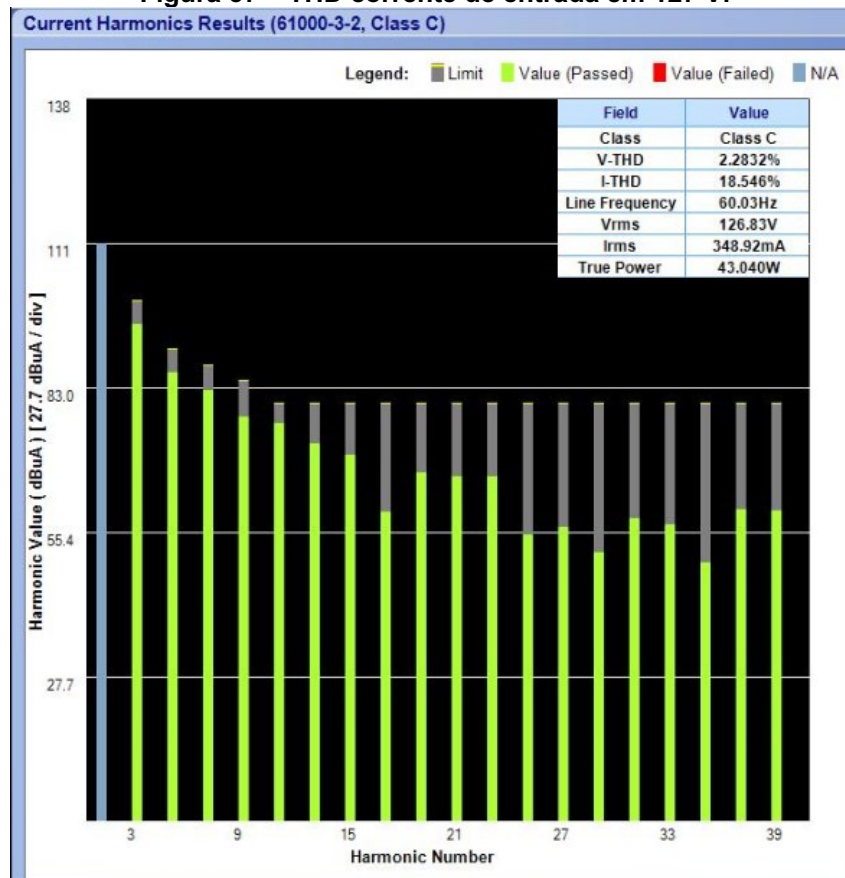


Fonte: Autoria Própria.

Como é possível perceber os principais valores obtidos nos ensaios com o protótipo estão bem próximos dos valores encontrados nos cálculos e na simulação.

A Figura 37 apresenta as harmônicas da corrente de entrada. Comprovando que o conversor opera de acordo com as especificações da norma IEC 61000-3-2 classe C.

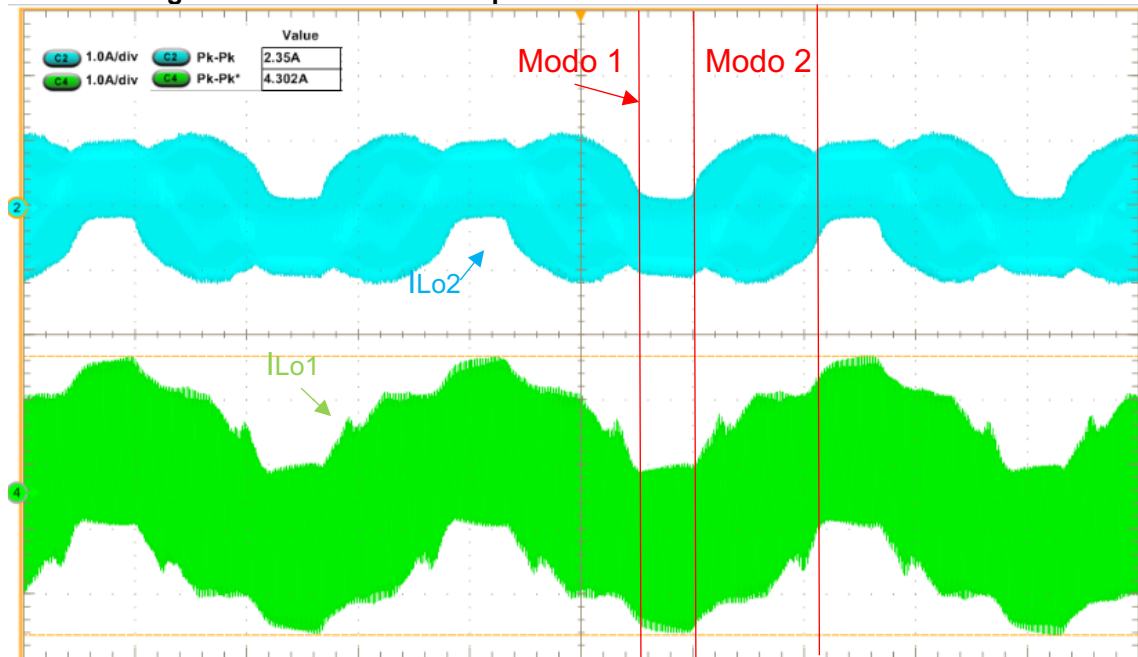
Figura 37 – THD corrente de entrada em 127 V.



Fonte: Autoria Própria.

A Figura 38 mostra as correntes nos enrolamentos do indutor acoplado. Pode-se perceber que no primário a amplitude da corrente é o dobro comparado a corrente do secundário, isso é resultado do funcionamento no modo 1, onde na etapa de t_1 a t_2 somente um dos enrolamentos apresenta corrente, dessa forma o mesmo assume a corrente do secundário, apresentando o dobro da amplitude. A descrição acima pode ser vista na Figura 39 onde é apresentado a corrente nos enrolamentos na frequência de comutação, esta mesma Figura também acompanha a modulação do conversor, onde é possível verificar a duração das etapas, visto que as mesmas são dependentes das correntes nos indutores.

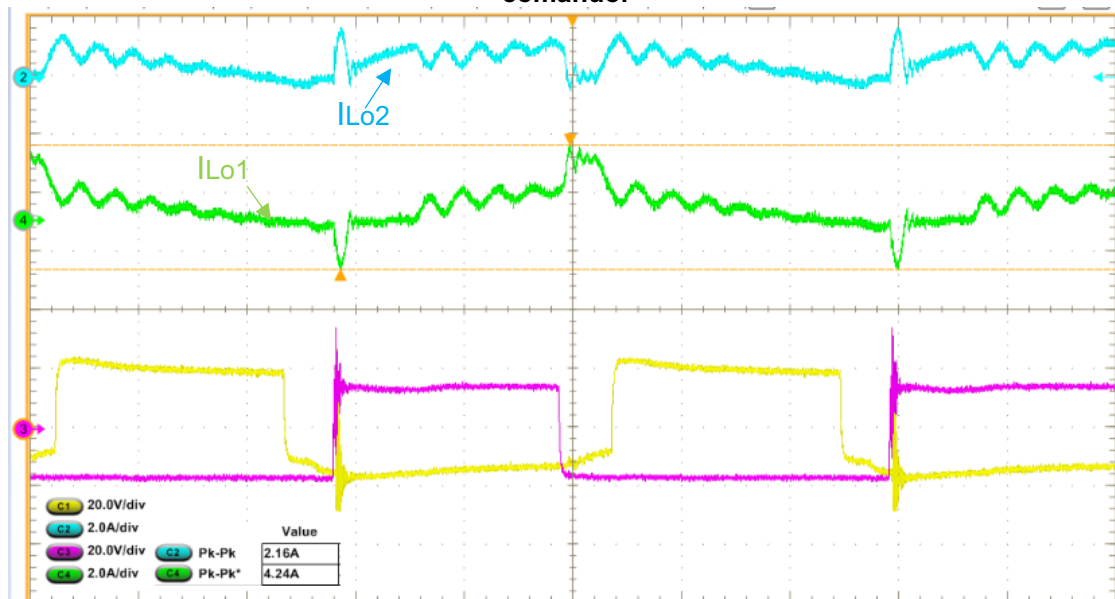
Figura 38 – Corrente na frequência da rede nos Indutores Lo1 e Lo2.



Fonte: Autoria Própria.

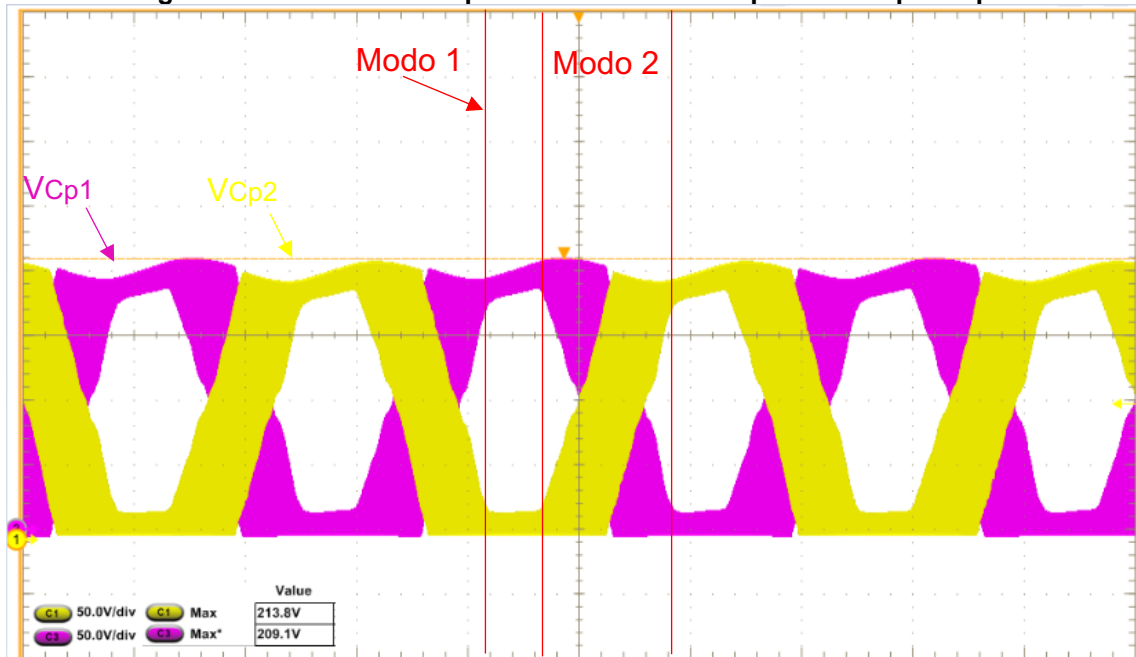
A função dos capacitores *charge-pump* pode ser vista na Figura 40 na frequência da rede e 41 na frequência de comutação. A Figura 41 está na frequência de comutação e foi retirada no momento em que a tensão no capacitor apresenta a maior oscilação, este mesmo momento ocorre quando a tensão de entrada é nula. Assim pode-se verificar que os capacitores atuam fornecendo energia ao sistema quando a fonte não fornece, diminuindo a oscilação no barramento e possibilitando a utilização de capacitâncias menores.

Figura 39 – Corrente na frequência de comutação nos Indutores Lo1 e Lo2, e pulsos de comando.



Fonte: Autoria Própria.

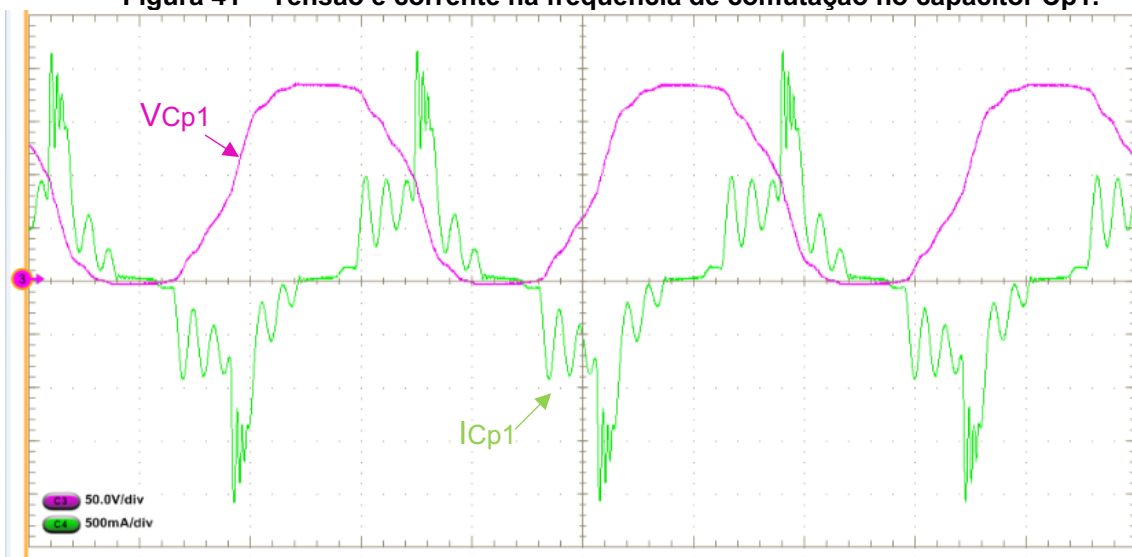
Figura 40 – Tensão na frequência da rede nos capacitores Cp1 e Cp2.



Fonte: Autoria Própria.

A Figura 42 apresenta a tensão nos capacitores C_{o1} e C_{o2} na frequência da rede, e a Figura 43 apresenta as mesmas tensões na frequência de comutação. Os dois capacitores juntamente com os indutores acoplados formam a estrutura de capacitor chaveado híbrido, onde os indutores limitam os picos de corrente sobre os capacitores. Esta estrutura influencia no valor da tensão de barramento e é responsável por possibilitar a redução da mesma. No modo 1 onde ocorre a máxima transferência de potência ocorre a diminuição no valor da tensão de cada capacitor,

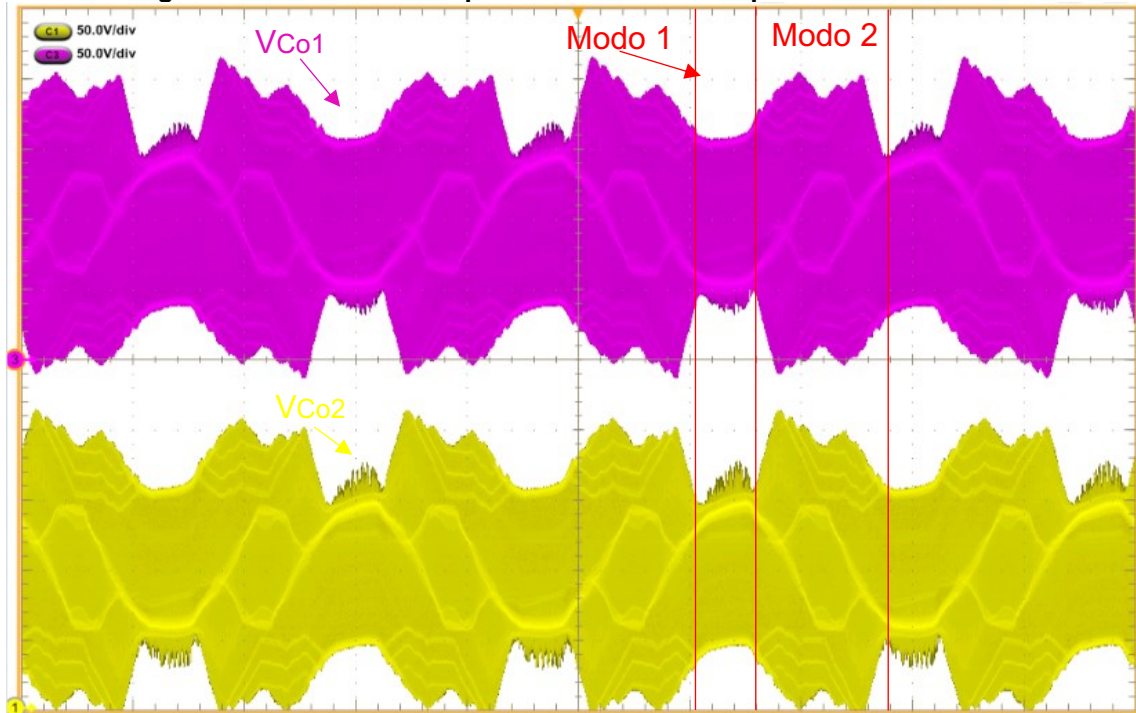
Figura 41 – Tensão e corrente na frequência de comutação no capacitor Cp1.



Fonte: Autoria Própria.

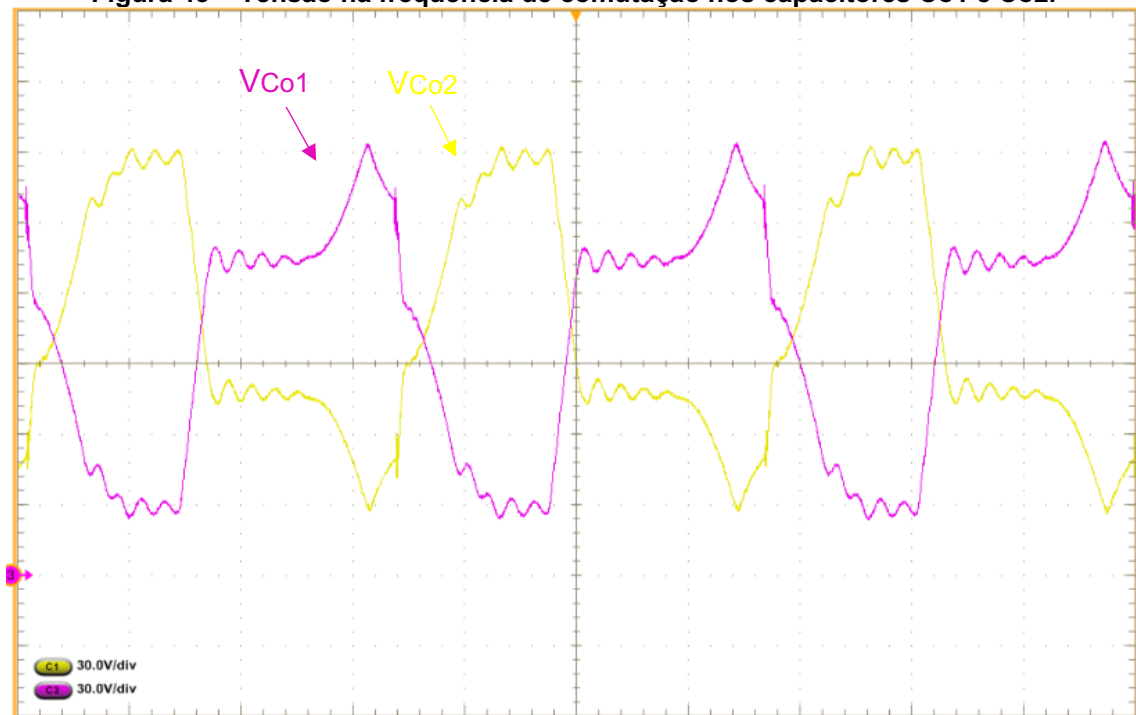
já no modo 2 onde a tensão de entrada é reduzida, os capacitores se carregam até um valor de pico maior, isso mostra que assim como os capacitores *charge-pump* fornecem energia ao sistema diminuindo oscilações no barramento.

Figura 42 – Tensão na frequência da rede nos capacitores Co1 e Co2.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 43 – Tensão na frequência de comutação nos capacitores Co1 e Co2.



Fonte: Autoria Própria

Como pode ser observado nas imagens dos resultados simulados e experimentais o comportamento do conversor é de acordo com o esperado. Existe uma diferença entre as ondas teóricas devido a simplificação para a modelagem matemática, onde foram ignoradas as oscilações ressonantes e considerados os valores médios das formas de onda.

4 CONCLUSÃO

As topologias dos conversores para acionamento de cargas LED apresentam como objetivo aumento de vida útil, aumento de rendimento e estruturas cada vez mais compactas. O presente trabalho de conclusão de curso teve como objetivo o desenvolvimento de um conversor *bridgeless boost* associado a um inversor em meia ponte com correção de fator de potência que apresenta alto rendimento para acionamento de lâmpadas LED.

Primeiramente foi realizada a análise para levantamento das formas de onda de corrente e tensão nos componentes e definição das etapas de operação. Em seguida a análise matemática idealizada da topologia foi realizada. Esta análise forneceu as equações necessárias para determinação dos componentes constituintes do circuito.

Após a análise matemática e definição dos valores dos principais componentes magnéticos e capacitivos foi feita a validação por meio de simulação computacional da topologia. Por último foram realizados os cálculos para os demais componentes necessários para a construção física, tais como diodos, interruptores, capacitor de barramento, etc.

A maior vantagem apresentada na topologia proposta é a reduzida tensão de barramento, que possibilita a redução do valor da capacitância e por consequência admitindo uma estrutura compacta para construção física, além disso contribuindo para esta mesma vantagem a topologia apresenta necessidade de poucos elementos.

Foram apresentados os resultados obtidos em simulação e nos ensaios realizados com o protótipo, mostrando que os resultados dos cálculos estão próximos dos valores obtidos nos ensaios. Também é apresentado que a oscilação da corrente na carga LED está cumprindo a recomendação da norma IEEE Std 1789-2015, e a distorção harmônica total da corrente de entrada está de acordo com a norma IEC 61000-3-2 classe C. Todos os ensaios foram realizados com alimentação em 127V, e o conversor operou com frequência de comutação de 67kHz. O rendimento da topologia ficou em 95%.

Como trabalho futuro pretende-se realizar os ensaios de dimerização no conversor e obter entrada universal de alimentação. Para isso se faz necessário a aplicação de técnica de controle em malha fechada.

Por fim é possível concluir que os objetivos do trabalho foram concluídos, uma vez que se obteve a validação da análise teórica por meio de implementação prática da topologia.

REFERÊNCIAS

ALMEIDA, P. S. **Síntese De Conversores Ressonantes Com Alto Fator De Potência E Alta Eficiência Para O Acionamento De Diodos Emissores De Luz.** Tese (doutorado) apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora. Juiz de Fora – MG, 2014.

ALMEIDA, P. S, et al. Offline Soft-Switched LED Driver Based on an Integrated Bridgeless Boost–Asymmetrical Half-Bridge Converter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 51, no. 1, pp. 761-769, Jan.-Feb. 2015.

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**, 59, Abril 2012a.

EPE. 2021. Anuário Estatístico de Energia Elétrica: Empresa de Pesquisa e Energia, 2021.

FGV. **O Planejamento e o Futuro do Setor Elétrico Brasileiro.** Disponível em: <<https://fgvenergia.fgv.br/noticias/o-planejamento-e-o-futuro-do-setor-eletrico-brasileiro>>. Acesso em: 20 mai. 2022.

FONSECA, Z. P, **Sistemas Eletrônicos Com Elevado Fator De Potência De Estágio Único E Sem Capacitores Eletrolíticos Para Acionar Leds De Potência,** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Ponta Grossa, 2014.

FONSECA, Z. P, **Desenvolvimento De Conversores Eletrônicos de Energia com Estágio Único e Elevado Fator de Potência para Acionar e Controlar Iluminação de Estado Sólido,** Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2020.

GILBERT, H. **Introduction to Light Emitting Diode Technology and Applications.** Boca Raton: CRC Press, 2009.

GUIMARÃES, J. C, **Conversor CA-CC Boost Interleaved Híbrido a Capacitor Chaveado com Elevado Fator de Potência,** Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2022.

IEEE Recommended Practices for Modulating Current in High-Brightness LEDs for Mitigating Health Risks to Viewers. **IEEE Std 1789-2015**, vol., no., pp.1-80, 5 June 2015, doi: 10.1109/IEEESTD.2015.7118618.

LAW, K. K., et al. Design and analysis of switched-capacitor-based step-up resonant converters. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, vol. 52, no. 5, pp. 943-948, May 2005, doi: 10.1109/TCSI.2004.840482.

LIN, P.; CHUA, L. Topological generation and analysis of voltage multiplier circuits. **IEEE Transactions on Circuits and Systems**, v. 24, n. 10, p. 517–530, October 1977. ISSN 1558-1276. Citado na(s) página(s): 65.

MALSCHITZKY, A, et al. Single-Stage Integrated Bridgeless-Boost Nonresonant Half-Bridge Converter for LED Driver Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 65, no. 5, pp. 3866-3878, May 2018.

MALSCHITZKY, Alessandro. **Comando Assimétrico Aplicado ao Conversor Bridgeless para Acionar LEDs de Potência**. Orientador: Claudinor Bitencourt Nascimento. 2018. 71. TCC (Graduação) – Bacharelado em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. 2018.

MENEGATTI, R. B., et al. Conversor a capacitor chaveado abaixador série-paralelo: Projeto e considerações sobre a regulação da potência de saída. **CBA2020 – Anais do Congresso Brasileiro de Automática**. DOI: 10.48011/asba.v2i1.1621

MIRANDA, P. H. A, **Conversor CA-CC com Capacitor Chaveado para LEDs de Potência**, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2012.

MOTTA, L. C, **Conversor de Único Estágio Baseado na Integração Charge-Pump Valley-Fill para Acionamento de LEDs de Potência**, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Ponta Grossa, 2017.

NASCIMENTO, C. B., et al. Low Cost High Power Factor Electronic Ballast with No Input Filter. **2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference**, 2005, pp. 1100-1106, doi: 10.1109/PESC.2005.1581766.

QIAN, J., et al. Charge pump power-factor-correction technologies. I. Concept and principle. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 15, no. 1, pp. 121-129, Jan. 2000, doi: 10.1109/63.817370.

RUNZE L., et al. Analysis and Design of Bridgeless Continuous Input Current Charge Pump PFC Converter. **IEEE Access**, vol. 8, pp. 133734-133745, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3010994.

SHABANA J, G. R. Analysis and design of bridgeless buck PFC rectifier with single inductor. **2014 International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies [ICCPCT-2014]**, 2014, pp. 861-866, doi: 10.1109/ICCPCT.2014.7054831.

SOARES, M. V, **Conversor CC-CC Híbrido a Capacitor Chaveado Baseado no Conversor Multinível**, Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual de Santa Catarina, Joinville, 2022.

Zhou, Y. et al. A remaining useful life prediction method based on condition monitoring for LED driver. **IEEE Conference on Prognostics and System Health Management (PHM-2012 Beijing)**. [S.1.]: [s.n.]. 2012, pp. 1-5.