



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
COMPUTAÇÃO

RODRIGO LINHARES DOS SANTOS

DRIVERs PARA LEDs EMPREGANDO O CONCEITO CHARGE-PUMP PARA
REDUÇÃO DO FLICKER

SOBRAL

2017

RODRIGO LINHARES DOS SANTOS

*DRIVERS PARA LEDs EMPREGANDO O CONCEITO CHARGE-PUMP PARA
REDUÇÃO DO FLICKER*

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Computação. Área de concentração: Eletrônica de Potência.

Orientador: Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Jr.

SOBRAL

2017

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

S238d Santos, Rodrigo Linhares dos.

Drivers para LEDs empregando o Conceito Charge-Pump para Redução do Flicker / Rodrigo Linhares dos Santos. – 2017.

170 f. : il. color.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Campus de Sobral, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Sobral, 2017.

Orientação: Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Jr.

1. Charge-pump. 2. Driver para LED. 3. Baixo flicker percentual. I. Título.

CDD 621.3

RODRIGO LINHARES DOS SANTOS

DRIVERS PARA LEDs EMPREGANDO O CONCEITO *CHARGE-PUMP* PARA
REDUÇÃO DO *FLICKER*

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Computação. Área de concentração: Eletrônica de Potência.

Aprovada em: 04/12/2017.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Jr. (Orientador)
Instituto Federal do Ceará (IFCE)

Prof. Dr. Carlos Elmano de Alencar e Silva
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Kleber Cesar Alves de Souza
Instituto Federal do Ceará (IFCE)

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

Aos meus pais, Manoel e Ângela.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus pelo dom da vida.

Ao professor Edilson Mineiro Sá Jr., pela paciência, disponibilidade, por compartilhar sua vasta experiência e conhecimento. Muitíssimo obrigado pelo apoio ao longo dos últimos 5 anos, e principalmente as suas valiosas orientações que têm sido relevantes para mim e deram o direcionamento deste trabalho.

Aos professores participantes da banca examinadora Carlos Elmano de Alencar e Silva, Claudinor Bitencourt Nascimento e ao Kléber Cesar Alves de Souza por terem aceitado integrar a banca examinadora, pelo tempo dedicado à leitura deste trabalho e pelas valiosas colaborações e sugestões.

Ao povo Cearense, que através da FUNCAP, concedeu-me apoio financeiro com a manutenção da bolsa de estudo, o que possibilitou dedicação exclusiva a pesquisa.

À UFC e ao IFCE *campus* Sobral, pelo suporte no laboratório de eletrônica.

A todos os professores do programa de pós-graduação em engenharia elétrica e de computação pelo excelente trabalho realizado.

Às amigas, amigos e colegas do Grupo de Pesquisa em Mecatrônica (GPEM), Antônia, Ronaldo, Jonas, Geraldo Jr., Edson, Maxwell, Diogo, Fábio, Pedro, Rerick, Maurício, Felipe, Matheus e Andressa por toda a contribuição que cada um deu a este trabalho e por toda alegria que me proporcionam. Muitíssimo obrigado por todo o suporte.

Aos meus amigos de toda vida que de alguma forma contribuíram para minha formação como cidadão.

E por fim agradeço a minha Mãe Ângela e ao meu Pai Manoel pelo amor, incentivo e apoio incondicional, aos meus irmãos Ângelo Maciel e Leonardo e a minha irmã Isabel Cristina, meus sobrinhos Marcio Breno e o Ângelo Manoel, e a minha namorada Kerlania pelo seu amor, compreensão, carinho e conforto nas horas mais difíceis.

“Eu penei, mas aqui cheguei ...”

Trecho da música Pau de Arara de composição de
Luiz Gonzaga e Guio de Moraes

RESUMO

Este trabalho tem como objetivo específico estudar, projetar e desenvolver reatores eletrônicos baseados no conceito *charge-pump* para o acionamento de LEDs de potência. Primeiramente é proposto uma topologia com correção do fator de potência (CFP) inerente. O reator apresentou um fator de potência de 0,996. No entanto, apresentou uma ondulação de corrente em baixa frequência de aproximadamente 59%. A seguir, é investigado a propagação de ondulação de baixa frequência em reatores de LEDs baseado na modulação por amplitude e resposta do circuito tanque. Essa investigação demonstra que a porcentagem de ondulação de corrente de baixa frequência nos LEDs pode ser menor que a porcentagem de ondulação de tensão do barramento, diferente do que foi encontrado na literatura. Além disso, é proposta uma outra topologia de reator eletrônico com CFP inerente, que fornece uma baixa ondulação de corrente, consequentemente um baixo *flicker* percentual. O segundo reator apresentou um fator de potência de 0,996 e uma ondulação de corrente de 9,5%. Para as topologias propostas, a potência de saída é proporcional a frequência de comutação, o que permite a dimerização dos LEDs. Além de que, a corrente de saída pode ser estabilizada em malha aberta, sem o uso de sensores de corrente. Não utilizam capacitor eletrolítico, o que aumenta a vida útil do *driver* de LED e os interruptores comutam em tensão nula. Protótipos foram desenvolvidos para avaliar as propostas, enquanto os resultados são adequadamente apresentados e discutidos.

Palavras-chave: *Charge-pump*. *Driver* para LED. Baixo *flicker* percentual.

ABSTRACT

This work aims to study topologies of drives for lighting LEDs based on the charge-pump concept. First of all, a topology with inherent Power Factor Correction (PFC) is proposed. The driver presented a power factor of 0.996. However, it presented a low frequency ripple current ripple of about 59%. In the sequence, the low frequency ripple propagation in LEDs drivers based on signal amplitude modulation theory and resonant tank response is investigated. This investigation demonstrates that, the low frequency current ripple percentage can be lower than the bus voltage ripple percentage, unlike has been found in the literature. Besides, another topology of driver with inherent PFC is proposed, which provides a low current ripple, and consequently a low percent flicker. The second driver presented a power factor of 0.996 and a current ripple of 9.5%. The proposed topologies presented the output power proportional to the switching frequency, which allows the LEDs dimming. Furthermore, the output current can be stabilized in open loop control without needing current sensors. This topology does not utilize electrolytic capacitors, which increases the lifetime of the LED driver and Zero Voltage Switching (ZVS). Prototypes were developed to evaluate the proposals, while the results are presented and discussed accordingly.

Keywords: *Charge-pump*. LED Driver. Low percent flicker.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Comparativo da eficácia luminosa para várias fontes de luz.	13
Figura 1.2 – Comparação da iluminação. (a) Vapor de sódio e (b) LED.	14
Figura 1.3 - Princípio de funcionamento dos LEDs.	15
Figura 2.1 – Esquemático básico do conversor de três estágios proposto por Arias <i>et al.</i> (2013).	19
Figura 2.2 – Driver de LED de dois estágios proposto por Wang <i>et al.</i> (2016).	20
Figura 2.3 – Conversor de único estágio para LED proposto por Liu <i>et al.</i> (2017).	20
Figura 2.4 – Conversor <i>boost-flyback</i> proposto por Lee e Do (2017).	21
Figura 2.5 – <i>Boost interleaved</i> para correção do fator de potência proposto por (TAO; LEE, 2000).	22
Figura 2.6 – <i>Boost interleaved</i> para correção do fator de potência num reator eletrônico para o acionamento de LEDs. (a) Proposta de Sá Jr. (2010). (b) Proposta de Fonseca <i>et al.</i> (2017).	23
Figura 2.7 – Reator eletrônico para lâmpada fluorescente proposto por Moo, Chuang e Lee (1996, 1998).	24
Figura 2.8 - Circuito de um reator eletrônico para HID apresentado por Weng (2000).	25
Figura 2.9 – Conversor com capacitor comutado para LEDs proposto por Santos Filho <i>et al.</i> (2014a).	26
Figura 2.10 – Circuito <i>charge-pump</i> com CFP proposto	27
Figura 2.11 – Etapa 1 ($t_0 - t_1$)	28
Figura 2.12 – Etapa 2 ($t_1 - t_2$)	29
Figura 2.13 – Etapa 3 ($t_2 - t_3$)	29
Figura 2.14 – Etapa 4 ($t_3 - t_4$)	30
Figura 2.15 – Etapa 5 ($t_4 - t_5$)	30
Figura 2.16 – Etapa 6 ($t_5 - t_6$)	31
Figura 2.17 – Etapa 7 ($t_6 - t_7$)	31
Figura 2.18 - Etapa 8 ($t_7 - t_8$)	32
Figura 2.19 – Principais formas de ondas teórica do conversor proposto.	33
Figura 2.20 – Circuito simplificado da etapa 1.	37
Figura 2.21 – Circuito completo do conversor proposto.	40
Figura 2.22 – Tensão (Ch1-vermelho) e corrente de entrada (Ch2-azul); Tensão (Ch3 - roxo) e corrente (Ch4 - verde) nos LEDs. (Ch1: 200 V/div.; Ch2: 200 mA/div.; Ch3: 60 V/div.; Ch4: 150 mA/div.; base de tempo: 5 ms/div)	41
Figura 2.23 – Tensão no LED (Ch1 - vermelho) e corrente no LED (Ch2 - azul); Tensão do barramento (Ch3 - roxo). (Ch1: 20 V/div.; Ch2: 80 mA/div.; Ch3: 80 V/div.; base de tempo: 5 ms/div)	42
Figura 2.24 – Tensão (Ch1 - vermelho) e corrente (Ch2 - azul) em S_1 ; Tensão (Ch3 - roxo) e corrente (Ch4 - verde) em C_{S2} . (Ch1: 200 V/div.; Ch2: 400 mA/div.; Ch3: 200 V/div.; Ch4: 200 mA/div.; base de tempo: 5 μs/div)	42
Figura 2.25 – Gráfico da potência de saída em função da frequência de comutação.	43
Figura 2.26 – Rendimento global e o fator de potência em função da potência de saída do conversor.	44
Figura 2.27 – Fotografia do protótipo desenvolvido.	44
Figura 3.1 - Estrutura genérica do conversor ressonante.	47
Figura 3.2 - O efeito do circuito inversor de meia ponte.	48
Figura 3.3 – Espectro de $v_{ab}(t)$	50
Figura 3.4 - O efeito do circuito inversor em ponte completa.	50
Figura 3.5 – Espectro da onda AM na frequência fundamental para o circuito inversor de onda completa.	51

Figura 3.6 – Inversor half-bridge com circuito ressonante genérico.....	52
Figura 3.7 – Estrutura genérica do circuito retificador e filtro de saída em um conversor ressonante	54
Figura 3.8 – Esquema do estágio de retificação associado ao filtro de saída.....	55
Figura 3.9 - Retificador de onda completa	55
Figura 3.10 – Circuito básico do conversor série ressonante	57
Figura 3.11 - $ M_r(\omega) $ para valores fixos de Q_L	60
Figura 3.12 – Forma de onda da corrente no circuito tanque série ressonante: a) simulação; b) teórico	61
Figura 3.13 - Forma de onda da corrente no LED: a) Simulação; b) Teórico.....	62
Figura 3.14 – Harmonicas da FFT da corrente no LED	62
Figura 3.15 – Aparato experimental completo	64
Figura 3.16 – Corrente no Indutor	65
Figura 3.17 - Tensão no barramento com 30% de ondulação e corrente no LED.....	65
Figura 3.18 – Ondulação de tensão proporcional a iluminância.	65
Figura 3.19 – Porcentagem de ondulação de corrente em cada frequência que compõem $i_{LED}(t)$ para os três cenários de ondulação de tensão do barramento.	66
Figura 4.1 - Reator eletrônico para LED com RCC.	69
Figura 4.2 – Driver para LED com RCC proposto por Fang e Liu (2017).	69
Figura 4.3 – Filtro LC paralelo em um driver para LED.....	70
Figura 4.4 – Modulação da corrente média em um driver para LED.....	70
Figura 4.5 – Circuito básico do conversor trifásico proposto por Coutinho <i>et al.</i> (2017).....	71
Figura 4.6 – Circuito Charge-pump com CFP com baixo <i>flicker</i> percentual.....	72
Figura 4.7 – Etapa 1 ($t_0 - t_1$).	73
Figura 4.8 – Etapa 2 ($t_1 - t_2$).	74
Figura 4.9 – Etapa 3 ($t_2 - t_3$).	74
Figura 4.10 – Etapa 4 ($t_3 - t_4$).	75
Figura 4.11 – Etapa 5 ($t_4 - t_5$).	75
Figura 4.12 – Etapa 6 ($t_5 - t_6$).	76
Figura 4.13 – Principais formas de onda teórica do conversor proposto.	77
Figura 4.14 – Circuito simplificado do intervalor $t_0 - t_2$	79
Figura 4.15 – Circuito equivalente da terceira etapa.	80
Figura 4.16 – Circuito equivalente da quarta etapa de operação.....	82
Figura 4.17 – Circuito equivalente simplificado da quarta etapa de operação.....	82
Figura 4.18 – Formas de onda teórica da tensão, corrente e potência de entrada, da potência de saída e da tensão do barramento.....	86
Figura 4.19 – Esquema do circuito utilizado na simulação.....	91
Figura 4.20 – Forma de onda da corrente no LED e da tensão do barramento obtido por simulação.....	91
Figura 4.21 – Esquema elétrico completo do conversor implementado.....	92
Figura 4.22 – Tensão de entrada (v_{in}) e corrente de entrada (i_{in}); tensão e corrente no LED em condição de carga nominal.	93
Figura 4.23 – Tensão e corrente no interruptor S_2	93
Figura 4.24 – Espectro harmônico da corrente de entrada.	94
Figura 4.25 – Variação da Potência de saída em função da frequência de comutação.	95
Figura 4.26 – Rendimento e Fator de potência em função da potência de saída.....	95
Figura 4.27 – Gráfico da tensão do barramento, percentual de ondulação de tensão do barramento e <i>flicker</i> percentual em função da potência de saída.	96
Figura 4.28 – Fotografia do protótipo desenvolvido.....	97

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 - Limites de harmônicos para equipamentos da classe C.	16
Tabela 2.1 – Especificações no dimensionamento do conversor proposto.	39
Tabela 3.1 - Parâmetros utilizados no equacionamento para validação da proposta	61
Tabela 3.2 – Comparação com os valores de amplitude de cada harmônica obtida pelo dimensionamento e teórico.....	63
Tabela 4.1 – Parâmetros utilizados no equacionamento para validação das equações	90
Tabela 4.2 - Comparação de desempenho	97

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL	13
1.1	Introdução e Motivação	13
1.2	Objetivos e estrutura do Trabalho.....	17
2	CONVERSORES COM CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA.....	18
2.1	Conversores para LEDs de Potência com Correção do Fator de Potência.....	18
2.2	Conversor Charge-Pump Proposto com CFP.....	26
2.2.1	<i>Análise do conversor proposto.</i>	<i>27</i>
2.2.1.1	<i>Calculo da potência de saída</i>	<i>32</i>
2.2.1.2	<i>Correção do fator de potência inerente do conversor proposto</i>	<i>34</i>
2.2.1.3	<i>Calculo do Capacitor C_s para CFP</i>	<i>35</i>
2.2.1.4	<i>Dimensionamento do indutor L_1.....</i>	<i>36</i>
2.2.1.5	<i>Relação de espiras do transformador</i>	<i>38</i>
2.3	Dimensionamento do conversor charge-pump com CFP	39
2.4	Resultados experimentais do conversor proposto	40
2.5	Conclusão parcial	44
3	ANÁLISE DA PROPAGAÇÃO DA ONDULAÇÃO DE CORRENTE EM BAIXA FREQUÊNCIA	46
3.1	Introdução	46
3.2	Circuitos Ressonantes	46
3.3	Conversor Ressonante com Modulação por Amplitude	47
3.3.1	<i>Circuito Inversor.....</i>	<i>48</i>
3.3.1.1	<i>Inversor em meia ponte</i>	<i>48</i>
3.3.1.2	<i>Inversor em ponte completa (full-bridge).....</i>	<i>50</i>
3.3.2	<i>Efeito do circuito ressonante.....</i>	<i>52</i>
3.3.3	<i>Circuito retificador e filtro de saída.....</i>	<i>54</i>
3.4	Análise do Conversor Série Ressonante (CSR) na Propagação da Ondulação de Baixa Frequência	57
3.5	Validação do Equacionamento.....	60
3.6	Considerações de projeto	63
3.7	Resultados experimentais	64
3.8	Conclusão parcial	66
4	CONVERSOR CHARGE-PUMP COM REDUÇÃO DA ONDULAÇÃO DE CORRENTE	68
4.1	Conversores para LEDs de potência com redução de ondulação de corrente..	68
4.2	Conversor Charge-pump proposto com redução de ondulação de corrente	71

4.2.1	<i>Análise do conversor proposto</i>	72
4.2.1	<i>Capacitor Comutado C_{S1} e C_{S2}</i>	77
4.2.2	<i>Capacitor Comutado C_{S3}</i>	77
4.2.3	<i>Dimensionamento do Indutor L_1</i>	79
4.2.4	<i>Dimensionamento do Capacitor do Barramento</i>	85
4.2.4.1	<i>Relação entre ondulação de tensão do barramento e o flicker percentual no conversor proposto</i>	87
4.2.4.2	<i>Metodologia de projeto do capacitor do barramento</i>	90
4.2.5	<i>Validação das equações por simulações</i>	90
4.2.6	<i>Considerações de projeto do conversor charge-pump com baixo flicker percentual</i> 92	
4.2.7	<i>Resultados experimentais</i>	92
4.2.8	<i>Conclusão parcial</i>	97
5	CONCLUSÃO GERAL	99
	PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DESTE TRABALHO	101
	REFERÊNCIAS	102
	APÊNDICE	110

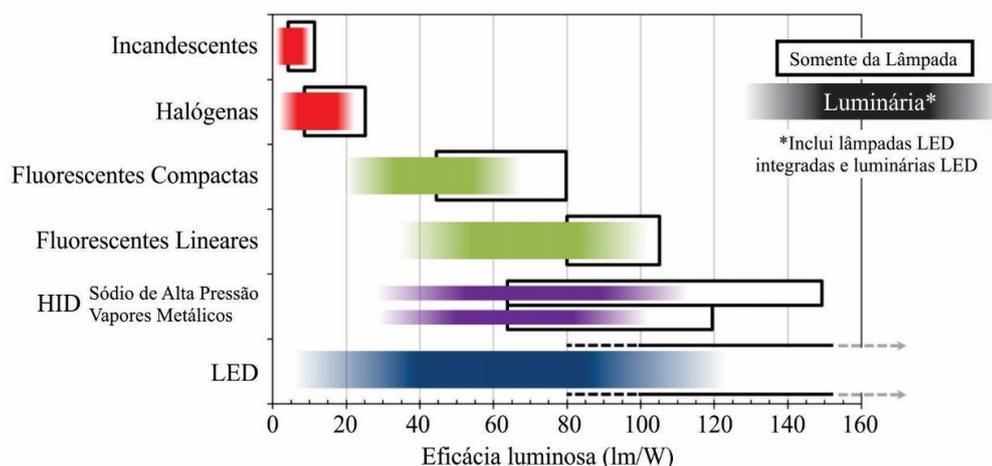
1 INTRODUÇÃO GERAL

1.1 Introdução e Motivação

A eletricidade é parte essencial da vida moderna e um fator importante para o crescimento econômico de qualquer país. A população utiliza a eletricidade para aquecimento, refrigeração, aparelhos eletrônicos, iluminação, entre outras inúmeras aplicações. O consumo global de eletricidade em 2015 atingiu 20.200 TWh (IEA, 2017). Conforme a Agência Internacional de Energia, onde a iluminação representa quase 20% do consumo global em eletricidade (IEA, 2011). O consumo de energia elétrica no Brasil foi de 460 GWh em 2016 (ELETROBRAS; PROCEL, 2017), sendo 3,3% apenas com consumo em iluminação pública (EPE, 2017). Desse modo, a utilização de fontes de luz mais eficientes tem um papel significativo na redução do consumo de energia elétrica.

Nos últimos anos, as lâmpadas a partir de diodos emissores de luz (*light-emitting diode* - LED) se tornaram fontes luminosas capazes de substituir as lâmpadas convencionais devido a sua alta eficácia luminosa. A Figura 1.1 mostra um comparativo da eficácia luminosa para várias fontes de luz (DOE, 2013). A eficácia dos produtos LEDs melhorou constantemente desde a sua introdução como fonte de iluminação. Essa tendência deverá continuar, devido aos novos materiais, ao aperfeiçoamento dos processos de fabricação, e novas configurações (DOE, 2013). Nesse sentido, a empresa Cree conseguiu desenvolver em seus laboratórios um LED branco de potência de 303 lm/W (CREE, 2014).

Figura 1.1 – Comparativo da eficácia luminosa para várias fontes de luz.



Fonte: DOE (2013).

Além da eficácia luminosa, os LEDs possuem outras vantagens. Por exemplo: a economia de energia, 40% da eletricidade é transformada em luz; uma longa vida útil, mais de 100.000 horas, reduzindo os custos com manutenção. Enquanto as lâmpadas fluorescentes apresentam uma expectativa de vida de 20.000-30.000h (DOE, 2006). As lâmpadas LEDs possuem maior resistência mecânica, sendo mais resistentes contra impactos e vibrações, os elementos prejudiciais ao ser humano e ao meio ambiente como chumbo (Pb) e mercúrio (Hg) não estão inclusos, e também não emitem radiação ultravioleta, que pode ser prejudicial a saúde humana e também reduz a atração de insetos (SÁ JR., 2010; WANG, YIJE; ALONSO; RUAN, 2017).

A Figura 1.2 demonstra um exemplo específico de melhor utilização da luz de iluminação baseada em LED. Neste exemplo, as 416 lâmpadas de vapor de sódio (Figura 1.2a) de um parque foram substituídas por 416 luminárias LED de 100 W (Figura 1.2b) (CAMPOS; LOPES JR., 2017). O sistema de iluminação LED iluminou mais áreas do parque, o que é particularmente vantajoso para a segurança dos pedestres e ainda proporcionou um melhor conforto visual para seus usuários.

Figura 1.2 – Comparação da iluminação. (a) Vapor de sódio e (b) LED.



(a)

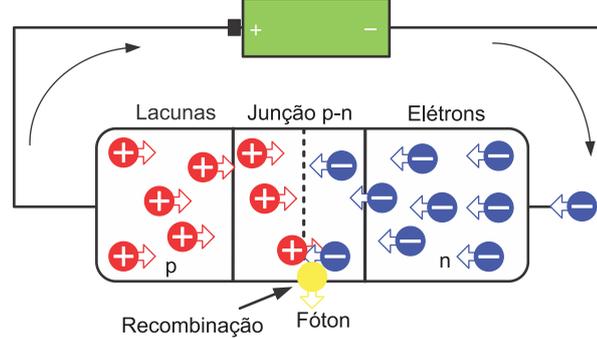


(b)

Fonte: Campos e Lopes JR. (2017).

A luz gerada por um LED é decorrente da eletroluminescência que ocorre na junção $p-n$. Quando essa junção é polarizada diretamente os elétrons da camada n e as lacunas da camada p movem-se em direção a região de depleção, e nas imediações da região de depleção da qual ocorre a recombinação de elétrons e lacunas. Esta recombinação libera uma energia, onde parte desta energia liberada é emitida em forma de calor e outra parte na forma de fótons (luz) (SÁ JR., 2010), como ilustra a Figura 1.3.

Figura 1.3 - Princípio de funcionamento dos LEDs.



Fonte: Bender, Marchesan e Alonso (2015).

Uma vez que a luz emitida dos LEDs depende diretamente da corrente aplicada, é necessário um circuito para acioná-lo. Além do mais, os LEDs são cargas de corrente contínua, não sendo possível operá-los diretamente na rede elétrica. Portanto, é preciso um sistema que processe a energia da rede elétrica e regule os valores de corrente e tensão nominal para o LED. Este sistema é denominado de *driver* ou de sistema eletrônico ou conversor.

A fim de aproveitar todas as vantagens do LED, é preciso projetar um *driver* com alto rendimento, longa vida útil, e em conformidade com as normas que determinam os requisitos mínimos de desempenho, durabilidade e segurança. Um fator limitante na vida útil dos *drivers* é a utilização de capacitores eletrolítico convencionais, pois sua vida útil é de aproximadamente 10.000 h dependendo da temperatura de operação (TDK, 2016). Portanto, é atrativo a eliminação ou a substituição dos capacitores eletrolíticos para estender a expectativa de vida útil dos *drivers* para LEDs.

No Brasil, em Janeiro de 2012 foi publicada a norma ABNT NBR 16026, intitulada “Dispositivo de controle eletrônico c.c. ou c.a. para módulos de LED – Requisitos de desempenho” (ABNT, 2012). Entre as exigências, se destacam: a necessidade de um elevado fator de potência, igual ou superior a 0,92, para potências iguais ou superiores a 25 W, o que obriga a utilização de um circuito adicional para possibilitar a correção do fator de potência. De modo que, para as lâmpadas fluorescentes é exigido um elevado fator de potência somente para potências iguais ou superiores a 60 W. Outra exigência desta norma é que a corrente de saída do circuito, ou a tensão de saída, não pode apresentar variação superior a $\pm 10\%$ do valor nominal dos módulos de LED, não sendo especificada na norma se deve ser tomado como base o valor eficaz ou o valor médio da respectiva grandeza.

Drivers com mais de 25 W, o conteúdo harmônico deve atender os requisitos da normal IEC 61000-3-2:2014, a qual classifica os equipamentos de iluminação em classe C. As correntes harmônicas do *driver* não devem exceder os limites apresentados na Tabela 1.1 (IEC, 2014). Enquanto os *drivers* de LED trifásicos propostos por Castro *et al.* (2017), Coutinho *et al.* (2017) e Mendonca *et al.* (2014), podem ser classificados como classe A e devem estar em conformidade com os requisitos técnicos dessa classe.

Tabela 1.1 - Limites de harmônicos para equipamentos da classe C.

Ordem Harmônica	Corrente harmônica máxima admissível em percentagem da corrente de entrada na frequência fundamental
n	%
2	2
3	$30 \cdot \lambda^*$
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$	3

* λ é o fator de potência do circuito

Fonte: IEC (2014).

Os equipamentos de iluminação com potência ativa de entrada menor ou igual a 25 W devem obedecer aos seguintes requisitos: a corrente harmônica não deve exceder os limites referente a equipamentos da classe D ou a terceira harmônica, expressa em percentagem da corrente fundamental, não deve exceder 86% e a quinta harmônica não deve exceder 61% (IEC, 2014).

Em se tratando de equipamento de iluminação, o *flicker* deve ser sempre avaliada. Drivers alimentados em ca apresentam invariavelmente uma etapa retificadora a qual ocasiona uma ondulação de baixa frequência com o dobro da frequência da rede que se propaga até a corrente no LED ocasionando *flicker*. No Brasil, onde a frequência da rede elétrica é 60 Hz, o *flicker* ocorre em 120 Hz.

Segundo Lehman e Wilkins (2014), o *flicker* geralmente não pode ser visto quando sua frequência está acima da chamada frequência crítica de fusão do *flicker* (CFF – *Critical Flicker Fusion Frequency*), que geralmente ocorre entre 60 Hz e 90 Hz. Para frequências acima de 100 Hz, a modulação de luminância ou *flicker* percentual, raramente pode ser percebida diretamente por seres humanos (seja pela visão central ou periférica); apesar disso, o *flicker* pode ser percebido de forma indireta através de efeitos estroboscópicos para frequências de até 300 Hz ou mais.

Em 26 de Março de 2015 a IEEE *Power Electronics Society* aprovou o documento IEEE Std 1789-2015 – IEEE *Recommended Practices for Modulating Current in HighBrightness LEDs for Mitigating Health Risks to Viewers*, a qual avalia o risco do *flicker* (variação da luminância no tempo) para os usuários de lâmpadas LED, além disso fornece recomendações para minimizar os efeitos adversos do *flicker* (IEEE POWER ELECTRONICS SOCIETY, 2015). Esta recomendação aponta riscos de epilepsia, fadiga visual, náusea, distúrbios visuais, ataques de pânico e vertigem em decorrência do *flicker*. Para o *flicker* em 120 Hz, o documento IEEE Std 1789-2015 recomenda um *flicker* percentual de 9,6%, para operar dentro da região de baixo risco, na qual não produz efeitos observáveis para a saúde do usuário.

1.2 Objetivos e estrutura do Trabalho

Este trabalho tem como objetivo específico estudar, projetar e desenvolver *drivers* para o acionamento de LEDs de potência sem o uso de capacitores eletrolíticos, para aumentar a expectativa de vida útil do reator. Além disso, espera-se obter uma baixa ondulação de corrente, consequentemente baixo *flicker* percentual, conforme as recomendações da norma IEEE Std. 1789-2015. Espera-se também, que os reatores propostos obtenham fator de potência maior que 0,92 e o conteúdo harmônico em concordância com os requisitos da norma IEC 61000-3-2:2014. Esta pesquisa possibilita fortalecer a competitividade do mercado interno de iluminação artificial, através do desenvolvimento de uma tecnologia nacional de *drivers* para LEDs.

Este trabalho está organizado da seguinte forma: O capítulo 2 propõe uma estrutura de conversor para acionamento de LED com correção do fator de potência. O conversor proposto é avaliado qualitativamente e quantitativamente. Além disso, apresenta e discute os resultados obtidos pela proposta. O capítulo 3 apresenta uma investigação sobre a propagação de ondulação em baixa frequência em *drivers* para LEDs baseado na modulação por amplitude e reposta do circuito tanque. O capítulo 4 apresenta uma outra estrutura de conversor para o acionamento de LED. Essa estrutura obtém alto fator de potência e baixo *flicker* percentual. Os resultados experimentais são apresentados e avaliados. No capítulo 5 são apresentados as conclusões e considerações finais do trabalho.

2 CONVERSORES COM CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

Este capítulo tem por objetivo apresentar as principais topologias de sistemas eletrônicos aplicados a iluminação artificial que operam com correção do fator de potência. Inicialmente, são analisadas as topologias passivas, e principalmente as topologias ativas, e suas subcategorias. Outro objetivo deste capítulo é obter um *driver* para o acionamento de LEDs com correção do fator de potência. A avaliação qualitativa e quantitativa do *driver* é realizada, apresentando as etapas de operação, as principais formas de onda e seu equacionamento. O *driver* foi dimensionado e os resultados experimentais do protótipo implementado que valida a proposta são apresentados neste capítulo.

2.1 Conversores para LEDs de Potência com Correção do Fator de Potência

Para diminuir a presença das componentes harmônicas na corrente de entrada, um circuito com Correção do Fator de Potência (CFP) é indispensável nos *drivers* alimentados a partir da rede elétrica. Os circuitos com CFP podem ser divididos em dois tipos: modo passivo ou modo ativo.

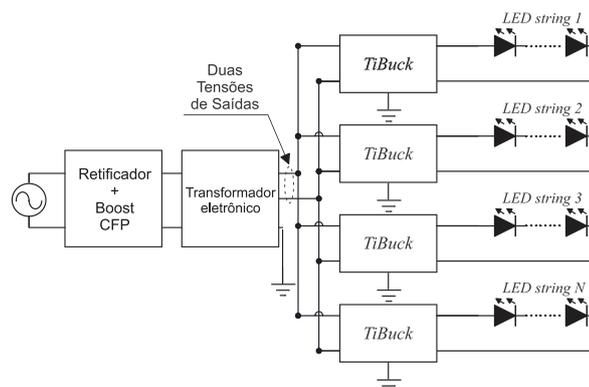
Os circuitos CFP no modo passivo não possuem interruptores controlados, circuitos integrados, controladores ou fontes auxiliares. Estes circuitos são formados apenas por componentes passivos, como resistor, capacitor, componentes magnéticos (indutor ou transformados) e diodos, e operam na frequência da rede elétrica ou no dobro da frequência da rede (LI *et al.*, 2016). Um driver para LED com CFP no modo passivo foi proposto por Hui *et al.* (2010). Outra solução com CFP no modo passivo foi patenteado por Chen e Pan (2015). No entanto, a condição de trabalho em baixa frequência acarreta indutores volumosos e pesados. O CFP no modo passivo não é adequado para aplicações no qual é necessário integrar o *driver* a luminária e, portanto, fora do escopo deste trabalho.

Para a CFP no modo ativo, pode-se obter um fator de potência (FP) mais alto, atendendo os requisitos da norma IEC 61000-3-2:2014 Classe C. O estágio CFP geralmente inclui os conversores cc-cc, que podem operar em modo de condução contínua, modo crítico ou modo de condução descontínua (WANG, YIJE; ALONSO; RUAN, 2017). Os reatores com CFP no modo ativo aproveitam a operação em alta frequência para reduzir o tamanho dos componentes armazenadores de energia. Além da CFP, funções como dimerização, proteção contra falhas de circuito podem ser incorporados em drivers ativos (LI *et al.*, 2016).

Recentemente, topologias de drivers para LEDs foram propostas (ARIAS *et al.*, 2013; FONSECA *et al.*, 2017; LEE, SIN WOO;; DO, 2017; LIU, XUESHAN *et al.*, 2017; WANG, YIJIE *et al.*, 2016). De acordo com o número de etapas de processamento de potência, essas topologias podem ser classificadas como estágio único, dois estágios ou três estágios. À medida que o número de estágios de processamento de energia aumenta, a complexidade do circuito e o custo associado aumentam simultaneamente (LI *et al.*, 2016).

Arias *et al.* (2013) propuseram um conversor para acionamentos de LED sem capacitor eletrolítico baseado em uma topologia com três estágios mostrado na Figura 2.1. Cada estágio foi projetado para uma tarefa específica. O primeiro estágio consiste num conversor *boost* para corrigir o fator de potência e opera no modo de condução crítica e em malha fechada. O segundo estágio apenas fornece o isolamento galvânico e não precisa regular a corrente de saída, seguindo o conceito de transformador eletrônico introduzido por McMurray (1970). Os interruptores do primário operam com frequência de comutação constante e com razão cíclica de 0,5. O terceiro estágio é uma topologia baseada no conversor *buck* de duas entradas. Esse terceiro estágio é responsável pela eliminação da baixa frequência e por ajustar o nível de corrente para cada vetor de LED. Entretanto, em aplicações internas o peso e o volume são parâmetros relevantes, tendo em vista a necessidade de integrar o *driver* na luminária. Além do que, o número elevado de componentes pode onerar o custo final do produto.

Figura 2.1 – Esquemático básico do conversor de três estágios proposto por Arias *et al.* (2013).

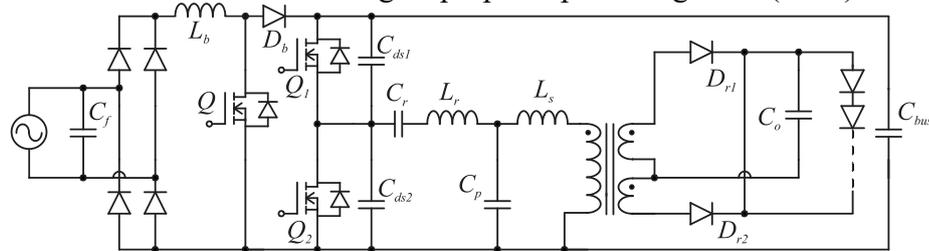


Fonte: Arias *et al.* (2013).

Os reatores eletrônicos de LED de duplo estágio tradicionais contêm um primeiro estágio para executar a CFP e o outro estágio para executar o controle de potência (CP) dos LEDs. Eles estão dispostos em uma estrutura em cascata com a carga LED. O conversor mais utilizado para corrigir o fator de potência é o *boost*, devido à posição do indutor, que fica

em série com a corrente de entrada. A Figura 2.2 mostra um driver de LED de dois estágios proposto por Wang *et al.* (2016). O primeiro estágio é um conversor *boost* com a função de CFP controlado por um circuito integrado MC33262. O segundo estágio é um circuito ressonante *CLCL* com frequência de comutação de 100 kHz com comutação suave dos interruptores. Parte do circuito *CLCL* é controlada por um microcontrolador e os interruptores são acionados por um circuito integrado IR2110. O conversor de duplo estágio tem seu rendimento afetado devido os conversores em cascata.

Figura 2.2 – Driver de LED de dois estágios proposto por Wang *et al.* (2016).

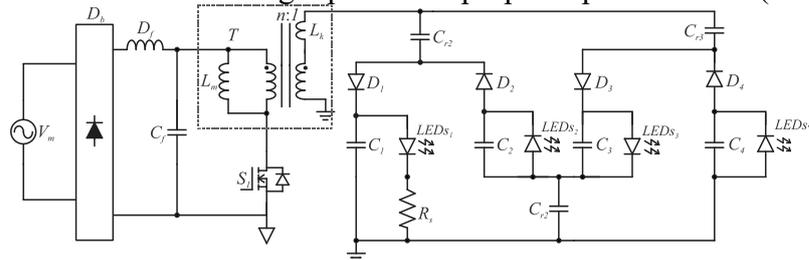


Fonte: Wang *et al.* (2016).

A solução mais simples para driver de LED são as topologias de único estágio, pois apresentam quantidade de componentes reduzida, simplicidade e volume reduzido. Foram propostos muitos drivers para LED de único estágio. Liu *et al.* (2017) propuseram um conversor para LED de 110 W de único estágio como mostra a

Figura 2.3.

Figura 2.3 – Conversor de único estágio para LED proposto por Liu *et al.* (2017).



Fonte: Liu *et al.* (2017).

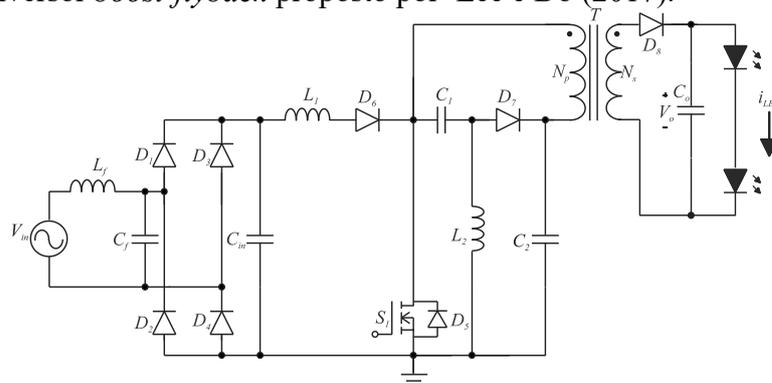
Este conversor possui quatro saídas e um único interruptor ativo e a corrente no indutor de magnetização opera no modo de condução crítica para corrigir o fator de potência. Além disso, o balanceamento passivo da corrente é alcançado no conversor de único estágio. No entanto, para a tensão de entrada em 220 V o conversor apresentou descontinuidades na corrente de entrada, o que pode prejudicar o fator de potência e aumentar a taxa de distorção

harmônica da corrente de entrada. Além do mais, os capacitores C_1 - C_4 empregados para filtrar a baixa frequência são do tipo eletrolítico convencional. Portanto, a expectativa de vida útil desta topologia é reduzida.

As topologias de estágio único podem ser obtidas através da integração de conversores. Assim, a integração acontece através do compartilhamento do interruptor para atuar no circuito CFP e no estágio CP ao mesmo tempo, o que reduz o número de interruptores do conversor, visando redução dos custos de fabricação (WANG; ALONSO; RUAN, 2017). A técnica de estágio único mais comum combina o conversor *boost* com outro conversor CC-CC de maneira que estes compartilhem os mesmos interruptores. Alguns drivers para LED que utilizam a integração de estágios são apresentados em Lee e Do (2017) e Fonseca *et al.* (2017)

Lee e Do (2017) apresentaram um *driver* baseado na topologia *boost-flyback* com um circuito *snubber*, como mostra a Figura 2.4. O circuito *boost* foi projetado para corrigir o fator de potência e operar no modo de condução descontínua. O *flyback* foi projetado para fornecer isolamento galvânico elétrico entre a entrada e saída do conversor. O circuito *snubber* grampeia o pico de tensão no interruptor. Para uma tensão de entrada de 220V o conversor obteve um fator de potência de aproximadamente 0,98. Entretanto, o circuito não apresenta ZVS (*zero voltage switching*) e para lidar com a diferença instantânea entre a potência pulsante na entrada e a potência constante da saída foram utilizados capacitores eletrolíticos na topologia, o que compromete a expectativa de vida útil do reator eletrônico para LED, principalmente em regiões com elevadas temperaturas.

Figura 2.4 – Conversor *boost-flyback* proposto por Lee e Do (2017).

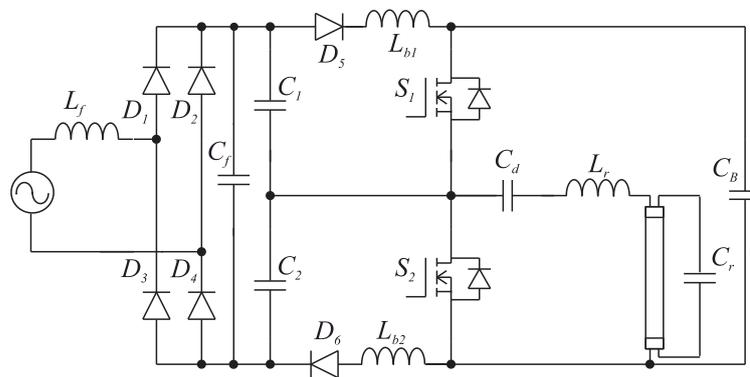


Fonte: Lee e Do (2017).

Uma outra topologia utilizada para correção do fator de potência é o *boost interleaved*, a Figura 2.5 apresenta uma topologia proposta por Tao e Lee (2000). A tensão de

entrada é dividida entre os capacitores C_1 e C_2 . O estágio CFP do circuito consiste em duas células *boost* no modo de condução descontínua defasadas em 180° elétricos. Uma modificação no posicionamento dos capacitores C_1 e C_2 para antes da ponte retificadora foi inicialmente proposta por Nascimento (2005) e depois analisado e implementado por Dums (2005) empregado para o acionamento de lâmpada de vapor de sódio de alta pressão, e posteriormente por Postiglione (2006) aplicado a fonte de alimentação, e também por Martins (2006) para o acionamento de lâmpada fluorescente e por Fuerback (2011) para o acionamento de lâmpada de alta intensidade de descarga. Esta modificação não afeta o comportamento do circuito e possibilita a retirada de dois diodos da estrutura. Entretanto, exige que os diodos empregados na ponte retificadora sejam ultrarrápidos.

Figura 2.5 – *Boost interleaved* para correção do fator de potência proposto por (TAO; LEE, 2000).

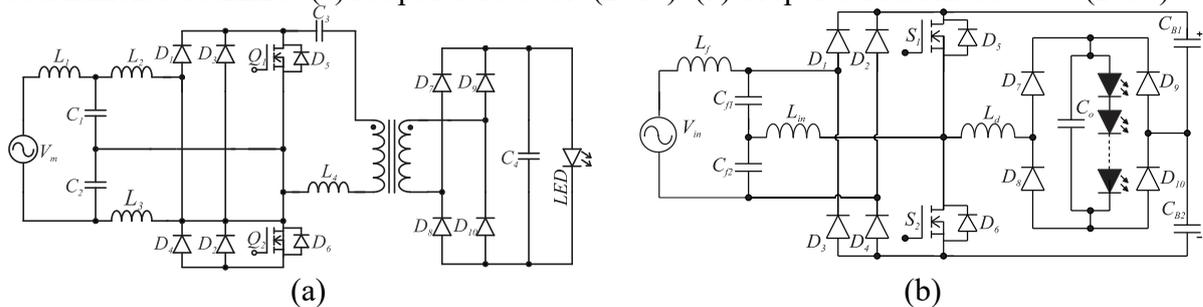


Fonte: Tao e Lee (2000).

Sá Jr. (2010) utilizou um *boost interleaved* modificado para correção do fator de potência em um *driver* para o acionamento de LEDs, como mostra a Figura 2.6(a). Os dois capacitores ($C1$ e $C2$) compõe o filtro de entrada e possui um valor de tensão praticamente constante em um período de comutação. Para reduzir a potência de saída, o circuito aumenta a frequência de comutação. No entanto, ao elevar a frequência de comutação a tensão do barramento aumenta. Portanto, para variar uma ampla faixa de potência, a tensão do barramento tende a subir, necessitando de dispositivos que tolere um maior nível de tensão. O circuito apresentou um fator de potência de 0,97 e uma distorção harmônica da corrente de 15% e utilizou no barramento um capacitor eletrolítico de $10\mu\text{F}/450$. Posteriormente, Fonseca *et al.* (2017) substituiu os dois indutores da entrada por um indutor conectado entre o inversor de meia-ponte e os dois capacitores de filtro da entrada, como pode ser visto na Figura 2.6(b).

Este *driver* obteve um fator de potência de 0,98 para a tensão de entrada em 220 V e utilizou capacitor de filme no barramento.

Figura 2.6 – *Boost interleaved* para correção do fator de potência num reator eletrônico para o acionamento de LEDs. (a) Proposta de Sá Jr. (2010). (b) Proposta de Fonseca *et al.* (2017).



Fonte: Sá Jr. (2010) e Fonseca *et al.* (2017).

Por muitos anos, o circuito *charge pump* foi utilizado em conversores para integração de estágio em reatores eletrônicos para lâmpadas de descargas (NASCIMENTO, 2005; QIAN; LEE, 2000a, b; TAO *et al.*, 1999). Conforme Nascimento (2005), o conceito *charge pump* se adequa aos circuitos que têm em comum a função de utilizar elementos armazenadores de energia que, operando em alta frequência ou não, elevam os níveis da tensão de saída em relação a tensão de entrada. Inicialmente, o seu desenvolvimento foi motivado pela exigência cada vez maior de fontes CC-CC de peso e de volume reduzidos, pois frequentemente esse tipo de conversor não requer nenhum indutor adicional. Portanto, atende as necessidades de miniaturização dos dispositivos eletrônicos portáteis, como exemplo os celulares e notebooks (LIU, MINGLIANG, 2006), e podem ser aplicados em circuitos de memória flash, display de LCD, sinais RS-232 e acionamentos de LEDs (HART, 2011).

As topologias que utilizam o conceito *charge pump*, podem receber várias nomenclaturas, como multiplicadores de tensão, *charge pumps*, capacitores comutados (SC – *switched capacitor*), circuitos *voltage booster* ou *voltage boosting* (NASCIMENTO, 2005; SÁ JR., 2010; SÁ JR. *et al.*, 2013).

O princípio de funcionamento dos conversores SC acontece através da carga do capacitor em uma configuração e depois a descarga em outra configuração, produzindo uma tensão de saída diferente da entrada. Por outro lado, os conversores SC apresentam perdas devido às resistências intrínsecas e pela comutação dos interruptores e essas perdas se tornam mais significativas com o aumento da frequência. Além disso, apresentam os picos de corrente na operação de carga e descarga dos capacitores comutados causando interferência

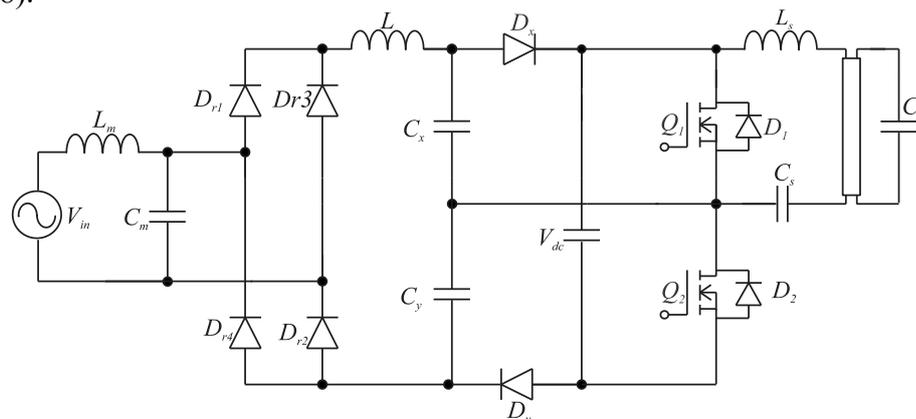
eletromagnética (YEUNG *et al.*, 2004, 2002). Esses picos de corrente são limitados apenas pelas indutâncias parasitas do circuito. A fim de corrigir este problema Cheng (1998), Yeung *et al.* (2002, 2004) e Law; Cheng; Yeung (2005) apresentaram um conceito que combina os conversores ressonantes e os conversores SC, através da adição de um pequeno indutor no conversor CC-CC SC para possibilitar comutação suave dos interruptores.

A partir do conceito de conversores SC ressonantes, Miranda *et al.* (2011), Sá Jr. *et al.* (2013) e Santos Filho *et al.* (2014b) apresentaram conversores CC-CC para acionar LEDs de potência baseado em capacitor comutado adicionando um indutor. A indutância inserida auxilia no processo de carga e de descarga dos SC, reduzindo os picos de corrente e permitindo a completa carga e descarga dos capacitores comutados, estabilizando a potência entregue aos LEDs.

Em aplicações com iluminação alimentados a partir da rede elétrica foram propostos muitos reatores para lâmpadas fluorescentes a partir do conceito *charge pump* com estágio CFP integrado ao estágio CP (NASCIMENTO, 2005; POSTIGLIONE, 2006). Entre as propostas se destacam as técnicas: *Voltage Source – Charge Pump Power Factor Correction* (VS-CPPFC), *Current Source – Charge Pump Power Factor Correction* (CS-CPPFC) e *Continuous Input Current – Charge Pump Power Factor Correction* (CIC-CPPFC) (NASCIMENTO, 2005; QIAN; LEE, 2000a, b; TAO *et al.*, 1999). Os reatores com conceito *charge-pump*, além de reduzir os custos de produção, por possuírem uma quantidade menor de componentes, apresentam baixa distorção harmônica na corrente de entrada ((NASCIMENTO, 2005; SÁ JR., 2010).

Moo, Chuang e Lee (1996, 1998) apresentaram um circuito de CFP baseado em um indutor, dois capacitores e um par de diodos como mostra a Figura 2.7.

Figura 2.7 – Reator eletrônico para lâmpada fluorescente proposto por Moo, Chuang e Lee (1996, 1998).

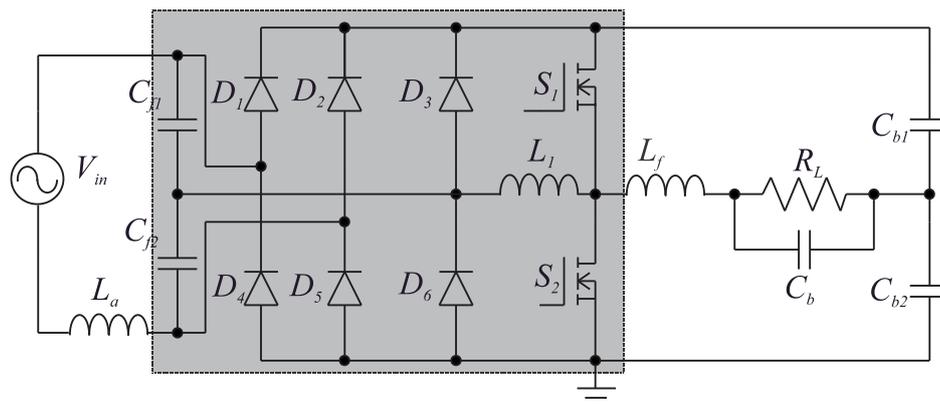


Fonte: Moo, Chuang e Lee (1996, 1998).

Esta topologia combina algumas vantagens dos circuitos *boost* e *charge pump*. O indutor transfere a maior parte da potência de entrada diretamente para o barramento aumentando a sua tensão. Os capacitores C_x e C_y carregam e descarregam completamente na frequência de comutação dos interruptores e processam a menor parte da potência de entrada. A estrutura apresentou um fator de potência de 0,99 e uma distorção harmônica de 8%. Entretanto, a estrutura atua em uma condição de frequência de comutação fixa, o que impossibilita a dimerização com a mudança da frequência. Além disso, deve-se ter cuidado no momento comutação dos interruptores, por exemplo: caso o interruptor Q_2 acione com o capacitor C_y carregado pode ocorrer picos de corrente, os quais podem danificar os componentes.

Na Figura 2.8 é mostrado um circuito de um reator eletrônico com CFP para lâmpada de descarga de alta intensidade (*HID – High Intensity Discharge*) proposto por Weng (2000). O circuito CFP é formado pelo indutor L_a , os diodos D_3 e D_6 , os capacitores C_{f1} e C_{f2} e o indutor L_1 . O circuito CFP posicionado antes da retificação inclui um indutor L_a em série entre a fonte de tensão da entrada e o retificador. Os capacitores C_{f1} e C_{f2} compõem o filtro LC de entrada. Esses capacitores ficam submetidos à metade do valor da tensão de entrada, e não carregam ou descarregam completamente no período de comutação. Segundo o autor, o circuito pode funcionar no modo de entrada ressonante ou no modo de entrada *boost*, de acordo com o nível de tensão de entrada. No entanto, o circuito utiliza a razão cíclica para regular a potência de saída e utiliza a frequência de comutação para controlar a corrente de entrada. Isto, aumenta a complexidade do circuito de controle e, conseqüentemente, o custo do reator eletrônico.

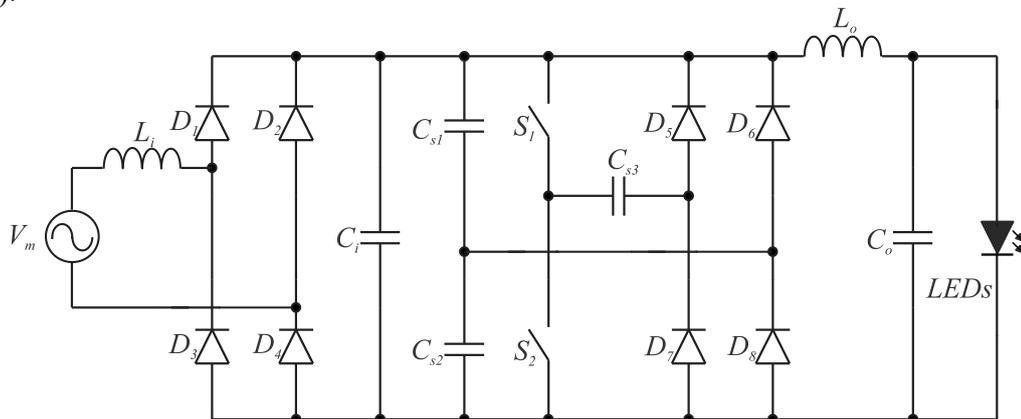
Figura 2.8 - Circuito de um reator eletrônico para HID apresentado por Weng (2000).



Fonte: Weng (2000).

Um conversor alimentado a partir da rede elétrica (220 V/60Hz) baseado em conversor com capacitor comutado ressonante para o acionamento de LEDs de potência foi proposto por Santos Filho *et al.* (2014a). A topologia é mostrada na Figura 2.9. O indutor L_o permite a carga e descarga completa dos capacitores C_{S1} , C_{S2} e C_{S3} em um período de comutação e os interruptores S_1 e S_2 desligam em corrente nula (ZCS – Zero Current Switching). Além disso, o conversor consegue estabilizar a corrente de saída sem a necessidade de um sistema de controle em malha fechada. A topologia apresentou um fator de potência de 0,994, e um rendimento de 78,26%. No entanto, para valores elevados de tensões de saída, pode aumentar a descontinuidade da corrente de entrada na passagem pelo zero, consequentemente, o fator de potência pode ser reduzido e produzir uma distorção harmônica fora dos limites recomendado pela IEC 61000-3-2:2014 Classe C.

Figura 2.9 – Conversor com capacitor comutado para LEDs proposto por Santos Filho *et al.* (2014a).



Fonte: Santos Filho *et al.* (2014a)

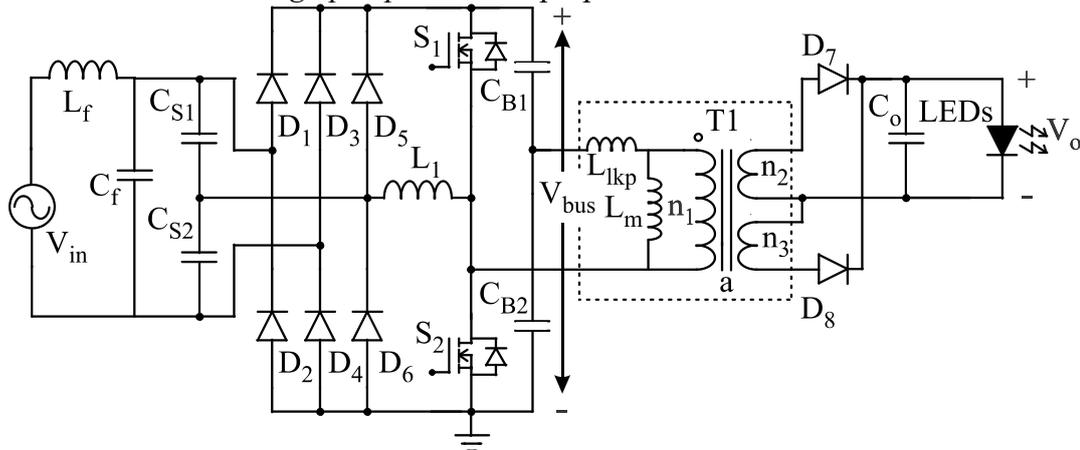
2.2 Conversor Charge-Pump Proposto com CFP

A partir da revisão bibliográfica sobre as principais topologias de reatores e *drivers* com elevado fator de potência é proposto um conversor para o acionamento de LEDs de potência com correção do fator de potência. A topologia proposta utiliza parte da estrutura do circuito de entrada de Weng (2000) e aplica o conceito de carga e descarga completa (MOO; CHUANG; LEE, 1996, 1998; SANTOS FILHO *et al.*, 2014a) aos capacitores de entrada, possibilitando a correção do fator de potência. O circuito básico da topologia proposto neste trabalho é apresentado na Figura 2.10.

Nessa proposta, a potência é limitada pelos capacitores C_{S1} e C_{S2} . O indutor L_1 armazena e transfere a energia para a saída do conversor, diferentemente da topologia de

Moo, Chuang e Lee (1996, 1998), além disso, é um componente importante para o funcionamento do conversor. O conversor proposto conserva algumas outras características de Santos Filho *et al.* (2014a), tais como: estabilização da corrente de saída sem a necessidade de um sistema de controle em malha fechada e a potência de saída independente da tensão de saída do conversor.

Figura 2.10 – Circuito *charge-pump* com CFP proposto



Fonte: Autor

2.2.1 Análise do conversor proposto.

Os capacitores comutados C_{S1} e C_{S2} operam de modo complementar, carregam e descarregam completamente em um período de comutação e corrigem o fator de potência inerentemente. Ainda permitem que os interruptores S_1 e S_2 comutem sob condição de tensão nula (ZVS – *zero voltage switching*). A energia armazenada em C_{S1} e C_{S2} é transferida para o barramento, formado pelos capacitores C_{B1} e C_{B2} , e conseqüentemente, transfere para a carga através do transformador T1. O indutor L_1 permite a completa carga e descarga dos capacitores comutados C_{S1} e C_{S2} e limita os picos de corrente nos interruptores S_1 e S_2 . Os capacitores C_{B1} e C_{B2} impedem que alguma componente CC de corrente circule através do transformador, evitando a saturação do núcleo magnético. A indutância de dispersão L_{lkp} limita os picos de corrente na saída do conversor.

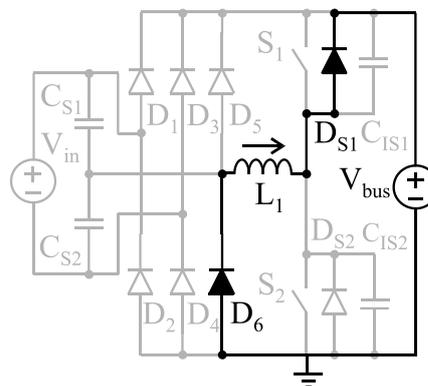
Para a análise qualitativa e quantitativa do conversor proposto, todos os componentes foram considerados ideais, o conversor opera em regime permanente, os interruptores S_1 e S_2 operam de forma complementar com frequência de comutação constante e muito mais elevada que a frequência da rede, portanto a tensão de entrada pode ser considerada constante ao longo de um período de comutação, e com razão cíclica de

aproximadamente 0,5 e com tempo morto, podendo ser utilizados circuitos integrados encontrados no mercado, como por exemplo o IR2153. Como o conversor opera em alta frequência (≥ 50 kHz), os interruptores S_1 e S_2 são do tipo MOSFET e os seus diodos intrínsecos D_{S1} e D_{S2} e as suas capacitâncias intrínsecas C_{IS1} e C_{IS2} também são consideradas. O filtro de entrada é negligenciado, as capacitâncias comutadas C_{S1} e C_{S2} possuem o mesmo valor. O capacitor do filtro de saída C_o é grande o suficiente para garantir a característica de fonte de tensão imposta pelo LED, e as tensões dos capacitores C_{B1} e C_{B2} são constantes, desse modo podem ser substituídas por uma fonte de tensão. O fator de potência foi considerado unitário em toda a faixa de operação.

O conversor apresenta oito etapas de operação em um período de comutação, e são analisadas de maneira individual, a seguir:

Etapa 1 ($t_0 - t_1$): A Figura 2.11 mostra o circuito equivalente da etapa 1. No instante $t = t_0$ ambos os interruptores estão bloqueados. O capacitor C_{S2} está totalmente descarregado e C_{S1} está totalmente carregado com a tensão de entrada V_{in} e nenhuma corrente flui pelos capacitores C_{S1} e C_{S2} . Nesse mesmo instante, a corrente no indutor L_1 está no seu ponto máximo, e a energia armazenada em L_1 flui através do diodo intrínseco do interruptor D_{S1} e do diodo D_6 . Durante esta etapa a energia de L_1 está sendo transferida para o barramento e a corrente no indutor decresce linearmente.

Figura 2.11 – Etapa 1 ($t_0 - t_1$)



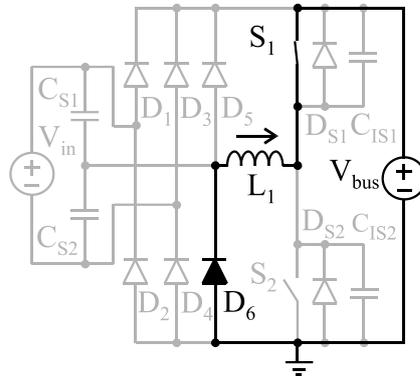
Fonte: Autor

Etapa 2 ($t_1 - t_2$): A Figura 2.12 apresenta o circuito equivalente da segunda etapa de operação. No instante $t = t_1$, o sinal do gatilho V_{g1} aciona o interruptor S_1 e a corrente em L_1 circula reversamente através do canal do interruptor S_1 , permitindo que a corrente cesse em D_{S1} levando-o ao bloqueio. A tensão sobre o interruptor S_1 é igual à queda de tensão no diodo

intrínseco D_{S1} , portanto, a condição ZVS é verificada. A corrente no indutor L_1 decresce linearmente até se anular no instante $t = t_2$.

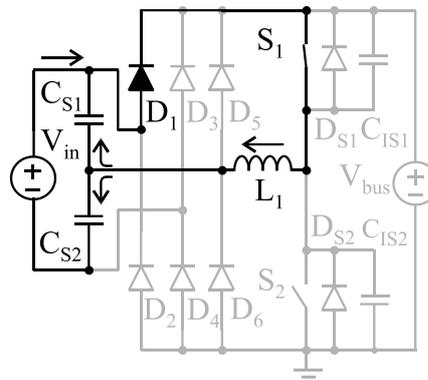
Etapa 3 ($t_2 - t_3$): A partir do instante $t = t_2$, o diodo D_6 é bloqueado quando a corrente no indutor L_1 se nula. O bloqueio de D_6 interrompe a condição de polarização reversa sobre D_1 , o qual passa a conduzir colocando C_{S1} em paralelo com L_1 e, com isso, proporcionando a conversão da energia potencial elétrica armazenada em C_{S1} para energia magnética em L_1 . Naturalmente, como C_{S1} e C_{S2} estão em série entre si e em paralelo com V_{in} a descarga de C_{S1} causa a elevação de tensão sobre C_{S2} que, conseqüentemente, se carrega. No instante $t=t_3$ o interruptor S_1 é desligado. A Figura 2.13 apresenta o circuito equivalente da terceira etapa de operação.

Figura 2.12 – Etapa 2 ($t_1 - t_2$)



Fonte: Autor

Figura 2.13 – Etapa 3 ($t_2 - t_3$)

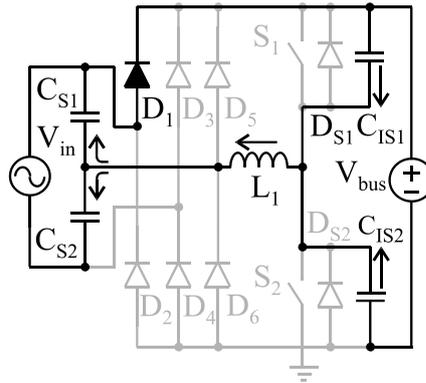


Fonte: Autor

Etapa 4 ($t_3 - t_4$): No instante $t = t_3$, o interruptor S_1 é bloqueado sob condição de tensão nula, pois o capacitor C_{S1} está descarregado. Quando S_1 é bloqueado, o capacitor C_{S1} carrega e o capacitor C_{S2} é descarregado. No instante $t = t_4$, a tensão sobre C_{S2} atinge o valor da tensão de entrada V_{in} e a tensão sobre o C_{S1} torna-se zero, caracterizando a carga completa

de C_{S2} e a descarga completa de C_{S1} . A Figura 2.14 apresenta o circuito equivalente da quarta etapa de operação.

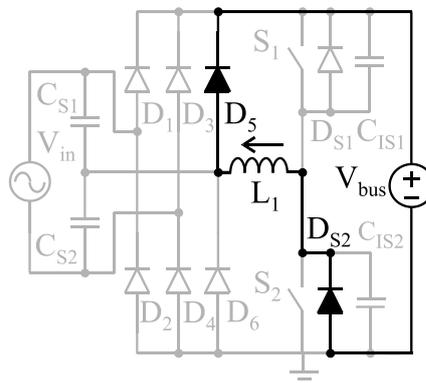
Figura 2.14 – Etapa 4 ($t_3 - t_4$)



Fonte: Autor

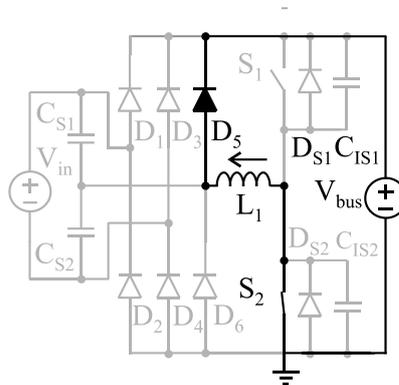
Etapa 5 ($t_4 - t_5$): A etapa 5 é semelhante a etapa 1. No instante $t = t_4$ a corrente em ambos os capacitores comutados (C_{S1} e C_{S2}) torna-se nula. A energia armazenada em L_1 flui através do diodo D_5 e do diodo D_{S2} . Durante esta etapa, a energia de L_1 está sendo transferida para o barramento e a corrente no indutor decresce linearmente em $t = t_5$. A Figura 2.15 mostra o circuito equivalente da quinta etapa de operação.

Figura 2.15 – Etapa 5 ($t_4 - t_5$)



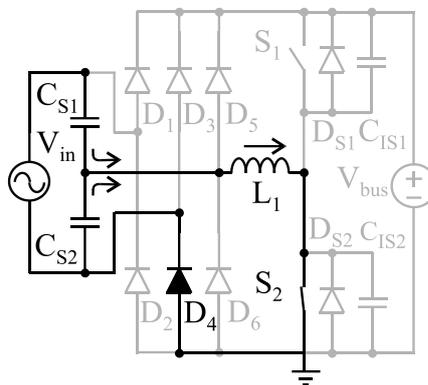
Fonte: Autor

Etapa 6 ($t_5 - t_6$): A etapa 6 é semelhante a etapa 2. Porém diferente, pois no instante $t = t_5$, o diodo intrínseco de S_2 D_{S2} deixa de conduzir e permite que interruptor S_2 acione em ZVS. A corrente no indutor decresce linearmente e atinge o zero em $t = t_6$. A Figura 2.16 mostra o circuito equivalente da sexta etapa de operação.

Figura 2.16 – Etapa 6 ($t_5 - t_6$)

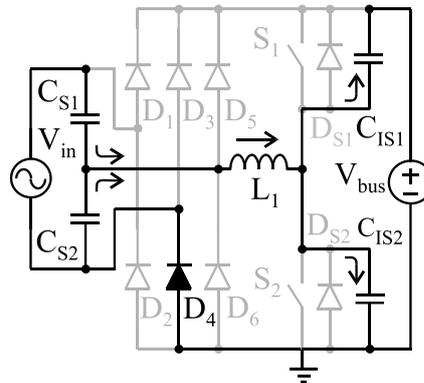
Fonte: Autor

Etapa 7 ($t_6 - t_7$): No instante $t = t_6$, o capacitor C_{S2} , que anteriormente estava completamente carregado, inicia o processo de descarga e o capacitor C_{S1} , que estava completamente descarregado, inicia o processo de carga, através do diodo D_4 . No instante $t = t_7$ a corrente no indutor é máxima. A Figura 2.17 representa o circuito equivalente da sétima etapa de operação.

Figura 2.17 – Etapa 7 ($t_6 - t_7$)

Fonte: Autor

Etapa 8 ($t_7 - t_8$): A etapa 8 é semelhante a etapa 4. No entanto, no instante $t = t_7$, o interruptor S_2 entra em bloqueio em ZVS, pois o capacitor C_{IS2} está descarregado. Quando S_2 é bloqueado, o capacitor C_{IS2} carrega e o capacitor intrínseco ao interruptor S_2 C_{IS1} é descarregado. No instante $t = t_8$, o capacitor comutado C_{S1} está totalmente carregado e o capacitor C_{S2} está completamente descarregado. A Figura 2.18 apresenta o circuito equivalente da oitava etapa de operação.

Figura 2.18 - Etapa 8 ($t_7 - t_8$)

Fonte: Autor

As principais formas de onda teórica de tensão e corrente nos componentes do conversor proposto são apresentadas na Figura 2.19. Os sinais de comando dos interruptores S_1 e S_2 são representados por V_{g1} e V_{g2} , respectivamente. As formas de onda de tensão e corrente nos capacitores C_{S1} e C_{S2} são representados por $i_{C_{S1}}$, $v_{C_{S1}}$ e $i_{C_{S2}}$ e $v_{C_{S2}}$, respectivamente. A corrente e tensão nos interruptores S_1 e S_2 por i_{S1} , v_{S1} , i_{S2} e v_{S2} , respectivamente. A corrente nas capacitâncias intrínsecas dos interruptores C_{IS1} e C_{IS2} são simbolizadas por $i_{C_{S1}}$ e $i_{C_{S2}}$. A corrente nos diodos intrínsecos aos interruptores D_{S1} e D_{S2} são ilustrados por $i_{D_{S1}}$ e $i_{D_{S2}}$. A forma de onda da corrente no indutor L_1 é representada por i_{L1} .

2.2.1.1 Cálculo da potência de saída

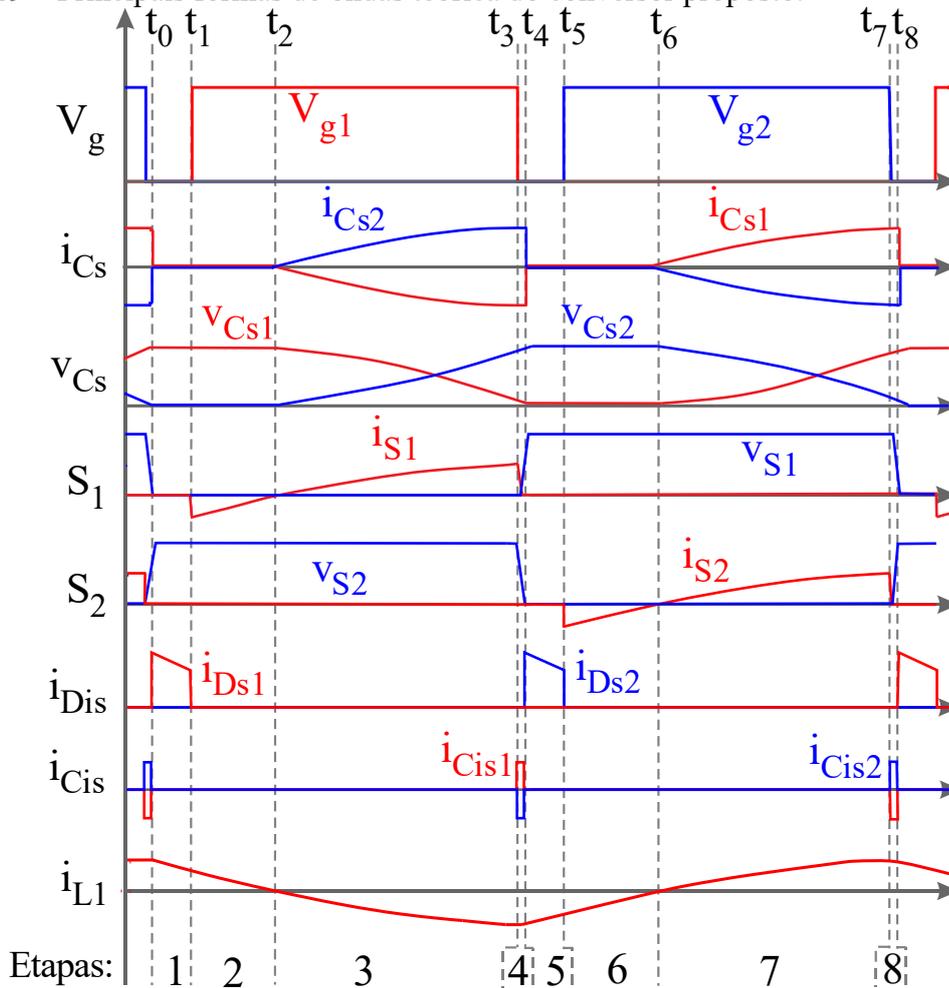
Utilizando o princípio de conservação de energia, pode-se calcular a potência de saída do conversor. Na etapa 2, o capacitor comutado C_{S1} está totalmente carregado, e a energia armazenada no capacitor comutado C_{S1} é dada por (2.1). Onde, E_{etapa2} é a energia armazenada em C_{S1} na etapa 2 e V_{in} é a tensão de entrada eficaz.

$$E_{etapa2} = \frac{1}{2} C_{S1} \cdot V_{in}^2 \quad (2.1)$$

Durante a sexta etapa de operação, o capacitor comutado C_{S2} está totalmente carregado, enquanto C_{S1} totalmente descarregado, portanto a energia armazenada nesta etapa através do capacitor comutado C_{S2} é dada por (2.2). Sendo, E_{etapa6} a energia armazenada em C_{S2} na etapa 6.

$$E_{etapa6} = \frac{1}{2} C_{S2} \cdot V_{in}^2 \quad (2.2)$$

Figura 2.19 – Principais formas de ondas teórica do conversor proposto.



Fonte: Autor.

A energia armazenada em cada etapa é transferida para o arranjo de LED em meio período de comutação. Portanto, a potência média transferida em um período de comutação, pode ser representado por (2.3). Sendo, P_{out} a potência média de saída, f_s a frequência de comutação dos interruptores e η é a rendimento médio do conversor.

$$P_{out} = (E_{etapa2} + E_{etapa6}) \cdot 2 \cdot f_s \cdot \eta \quad (2.3)$$

Substituindo (2.1) e (2.2) em (2.3), a potência média de saída do conversor pode ser expressa por (2.4).

$$P_{out} = 2 \cdot f_s \cdot \eta \cdot V_{in}^2 \left(\frac{C_{S1}}{2} + \frac{C_{S2}}{2} \right) \quad (2.4)$$

Considerando as capacitâncias C_{S1} e C_{S2} iguais a $\underline{C}_S/2$, a potência média de saída ser reescrita através de (2.5). A tensão de entrada foi considerada constante, pois a frequência de comutação é muito mais elevada que a frequência da rede elétrica.

$$P_{out} = 2 \cdot C_S \cdot V_{in}^2 \cdot f_s \cdot \eta \quad (2.5)$$

A partir de (2.5), pode-se observar que fixando um valor para a capacitância C_S e considerando o rendimento constante, a potência transferida para os LEDs independe da tensão de saída (V_{out}), depende apenas da tensão de entrada e da frequência de comutação. Assim, pequenas variações na tensão de saída não acarretam em grandes variações na corrente através dos LEDs, sendo possível ajustar o ponto de operação dos LEDs em malha aberta. Pois é possível notar também que, a potência de saída do conversor varia linearmente com a frequência de comutação dos interruptores, possibilitando a dimerização dos LEDs.

2.2.1.2 Correção do fator de potência inerente do conversor proposto

Para operação do conversor proposto conectado em uma rede elétrica, a tensão de entrada $v_{in}(t)$ pode ser definida por (2.6). Onde, V_m e ω_g são a amplitude e a frequência angular da tensão de entrada, respectivamente. Sendo, $\omega_g = \frac{2\pi}{T_{line}}$, onde T_{line} é o período da rede elétrica.

$$v_{in}(t) = V_m \cdot \text{sen}(\omega_g \cdot t) \quad (2.6)$$

Assumindo que o fator de potência unitário é obtido, a corrente de entrada $i_{in}(t)$ tem uma forma de onda senoidal em fase com a tensão de entrada e pode ser representada por (2.7). Onde, I_m é a amplitude de corrente de entrada .

$$i_{in}(t) = I_m \cdot \text{sen}(\omega_g \cdot t) \quad (2.7)$$

A potência de entrada instantânea pode ser calculada a partir de (2.8). Substituindo (2.6) e (2.7) em (2.8), (2.9) é obtido.

$$p_{in}(t) = v_{in}(t) \cdot i_{in}(t) \quad (2.8)$$

$$p_{in}(t) = V_m \cdot I_m \cdot \text{sen}^2(\omega_g \cdot t) \quad (2.9)$$

Em (2.5) a tensão de entrada foi considerada constante, pois a frequência de comutação é muito mais elevada que a frequência da rede elétrica. No entanto, considerando a tensão de entrada variável no tempo, (2.5) pode ser reescrita como (2.10).

$$p_{out}(t) = 2 \cdot C_S \cdot v_{in}^2(t) \cdot f_s \cdot \eta \quad (2.10)$$

Aplicando (2.6) em (2.10) a potência de saída do conversor em função do tempo é definida em (2.11).

$$p_{out}(t) = 2 \cdot C_S \cdot f_s \cdot \eta \cdot V_m^2 \cdot \text{sen}^2(\omega_g \cdot t) \quad (2.11)$$

Aplicando (2.11) em (2.12), a potência de entrada do conversor proposto pode ser definida por (2.13)

$$p_{in}(t) = \frac{p_{out}(t)}{\eta} \quad (2.12)$$

$$p_{in}(t) = 2 \cdot C_S \cdot f_s \cdot v_{in}^2(t) = 2 \cdot C_S \cdot f_s \cdot V_m^2 \cdot \text{sen}^2(\omega_g \cdot t) \quad (2.13)$$

Comparando (2.8) e (2.13), (2.14) é obtida. A equação (2.14) mostra que a corrente de entrada apresenta uma resposta linear para a tensão de entrada. Portanto, indica que o conversor proposto apresenta uma correção de fator de potência inerente. Sendo, a constante K igual a $2 \times C_S \times f_s$.

$$i_{in}(t) = 2 \cdot C_S \cdot f_s \cdot v_{in}(t) = K \cdot v_{in}(t) \quad (2.14)$$

2.2.1.3 Cálculo do Capacitor C_s para CFP

Substituindo a identidade trigonométrica (2.15) em (2.9), a potência instantânea de entrada pode ser reescrita por (2.16).

$$\text{sen}^2 A = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2A \quad (2.15)$$

$$p_{in}(t) = \frac{V_m \cdot I_m}{2} \left(1 - \cos 2(\omega_g \cdot t) \right) \quad (2.16)$$

Aplicando (2.12) em (2.16), a potência instantânea de saída pode ser definida por (2.17). Onde, $V_m \cdot I_m \cdot \eta / 2$ representa a potência média da saída (P_{out}).

$$p_{out}(t) = \frac{V_m \cdot I_m \cdot \eta}{2} \left(1 - \cos 2(\omega_g \cdot t) \right) \quad (2.17)$$

O LED apresenta comportamento inerente de fonte de tensão, a tensão de saída do conversor V_{out} é praticamente constante e não sofre grandes variações com a temperatura (Sá Jr, Antunes; Perin, 2007). Assim sendo, A partir de (2.17), a corrente através dos LEDs pode ser definida por (2.18).

$$i_{out}(t) = \frac{V_m \cdot I_m \cdot \eta}{2 \cdot V_{out}} \left(1 - \cos 2(\omega_g \cdot t) \right) \quad (2.18)$$

A corrente média da saída do conversor I_{out} pode ser representada por (2.19).

$$I_{out} = \frac{V_m \cdot I_m \cdot \eta}{2 \cdot V_{out}} \quad (2.19)$$

Comparando (2.9) e (2.13), a capacitância C_S pode obtida por (2.20).

$$C_S = \frac{I_m}{2 \cdot V_m \cdot f_s} \quad (2.20)$$

A partir de (2.16), a potência média de entrada pode ser obtida através de (2.21).

$$P_{in} = \frac{V_m \cdot I_m}{2} \quad (2.21)$$

Aplicando (2.21) em (2.20), (2.22) é obtido.

$$C_S = \frac{P_{in}}{V_m^2 \cdot f_s} \quad (2.22)$$

Substituindo (2.12) em (2.22), a capacitância comutada é obtida a partir da potência média de saída em (2.23).

$$C_S = \frac{P_{out}}{V_m^2 \cdot f_s \cdot \eta} \quad (2.23)$$

A tensão aplicada no módulo de LED, que é a mesma tensão de saída do conversor (V_{out}), pode ser obtida por (2.24), onde n_L é a quantidade de módulos em série, V_{LED} é a tensão de polarização, R_{LED} é a resistência intrínseca do módulo, e I_{LED} é a corrente nominal do módulo.

$$V_{out} = n_L \cdot (V_{LED} + R_{LED} \cdot I_{LED}) \quad (2.24)$$

A potência média aplicada aos LED pode ser obtida através de (2.25).

$$P_{out} = V_{out} \cdot I_{out} \quad (2.25)$$

Ao substituir (2.25) em (2.23) é obtido a capacitância comutada, a partir da tensão de saída e corrente média de saída do conversor em (2.26).

$$C_S = \frac{I_{out} \cdot V_{out}}{V_m^2 \cdot f_s \cdot \eta} \quad (2.26)$$

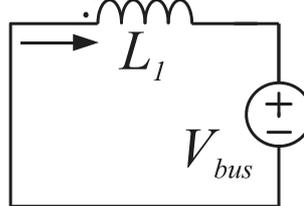
2.2.1.4 Dimensionamento do indutor L_1

O indutor L_1 está em série com o barramento formado pelos capacitores em série C_{B1} e C_{B2} durante o intervalo Δt_{2-0} , no qual compreende o intervalo de tempo de t_0 a t_2 ($\Delta t_{2-0} = t_2 - t_0$), pode ser simplificado por uma fonte de tensão constante V_{bus} , desde que o barramento

apresente baixa ondulação de tensão. Portanto, o circuito pode ser simplificado através da Figura 2.20. A condição inicial é definida por (2.27).

$$i_{L1}(t_0) = I_{L,max} \quad (2.27)$$

Figura 2.20 – Circuito simplificado da etapa 1.



Fonte: Autor.

Durante o intervalo Δt_{2-0} , a derivada da corrente no indutor é uma constante negativa, portanto, a corrente no indutor decresce linearmente, como pode ser expresso em (2.28).

$$\frac{\Delta i_{L1}(t)}{\Delta t_{2-0}} = \frac{-V_{bus}}{L_1} \quad (2.28)$$

A corrente em L_1 no instante $t = t_2$ é zero e considerando a condição inicial dada por (2.27), pode ser obtido o tempo do intervalo Δt_{2-0} , a partir de (2.29).

$$\Delta t_{2-0} = L_1 \frac{I_{L,max}}{V_{bus}} \quad (2.29)$$

A frequência angular de ressonância ω_o é definida por (2.30).

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{L_1 C_S}} \quad (2.30)$$

O intervalo de tempo de $\Delta t_3(t_3-t_2)$ pode ser encontrado a partir de (2.31)

$$\Delta t_3 = \frac{\pi}{2} \frac{1}{\omega_o} \quad (2.31)$$

Substituindo (2.30) em (2.31), Δt_3 pode ser obtido através de (2.32)

$$\Delta t_3 = \frac{\pi \sqrt{L_1 \cdot C_S}}{2} \quad (2.32)$$

Desconsiderando o tempo morto nesta abordagem inicial, a metade do período de comutação pode ser expresso por (2.33).

$$\frac{T_s}{2} = \Delta t_{2-0} + \Delta t_3 \quad (2.33)$$

Reescrevendo (2.33), (2.34) pode ser obtido.

$$\Delta t_{2-0} = \frac{T_s}{2} - \Delta t_3 \quad (2.34)$$

Comparando (2.29) e (2.34), a expressão (2.35) pode ser obtida.

$$\frac{T_s}{2} - \Delta t_3 = L_1 \cdot \frac{i_{L_1 max}}{V_{bus}} \quad (2.35)$$

Substituindo (2.32) em (2.35), a equação (2.36) é obtida.

$$\frac{T_s - \pi \sqrt{L_1 \cdot C_S}}{2} = L_1 \cdot \frac{i_{L_1 max}}{V_{bus}} \quad (2.36)$$

A corrente máxima no indutor pode ser obtida através de (2.37)

$$i_{L_1 max} = V_m \sqrt{\frac{C_S}{L_1}} \quad (2.37)$$

Substituindo (2.37) em (2.36), a relação (2.38) é obtida.

$$\frac{T_s - \pi \sqrt{L_1 \cdot C_S}}{2} = \frac{L_1 \cdot V_m \cdot \sqrt{C_S / L_1}}{V_{bus}} \quad (2.38)$$

A expressão (2.38) pode ser reescrita como (2.39)

$$\frac{T_s - \pi \sqrt{L_1 \cdot C_S}}{2} = \frac{V_m \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_S}}{V_{bus}} \quad (2.39)$$

A partir de (2.39), a indutância L_1 é obtida através da expressão (2.40). Sendo, V_{in} o valor eficaz da tensão de entrada.

$$L_1 \leq \frac{1}{2 \cdot C_S \cdot f_s^2} \left(\frac{V_{bus}}{2\sqrt{2} \cdot V_{in} + \pi \cdot V_{bus}} \right)^2 \quad (2.40)$$

Para minimizar o tamanho do magnético, o valor de L_1 pode ser reduzido. No entanto, os capacitores comutados C_{S1} e C_{S2} irão carregar mais rápido, o que pode aumentar os picos de corrente nos interruptores e aumentar as perdas.

2.2.1.5 Relação de espiras do transformador

A partir da consideração que a indutância de dispersão é suficientemente pequena, a relação de espiras a do transformador T1, pode ser aproximada por (2.41).

$$a = \frac{n_1}{n_2} = \frac{n_1}{n_3} = \frac{V_{bus}}{2 \cdot V_{out}} \quad (2.41)$$

2.3 Dimensionamento do conversor charge-pump com CFP

A Tabela 2.1 mostra as especificações utilizadas no dimensionamento do conversor proposto. O *driver* é projetado para alimentar um módulo de LED modelo T8N3528-1166-322, que é formado por 14 vetores de LED em paralelo, onde cada vetor possui 23 LEDs SMD-3528 conectados em série. O dimensionamento completo do conversor está disponível no Apêndice A.

A tensão de saída é calculada a partir de (2.24), sendo obtido $V_{out} = 78,13$ V, e a potência de saída pode ser determinada através de (2.25), resultando em $P_{out} = 21,88$ W. As capacitâncias de C_{S1} e C_{S2} são obtidas a partir de (2.26), resultando em 4,52 nF e sendo utilizado um valor comercial de capacitância de 4,7 nF.

Tabela 2.1 – Especificações no dimensionamento do conversor proposto.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de entrada eficaz	V_{in}	220 V
Frequência da rede elétrica	f_r	60 Hz
Frequência de comutação	f_s	50 kHz
Corrente nominal do LED	I_{LED}	280 mA
Tensão de polarização do LED	V_{LED}	69 V
Resistência intrínseca do LED	R_{LED}	32,61 Ω
Tensão do barramento	V_{bus}	400 V

Fonte: Autor.

O indutor L_I é calculado por meio de (2.40), sendo obtido um valor de 1,93 mH. Para implementação deste indutor foi utilizado o núcleo de ferrite NEE-25/10/6 de material IP12R fabricado pela Thornton com 141 espiras com o fio AWG 27. O projeto físico do indutor L_I está disponível no Apêndice B.

Um filtro EMI foi adicionado na entrada do conversor, composto por um indutor $L_f = 2,5$ mH e um capacitor $C_f = 100$ nF. O dimensionamento do filtro está disponível no Apêndice C. Para implementação do indutor de filtro foi utilizado o núcleo CNF-10/11/3,5-50 de material IP6 fabricado pela Thornton com 224 espiras com o fio AWG 32. O projeto físico do indutor de filtro L_f está disponível no Apêndice D. O dimensionamento do capacitor de

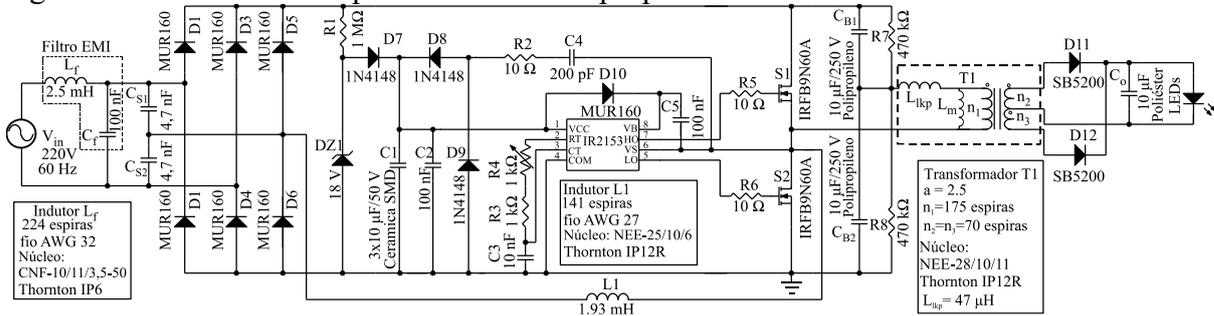
saída C_o foi realizado de acordo com Cirrus Logic (2013), sendo utilizado um valor comercial de $10 \mu\text{F}$.

A relação de espiras do transformador T1 foi obtida a partir de (2.41), sendo obtido $a = 2,5$. O transformador foi implementado utilizando um núcleo NEE-28/10/11 de material IP12R. O enrolamento primário é composto por 175 espiras, e o secundário é formado por dois enrolamentos, cada enrolamento é formado por 70 espiras. O fio AWG 30 foi utilizado no primário e no secundário. O projeto físico do transformador está disponível no Apêndice E.

2.4 Resultados experimentais do conversor proposto

A Figura 2.21 apresenta o esquema elétrico completo do conversor charge-pump com CFP implementado. O CI IR2153 é utilizado para o acionamento de dois MOSFETs do tipo IRFB9N60A, com um tempo morto de $1,2 \mu\text{s}$. O capacitor C4 é usado para alimentar o circuito integrado IR2153 e para auxiliar a comutação (SÁ JR., 2010). A dimerização foi alcançada utilizando o potenciômetro R4 para variar a frequência de comutação de 30 kHz para 50 kHz. O conversor foi implementado para ser conectado na rede elétrica com tensão eficaz de 220 V e frequência de 60 Hz.

Figura 2.21 – Circuito completo do conversor proposto.

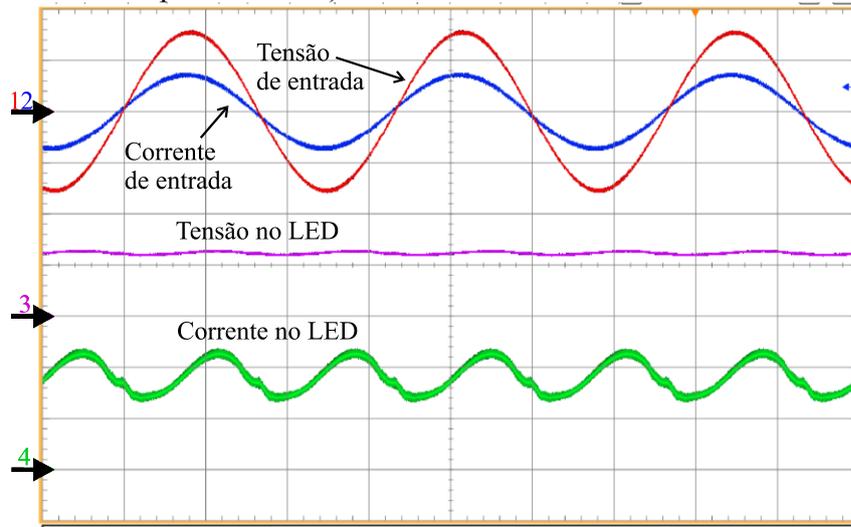


Fonte: Autor.

A Figura 2.22 mostra as formas de onda da corrente e da tensão de entrada, e as formas de onda da corrente e da tensão no LED. O conversor apresentou um fator de potência de 0,996 e uma distorção harmônica total (*THD – Total Harmonic Distortion*) de 1,61%. O valor eficaz da tensão e corrente são de 218,7 V e 102,2 mA, respectivamente. Ainda pode ser visto que corrente de entrada apresenta uma resposta linear para a tensão de entrada. Portanto, demonstra que o conversor proposto apresenta correção de fator de potência inerente,

validando a equação (2.14). Além disso, o conversor proposto alcançou o principal objetivo deste capítulo, que é a correção do fator de potência.

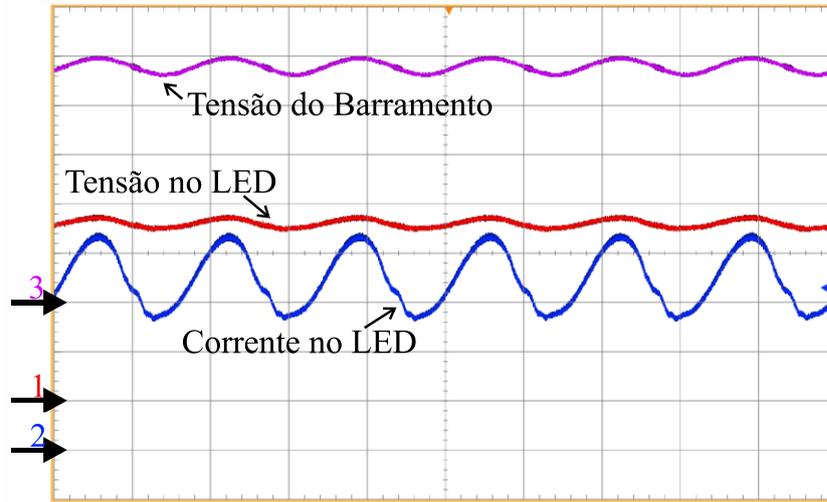
Figura 2.22 – Tensão (Ch1-vermelho) e corrente de entrada (Ch2-azul); Tensão (Ch3 - roxo) e corrente (Ch4 - verde) nos LEDs. (Ch1: 200 V/div.; Ch2: 200 mA/div.; Ch3: 60 V/div.; Ch4: 150 mA/div.; base de tempo: 5 ms/div).



Fonte: Autor.

A Figura 2.23 mostra as formas de onda da tensão, da corrente no LED e a tensão no barramento. A tensão do barramento apresentou um valor médio de 382,9 V e uma ondulação de 8,28%. Pode-se notar que, a tensão do barramento é determinada pela tensão de saída do conversor conforme a relação (2.41). A tensão no LED, ou tensão média de saída, é de 75,34 V e a corrente no LED, ou corrente média de saída, é de 272,6 mA, portanto uma potência de saída de 20,61 W. O *driver* apresentou uma ondulação de corrente na saída de 161,4 mA, o que equivale a 59% do valor médio de corrente no LED. Esse valor de ondulação de corrente poderá resultar em uma modulação de *flicker* acima do limite de 10% para frequência de 120 Hz em ambientes com elevada luminância (condição fotópica), conforme recomendação da IEEE Power Electronics Society (2015). No entanto, para aplicações do *driver* proposto em ambientes com condições mesópicas, como iluminação pública, iluminação de áreas ao ar livre, iluminação de túneis e iluminação de emergência, o mesmo documento (Seção 8.2.1) assegura que o fenômeno de *flicker* com modulação de 100% é imperceptível (invisível) ao olho humano para frequências superiores a 16 Hz.

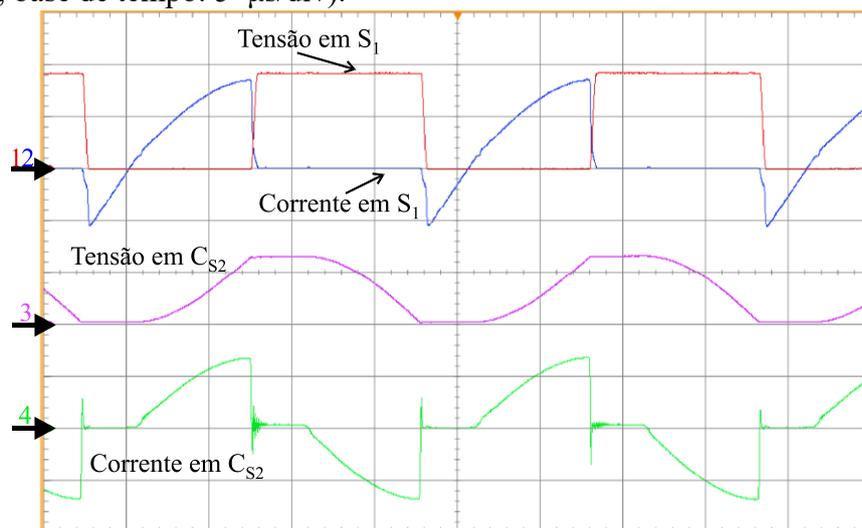
Figura 2.23 – Tensão no LED (Ch1 - vermelho) e corrente no LED (Ch2 - azul); Tensão do barramento (Ch3 - roxo). (Ch1: 20 V/div.; Ch2: 80 mA/div.; Ch3: 80 V/div.; base de tempo: 5 ms/div).



Fonte: Autor.

Figura 2.24 mostra a tensão e a corrente em S_1 e a tensão e a corrente no capacitor C_{S2} . A figura mostra que o interruptor S_1 liga sob condição ZVS, o que permite a redução das perdas por comutação e o aumento do rendimento. As formas de onda do capacitor C_{S2} foram obtidas no instante próximo ao pico de tensão da entrada. Pode ser visto, a completa carga e descarga de C_{S2} em um período de comutação, o que permite a correção do fator de potência inerente, como foi apresentado na análise do conversor.

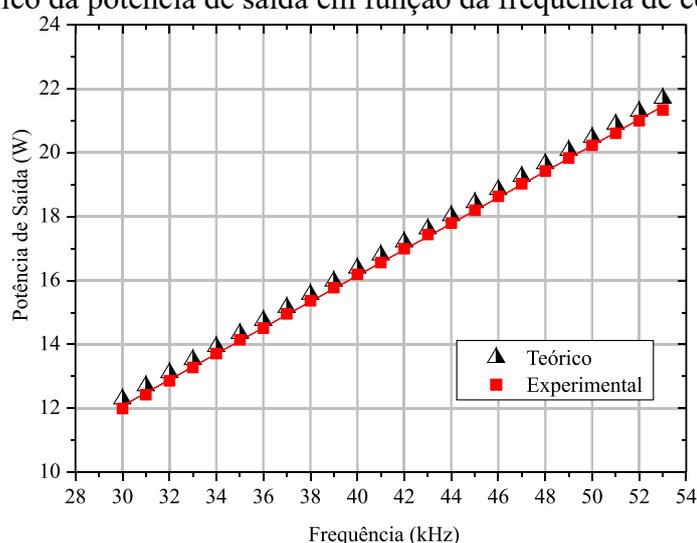
Figura 2.24 – Tensão (Ch1 - vermelho) e corrente (Ch2 - azul) em S_1 ; Tensão (Ch3 - roxo) e corrente (Ch4 - verde) em C_{S2} . (Ch1: 200 V/div.; Ch2: 400 mA/div.; Ch3: 200 V/div.; Ch4: 200 mA/div.; base de tempo: 5 μ s/div).



Fonte: Autor.

Figura 2.25 mostra o gráfico da potência de saída em função da frequência de comutação. A variação da frequência de comutação de 53 kHz até 30 kHz permitiu uma variação da potência de saída de 110% a 60%. O gráfico teórico foi traçado a partir de (2.5), considerando um rendimento de 90%. A figura mostra que os gráficos teórico e experimental apresentam o mesmo comportamento com a variação da frequência de comutação. Portanto, os gráficos confirmam que o conversor proposto permite a dimerização dos LEDs através da variação da frequência de comutação.

Figura 2.25 – Gráfico da potência de saída em função da frequência de comutação.

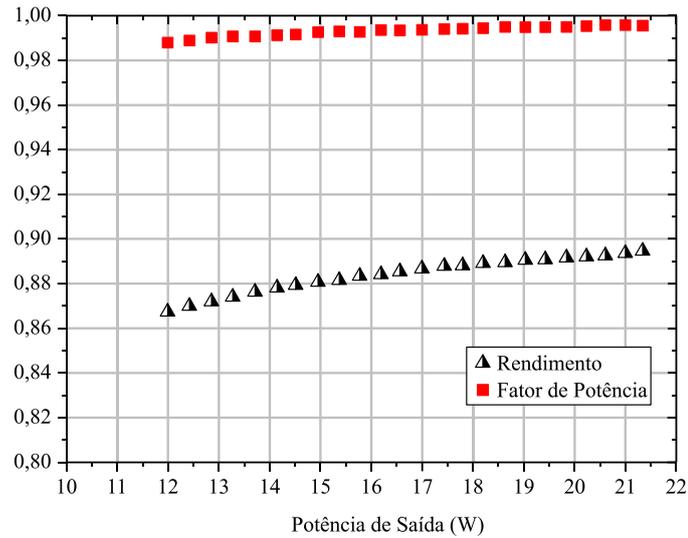


Fonte: Autor.

A Figura 2.26 mostra o rendimento global e o fator de potência em função da potência de saída do conversor. O rendimento global do conversor em potência nominal foi de 89,5% mensurado através de um analisador de potência calibrado modelo PA4000 fabricado pela Tektronix. Em toda faixa de dimerização, o rendimento global do conversor se mantém acima de 86%. Concomitantemente, o fator de potência do conversor se mantém acima de 0,98 para toda a faixa de dimerização. Portanto, o conversor permite o controle da intensidade luminosa dos LEDs, mantendo um alto fator de potência.

A Figura 2.27 mostra uma fotografia do protótipo desenvolvido em laboratório. Pode ser visto que capacitores de filme do tipo polipropileno foram utilizados no *driver*. Esse tipo de capacitor apresenta elevada vida útil. Assim, a expectativa de vida útil do *driver* é compatível com a dos LEDs.

Figura 2.26 – Rendimento global e o fator de potência em função da potência de saída do conversor.



Fonte: Autor.

Figura 2.27 – Fotografia do protótipo desenvolvido.



Fonte: Autor.

2.5 Conclusão parcial

Esse capítulo apresentou uma revisão bibliográfica de diversos reatores eletrônicos alimentados a partir da rede elétrica, com foco em topologias de conversores ativos com circuito de correção de fator de potência. Diante das estruturas analisadas, foi proposto uma topologia de conversor para o acionamento de LEDs de potência com correção do fator de potência.

Através da análise das etapas de operação, notou-se que a topologia permite a correção do fator de potência inerente, pois a corrente de entrada apresenta uma resposta linear para a tensão de entrada senoidal. Além disso, a potência transferida para os LEDs independe da tensão de saída, assim é possível estabilizar a corrente de saída em malha aberta, pois os LEDs apresentam comportamento inerente de fonte de tensão. Além do mais, a dimerização dos LEDs é possível através da variação da frequência de comutação.

O conversor proposto apresentou através dos resultados experimentais um elevado fator de potência, que foi o principal objetivo deste capítulo, igual a 0,996, uma distorção harmônica de 1,61% e um rendimento global de 89,6%. A potência de saída foi reduzida em mais de 40% através da redução da frequência de comutação e o fator de potência se manteve alto. Além disso, não foi utilizado capacitor eletrolítico, o que aumenta a expectativa de vida útil do *driver*.

O *driver* proposto pode ser aplicado sem risco a saúde do usuário em ambientes em condição mesópica de iluminância. Apesar da ondulação de tensão de 8,28% do barramento, o conversor apresentou uma ondulação de corrente em baixa frequência de 59%, por tanto é atrativo investigar a propagação da ondulação de corrente em baixa frequência.

3 ANÁLISE DA PROPAGAÇÃO DA ONDULAÇÃO DE CORRENTE EM BAIXA FREQUÊNCIA

3.1 Introdução

A ondulação de corrente em baixa frequência (OCBF) influencia no projeto do *driver*, especialmente quando se pretende evitar o uso de capacitores eletrolíticos, pois é um fator limitante no sistema de iluminação LED (MELO *et al.*, 2015a). A OCBF está diretamente relacionada à ocorrência de *flicker*. Conforme IEEE Power Electronics Society (2015), é necessário limitar o *flicker* percentual em 8% para 100 Hz e 10% para 120 Hz, a fim de minimizar os possíveis efeitos biológicos adversos do *flicker* ao usuário. Portanto, o estudo da propagação da OCBF é um tema de pesquisa significativo.

Almeida *et al.* (2013) utilizou o conversor série ressonante (CSR) como estágio de controle de potência (CP), alimentado a partir do barramento CC oriundo do estágio de correção do fator de potência (CFP). A partir deste trabalho foi verificado que ao utilizar o CSR como interface entre a tensão do barramento e os LEDs a ondulação de corrente é menor do que ao conectar os LEDs diretamente a um barramento. No entanto, a porcentagem da OCBF nos LEDs foi maior do que a porcentagem de ondulação de tensão do barramento. Posteriormente, uma discussão sobre os fatores que influenciam a redução da OCBF foi apresentada por Melo *et al.* (2015a), e concluiu que a porcentagem mínima da ondulação de corrente em baixa frequência deve ser igual a porcentagem de ondulação de tensão do barramento.

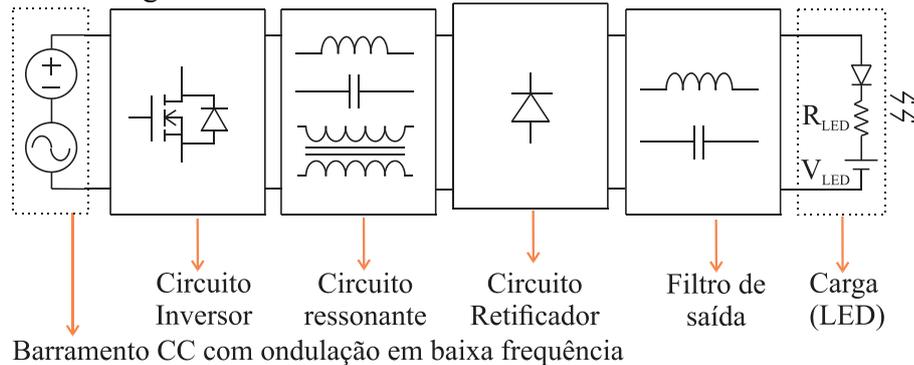
Este capítulo apresenta uma investigação sobre a propagação de ondulação de corrente em baixa frequência em conversores ressonantes para *drivers* de LED. Para compreender os fatores que influenciam na propagação da OCBF, essa análise é baseada na teoria de modulação por amplitude (*amplitude modulation - AM*) e na resposta do circuito tanque.

3.2 Circuitos Ressonantes

A estrutura genérica do circuito ressonante a ser considerada é formada pelo barramento com ondulação em baixa frequência (100 Hz / 120 Hz) oriunda da retificação da rede elétrica, inversor na frequência de comutação associado a um filtro ressonante, um

retificador, o filtro de saída com a carga formada pelos módulos de LED de potência, como mostra a Figura 3.1.

Figura 3.1 - Estrutura genérica do conversor ressonante.



Fonte: Autor

Os filtros são projetados para responder com um pico de ressonância próximo à frequência de comutação dos interruptores. Os circuitos ressonantes apresentam a vantagem de reduzir as perdas por comutação, através da comutação suave dos interruptores, de modo que os semicondutores mudam de estado quando a tensão e/ou corrente através deles é zero, desde que a frequência de comutação dos interruptores esteja acima da frequência de ressonância (STEIGERWALD, 1988). A comutação suave é classificada de acordo com o modo que ocorrem as mudanças dos interruptores, podendo ocorrer comutação por corrente nula (*ZCS - Zero Current Switching*) ou comutação por tensão nula (*ZVS - Zero Voltage Switching*) (ERICKSON; MAKSIMOCIC, 2004).

Os conversores ressonantes são caracterizados pelo uso de tanques ressonantes como: LC série, LC paralelo, LCC série-paralelo, LLC série-paralelo. Uma análise das características dos circuitos ressonantes pode ser encontrada em Erickson e Maksimovic (2004); Kazimierczuk e Czarkowski (2011); Steigerwald (1988).

3.3 Conversor Ressonante com Modulação por Amplitude

O circuito chaveados podem ser vistos como moduladores-demoduladores quando o efeito do tempo morto é ignorado. A ação de ligar-desligar dos semicondutores incluindo diodos, MOSFETs e IGBTs podem ser vistos como modulação por amplitude (*Amplitude Modulation - AM*) (CHEN, XI *et al.*, 2013). O processo inverso denominado demodulação é

formada pelo retificador com um filtro de saída, o qual retira a alta frequência e recupera o sinal modulador (HAYKIN; MOHER, 2008; LATHI; DING, 2012).

A ondulação de tensão em baixa frequência $v_2(t)$ presente no barramento é o sinal modulante e pode ser expressa por (3.1), onde V_2 é o valor da amplitude da ondulação de tensão do barramento e $\omega_2 = 2\pi f_L$ é a frequência angular da rede elétrica, sendo f_L o dobro da frequência da rede elétrica, podendo ser 100 Hz ou 120 Hz.

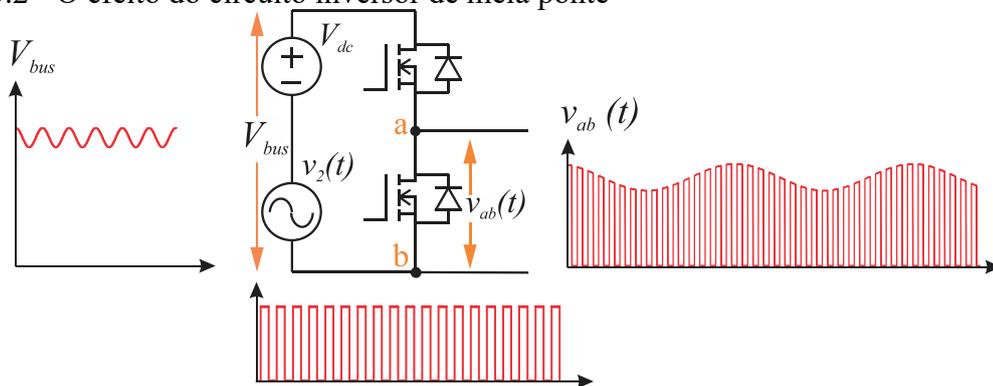
$$v_2(t) = V_2 \text{sen}(\omega_2 t) \quad (3.1)$$

3.3.1 Circuito Inversor

3.3.1.1 Inversor em meia ponte

A ação de ligar e desligar do inversor em meia ponte (*half-bridge*) pode ser estudada como modulador chaveado (LATHI; DING, 2012; CHEN et al., 2013), como ilustra a Figura 3.2. O sinal modulado em amplitude $v_{ab}(t)$ é o produto da tensão do barramento com a tensão quadrada, oriunda do processo de comutação do circuito inversor com razão cíclica constante de 0,5.

Figura 3.2 - O efeito do circuito inversor de meia ponte



Fonte: Autor

Para o circuito inversor de meia ponte, a tensão entre os pontos **a** e **b** $v_{ab}(t)$ é a tensão de saída do circuito inversor ou tensão de entrada do circuito tanque, e pode ser expressa pela série de Fourier (KAZIMIERCUK, 2015), sendo $\omega_s = 2\pi f_s$, a frequência angular de comutação, e f_s a frequência de comutação dos interruptores.

$$v_{ab}(t) = [V_{dc} + v_2(t)] \cdot \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \text{sen}(n\omega_s t) \right] \quad (3.2)$$

O índice de modulação é a relação entre amplitude da ondulação de tensão do barramento e o valor médio de tensão do barramento, m_R , é definido por (3.3)

$$m_R = \frac{V_2}{V_{dc}} \quad (3.3)$$

Aplicando (3.1) e (3.3) em (3.2) é obtido (3.4).

$$v_{ab}(t) = V_{dc} [1 + m_R \text{sen}(\omega_2 t)] \cdot \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \text{sen}(n\omega_s t) \right] \quad (3.4)$$

Expandindo (3.4) tem-se (3.5).

$$\begin{aligned} v_{ab}(t) &= \frac{V_{dc}}{2} + \frac{m_R V_{dc}}{2} \text{sen}(\omega_2 t) + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \text{sen}(n\omega_s t) \\ &+ \frac{2m_R V_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \text{sen}(n\omega_s t) \cdot \text{sen}(\omega_2 t) \end{aligned} \quad (3.5)$$

Substituindo a identidade trigonométrica (3.6) em (3.5), a tensão de entrada do circuito tanque $v_{ab}(t)$ pode ser reescrita por (3.7)

$$\text{sen}(x) \cdot \text{sen}(y) = \frac{1}{2} [\cos(x - y) - \cos(x + y)] \quad (3.6)$$

$$\begin{aligned} v_{ab}(t) &= \frac{V_{dc}}{2} + \frac{m_R V_{dc}}{2} \text{sen}(\omega_2 t) + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \text{sen}(n\omega_s t) \\ &+ \frac{m_R V_{dc}}{\pi} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \cos(n\omega_s - \omega_2)t - \frac{m_R V_{dc}}{\pi} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \cos(n\omega_s + \omega_2)t \end{aligned} \quad (3.7)$$

A componente contínua da tensão $v_{ab}(t)$ é bloqueada devido a presença do capacitor conectado em série encontrado nos circuitos ressonantes LC em série, LCC série-paralelo e o LLC série-paralelo, portanto foi desconsiderada, pois não influencia na corrente do circuito tanque. Uma vez que, $\omega_o \gg \omega_2$, o circuito ressonante atenua o segundo termo da equação (3.7), sendo ω_o é a frequência de ressonância. Em outras palavras a função de transferência atenua um termo em baixa frequência ω_2 de $v_{ab}(t)$, mas a componente em baixa frequência continua presente na tensão $v_{ab}(t)$, A partir dessas considerações, a tensão de entrada do circuito ressonante pode ser aproximada por (3.8).

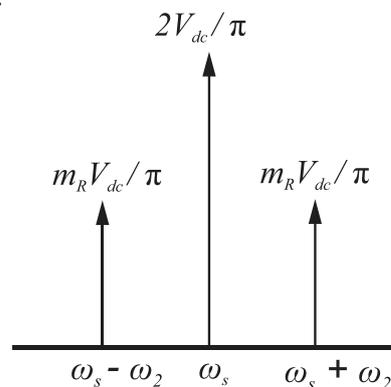
$$\begin{aligned} v_{ab}(t) &\approx \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \text{sen}(n\omega_s t) + \frac{m_R V_{dc}}{\pi} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \cos(n\omega_s - \omega_2)t \\ &- \frac{m_R V_{dc}}{\pi} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \cos(n\omega_s + \omega_2)t \end{aligned} \quad (3.8)$$

A partir de (3.8) pode ser verificado que a componente fundamental e as harmônicas ímpares da tensão de entrada do circuito tanque são moduladas em amplitude, possuindo três componentes, como pode ser visto na Figura 3.3 (HAYKIN; MOHER, 2008; KAZIMIERCUK, 2015):

1. A componente central em frequência angular ω_s ;
2. A componente da raia inferior em frequência angular $\omega_s - \omega_2$, e
3. A componente da raia superior em frequência angular $\omega_s + \omega_2$.

As componentes de raia superior e inferior são originadas a partir da baixa frequência da tensão do barramento.

Figura 3.3 – Espectro de $v_{ab}(t)$.

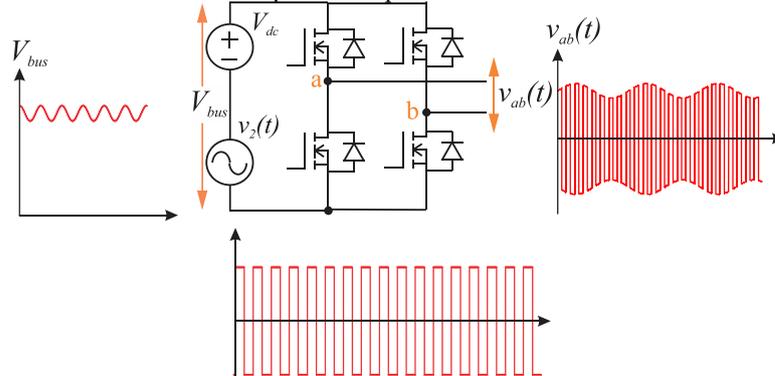


Fonte: Autor

3.3.1.2 Inversor em ponte completa (full-bridge)

A comutação do circuito inversor em ponte completa (*full-bridge*) também pode ser analisada como AM, conforme é ilustrado na Figura 3.4

Figura 3.4 - O efeito do circuito inversor em ponte completa



Fonte: Autor

O mesmo procedimento utilizado no inversor em meia ponte é aplicado para obter a tensão entre os pontos **a** e **b** quando se utiliza um circuito inversor em ponte completa com razão cíclica de 0,5. Assim, a tensão $v_{ab}(t)$ para o circuito inversor *full-bridge* pode ser expressa pela série de Fourier em (3.9)

$$v_{ab}(t) = [V_{dc} + v_2(t)] \cdot \left[\frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \text{sen}(n\omega_s t) \right] \quad (3.9)$$

Substituindo (3.1) e (3.3) em (3.9) tem-se a expressão (3.10)

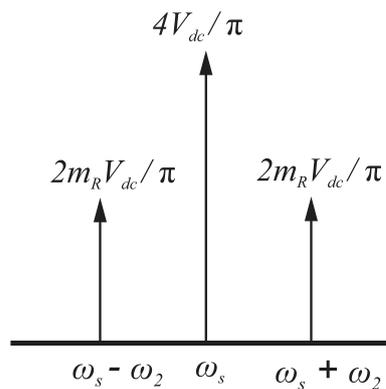
$$v_{ab}(t) = V_{dc} [1 + m_R \text{sen}(\omega_2 t)] \cdot \left[\frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \text{sen}(n\omega_s t) \right] \quad (3.10)$$

Aplicando a propriedade distributiva e substituindo a identidade trigonométrica (3.6) em (3.10) é obtida a tensão de entrada do circuito ressonante utilizando um circuito inversor *full-bridge* $v_{ab}(t)$ a partir de (3.11).

$$v_{ab}(t) = \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \text{sen}(n\omega_s t) + \frac{2m_R V_{dc}}{\pi} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \cos(n\omega_s - \omega_2)t - \frac{2m_R V_{dc}}{\pi} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \cos(n\omega_s + \omega_2)t \quad (3.11)$$

O espectro da onda AM para frequência fundamental com suas respectivas componentes de raia inferior e superior para o circuito inversor de onda completa é mostrado na Figura 3.5.

Figura 3.5 – Espectro da onda AM na frequência fundamental para o circuito inversor de onda completa.



Fonte: Autor

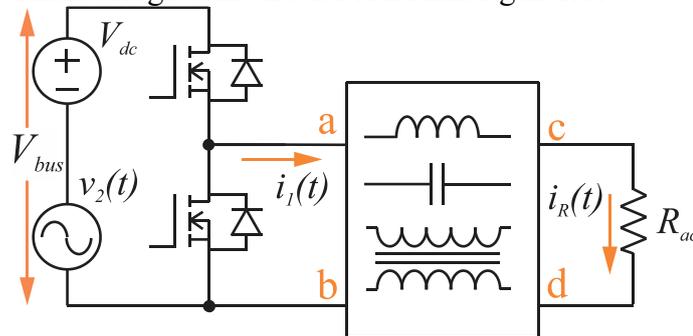
Através da comparação da tensão de saída do circuito inversor *half-bridge* expresso em (3.8) e a tensão de saída do circuito inversor em *full-bridge* descrito em (3.11)

pode-se notar que, a amplitude da componente central em (3.11) dobra em relação a (3.8), no entanto, as amplitudes das raias em (3.11) aumentam na mesma proporção, portanto os inversores do tipo *half* ou *full-bridge* não influenciam na transmissão de ondulação em baixa frequência no conversor ressonante. Portanto nesse estudo será utilizado o inversor em *half-bridge*, devido a sua simplicidade e menor quantidade de interruptores quando comparado ao inversor *full-bridge*.

3.3.2 Efeito do circuito ressonante

A estrutura genérica do conversor ressonante mostrado na Figura 3.1, pode ser simplificada, substituindo o bloco inversor por circuito inversor em meia-ponte, e a saída (Retificador, filtro e carga) por uma resistência, como é mostrado na Figura 3.6.

Figura 3.6 – Inversor half-bridge com circuito ressonante genérico



Fonte: Autor

O retificador de alta frequência (*High Frequency - HF*) do conversor CC-CC é frequentemente modelado através de uma resistência efetiva de valor R_{ac} (ERICKSON; MAKSIMOCIC, 2004; HART, 2011). A resistência efetiva vista do lado CA do retificador de alta frequência pode assumir valores diferentes, pois depende do filtro de alta frequência utilizado na saída (STEIGERWALD, 1988). Para o filtro capacitivo, a resistência equivalente CA é dada por (3.12), enquanto para um filtro de saída indutivo, a resistência efetiva CA vista pelo retificador é dada por (3.13) (STEIGERWALD, 1988).

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} R_{eq} \quad (3.12)$$

$$R_{ac} = \frac{\pi^2}{8} R_{eq} \quad (3.13)$$

Para aplicação com módulos de LED o R_{eq} é a resistência equivalente dos módulos de LED. Conforme MELO *et al.* (2015a, 2015b), R_{eq} pode ser definida através de (3.14), sendo que V_{LED} é a tensão de polarização do LED, R_{LED} a resistência série intrínseca do LED e I_{LED} a corrente média do LED.

$$R_{eq} = \frac{V_{LED} + (R_{LED} \cdot I_{LED})}{I_{LED}} \quad (3.14)$$

O bloco ressonante utilizado provoca um ganho na tensão de saída do circuito ressonante e uma defasagem na corrente $i_l(t)$ em relação à tensão $v_{ab}(t)$. A componente fundamental da tensão de saída do circuito tanque $v_{cd,1}(t)$ pode ser definida por (3.15), onde $|M_r(\omega)|$ representa a magnitude da função de transferência de tensão, e $\varphi(\omega)$ é a defasagem da corrente (ERICKSON; MAKSIMOCIC, 2004).

$$v_{cd,1}(t) = \frac{2V_{dc}}{\pi} |M_r(\omega_s)| \cdot \text{sen}(\omega_s t + \varphi(\omega_s)) + \frac{m_R V_{dc}}{\pi} \cdot |M_r(\omega_s - \omega_2)| \cdot \cos[(\omega_s - \omega_2)t + \varphi(\omega_s)] - \frac{m_R V_{dc}}{\pi} \cdot |M_r(\omega_s + \omega_2)| \cdot \cos[(\omega_s + \omega_2)t + \varphi(\omega_s)] \quad (3.15)$$

A corrente de saída do circuito ressoante para a frequência fundamental $i_{R,1}(t)$ pode ser definida por (3.16)

$$i_{R,1}(t) = \frac{2V_{dc}}{\pi R_{ac}} |M_r(\omega_s)| \cdot \text{sen}(\omega_s t + \varphi(\omega_s)) + \frac{m_R V_{dc}}{\pi R_{ac}} \cdot |M_r(\omega_s - \omega_2)| \cdot \cos[(\omega_s - \omega_2)t + \varphi(\omega_s)] - \frac{m_R V_{dc}}{\pi R_{ac}} \cdot |M_r(\omega_s + \omega_2)| \cdot \cos[(\omega_s + \omega_2)t + \varphi(\omega_s)] \quad (3.16)$$

A expressão (3.16) pode ser reescrita como (3.17). Sendo $i_{cen}(t)$ a componente central definida por (3.18), $i_{inf}(t)$ a componente de raia inferior definida através de (3.19), e $i_{sup}(t)$ a componente raia superior definida por (3.20)

$$i_R(t) = i_{cen}(t) + i_{inf}(t) - i_{sup}(t) \quad (3.17)$$

$$i_{cen}(t) = \frac{2V_{dc}}{\pi R_{ac}} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} |M_r(n \cdot \omega_s)| \cdot \text{sen}[n \cdot \omega_s t + \varphi(n \cdot \omega_s)] \quad (3.18)$$

$$i_{inf}(t) = \frac{m_R V_{dc}}{\pi R_{ac}} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} |M_r(n \cdot \omega_s - \omega_2)| \cdot \cos[(n \cdot \omega_s - \omega_2)t + \varphi(n \cdot \omega_s)] \quad (3.19)$$

$$i_{sup}(t) = \frac{m_R V_{dc}}{\pi R_{ac}} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} |M_r[(n \cdot \omega_s + \omega_2)]| \cdot \cos[(n \cdot \omega_s + \omega_2)t + \varphi(n \cdot \omega_s)] \quad (3.20)$$

O valor eficaz da corrente é obtido através de (3.21)

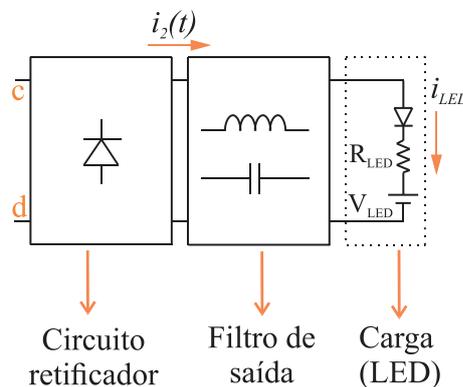
$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_R(t)^2 dt} \quad (3.21)$$

As componentes $i_{inf}(t)$ e $i_{sup}(t)$ são responsáveis pela propagação de ondulação em baixa frequência no circuito ressonante. Independentemente do circuito ressonante utilizado, LC série, LC paralelo, LCC série-paralelo, LLC série-paralelo entre outros, para atenuar as componentes de baixa frequência é preciso reduzir a magnitude de ganho aplicado nas componentes $i_{inf}(t)$ e $i_{sup}(t)$.

3.3.3 Circuito retificador e filtro de saída

Um conversor CC-CC ressonante é obtido adicionando um circuito retificador na saída do inversor CA-CC ressonante (KAZIMIERCUK; CZARKOWSKI, 2011) associando um filtro da saída no conversor. Assim, as componentes em alta frequências são retiradas (ERICKSON; MAKSIMOCIC, 2004). A Figura 3.7 mostrado uma estrutura genérica do circuito retificador e filtro de saída.

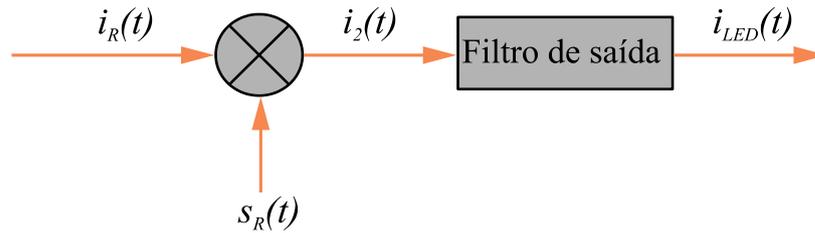
Figura 3.7 – Estrutura genérica do circuito retificador e filtro de saída em um conversor ressonante



Fonte: Autor

O estágio de retificação e o filtro de saída podem ser vistos como um demodulador, pois remove a componente na frequência de comutação e recupera a ondulação em baixa frequência $v_2(t)$ (CHEN, XI *et al.*, 2013; HAYKIN; MOHER, 2008; LATHI; DING, 2012). A corrente de saída do conversor CC-CC ressonante ou corrente no LED $i_{LED}(t)$ é obtida após o produto da corrente do circuito tanque $i_R(t)$ com o efeito do circuito retificador $s_R(t)$ passar pelo filtro de saída, como é mostrado esquematicamente na Figura 3.8. O filtro de saída é responsável por filtrar as componentes na frequência de comutação, não interferindo nas componentes de baixa frequência (100 Hz ou 120 Hz).

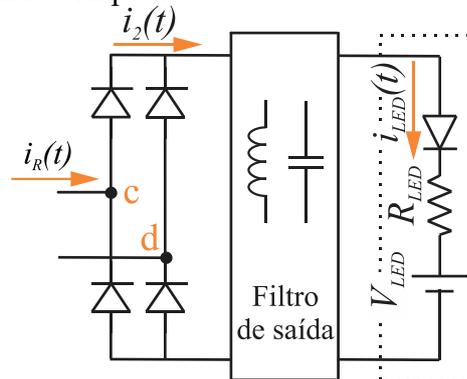
Figura 3.8 – Esquema do estágio de retificação associado ao filtro de saída



Fonte: Autor

A estrutura em ponte completa como é mostrada na Figura 3.8 é uma estrutura simples e bastante utilizada em conversores sem isolamento galvânico, no entanto pode provocar um aumento de perdas por condução, pois há sempre dois diodos conduzindo (ALMEIDA, PEDRO SANTOS, 2014).

Figura 3.9 - Retificador de onda completa



Fonte: Autor

O efeito do retificador de onda completa na frequência de comutação pode ser representado pela transformada de Fourier da onda quadrada $s_R(t)$ através de (3.22), sendo φ_R o ângulo de fase de $i_R(t)$.

$$s_R(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \text{sen}(n\omega_s t - n\varphi_R) \quad (3.22)$$

A corrente de saída do retificador de onda completa $i_2(t)$ pode ser obtida por meio de (3.23). O filtro de saída foi considerado pequeno para avaliar e demonstrar o comportamento das componentes da frequência de comutação na corrente de saída do conversor. Portanto, a corrente no LED $i_{LED}(t)$ é aproximadamente igual a corrente retificada $i_2(t)$. Além disso, foi considerado o ângulo de sincronismo do retificador igual ao ângulo de

defasagem da corrente de saída do circuito ressonante $\varphi(\omega)$. Substituindo (3.17) e (3.22) em (3.23) é obtida a corrente de saída do conversor em (3.24).

$$i_2(t) = i_R(t) \cdot s_R(t) \quad (3.23)$$

$$i_2(t) = \bar{I}_o + i_{LF}(t) + i_{HF}(t) \approx i_{LED}(t) \quad (3.24)$$

A corrente no LED $i_{LED}(t)$ é formada por uma componente de valor médio da corrente de saída \bar{I}_o , definida em (3.25), por uma componente em baixa frequência da corrente de saída $i_{LF}(t)$, definida por (3.26) e uma componente na frequência de comutação da corrente de saída $i_{HF}(t)$, descrita por (3.27).

$$\bar{I}_o = \frac{4V_{dc}}{\pi^2 \cdot R_{ac}} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} |M_r(n \cdot \omega_s)| \quad (3.25)$$

$$i_{LF}(t) = \frac{2m_R \cdot V_{dc}}{\pi \cdot R_{ac}} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} |M_r(n \cdot \omega_s + \omega_2) + M_r(n \cdot \omega_s - \omega_2)| \cdot \sin(\omega_2 t) \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned} i_{HF}(t) = & -\frac{4V_{dc}}{\pi^2 R_{ac}} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} |M_r(n \cdot \omega_s)| \cdot \cos(2n \cdot \omega_s t - 2\varphi(n \cdot \omega_s)) \\ & + \frac{2m_R V_{dc}}{\pi^2 R_{ac}} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} |M_r(n \cdot \omega_s - \omega_2)| \cdot \sin[(n \cdot 2\omega_s - \omega_2)t - 2\varphi(n \cdot \omega_s)] \\ & - \frac{2m_R V_{dc}}{\pi^2 R_{ac}} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} |M_r(n \cdot \omega_s + \omega_2)| \cdot \sin[(n \cdot 2\omega_s + \omega_2)t - 2\varphi(n \cdot \omega_s)] \end{aligned} \quad (3.27)$$

As componentes da corrente de saída $i_{LED}(t)$ são dependentes da magnitude do ganho do circuito ressonante. A componente $i_{LF}(t)$ é responsável pelo *flicker* prejudicial à saúde humana. Essa componente é formada pela recomposição dos ganhos da componente de raia inferior ($\omega_s - \omega_2$) e da componente de raia superior ($\omega_s + \omega_2$), como pode ser visto em (3.26). Portanto, ao reduzir a magnitude do ganho dessas componentes em (3.19) e (3.20), a amplitude de $i_{LF}(t)$ pode ser atenuada. Consequentemente, o *flicker* pode ser atenuado e assim pode-se verificar a hipótese de que o percentual de ondulação de corrente em baixa frequência nos LEDs pode ser menor que a porcentagem de ondulação de tensão do barramento.

Considerando um corrente puramente senoidal, pode-se encontrar o valor percentual de ondulação de corrente através de (3.28) e o *flicker* percentual em (3.29). Onde A é o valor de amplitude da componente.

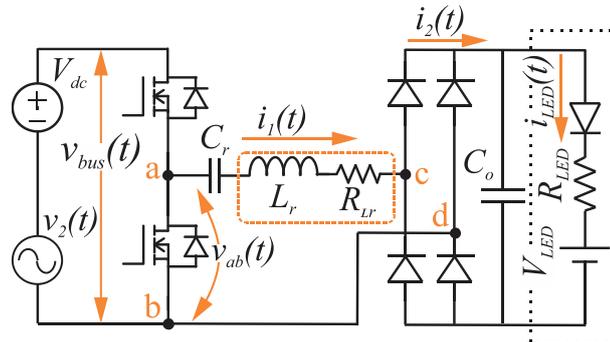
$$\Delta I_{\%} : \frac{I_{MAX} - I_{MIN}}{I_o} = \frac{(I_o + A) - (I_o - A)}{I_o} = \frac{2A}{I_o} \quad (3.28)$$

$$\text{mod}_{\%} = \frac{F_{MAX} - F_{MIN}}{F_{MAX} + F_{MIN}} = \frac{F_{MED} + A - (F_{MED} - A)}{F_{MED}} = \frac{A}{F_{MED}} \cdot 100 \quad (3.29)$$

3.4 Análise do Conversor Série Ressonante (CSR) na Propagação da Ondulação de Baixa Frequência

A análise utilizou um circuito ressonante genérico, pois qualquer um dos circuitos ressonantes, *LC* série, *LC* paralelo, *LCC* série-paralelo, *LLC* série-paralelo, podem ser aplicados nessa análise. Entretanto, por critério de comparação com os trabalhos da literatura, será utilizado o conversor série ressonante (*LC* série). Afinal, Almeida *et al.* (2013) e Melo *et al.* (2015b) utilizam o CSR para atenuar a propagação de ondulação de corrente em baixa frequência em LEDs de potência. O circuito básico do conversor série ressonante utilizado para acionar LEDs de potência é mostrado na Figura 3.10.

Figura 3.10 – Circuito básico do conversor série ressonante



Fonte: Autor

A componente de primeira ordem da tensão no circuito tanque $v_{ab}(t)$, considerando a tensão do barramento livre de ondulação $v_2(t) = 0$ V, é definido por (3.30).

$$v_{ab,1}(t) = \frac{2 \cdot V_{dc}}{\pi} \left| M_r(\omega_s) \right| \text{sen}(\omega_s t + \varphi(\omega_s)) \quad (3.30)$$

A magnitude da função de transferência de tensão do conversor série ressonante pode ser calculado por (3.31) e a defasagem da corrente com a tensão $i_1(t)$ em relação a $v_{ab}(t)$ é definido por (3.32), sendo Q_L o fator de qualidade e ω_o a frequência angular de ressonância.

$$|M_r(\omega_s)| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega_s}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_s} \right)^2}} \quad (3.31)$$

$$\varphi(\omega_s) = -\text{arc tg} \left[Q_L \left(\frac{\omega_s}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_s} \right) \right] \quad (3.32)$$

O valor eficaz da tensão $v_{ab}(t)$ pode ser obtido através de (3.33).

$$V_{ab,RMS} = \frac{2 \cdot V_{dc}}{\pi \cdot \sqrt{2}} \cdot |M_r(\omega_s)| \quad (3.33)$$

O valor eficaz da corrente no circuito tanque pode ser determinado por meio de (3.34). A resistência R_t é definida em (3.35), sendo R_{Lr} a resistência do indutor L_r .

$$I_{1,RMS} = \frac{V_{ab,RMS}}{R_t} \quad (3.34)$$

$$R_t = R_{ac} + R_{Lr} \quad (3.35)$$

Substituindo (3.31) e (3.33) em (3.34) o valor eficaz da corrente no circuito tanque pode ser reescrito como (3.36).

$$I_{1,RMS} = \frac{2 \cdot V_{dc}}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot R_t \cdot \sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega_s}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_s} \right)^2}} \quad (3.36)$$

Em virtude do retificador de onda completa, o valor médio de corrente nos LEDs pode ser definido por (3.37) (HART, 2011; SÁ JR., 2010).

$$I_{LED} = \frac{I_{1,RMS} \cdot 2\sqrt{2}}{\pi} \quad (3.37)$$

Substituindo (3.36) em (3.37) o valor médio de corrente nos LEDs é reescrito em (3.38).

$$I_{LED} = \frac{4 \cdot V_{dc}}{\pi_2 \cdot R_t \cdot \sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega_s}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_s} \right)^2}} \quad (3.38)$$

Isolando o fator de qualidade de (3.38) é obtido a expressão (3.39), sendo μ_o relação entre frequência de comutação e frequência de ressonância do circuito. A partir de (3.39) é obtido o fator de qualidade Q_L em função do valor médio de corrente do LED, valor médio de tensão do barramento e da resistência efetiva R_{ac} .

$$Q_L = \frac{\sqrt{\left(\frac{4 \cdot V_{dc}}{\pi^2 \cdot R_t \cdot I_{LED}}\right)^2 - 1}}{\mu_o - \frac{1}{\mu_o}} \quad (3.39)$$

A relação entre frequência de comutação e frequência de ressonância do circuito é definido por (3.40).

$$\mu_o = \frac{\omega_s}{\omega_o} \quad (3.40)$$

O fator de qualidade Q_L também pode ser determinado por (3.41).

$$Q_L = \frac{\omega_o L_r}{R_t} = \frac{1}{\omega_o C_r \cdot R_t} \quad (3.41)$$

Substituindo (3.40) em (3.41) e isolando L_r pode-se determinar a indutância do circuito tanque em (3.42).

$$L_r = \frac{\mu_o \cdot Q_L \cdot R_t}{\omega_s} \quad (3.42)$$

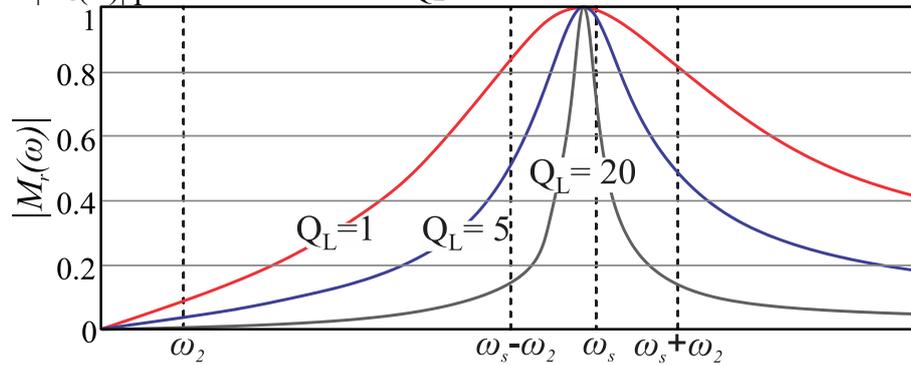
A frequência angular de ressonância é determinada por (3.43)

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (3.43)$$

Substituindo (3.40) em (3.43) e isolando C_r pode-se obter a capacitância do circuito tanque em (3.44)

$$C_r = \frac{\mu_o^2}{\omega_s^2 \cdot L_r} \quad (3.44)$$

A Figura 3.11 mostra o $|M_r(\omega)|$ para valores fixos de Q_L , e as três componentes básicas da modulação em amplitude, $\omega_s - \omega_2$, ω_s e $\omega_s + \omega_2$, e a componente em baixa frequência, ω_2 . Pode ser visto que, para um alto fator de qualidade, o $|M_r(\omega)|$ para as componentes de raia inferior ($\omega_s - \omega_2$) e superior ($\omega_s + \omega_2$) podem ser reduzidos, como já tinha sido discutido. Além disso, o $|M_r(\omega)|$ pode ser reduzido ainda mais nestas componentes, através da redução da frequência de comutação, aproximando ω_s para ω_2 . As outras componentes de frequência angular são superiores a $\omega_s + \omega_2$, e o $|M_r(\omega)|$ nessas componentes também são reduzidos.

Figura 3.11 - $|M_r(\omega)|$ para valores fixos de Q_L .

Fonte: Autor

Considerando a frequência fundamental da componente $i_{HF}(t)$ descrita em (3.27), pode ser visto que $i_{HF}(t)$ é composta por outras três componentes: uma componente no dobro da frequência de comutação ($2 \cdot \omega_s$), a segunda componente em ($2 \cdot \omega_s - \omega_2$) e a terceira componente em ($2 \cdot \omega_s + \omega_2$). Segundo (IEEE POWER ELECTRONICS SOCIETY, 2015) as componentes da corrente do LED em frequências acima de 1250 Hz ocorrem *flicker*, mas independentemente do nível de modulação, o *flicker* gerado acima de 1250 Hz está dentro da região de baixo risco, portanto não é prejudicial à saúde do usuário. Dito isto, a partir de (3.45) é determinado valor mínimo da frequência de comutação $f_{s,min}$ para $i_{HF}(t)$ que gere *flicker* dentro da região de baixo risco. Sendo f_L o dobro da frequência da rede elétrica.

$$f_{s,min} = \frac{1250 + f_L}{2} \quad (3.45)$$

O dobro da frequência da rede elétrica f_L é um parâmetro fixo, podendo ser 100 Hz ou 120 Hz, assim a frequência mínima de comutação podem ser 675 Hz ou 685 Hz, respectivamente. O estudo de *drivers* que utilizam baixas frequências tem atraído o interesse de alguns pesquisadores nos últimos anos (ALONSO *et al.*, 2012; HUI *et al.*, 2010; NOGUEIRA *et al.*, 2017, 2015).

3.5 Validação do Equacionamento

Nesta seção, os gráficos mostrados são obtidos a partir das expressões apresentadas neste capítulo. Esses gráficos são comparados com as formas de onda obtida por simulação, com o objetivo de validar a análise apresentada. Os parâmetros utilizados no equacionamento para validar a investigação de propagação de ondulação de baixa frequência são apresentados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 - Parâmetros utilizados no equacionamento para validação da proposta

Parâmetro		Valor
Tensão média do barramento	V_{dc}	160 V
Porcentagem de ondulação de tensão do barramento	ΔV_{bus}	50%
Dobro da frequência da rede elétrica	f_L	120 Hz
Frequência de comutação	f_s	720 Hz
Corrente nominal do LED	I_{LED}	350 mA
Tensão direta do LED	V_{LED}	32,36 V
Resistência interna do LED	R_{LED}	4,36 Ω

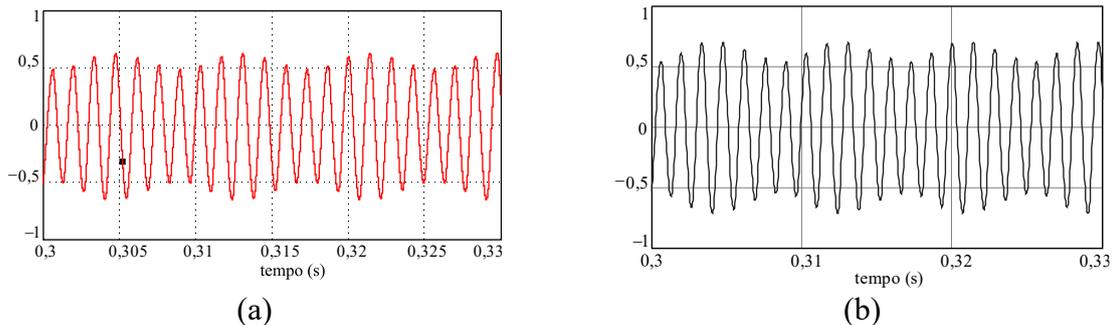
Fonte: Autor

A tensão de saída V_{out} pode ser obtida através de (2.24), sendo encontrado um valor de 33,89 V. A partir de (3.13) obteve-se o valor de 78,47 Ω para a resistência CA efetiva vista pelo retificador. A relação entre frequência de comutação e frequência de ressonância do circuito adotada foi de 1,11. A partir de (3.42), obteve-se o valor de 196,94 mH para a indutância do circuito tanque L_r , no entanto foi adotado o valor de 195 mH. A capacitância do circuito tanque C_r é obtida através de (3.44) foi de 305,7 nF, no entanto foi utilizado 300 nF. O dimensionamento completo está disponível no Apêndice F.

O retificador foi linearizado por meio de uma resistência efetiva R_{ac} , apesar de apresentar um comportamento não-linear, o que consequentemente irá causar erros nos valores teóricos apresentados.

A Figura 3.12 mostra as formas de onda da tensão no indutor L_r obtidas na simulação e no dimensionamento. O gráfico foi traçado a partir das equações (3.18), (3.19) e (3.20). Pode ser visto que a corrente no indutor apresenta o comportamento de uma onda modulada em amplitude. A figura mostra que o equacionamento da corrente no indutor L_r está de acordo com os resultados obtidos na simulação.

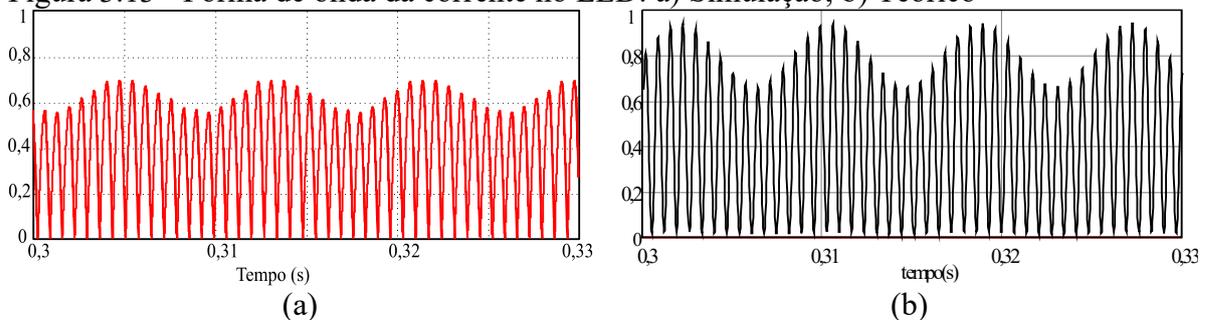
Figura 3.12 – Forma de onda da corrente no circuito tanque série ressonante: a) simulação; b) teórico



Fonte: Autor

A Figura 3.13 mostram as formas de onda da corrente no LED na simulação e no dimensionamento. O gráfico da corrente no LED foi obtido a partir de (3.25), (3.26) e (3.27). A corrente apresenta picos de corrente, pois o filtro de saída foi considerado pequeno para avaliar e demonstrar o comportamento das componentes da frequência de comutação. Na Figura 3.13(b) mostra também a forma de onda da corrente no LED retirando as componentes na frequência de comutação. O valor médio de corrente no LED é calculado através de (3.25), onde foi encontrado o valor de 410 mA. O valor médio de corrente obtido por simulação foi 399,14 mA.

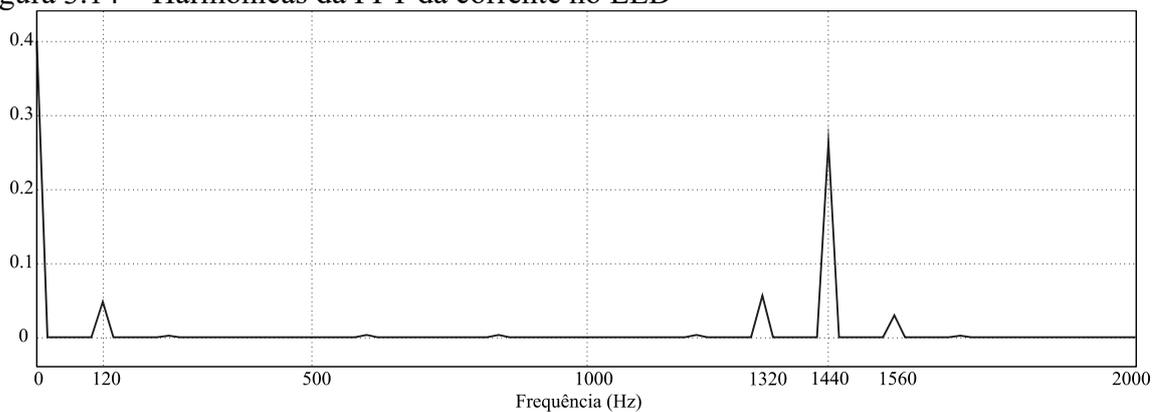
Figura 3.13 - Forma de onda da corrente no LED: a) Simulação; b) Teórico



Fonte: Autor

A Figura 3.14 mostra as harmônicas da FFT (*Fast Fourier Transformed*) da corrente no LED. Pode ser conferido que a corrente no LED é composta três componentes: uma componente de valor médio, uma componente de corrente em baixa frequência (120 Hz) e as componente na frequência de comutação e suas harmônicos.

Figura 3.14 – Harmônicas da FFT da corrente no LED



Fonte: Autor

A Tabela 3.2 mostra a comparação entre os valores de amplitude de cada harmônica obtida pelo dimensionamento e teórico para um barramento com 50% de ondulação de tensão. O valor percentual de ondulação de corrente foi obtido através da expressão (3.28). Apesar da diferença entre os valores teóricos e simulados causado pelo uso da resistência efetiva, pode ser visto que a porcentagem de ondulação de corrente em 120 Hz é menor que a porcentagem de ondulação de tensão do barramento, o que valida a proposta. As componentes acima de 1250 Hz causam ondulação de corrente, no entanto não causam *flicker* prejudicial à saúde do usuário.

Tabela 3.2 – Comparação com os valores de amplitude de cada harmônica obtida pelo dimensionamento e teórico.

Harmônica	Teórico (mA)	Teórico (%)	Simulação (A)	Simulação (%)
120 Hz	81,44 mA	39,72%	48,54 mA	24,30%
1320 Hz	48,17 mA	23,49%	56,67 mA	24,37%
1440 Hz	392,61 mA	191,52%	263,2mA	131,76%
1560 Hz	20 mA	9,75%	29,285 mA	14,66%

Fonte: Autor.

3.6 Considerações de projeto

Para validar experimentalmente a afirmação de que a porcentagem de ondulação de corrente em baixa frequência nos LEDs pode ser menor que a ondulação de tensão do barramento, um protótipo foi construído para acionar dois módulos de LED modelo EMPWC61J09G-241U conectados em série. A resistência R_{LED} é $4,36 \Omega$ e a tensão V_{LED} é 32,36 V. O valor médio de corrente é 1,4 A, no entanto, o circuito série ressoante foi projetado para fornecer uma corrente média no LED em 350 mA, para evitar a ocorrência de picos de corrente acima do suportado pelos LEDs. A partir de (3.42), obteve-se o valor de 196,94 mH para a indutância do circuito tanque L_r , no entanto foi adotado o valor de 195 mH. A capacitância do circuito tanque C_r é obtida através de (3.44) foi de 305,7 nF, no entanto foi utilizado 300 nF. O dimensionamento completo está disponível no Apêndice F.

O projeto físico do indutor foi realizado de acordo com a metodologia proposta em Martignoni (1991). Para construção física do indutor L_r foram utilizados chapas de aço de

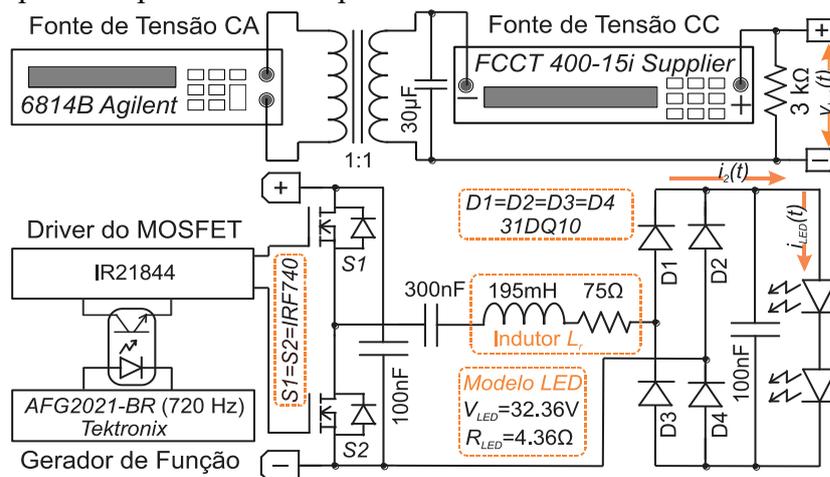
grão orientado com lâminas padronizadas do tipo EI com 225 espiras com fio AWG 22. O projeto físico do indutor encontra-se disponível no apêndice G. A resistência equivalente referente a perda total do indutor foi 75Ω . O anexo 1 mostra o relatório das medidas do indutor.

3.7 Resultados experimentais

A tensão média do barramento utilizada foi 160 V com três valores de porcentagem de ondulação de tensão do barramento ($\Delta V_{bus} = 30\%$, 38% e 44%) em 120 Hz. O capacitor de saída é pequeno o suficiente para não filtrar as componentes da corrente de saída. Para medir os resultados experimentais, um osciloscópio MSO 5000 foi utilizado. O *flicker* dos LEDs foi obtido através do fotodiodo BPW21R (VISHAY SEMICONDUCTORS, 2011). A metodologia e o circuito utilizado para medição do *flicker* é reportada em Morais *et al.* (2017), onde é mostrada o esquema do circuito utilizado na medida de *flicker*.

Para emular um barramento com ondulação de tensão foi empregado uma fonte de tensão CA conectada em série com uma fonte de tensão CC isoladas por um transformador. No secundário do transformador foi utilizado um capacitor de 30 μF para dar característica de fonte de tensão, o resistor de 3 $\text{k}\Omega$ foi utilizado como fator de segurança para dissipar possíveis reativos. O sinal de comando para o inversor do circuito foi gerado por um gerador de função, enquanto os MOSFETs foram comandados complementarmente por um driver integrado IR21844. O aparato experimental completo está mostrado na Figura 3.15.

Figura 3.15 – Aparato experimental completo

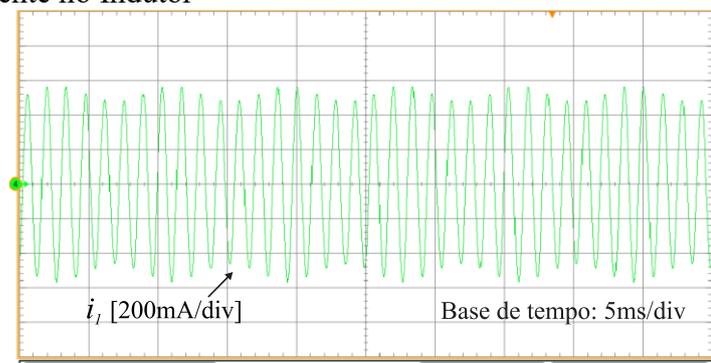


Fonte: Autor

A forma de onda da corrente no indutor, mostrada na Figura 3.16, demonstra o mesmo comportamento apresentado na forma de onda teórica e na simulação, portanto valida a expressão (3.17). O valor eficaz da corrente no indutor é 367.1 mA.

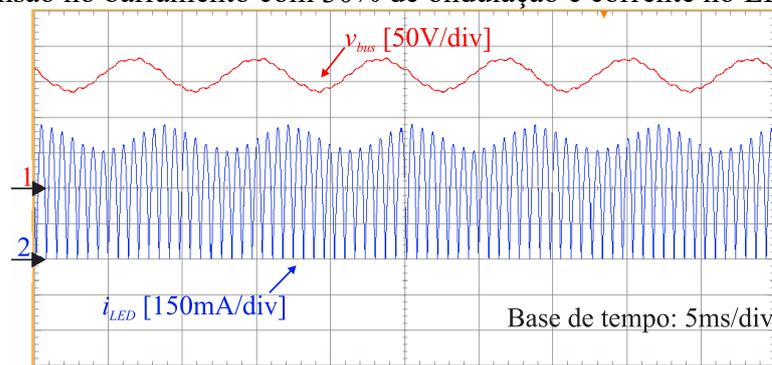
A Figura 3.17 mostra as formas de onda experimental da tensão do barramento $v_{bus}(t)$ e da corrente no LED $i_{LED}(t)$. O valor médio da tensão do barramento é igual a 160 V com uma ondulação de 30% e o valor médio da corrente no LED é de 331,7 mA. A Figura 3.18 mostra a ondulação de tensão proporcional ao iluminância.

Figura 3.16 – Corrente no Indutor



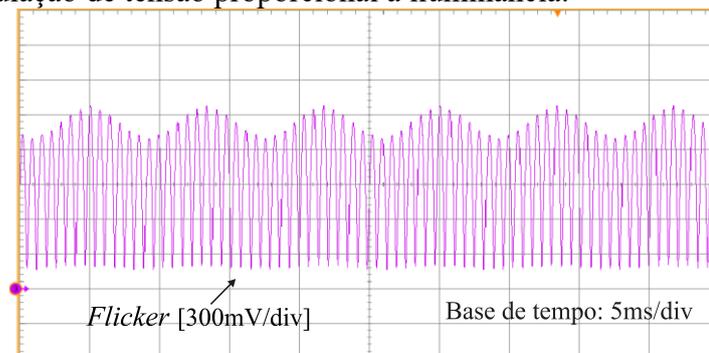
Fonte: Autor

Figura 3.17 - Tensão no barramento com 30% de ondulação e corrente no LED



Fonte: Autor

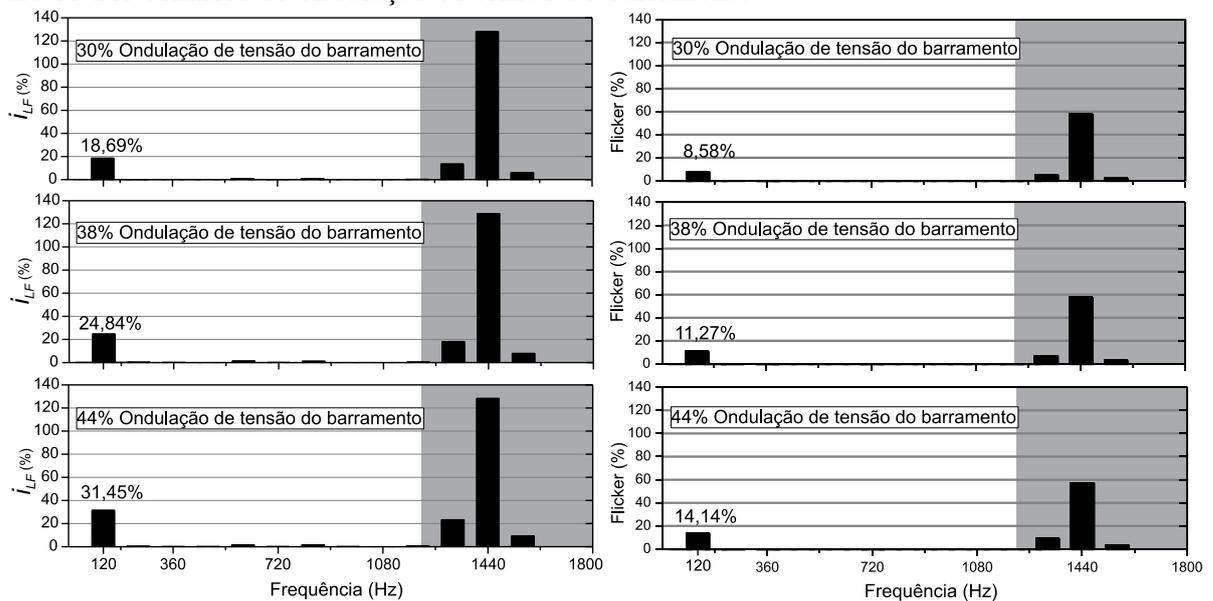
Figura 3.18 – Ondulação de tensão proporcional a iluminância.



Fonte: Autor

A Figura 3.19 mostra o resultado experimental no domínio da frequência da porcentagem de ondulação de corrente no LED e o *flicker* percentual nas frequências que compõem $i_{LED}(t)$ para os três cenários de ondulação de tensão do barramento ($\Delta V_{bus} = 30\%$, 38% e 44%). Pode ser visto que a ondulação de corrente em 120 Hz é menor que a porcentagem de ondulação de tensão do barramento nos três cenários. O *flicker* percentual foi obtido através da expressão (3.29) As componentes da FFT na região sombreada apresentam de baixo risco à saúde dos usuários. Essa condição é satisfeita independentemente do valor da ondulação de corrente para frequência acima de 1250 Hz.

Figura 3.19 – Porcentagem de ondulação de corrente em cada frequência que compõem $i_{LED}(t)$ para os três cenários de ondulação de tensão do barramento.



Fonte: Autor

3.8 Conclusão parcial

Esse capítulo apresentou uma nova investigação sobre propagação da ondulação em baixa frequência no conversor série ressonante para o acionamento de LEDs baseado na teoria de modulação por amplitude e na resposta do circuito tanque.

A ondulação de corrente em baixa frequência no conversor série ressonante está associado com a magnitude de ganho da raia inferior ($\omega_s - \omega_2$) e raia superior ($\omega_s + \omega_2$) e pode ser reduzida a partir de um fator de qualidade elevado. É importante destacar que a proposta pode ser aplicada com frequências de comutação elevada, no entanto as componentes de raia inferior ($\omega_s - \omega_2$) e superior ($\omega_s + \omega_2$) ficarão muito próximas da componente central (ω_s),

necessitando de um indutor com elevadíssimo fator de qualidade Q_L , conseqüentemente uma elevadíssima indutância. Enquanto, essa condição ainda não é alcançada devido as limitações tecnológicas, uma outra forma de atenuar as componentes que propagam a OCBF é distanciar as componentes de raia inferior ($\omega_s - \omega_2$) e superior ($\omega_s + \omega_2$) da componente central (ω_s), isso é possível através da redução da frequência de comutação.

Os resultados experimentais validam a análise teórica e confirmam a hipótese de que a porcentagem de ondulação de corrente em baixa frequência pode ser menor que a porcentagem de ondulação de tensão do barramento.

4 CONVERSOR CHARGE-PUMP COM REDUÇÃO DA ONDULAÇÃO DE CORRENTE

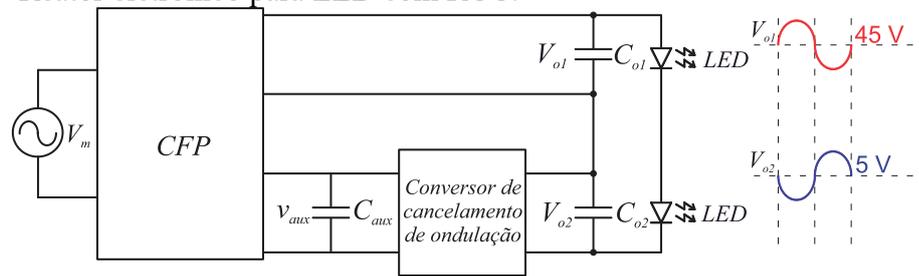
Este capítulo tem por objetivo apresentar alguns *drivers* e técnicas encontrados na literatura que são utilizados para reduzir a ondulação de corrente nos LEDs. Primeiramente, são analisados os drivers que utilizam um conversor adicional para cancelamento de ondulação, um filtro ressonante sintonizado, um modulador da corrente e um driver trifásico para LED. Em seguida, uma avaliação qualitativa e quantitativa do conversor *charge-pump* proposto para redução da ondulação de corrente é realizada. As etapas de operação do conversor, e suas principais formas de onda são apresentadas. Além disso, é obtido uma relação entre o *flicker* percentual e a ondulação de tensão do barramento do conversor proposto. O driver é dimensionado a partir do equacionamento desenvolvido. Além disso, são apresentados os resultados experimentais de um protótipo implementado para validar a proposta.

4.1 Conversores para LEDs de potência com redução de ondulação de corrente

Várias técnicas têm sido propostas para aumentar o tempo de vida útil dos reatores eletrônicos para LED (COUTINHO *et al.*, 2017; FANG; LIU, 2017; GAO; LI; MOK, 2017; HE; RUAN; ZHANG, 2017; LEE, SIN-WOO; DO, 2017; PEREIRA *et al.*, 2017; SANTOS FILHO *et al.*, 2015; WHITE *et al.*, 2015) a partir da eliminação ou substituição dos capacitores eletrolíticos convencionais, e que ainda forneça uma corrente no LED com uma baixa ondulação, de modo que o *flicker* esteja em conformidade com as recomendações da IEEE Power Electronics Society (2015).

Uma proposta é adicionar ao reator eletrônico um conversor para realizar o cancelamento da ondulação (RCC – *Ripple Cancellation Converter*) de tensão em baixa frequência para consequentemente reduzir a ondulação de corrente nos LEDs. A estrutura genérica de um driver com RCC é mostrado na Figura 4.1. O RCC processa uma pequena parte da potência de saída do estágio CFP e gera uma tensão de saída V_{o2} defasada 180° elétricos com a tensão V_{o1} . Assim, é obtido uma corrente no LED com baixa ondulação de corrente.

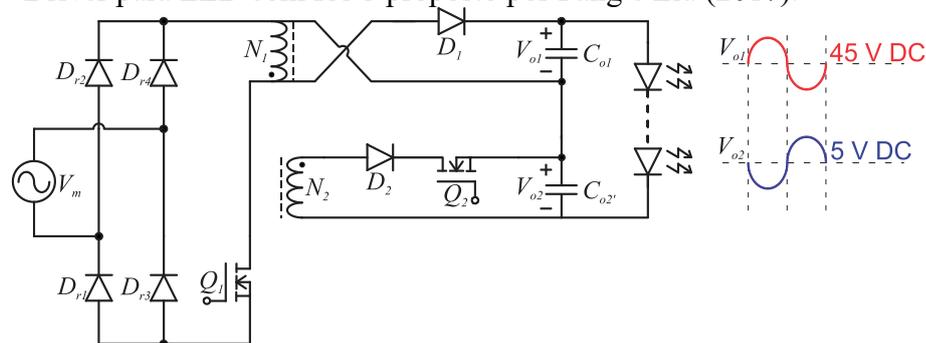
Figura 4.1 - Reator eletrônico para LED com RCC.



Fonte: Fang e Liu (2017)

Fang e Liu (2017) apresentaram um driver para LED baseado na estrutura *buck-boost* com um RCC conectado em um enrolamento do indutor acoplado. A topologia é mostrada na Figura 4.2. O circuito utiliza uma malha de controle para regular a corrente no LED e uma outra de malha de controle para regular a tensão de saída V_{o2} para alcançar o cancelamento da ondulação entre V_{o1} e V_{o2} . Como esperado, a ondulação de corrente em baixa frequência obtida por esse driver foi baixa, 5,8%, em conformidade com a IEE Std. 1789. No entanto, o capacitor utilizado na saída do conversor *buck-boost*, C_{o1} , é do tipo eletrolítico, o que pode limitar a expectativa de vida útil do reator eletrônico. Além disso, para a tensão de entrada de 220 V, o conversor ultrapassou os limites harmônicos recomendados pela IEC61000-3-2:2014 Classe C.

Figura 4.2 – Driver para LED com RCC proposto por Fang e Liu (2017).

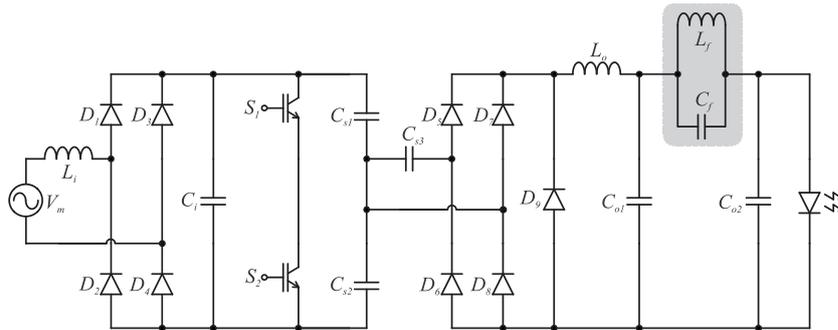


Fonte: Fang e Liu (2017).

Santos Filho *et al.* (2015) propuseram utilizar um circuito LC paralelo, em vez de um capacitor eletrolítico, para a redução da ondulação de corrente em baixa frequência em um reator eletrônico para LED, como é mostrado na Figura 4.3. O circuito LC age como um filtro rejeita faixa e o filtro foi sintonizado para a frequência de 120 Hz, o que torna o indutor L_f utilizado volumoso. Com a inserção do filtro LC, o reator conseguiu reduzir a ondulação de corrente nos LED de 190% para 65,6%. No entanto, o nível de ondulação de corrente

resultante poderá gerar um *flicker* percentual de até 32%, acima do limite de 10% para a frequência de 120 Hz, conforme recomendado pela IEEE Power Electronics Society (2015).

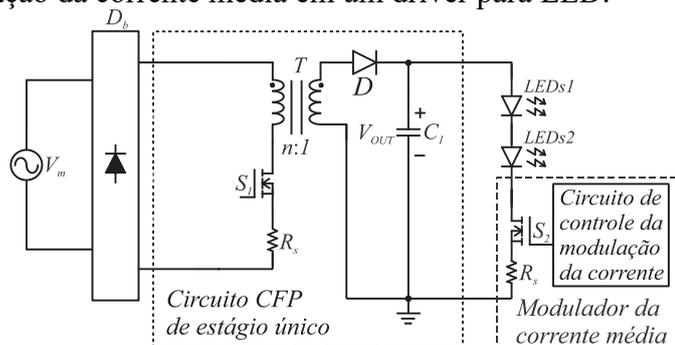
Figura 4.3 – Filtro LC paralelo em um driver para LED.



Fonte: Santos Filho *et al.* (2015).

White *et al.* (2015) propuseram um *flyback* de estágio único utilizando um método de redução da ondulação de corrente em baixa frequência baseado na modulação da corrente média. O modulador da corrente funciona em série com o LED, como pode ser visto na Figura 4.4. O modulador foi projetado para operar em 25 kHz, de modo que a corrente no LED seja composta por uma componente CC e uma outra componente na frequência de modulação. Para alcançar um nível médio de corrente constante no LED em cada ciclo de modulação, a razão cíclica do interruptor S_2 é controlada de acordo com o nível da tensão de saída. A partir desse método, a ondulação de corrente em baixa frequência foi reduzida de 40% para 1,54%. No entanto, é preciso adicionar um circuito de controle para o interruptor e além disso, a modulação causa picos de corrente que dependendo do LED utilizado pode danificá-lo.

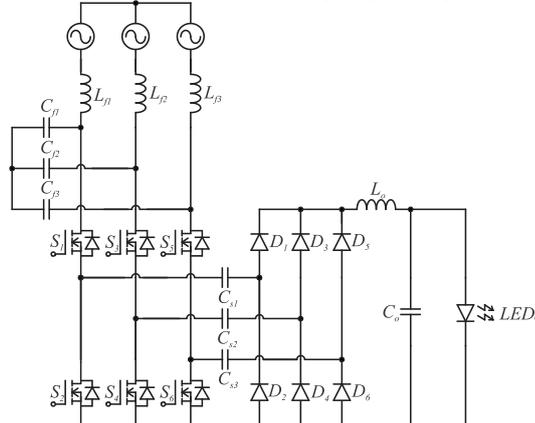
Figura 4.4 – Modulação da corrente média em um driver para LED.



Fonte: White *et al.* (2015)

A estrutura de um circuito trifásico, possibilita uma corrente no LED praticamente constante, isto é possível, pois a potência instantânea em um sistema trifásico balanceado é constante. Um driver para LED com 216 W baseado em um conversor trifásico com capacitor comutado ressonante foi proposto por Coutinho *et al.* (2017). O circuito básico do conversor trifásico é mostrado na Figura 4.5. A corrente de saída do conversor trifásico apresenta ondulação em 360 Hz. Para esta frequência, o *flicker* percentual recomendado é de 29%. O reator trifásico obteve um *flicker* percentual menor que 7% para faixa de dimerização de 50% a 100% da potência nominal de saída. Além disso, não utiliza capacitor eletrolítico. No entanto, reator trifásico é uma solução para potências elevadas como iluminação industrial e/ou iluminação pública. Além de que as pequenas residências utilizam a rede monofásica, portanto não podendo ser aplicado esse tipo de estrutura.

Figura 4.5 – Circuito básico do conversor trifásico proposto por Coutinho *et al.* (2017).



Fonte: Coutinho *et al.* (2017).

Como foi apresentado, na literatura são encontradas diferentes técnicas para reduzir a ondulação de corrente em baixa frequência e pode ser visto que é uma temática de interesse da comunidade científica.

4.2 Conversor Charge-pump proposto com redução de ondulação de corrente

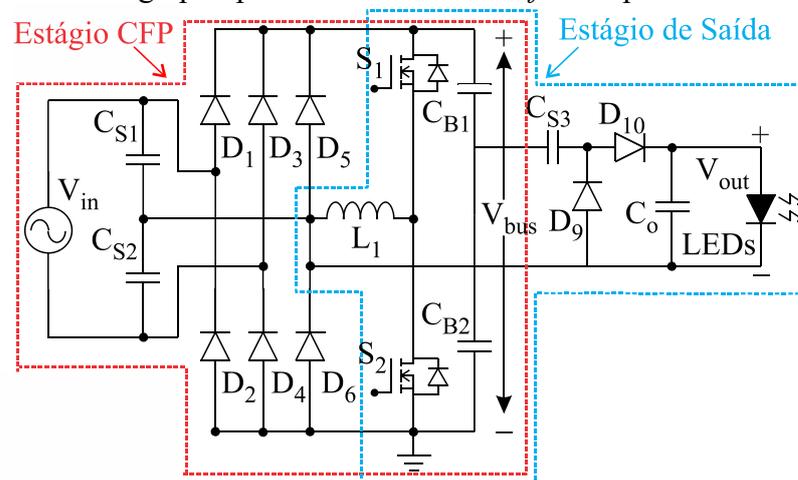
Diante de diferentes técnicas para reduzir a ondulação de corrente em baixa frequência, este capítulo apresenta um driver para LED *charge-pump* com o estágio de CFP baseado no conversor apresentado por Santos *et al.* (2015), detalhado no Capítulo 2, e propõe um estágio de saída que reduz a ondulação de corrente no LED e consequentemente o *flicker* percentual. Além disso, um único indutor é usado para os estágios CFP e para o estágio de

saída, o que permite reduzir a quantidade de magnéticos. O conversor proposto não utiliza capacitor do tipo eletrolítico e possibilita a dimerização dos LEDs com baixa variação de tensão do barramento. Além do que, o *driver* proposto pode ser operado em sistema de controle em malha aberta com baixo *flicker* percentual.

4.2.1 Análise do conversor proposto

A Figura 4.6 mostra a configuração básica do conversor proposto monofásico *charge-pump* para o acionamento de LEDs de potência omitindo o uso do filtro de entrada. Os capacitores comutados da entrada C_{S1} e C_{S2} são completamente carregados e descarregados em um período de comutação, o que permite a correção do fator de potência. Diferente de Santos *et al.* (2015), o *driver* de LED proposto fornece uma baixa ondulação de corrente e um baixo *flicker* percentual e um único indutor é usado para os estágios CFP e estágio de saída. O indutor L_1 limita a variação de corrente no circuito. O estágio de saída consiste em um outro capacitor comutado, C_{S3} , que carrega e descarrega completamente em um período de comutação e estabiliza a potência nos LEDs e conseqüentemente a corrente de saída.

Figura 4.6 – Circuito Charge-pump com CFP com baixo *flicker* percentual.



Fonte: Autor.

Para a análise qualitativa e quantitativa do conversor proposto, todos os componentes foram considerados ideais, o conversor opera em regime permanente, os interruptores S_1 e S_2 operam de forma complementar com frequência de comutação constante e muito mais elevada que a frequência da rede, portanto a tensão de entrada pode ser considerada constante ao longo de um período de comutação, e com razão cíclica de

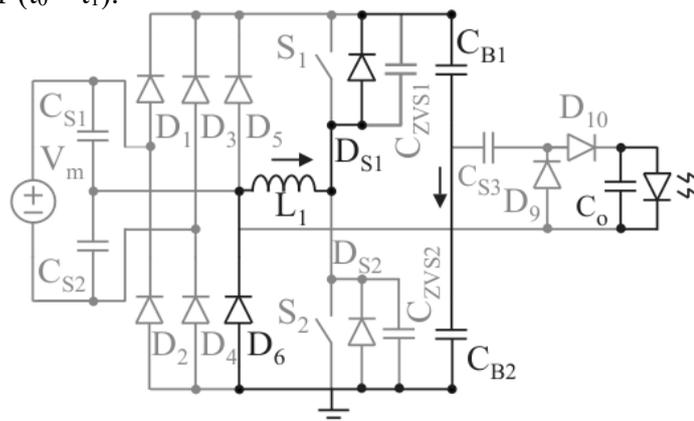
aproximadamente 0,5 e com tempo morto. Como o conversor opera em alta frequência (≥ 50 kHz), os interruptores S_1 e S_2 são do tipo MOSFET e os seus diodos intrínsecos D_{S1} e D_{S2} e as suas capacitâncias intrínsecas C_{ZVS1} e C_{ZVS2} também são consideradas. O filtro de entrada é negligenciado, os capacitores C_{S1} e C_{S2} possuem o mesmo valor. O capacitor do filtro de saída C_o é grande o suficiente para garantir a característica de fonte de tensão imposta pelo LED. O fator de potência foi considerado unitário em toda a faixa de operação.

As etapas de operação foram determinadas para a condição onde ocorre o pico da potência instantânea de entrada P_{in_max} . Nesse instante a tensão de entrada $v_{in}(t)$ também é máxima V_m e também é o momento crítico para a completa carga e descarga de C_{S1} e de C_{S2} . Assim, como L_1 limita as derivadas de corrente do circuito, ele deve ser determinado para esse mesmo instante.

A topologia apresenta doze etapas de operação em um período de comutação, mas apenas as seis primeiras etapas são analisadas, as outras seis etapas são análogas as etapas iniciais.

Etapa 1 [$t_0 - t_1$]: A Figura 4.7 mostra o circuito equivalente da etapa 1. No instante $t = t_0$ ambos os interruptores estão bloqueados e o capacitor intrínseco do interruptor S_1 , C_{ZVS1} está descarregado e o C_{ZVS2} está carregado e o diodo D_6 está diretamente polarizado. Os capacitores C_{S1} e C_{S3} estão carregados e C_{S2} está sem carga e nenhuma corrente flui pelos capacitores C_{S1} , C_{S2} e C_{S3} . Durante esta etapa a energia armazenada em L_1 está sendo transferida para os capacitores do barramento C_{B1} e C_{B2} . Nesse mesmo instante $t=t_0$ o indutor está com a corrente máxima e flui através do diodo intrínseco do interruptor D_{S1} e pelo D_6 e decresce linearmente entre t_0 e t_1 .

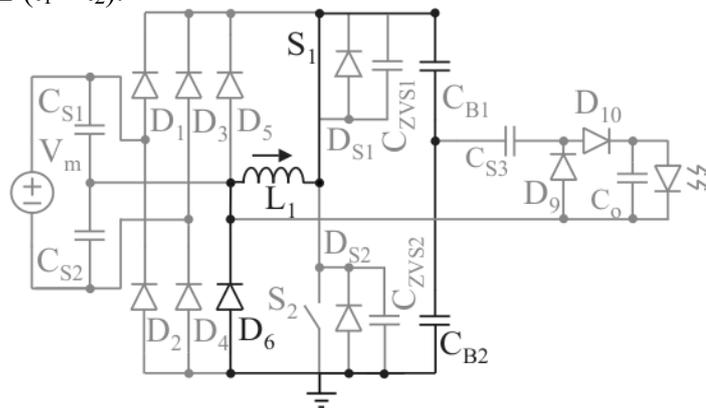
Figura 4.7 – Etapa 1 ($t_0 - t_1$).



Fonte: Autor.

Etapa 2 [$t_1 - t_2$]: A Figura 4.8 mostra o circuito equivalente da etapa 2. No instante $t = t_1$, o sinal do gatilho V_{g1} aciona o interruptor S_1 e a corrente em L_1 circula reversamente através do canal do interruptor S_1 , permitindo que a corrente cesse em D_{ZVS1} levando-o ao bloqueio. A tensão sobre o interruptor S_1 é igual à queda de tensão no diodo intrínseco D_{ZVS1} , portanto, a condição *ZVS* é verificada. Durante esta etapa a energia armazenada em L_1 continua sendo transferida para o barramento e a corrente no indutor L_1 continua decrescendo linearmente até se anular no instante em $t = t_2$.

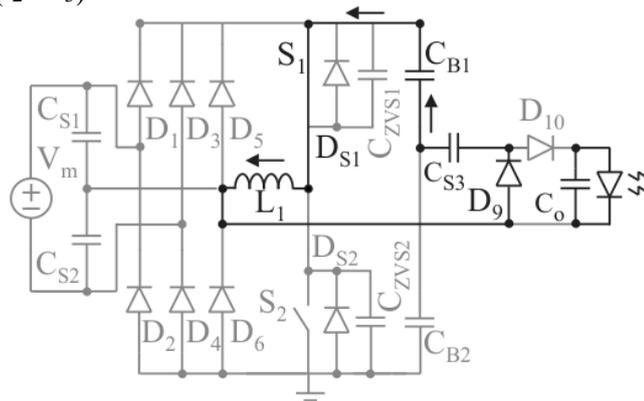
Figura 4.8 – Etapa 2 ($t_1 - t_2$).



Fonte: Autor.

Etapa 3 [$t_2 - t_3$]: Nessa etapa a corrente no indutor L_1 inverte o sentido e o diodo D_6 é polarizado reversamente e a corrente flui através do diodo D_9 que permanece diretamente polarizado até o C_{S3} descarregar. O capacitor C_{S3} está carregado com a tensão $(V_{bus}/2) - V_{out}$. Em $t=t_2$ a energia armazenada no campo elétrico do capacitor C_{S3} é transferida para o indutor, ou seja, durante a esta etapa o C_{S3} e o L_1 estão em ressonância na frequência ω_3 . A Figura 4.9 representa o circuito equivalente da etapa 3.

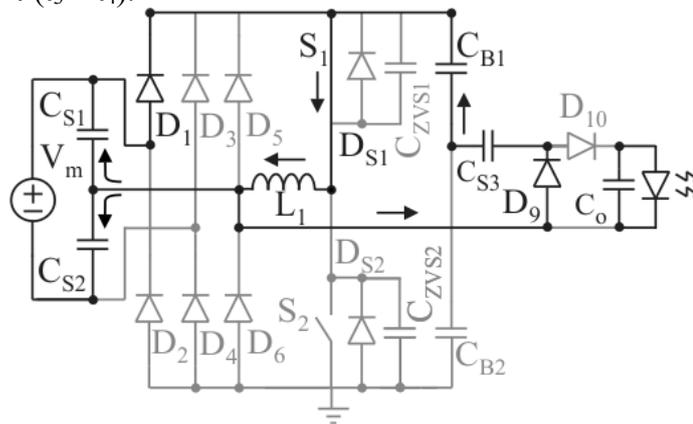
Figura 4.9 – Etapa 3 ($t_2 - t_3$).



Fonte: Autor.

Etapa 4 [$t_3 - t_4$]: No instante $t = t_3$ a tensão sobre C_{S1} é igual a tensão de entrada V_m e a tensão sobre C_{S2} é nula. Durante essa etapa, a tensão sobre C_{S2} cresce até atingir o valor da tensão de entrada e o capacitor C_{S1} descarrega através de D_1 , permitindo a completa descarga de C_{S1} e a completa carga de C_{S2} . Durante essa etapa, a fonte de entrada, os capacitores C_{S1} e C_{S3} transferem energia para o indutor e ao mesmo tempo contribui para o carregamento de C_{S2} , ou seja, ocorre uma ressonância na frequência ω_4 entre os capacitores C_{S1} , C_{S2} , C_{S3} e o indutor L_1 . A Figura 4.10 representa o circuito equivalente da etapa 4.

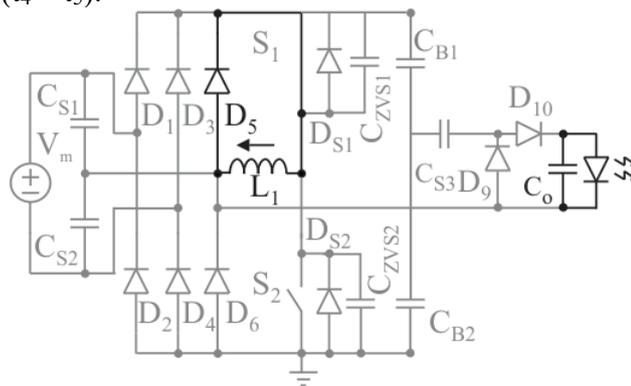
Figura 4.10 – Etapa 4 ($t_3 - t_4$).



Fonte: Autor.

Etapa 5 [$t_4 - t_5$]: Em $t = t_4$, nenhuma corrente flui pelos capacitores C_{S1} , C_{S2} , C_{S3} e o D_9 polariza reversamente. A corrente em L_1 atinge o seu valor máximo negativo. O diodo D_5 é polarizado e a corrente do indutor flui através do interruptor S_1 . Em $t = t_5$ o interruptor S_1 é desligado com tensão zero, pois o capacitor intrínseco do interruptor S_1 , C_{ZVS1} , está descarregado. O circuito equivalente da quinta é mostrado na Figura 4.11.

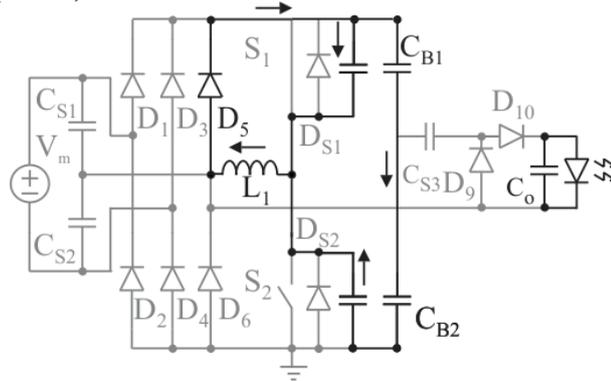
Figura 4.11 – Etapa 5 ($t_4 - t_5$).



Fonte: Autor.

Etapa 6 [$t_5 - t_6$]: O circuito equivalente da sexta etapa é mostrado na Figura 4.12. Após o bloqueio de S_1 em ZVS, o capacitor intrínseco C_{ZVS1} carrega e capacitor C_{ZVS2} descarrega.

Figura 4.12 – Etapa 6 ($t_5 - t_6$).

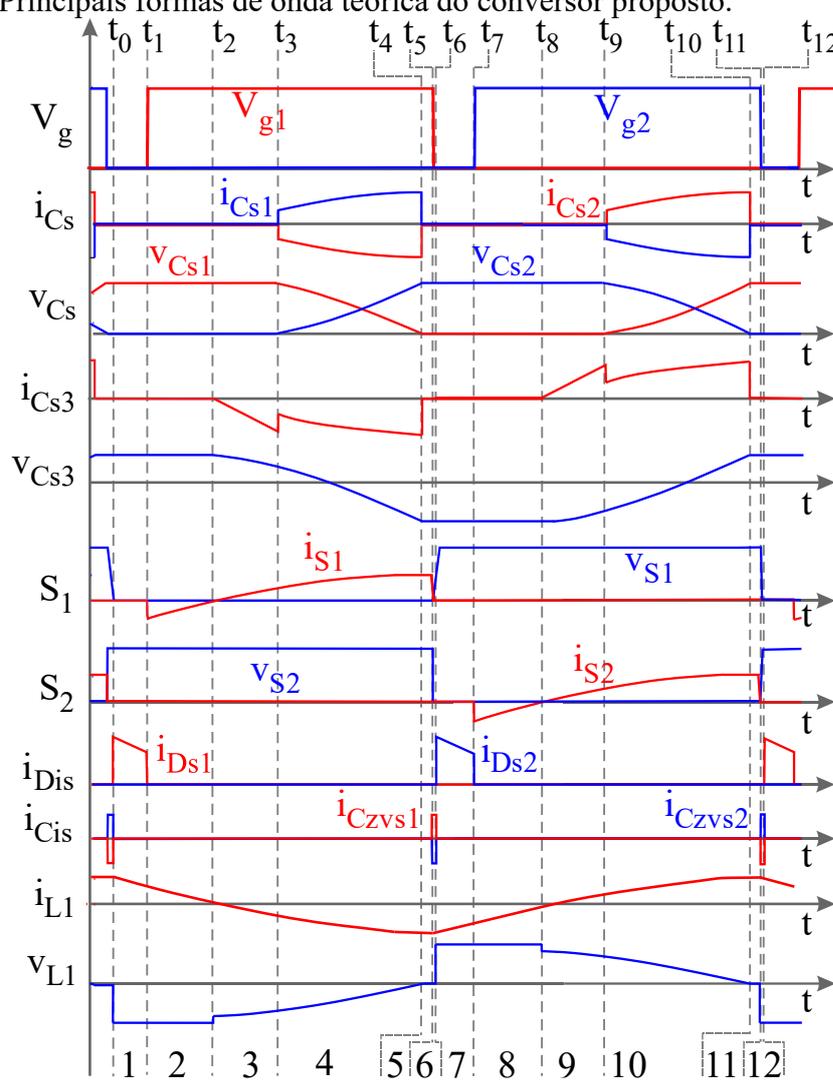


Fonte: Autor.

As etapas de operação 7, 8, 9, 10, 11 e 12 são similares aos estágios 1, 2, 3, 4, 5 e 6, respectivamente. No entanto, as etapas 9 e 10 apresentam algumas diferenças. Durante a etapa 9, o indutor L_1 transfere energia para o C_{S3} e para a saída (capacitor C_o e o LED) através de D_{10} . Na etapa 10, o L_1 e o C_{S2} transferem energia para o C_{S3} através de D_{10} e ao mesmo tempo contribuem para carregar o C_{S1} .

As principais formas de onda teórica de tensão e corrente nos componentes do conversor proposto são apresentadas na Figura 4.13. Os sinais de gatilho dos interruptores S_1 e S_2 são representados por V_{g1} e V_{g2} , respectivamente. As formas de onda de tensão e corrente nos capacitores C_{S1} , C_{S2} e C_{S3} são representados por $i_{C_{S1}}$, $v_{C_{S1}}$, $i_{C_{S2}}$, $v_{C_{S2}}$, $i_{C_{S3}}$ e $v_{C_{S3}}$, respectivamente. A corrente e tensão nos interruptores S_1 e S_2 por i_{S1} , v_{S1} , i_{S2} e v_{S2} , respectivamente. A corrente nas capacitâncias intrínsecas dos interruptores C_{ZVS1} e C_{ZVS2} são simbolizadas por $i_{C_{ZVS1}}$ e $i_{C_{ZVS2}}$. A corrente nos diodos intrínsecos aos interruptores D_{S1} e D_{S2} são ilustrados por $i_{D_{S1}}$ e $i_{D_{S2}}$. A forma de onda da corrente no indutor L_1 é representada por i_{L1} e a tensão no indutor L_1 é representada por v_{L1} .

Figura 4.13 – Principais formas de onda teórica do conversor proposto.



Fonte: Autor.

4.2.1 Capacitor Comutado C_{S1} e C_{S2}

Os capacitores comutados C_{S1} e C_{S2} são obtidos através de (2.23), conforme apresentado por Santos *et al.* (2015) e detalhado no capítulo 2. Onde V_m é a amplitude da tensão de entrada e η o rendimento teórico do conversor e f_s a frequência de comutação dos interruptores.

$$C_S = \frac{P_{out}}{V_m^2 \cdot f_s \cdot \eta} \quad (4.1)$$

4.2.2 Capacitor Comutado C_{S3}

Pelo princípio de conservação de energia pode-se obter o capacitor ressonante C_{S3} .

No instante $t = t_2$ a tensão sob C_{S3} é definida por (4.2) e no instante $t = t_4$ a tensão sobre o capacitor ressonante pode ser obtido por (4.3)

$$V_{C_{S3}}(t_2) = \frac{V_{bus_avg}}{2} - V_{out} \quad (4.2)$$

$$V_{C_{S3}}(t_4) = \frac{V_{bus_avg}}{2} \quad (4.3)$$

A energia armazenada em C_{S3} em $t = t_2$ e em $t = t_4$ pode encontrada por (4.4) e (4.5), respectivamente.

$$E_{C_{S3}}(t_2) = \frac{C_{S3}}{2} \cdot V_{C_{S3}}^2(t_2) \quad (4.4)$$

$$E_{C_{S3}}(t_4) = \frac{C_{S3}}{2} \cdot V_{C_{S3}}^2(t_4) \quad (4.5)$$

Substituindo (4.2) em (4.4) é obtido a energia fornecida pelo capacitor ressoante C_{S3} no instante $t=t_2$ em (4.6) e substituindo (4.3) em (4.5) é obtida a energia fornecida pelo C_{S3} no instante $t=t_4$ em (4.7), e considerando inicialmente o valor médio da tensão do barramento V_{bus_avg} .

$$E_{C_{S3}}(t_2) = \frac{C_{S3}}{2} \left(\frac{V_{bus_avg}}{2} - V_{out} \right)^2 \quad (4.6)$$

$$E_{C_{S3}}(t_4) = \frac{C_{S3} \cdot V_{bus_avg}^2}{8} \quad (4.7)$$

A variação de energia em C_{S3} pode ser determinada por (4.8)

$$E_{C_{S3}} = E_{C_{S3}}(t_4) - E_{C_{S3}}(t_2) \quad (4.8)$$

Substituindo (4.6) e (4.7) em (4.8) pode ser determinado a variação total de energia em C_{S3} através de (4.9).

$$E_{C_{S3}} = \frac{C_{S3} \cdot V_{out} (V_{bus_avg} - V_{out})}{2} \quad (4.9)$$

A energia armazenada em C_{S3} é transferida para L_1 que por sua vez transfere para os LEDs. A ação de C_{S3} é bombear energia em regiões próximas do zero da tensão de entrada e garantir que o fator de crista de L_1 não seja elevado, e conseqüentemente a ondulação da corrente dos LEDs sejam reduzidas. A partir (4.9) pode ser definido o valor médio de potência transferida para saída em um período de comutação através de (4.10).

$$P_{out} = C_{S3} \cdot V_{out} \cdot f_s (V_{bus_avg} - V_{out}) \quad (4.10)$$

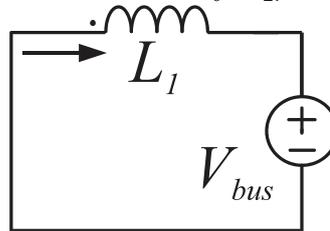
O valor do capacitor ressonante C_{S3} pode ser obtido reescrevendo (4.10) em (4.11)

$$C_{S3} = \frac{I_{LED}}{f_s (V_{bus_avg} - V_{out})} \quad (4.11)$$

4.2.3 Dimensionamento do Indutor L_1

O indutor L_1 fica em série com o barramento formado pelos capacitores em série C_{B1} e C_{B2} que pode ser simplificado por uma fonte de tensão constante V_{bus} , desde que o barramento apresente baixa ondulação de tensão, durante o intervalo Δt_{2-0} , que compreende o intervalo de tempo de t_0 a t_2 ($\Delta t_{2-0} = t_2 - t_0$). Portanto, o circuito do intervalo Δt_{2-0} pode ser simplificado através do circuito mostrado na Figura 4.14.

Figura 4.14 – Circuito simplificado do intervalo $t_0 - t_2$.



Fonte: Autor.

Durante esse intervalo, a derivada da corrente no indutor é uma constante negativa, portanto, a corrente no indutor decresce linearmente, como é expresso em (4.12) e pode ser visto na Figura 4.13.

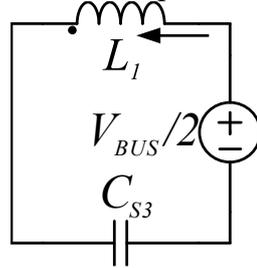
$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_{bus_avg}}{L_1} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t_{2-0}} \quad (4.12)$$

A corrente no indutor em $t = t_0$ é I_{Lmax} e em $t = t_2$ a corrente no indutor é nula, a partir de (4.12) pode ser obtido o tempo do intervalo Δt_{2-0} , que compreende o intervalo de tempo de t_0 a t_2 , em (4.13).

$$\Delta t_{2-0} = L_1 \cdot \frac{I_{Lmax}}{V_{bus}} \quad (4.13)$$

O circuito equivalente da terceira etapa de operação do conversor é apresentado na Figura 4.15. No início da terceira etapa, o capacitor C_{S3} está totalmente carregado com a tensão $V_{Cs3,max}$. O indutor inicia esta etapa com valor de corrente igual a zero. As condições iniciais são definidas por (4.14) e (4.15).

Figura 4.15 – Circuito equivalente da terceira etapa.



Fonte: Autor.

$$i_{L1}(t_2) = 0 \quad (4.14)$$

$$v_{C_{S3}}(t_2) = V_{C_{S3},max} = \frac{V_{bus_avg}}{2} - V_{out} \quad (4.15)$$

Analisando a malha de tensão do circuito equivalente da etapa 3 obtém-se (4.16).

$$-\frac{V_{bus_avg}}{2} = L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} + v_{C_{S3}}(t) \quad (4.16)$$

A corrente através da indutância L_1 pode ser calculada por (4.17).

$$i_{L1}(t) = i_{C_{S3}}(t) = C_{S3} \frac{dv_{C_{S3}}(t)}{dt} \quad (4.17)$$

Aplicando (4.17) em (4.16) obtém-se a equação diferencial (4.18). Onde $V_i = -V_{BUS}/2$.

$$V_i = L_1 \cdot C_{S3} \frac{d^2 v_{C_{S3}}(t)}{dt^2} + v_{C_{S3}}(t) \quad (4.18)$$

Resolvendo a equação diferencial (4.18), obtém-se a solução apresentada por (4.19) e (4.20). Sendo $\omega_3 = 1/\sqrt{L_1 \cdot C_{S3}}$.

$$v_{C_{S3}}(t) = -(V_i - v_{C_{S3}}(t_2)) \cos(\omega_3 \cdot t) + i_{L1}(t_2) \sqrt{\frac{L_1}{C_{S3}}} \text{sen}(\omega_3 \cdot t) + V_i \quad (4.19)$$

$$\sqrt{\frac{L_1}{C_{S3}}} i_{L1}(t) = (V_i - v_{C_{S3}}(t_2)) \text{sen}(\omega_3 \cdot t) + i_{L1}(t_2) \sqrt{\frac{L_1}{C_{S3}}} \cos(\omega_3 \cdot t) \quad (4.20)$$

A partir das condições iniciais (4.14) e (4.15) e aplicando em (4.19), obtém-se (4.21), que representa a tensão sobre o capacitor C_{S3} em função do tempo durante a terceira etapa de operação.

$$v_{C_{S3}}(t) = (V_{bus_avg} - V_{out}) \cos(\omega_3 t) - \frac{V_{bus_avg}}{2} \quad (4.21)$$

No instante $t = t_3$, a tensão sobre o capacitor C_{S3} está descarregando e atinge a tensão de saída, logo $v_{C_{S3}}(t_3) = V_{out}$, assim (4.21) pode ser reescrita por (4.22).

$$v_{C_{S3}}(t_3) = V_{out} = (V_{bus_avg} - V_{out}) \cos(\omega_3 t_3) - \frac{V_{bus_avg}}{2} \quad (4.22)$$

Isolando t_3 de (4.22), o tempo de duração da terceira etapa de operação é determinado conforme (4.23).

$$t_3 = \arccos \left(\frac{2 \cdot V_{out} + V_{bus_avg}}{2 \cdot (V_{bus_avg} - V_{out})} \right) \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_{S3}} \quad (4.23)$$

Observando as condições iniciais da etapa em (4.14) e (4.15) e substituindo em (4.20) pode ser obtido a corrente no indutor L_1 ao longo da terceira etapa, que está expresso por (4.24)

$$-i_{L1}(t) = \sqrt{\frac{C_{S3}}{L_1}} (V_{bus_avg} - V_{out}) \text{sen}(\omega_3 t_3) \quad (4.24)$$

Substituindo (4.23) em (4.24) é obtida a corrente no indutor no instante $t = t_3$, expresso por (4.25).

$$-i_{L1}(t) = \sqrt{\frac{C_{S3}}{L_1}} (V_{bus_avg} - V_{out}) \text{sen} \left[\arccos \left(\frac{2 \cdot V_{out} + V_{bus_avg}}{2 \cdot (V_{bus_avg} - V_{out})} \right) \right] \quad (4.25)$$

Dada a relação trigonométrica (4.26), a expressão (4.25) pode ser simplificada para a equação (4.27), que representa a corrente no indutor L_1 no instante $t = t_3$ e λ está definido em (4.28).

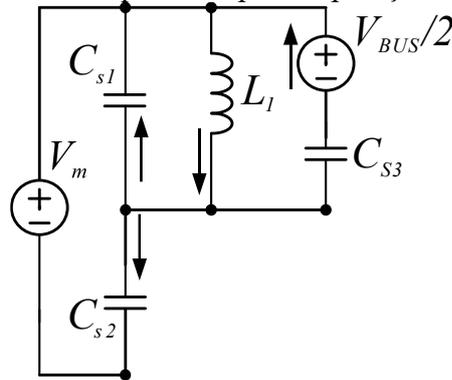
$$\text{sen}[\arccos(x)] = \sqrt{1 - x^2} \quad (4.26)$$

$$i_{L1}(t_3) = -\frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_{S3}}{L_1}} \sqrt{\lambda} \quad (4.27)$$

$$\lambda = 3 \cdot V_{bus_avg}^2 - 12 \cdot V_{out} \cdot V_{bus_avg} \quad (4.28)$$

No início da quarta etapa de operação, o capacitor C_{S1} está completamente carregado com a tensão de entrada, o capacitor C_{S2} está totalmente descarregado e o capacitor C_{S3} está com o nível de tensão da saída. A Figura 4.16 mostra o circuito equivalente dessa etapa de operação.

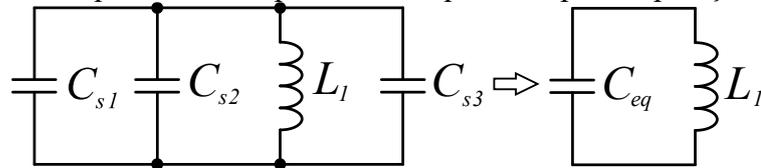
Figura 4.16 – Circuito equivalente da quarta etapa de operação.



Fonte: Autor.

Considerando que os capacitores bloqueiam a componente contínua, o circuito equivalente da etapa 4, visto na Figura 4.16, pode ser simplificado através do circuito mostrado na Figura 4.17.

Figura 4.17 – Circuito equivalente simplificado da quarta etapa de operação.



Fonte: Autor.

O capacitor equivalente C_{eq} e a condição inicial do circuito equivalente são definidos em (4.29), respectivamente.

$$C_{eq} = C_{s1} + C_{s2} + C_{s3} \quad (4.29)$$

$$v_{C_{eq}}(t_3) = V_m \quad (4.30)$$

A tensão em C_{eq} e a corrente no indutor L_1 é dado por (4.31) e (4.32), respectivamente.

$$v_{C_{eq}}(t) = -L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} \quad (4.31)$$

$$i_{L_1}(t) = C_{eq} \frac{dv_{C_{eq}}(t)}{dt} \quad (4.32)$$

Aplicando (4.32) em (4.31) obtém-se a expressão (4.33)

$$v_{C_{eq}}(t) = -L_1 \cdot C_{eq} \frac{d^2 i_{L1}(t)}{dt^2} \quad (4.33)$$

Solucionando a expressão (4.33), obtém-se as equações apresentadas por (4.34) e (4.35). Onde $\omega_4 = 1/\sqrt{L_1 \cdot C_{eq}}$.

$$v_{C_{eq}}(t) = V_m \cos(\omega_4 \cdot t) + i_{L_1}(t_3) \sqrt{\frac{L_1}{C_{eq}}} \operatorname{sen}(\omega_4 \cdot t) \quad (4.34)$$

$$\sqrt{\frac{L_1}{C_{eq}}} \cdot i_{L_1}(t) = -V_m \operatorname{sen}(\omega_4 \cdot t) + i_{L_1}(t_3) \sqrt{\frac{L_1}{C_{eq}}} \cos(\omega_4 \cdot t) \quad (4.35)$$

Substituindo (4.27) e a condição inicial (4.30) em (4.34), pode ser determinada a tensão sobre C_{eq} em função do tempo do circuito equivalente simplificado durante a quarta etapa ($t_3 - t_4$) de operação através de (4.36)

$$v_{C_{eq}}(t) = V_m \cos(\omega_4 \cdot t) - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_{S3}}{L_1}} \sqrt{\lambda} \sqrt{\frac{L_1}{C_{eq}}} \operatorname{sen}(\omega_4 \cdot t) \quad (4.36)$$

No instante $t = t_4$, o indutor L_1 está com tensão zero e o capacitor equivalente C_{eq} está com a mesma tensão do indutor, portanto, $v_{C_{eq}}(t_4) = 0$. Nessa condição, (4.36) pode ser simplificado para (4.37).

$$V_m \cos(\omega_4 t_4) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_{S3}}{L_1}} \sqrt{\lambda} \sqrt{\frac{L_1}{C_{eq}}} \operatorname{sen}(\omega_4 \cdot t_4) \quad (4.37)$$

Substituindo (4.27) em (4.37) e isolando t_4 de (4.37) pode ser determinado o tempo de duração da quarta etapa de operação em (4.38).

$$t_4 = \operatorname{arctg} \left(\frac{2V_m}{\sqrt{\frac{C_{S3}}{C_{eq}} \cdot \sqrt{\lambda}}} \right) \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_{eq}} \quad (4.38)$$

Substituindo a condição inicial (4.30) em (4.35), a corrente no indutor ao longo da quarta etapa de operação ($t_3 - t_4$) é dado por (4.39).

$$i_{L_1}(t) = -V_m \sqrt{\frac{C_{eq}}{L_1}} \operatorname{sen}(\omega_4 \cdot t) + i_{L_1}(t_3) \cos(\omega_4 \cdot t_4) \quad (4.39)$$

A corrente no indutor no instante $t = t_4$ atinge o seu valor de pico, logo $i_{L_1}(t_4) = I_{L_1 \max}$. Portanto, a expressão (4.39) pode ser reescrita como (4.40)

$$I_{L_1 \max} = -V_m \sqrt{\frac{C_{eq}}{L_1}} \operatorname{sen}(\omega_4 \cdot t_4) + i_{L_1}(t_3) \cos(\omega_4 \cdot t) \quad (4.40)$$

A corrente no indutor no instante $t = t_3$ está definida em (4.27) e a duração de t_4 está definida em (4.38). Substituindo essas duas expressões em (4.40) é possível determinar o valor de pico da corrente em

O valor de pico de corrente no indutor L_1 pode ser determinado substituindo a corrente no indutor no instante $t = t_3$ definida em (4.27) e a duração de t_4 definida em (4.38) na expressão (4.40). Onde γ está definido em (4.42).

$$I_{L1\max} = -\sqrt{\frac{C_{eq}}{L_1}} V_m \operatorname{sen}\left[\operatorname{tg}^{-1}(\gamma) \right] - \frac{\sqrt{\frac{C_{S3}}{L_1}} \cdot \sqrt{SS}}{2} \cos\left[\operatorname{tg}^{-1}(\gamma) \right] \quad (4.41)$$

$$\gamma = \frac{2V_m}{\sqrt{\frac{C_{S3}}{C_{eq}} \cdot \sqrt{\lambda}}} \quad (4.42)$$

Dada as relações trigonométricas (4.43) e (4.44), a expressão (4.41) pode ser simplificada. Assim, a corrente de pico do indutor L_1 pode ser encontrada em (4.45).

$$\operatorname{sen}\left[\operatorname{tg}^{-1}(x) \right] = \frac{x}{\sqrt{x^2 + 1}} \quad (4.43)$$

$$\operatorname{cos}\left[\operatorname{tg}^{-1}(x) \right] = \frac{1}{\sqrt{x^2 + 1}} \quad (4.44)$$

$$I_{L1\max} = \frac{4V_m^2 \cdot C_{eq} + C_{S3} \cdot \lambda}{2\sqrt{L_1(4 \cdot V_m^2 C_{eq} + C_{S3} \cdot \lambda)}} \quad (4.45)$$

Ao substituir (4.45) em (4.13) pode ser determinado o intervalo Δt_{2-0} , que compreende o intervalo de tempo de t_0 a t_2 ($\Delta t_{2-0} = t_2 - t_0$) em (4.46).

$$\Delta t_{2-0} = \frac{\sqrt{L_1(4 \cdot V_m^2 C_{eq} + C_{S3} \cdot \lambda)}}{2 \cdot V_{bus_avg}} \quad (4.46)$$

Uma condição crítica para a carga e descarga completa dos capacitores C_{S1} e C_{S2} pode ser determinada quando $\Delta t_5 + \Delta t_6 \rightarrow 0$. Portanto, considerando esta condição crítica, meio período de comutação pode ser determinado por (4.47)

$$\frac{T_s}{2} > \Delta t_{2-0} + \Delta t_3 + \Delta t_4 \quad (4.47)$$

Ao substituir (4.46), (4.23) e (4.38) em (4.47) pode ser determinada a indutância L_I através de (4.48). Onde α está definido em (4.49), β está definido em (4.50), γ está definido em (4.42) e λ está definido em (4.28).

$$L_I < \frac{1}{4f_s^2 \left[\alpha + \left(\arccos(\beta) \cdot \sqrt{C_{S3}} + \arctan(\gamma) \cdot \sqrt{C_{eq}} \right)^2 \right]} \quad (4.48)$$

sendo:

$$\alpha = \frac{4V_m^2 \cdot C_{eq} + C_{S3} \cdot \lambda}{4V_{bus_avg}^2} \quad (4.49)$$

$$\beta = \frac{2V_{out} + V_{bus_avg}}{2(V_{bus_avg} - V_{out})} \quad (4.50)$$

4.2.4 Dimensionamento do Capacitor do Barramento

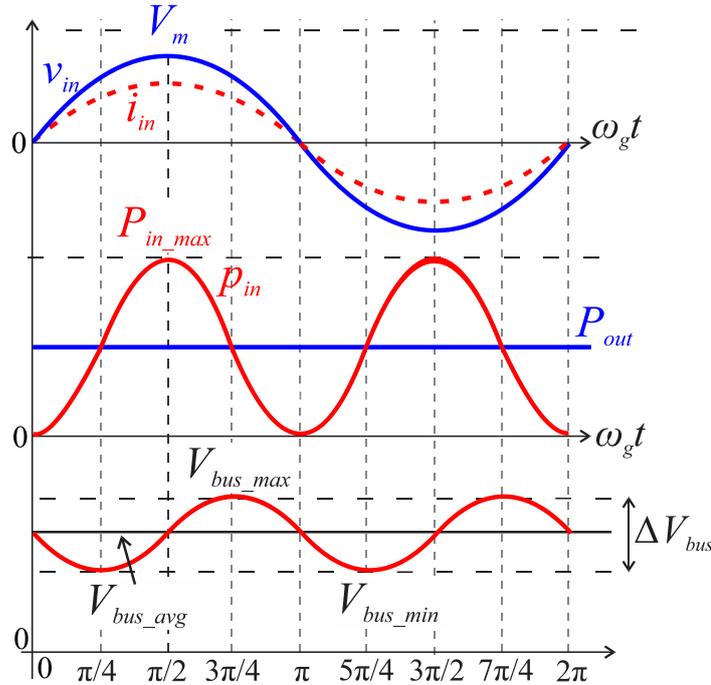
Para um fator de potência unitário e uma baixa distorção harmônica, a corrente de entrada (i_{in}) deve seguir o mesmo formato da forma de onda da tensão de entrada (v_{in}) em um período da rede elétrica, o que provoca uma potência de entrada (p_{in}) flutuante como mostra a Figura 4.18. No entanto, o *driver* de LED deve garantir uma potência de saída (P_{out}) constante. Portanto, existe um desequilíbrio entre a potência de entrada e a potência de saída. Em *drivers* de LED tradicionais, um grande capacitor eletrolítico é utilizado para resolver este problema, no entanto reduz a expectativa de vida útil do *driver* (DONG *et al.*, 2017).

A Figura 4.18 mostra as formas de onda teórica da tensão de entrada (v_{in}), da corrente de entrada (i_{in}), da potência de entrada (p_{in}), da potência de saída (P_{out}) e da tensão média do barramento (V_{bus_avg}) em função da frequência angular da rede elétrica ω_g .

A potência de entrada $p_{in}(t)$ definida em (2.9) pode ser reescrita como (4.51). Onde V_m é o valor de amplitude da tensão de entrada, I_m é o valor da amplitude da corrente de entrada e ω_g é a frequência angular da rede, sendo $\omega_g = 2\pi f_{line}$, sendo $f_{line} = 50$ ou 60 Hz.

$$p_{in}(t) = \frac{1}{2} V_m \cdot I_m \left(1 - \cos(2\omega_g t) \right) \quad (4.51)$$

Figura 4.18 – Formas de onda teórica da tensão, corrente e potência de entrada, da potência de saída e da tensão do barramento.



Fonte: Autor.

A partir da Figura 4.18, pode ser visto que a potência de entrada $p_{in}(t)$ é superior a potência de saída P_{out} no intervalo $\pi/4$ a $3\pi/4$ (MA *et al.*, 2017). A energia armazenada no capacitor do barramento C_{bus} pode ser determinada por (4.52).

$$\Delta E = \int_{\pi/4}^{3\pi/4} \frac{1}{\omega_g} (p_{in}(t) - p_{out}(t)) d\omega_g t \quad (4.52)$$

Substituindo (4.51) em (4.52) pode ser obtido por (4.53)

$$\Delta E = \frac{V_m \cdot I_m}{\omega_g} \cdot \frac{\pi + 2}{4} - \frac{1}{\omega_g} \int_{\pi/4}^{3\pi/4} p_{out}(t) d\omega_g t \quad (4.53)$$

A relação tensão e energia no capacitor do barramento pode ser definido através de (4.54) (MA *et al.*, 2017). Onde V_{bus_max} é o pico de tensão do barramento e V_{bus_min} é a tensão mínima do barramento.

$$\Delta E = \frac{1}{2} C_{bus} \cdot (V_{bus_max}^2 - V_{bus_min}^2) \quad (4.54)$$

Resolvendo (4.54) pode ser obtido (4.55). A ondulação de tensão do barramento ΔV_{bus} é definida em (4.56).

$$\Delta E = C_{bus} \cdot \Delta V_{bus} \cdot V_{bus_avg} \quad (4.55)$$

$$\Delta V_{bus} = V_{bus_max} - V_{bus_min} \quad (4.56)$$

A tensão no barramento em função do tempo pode ser definida por (4.57).

$$v_{C_{bus}}(t) = V_{bus_avg} - \frac{1}{2} \Delta V_{bus} \cdot \text{sen}(2 \cdot \omega_g \cdot t) \quad (4.57)$$

Considerando a ondulação de tensão do barramento, a potência transferida para os LEDs definida em (4.10) pode ser reescrita em função do tempo através de (4.58).

$$p_{out}(t) = C_{S3} \cdot V_{out} \cdot f_s (v_{C_{bus}}(t) - V_{out}) \quad (4.58)$$

Aplicando (4.57) em (4.58) é obtida a expressão (4.59).

$$p_{out}(t) = C_{S3} \cdot V_{out} \cdot f_s (V_{bus_avg} - \frac{1}{2} \Delta V_{bus} \cdot \text{sen}(2 \cdot \omega_g \cdot t) - V_{out}) \quad (4.59)$$

Substituindo (4.59) em (4.53) pode ser determinada a energia armazenada no capacitor C_{bus} através de (4.60).

$$\Delta E = \frac{V_m \cdot I_m}{\omega_g} \cdot \frac{\pi + 2}{4} - \frac{C_{S3} \cdot V_{out} \cdot f_s}{\omega_g} \int_{\pi/4}^{3\pi/4} (V_{bus_avg} - \frac{1}{2} \Delta V_{bus} \cdot \text{sen}(2\omega_g t) - V_{out}) d\omega_g t \quad (4.60)$$

Simplificando (4.60), a energia armazenada em C_{bus} pode ser determinada através da equação (4.61).

$$\Delta E = \frac{V_m \cdot I_m}{\omega_g} \cdot \frac{\pi + 2}{4} - \frac{C_{S3} \cdot V_{out} \cdot f_s \cdot \pi}{2\omega_g} (V_{bus_avg} - V_{out}) \quad (4.61)$$

Aplicando (4.55) em (4.61) pode ser determinada a capacitância do barramento C_{bus} através de (4.62). A capacitância do barramento pode ser reduzida com o aumento da tensão média do barramento V_{bus_avg} e/ou com o aumento da ondulação de tensão do barramento ΔV_{bus} .

$$C_{bus} = \frac{V_m \cdot I_m}{\omega_g \cdot V_{bus_avg} \cdot \Delta V_{bus}} \cdot \frac{\pi + 2}{4} - \frac{C_{S3} \cdot V_{out} \cdot f_s \cdot \pi}{2\omega_g \cdot \Delta V_{bus}} \left(1 - \frac{V_{out}}{V_{bus_avg}} \right) \quad (4.62)$$

4.2.4.1 Relação entre ondulação de tensão do barramento e o flicker percentual no conversor proposto

O LED apresenta comportamento inerente de fonte de tensão, e a tensão de saída do conversor V_{out} é praticamente constante e não sofre grandes variações com a temperatura (SA JR.; ANTUNES; PERIN, 2007). Portanto, a partir de (4.59) pode ser obtida a corrente no LED em função do tempo em (4.63).

$$i_{LED}(t) = C_{S3} \cdot f_s \left(V_{bus_avg} - \frac{1}{2} \Delta V_{bus} \cdot \sin(2\omega_g t) - V_{out} \right) \quad (4.63)$$

A corrente máxima nos LEDs pode ser determinada por (4.64).

$$I_{LED_max} = C_{S3} \cdot f_s \left(V_{bus_avg} + \frac{1}{2} \Delta V_{bus} - V_{out} \right) \quad (4.64)$$

A corrente mínima nos LEDs pode ser determinada por (4.65).

$$I_{LED_min} = C_{S3} \cdot f_s \left(V_{bus_avg} - \frac{1}{2} \Delta V_{bus} - V_{out} \right) \quad (4.65)$$

A variação de corrente nos LEDs pode ser determinada por (4.66).

$$\Delta I_{LED} = I_{LED_max} - I_{LED_min} = C_{S3} \cdot f_s \cdot \Delta V_{bus} \quad (4.66)$$

Reescrevendo (4.10) é obtido o valor médio da corrente nos LEDs através (4.67).

$$I_{LED} = C_{S3} \cdot f_s \left(V_{bus_avg} - V_{out} \right) \quad (4.67)$$

A expressão (4.67) mostra que o conversor fornece uma corrente média de saída estável. Portanto, a operação em malha fechada não é necessária para regular a corrente nos LEDs. A dimerização pode ser obtida no *driver* proposto, uma vez que a corrente média de saída é diretamente proporcional à frequência de comutação.

A partir da razão entre (4.66) e (4.67) obtém-se (4.68), que representa a ondulação de corrente em baixa frequência nos LEDs para o conversor proposto.

$$\frac{\Delta I_{LED}}{I_{LED}} = \frac{\Delta V_{bus}}{V_{bus_avg} - V_{out}} \quad (4.68)$$

Conforme (4.68), a ondulação de corrente em baixa frequência nos LEDs é praticamente igual à ondulação de tensão do barramento, uma vez que o valor médio da tensão do barramento é muito maior que a tensão de saída do conversor.

O fluxo luminoso de um LED é diretamente proporcional a corrente aplicada nele (BENDER, 2012). Portanto, uma maior corrente irá resultar em um maior fluxo luminoso, e de forma análoga, uma menor corrente irá proporcionar em um menor fluxo luminoso. Entretanto, no pico de corrente a junção do LED aquece e reduz o fluxo luminoso, enquanto no valor mínimo de corrente a junção do LED reduz sua temperatura e, conseqüentemente, não reduz tanto o fluxo luminoso.

Conforme IEEE Power Electronics Society (2015), o *flicker* percentual ou modulação é obtido a partir de (4.69), onde F_{max} e F_{min} representa o fluxo luminoso máximo e mínimo, respectivamente.

$$Mod\% = \frac{F_{\max} - F_{\min}}{F_{\max} + F_{\min}} \cdot 100\% \quad (4.69)$$

Para as baixas frequências, a resposta do fluxo luminoso no LED pode ser aproximada para a corrente aplicada, desta forma a relação (4.70) pode ser considerada.

$$\begin{aligned} F_{\max} &= k \cdot I_{LED_max} \\ F_{\min} &= k \cdot I_{LED_min} \end{aligned} \quad (4.70)$$

Aplicando (4.70) em (4.69), o *flicker* percentual pode ser calculado por (4.71)

$$Mod\% = \frac{I_{LED_max} - I_{LED_min}}{I_{LED_max} + I_{LED_min}} \cdot 100\% \quad (4.71)$$

Considerando a corrente aplicada ao LEDs puramente senoidal, pode-se encontrar o valor médio através de (4.72)

$$I_{LED} = \frac{I_{LED_max} + I_{LED_min}}{2} \quad (4.72)$$

Aplicando (4.72) em (4.71), (4.73) é obtido.

$$Mod\% = \frac{I_{LED_max} - I_{LED_min}}{2 \cdot I_{LED}} \cdot 100\% \quad (4.73)$$

Substituindo (4.66) em (4.73) obtém-se (4.74). A partir desta equação é possível notar que o *flicker* percentual é teoricamente igual a metade da ondulação de corrente no LED. Conforme (ALMEIDA *et al.*, 2015; BENDER *et al.*, 2013), essa relação é apropriada para uma baixa ondulação de corrente.

$$Mod\% = \frac{\Delta I_{LED}}{2 \cdot I_{LED}} \cdot 100\% \quad (4.74)$$

Substituindo (4.68) em (4.74), obtém-se a relação entre ondulação de tensão do barramento e o *flicker* percentual para o conversor proposto em (4.75). Desde que a tensão de saída do conversor seja muito inferior a tensão do barramento, pode-se notar que o *flicker* percentual corresponde à metade da ondulação de tensão do barramento, sem a necessidade de utilizar qualquer sensor, portanto, a operação em malha aberta é suficiente para obter o *flicker* percentual recomendado pela IEEE1789. Portanto, para 10% de modulação de *flicker*, limite de modulação de *flicker* recomendado, a ondulação de tensão do barramento deve ser 20%. Essa relação é uma característica inerente a estrutura do driver de LED proposto.

$$Mod\% = \frac{\Delta V_{bus}}{2 \cdot (V_{bus_avg} - V_{out})} \cdot 100\% \quad (4.75)$$

4.2.4.2 Metodologia de projeto do capacitor do barramento

1. Determinar a tensão média do barramento, devendo ser utilizado um valor mais elevado possível, o que possibilite a redução da capacitância C_{bus} ;
2. A partir de I_{LED} , V_{out} e f_s , determinar C_{S3} utilizando (4.11);
3. Determinar a ondulação de tensão do barramento em função do *flicker* percentual dos LEDs por (4.75)
4. Determinar C_{bus} utilizando (4.62)

4.2.5 Validação das equações por simulações

A validação do dimensionamento por simulação foi obtida com o uso do programa PSIM. Para esta simulação foi utilizado os parâmetros são mostrados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Parâmetros utilizados no equacionamento para validação das equações

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de entrada eficaz	V_{in}	220 V
Frequência da rede elétrica	f_r	60 Hz
Frequência de comutação	f_s	50 kHz
Corrente média no LED	I_{LED}	280 mA
Tensão de polarização do LED	V_{LED}	69 V
Resistência intrínseca no LED	R_{LED}	32,61 Ω
Potência de saída	P_{out}	21,87 W

Fonte: Autor.

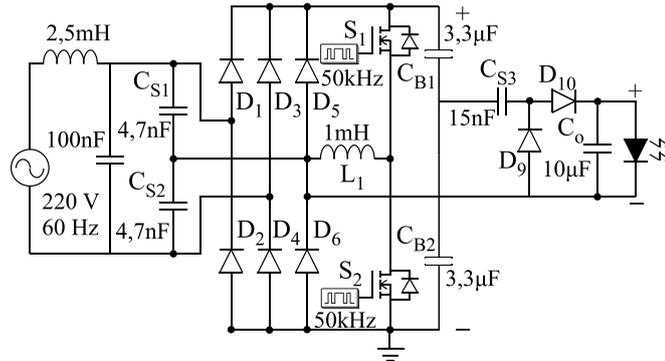
A tensão de saída é calculada a partir de (2.24), sendo obtido 78,13 V. A potência de saída pode ser determinada através de (2.25), resultando em $P_{out} = 21,88$ W.

Considerando um rendimento unitário inicialmente, os capacitores C_{S1} e C_{S2} foram dimensionados através da equação (2.26) resultando em um valor igual a 4,52 nF. Entretanto, foi utilizado um valor comercial de 4,7 nF. A capacitância de C_{S3} obtida pela equação (4.11) resulta em um valor igual a 14,979 nF. Contudo, foi utilizado um capacitor com valor comercial de 15 nF.

A indutância L_1 foi calculada pela equação (4.48) resultando em um valor igual a 1,08 mH. No entanto, foi utilizado uma indutância de 1 mH. O valor da capacitância do barramento C_{bus} foi determinado pela equação (4.62) para um valor médio de tensão do barramento de 452 V e uma ondulação de tensão de 20% sendo obtido um valor de 1,61 μ F. Entretanto, foi utilizado um valor de 1,65 μ F, sendo empregado 3,3 μ F para cada capacitor do

barramento ($C_{B1} = C_{B2}$). A Figura 4.19 mostra o esquema do circuito utilizado para simulação. O dimensionamento completo do conversor está disponível no Apêndice H.

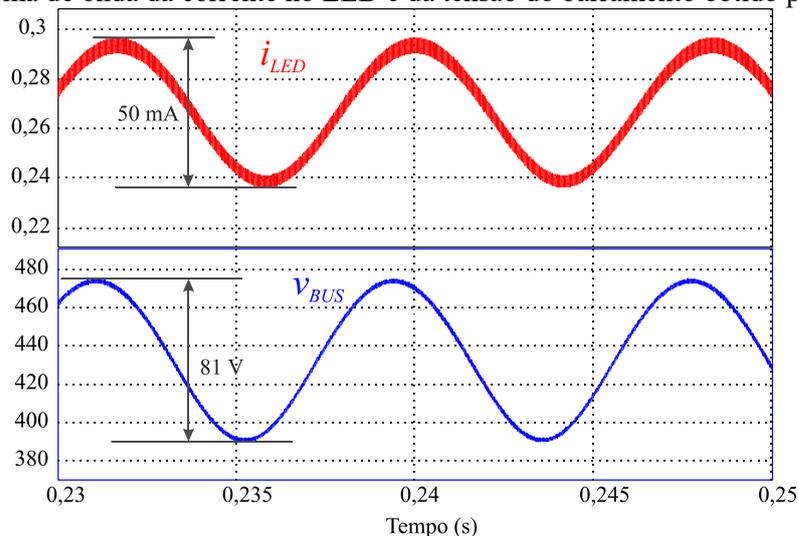
Figura 4.19 – Esquema do circuito utilizado na simulação.



Fonte: Autor.

A Figura 4.20 mostra a forma de onda da corrente no LED e da tensão do barramento obtido por simulação. O valor médio de tensão do barramento foi de 438,18 V com uma ondulação de tensão do barramento de 18,48%, que está muito próximo ao valor de 20% de ondulação determinado. O valor médio de corrente no LED foi de 270 mA, e obteve uma ondulação de corrente de 18,52% e estima um *flicker* percentual de 9,26%. Portanto, a ondulação de corrente em baixa frequência nos LEDs é praticamente igual à ondulação de tensão do barramento, validando a equação (4.68) e o valor percentual do *flicker* é praticamente a metade da ondulação de corrente no LED, conforme a equação (4.74).

Figura 4.20 – Forma de onda da corrente no LED e da tensão do barramento obtido por simulação.



Fonte: Autor.

4.2.6 Considerações de projeto do conversor charge-pump com baixo flicker percentual

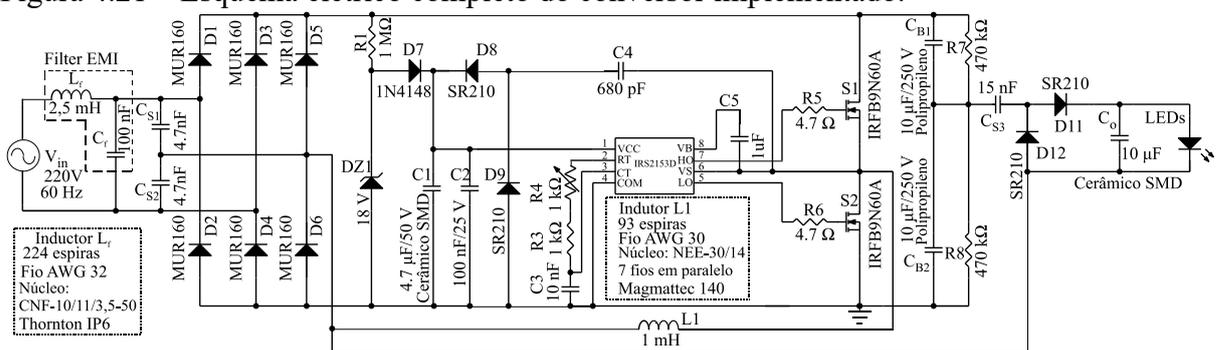
O driver é projetado para alimentar um módulo de LED modelo T8N3528-1166-322, que é formado por 14 vetores de LED em paralelo, onde cada vetor possui 23 LEDs SMD-3528 conectados em série, que é o mesmo módulo de LED utilizado no conversor apresentado por Santos *et al.* (2015).

Para implementar o indutor L_1 foi utilizado o núcleo de ferrite NEE-30/14 de material 140 fabricado pela Magmattec com 93 espiras com 7 fios AWG 30 em paralelo. O projeto físico do indutor está disponível no apêndice I. O dimensionamento do filtro EMI está disponível no Apêndice C e o projeto físico do indutor de filtro encontra-se no apêndice D.

A metodologia de dimensionamento do capacitor do barramento foi apresentada e validada. Entretanto, por critério de comparação foi utilizado o mesmo valor de capacitância do barramento usado por Santos *et al.* (2015). O valor de C_{bus} utilizado foi de $5 \mu\text{F}$, sendo dois capacitores de $10 \mu\text{F}$ em série.

O acionamento dos interruptores S_1 e S_2 , que consiste nos MOSFETS tipo IRFB9N60A, foi empregado o CI IRS2153D com uma frequência de 50k Hz e um tempo morto de $1,1 \mu\text{s}$. A Figura 4.21 apresenta o esquema elétrico completo do conversor *charge-pump* com baixo flicker percentual implementado.

Figura 4.21 – Esquema elétrico completo do conversor implementado.



Fonte: Autor.

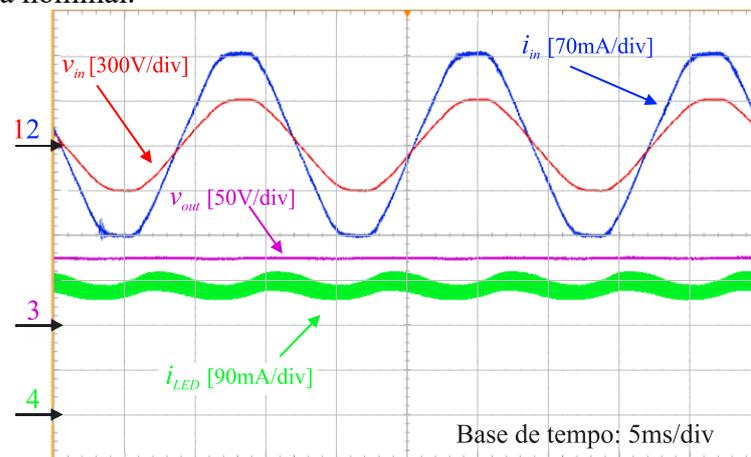
4.2.7 Resultados experimentais

A Figura 4.22 apresenta as formas de onda da tensão de entrada (v_{in}) e corrente de entrada (i_{in}), e também a tensão de saída (v_{out}) e a corrente através dos LEDs (i_{LED}) em condição de carga nominal. O conversor apresentou um fator de potência de 0,996 e uma

distorção harmônica total de 3,19%. Os valores eficazes da tensão e corrente de entrada são 219,86 V e 103,92 mA, respectivamente. A tensão de saída é 73,76 V e a corrente média através do LED é 257,3 mA e uma potência de saída de 18,72 W, os quais estão compatíveis com os valores projetados. O *driver* apresentou uma ondulação de corrente em baixa frequência de 24,5 mA, o que corresponde a 9,52% do valor médio de corrente no LED.

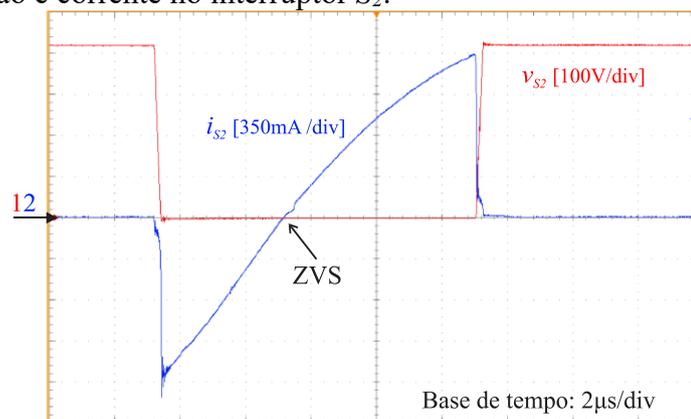
Analisando o detalhe das formas de onda da tensão e da corrente através do interruptor S_2 , que são apresentadas na Figura 4.23, observa-se que o interruptor aciona em tensão nula, o que permite a redução das perdas por comutação. A baixa perda de comutação permite que os interruptores operem sem a necessidade de dissipador.

Figura 4.22 – Tensão de entrada (v_{in}) e corrente de entrada (i_{in}); tensão e corrente no LED em condição de carga nominal.



Fonte: Autor.

Figura 4.23 – Tensão e corrente no interruptor S_2 .

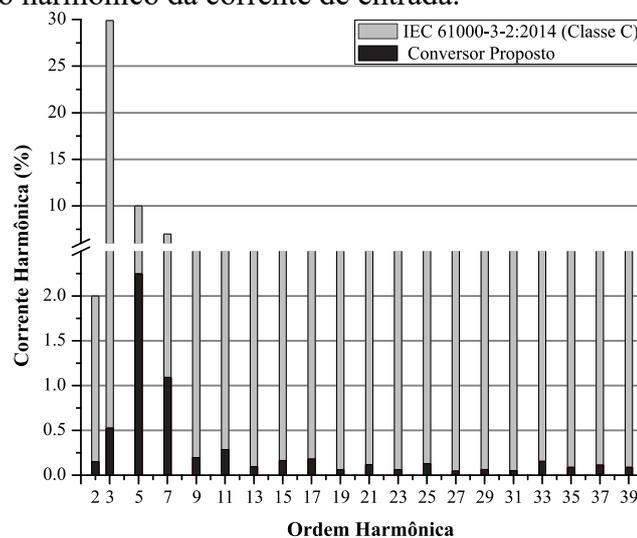


Fonte: Autor.

A Figura 4.24 mostra o espectro harmônico da corrente de entrada. É importante mencionar que de acordo com a IEC61000-3-2:2014, os equipamentos de iluminação com

potência ativa de entrada menor ou igual a 25 W devem obedecer aos seguintes requisitos: a corrente harmônica não deve exceder os limites referente a equipamentos da classe D ou a terceira harmônica, expressa em porcentagem da corrente fundamental, não deve exceder 86% e a quinta harmônica não deve exceder 61%. No entanto, a Classe C pois é mais restrita do que esses requisitos. Dessa forma, o espectro harmônico da corrente de entrada é comparado com os limites da Classe C, pois é mais restrita. A figura mostra que o conversor está em conformidade com os limites da Classe C da IEC 61000-3-2:2014.

Figura 4.24 – Espectro harmônico da corrente de entrada.

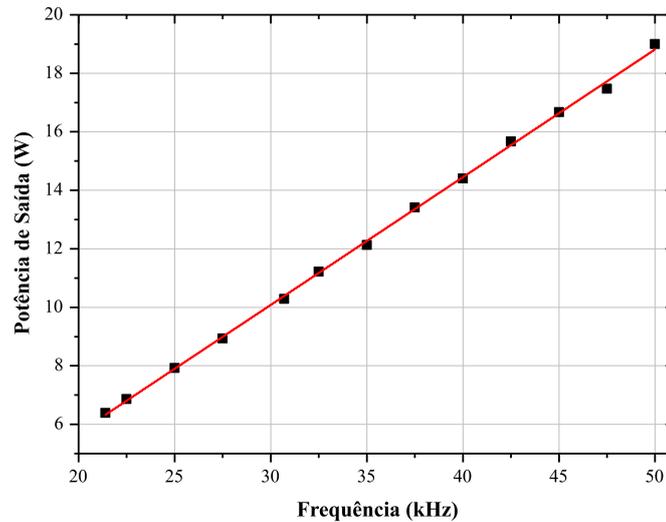


Fonte: Autor.

A dimerização nos LEDs é obtida a partir da variação da frequência de comutação. A Figura 4.25 representa o comportamento da potência de saída em função da frequência de comutação. A variação da frequência de comutação de 50 kHz até 21,4 kHz permitiu uma variação da potência de saída de 100% a 33,6%. Portanto, o gráfico demonstra uma relação linear entre a potência de saída e a frequência de comutação.

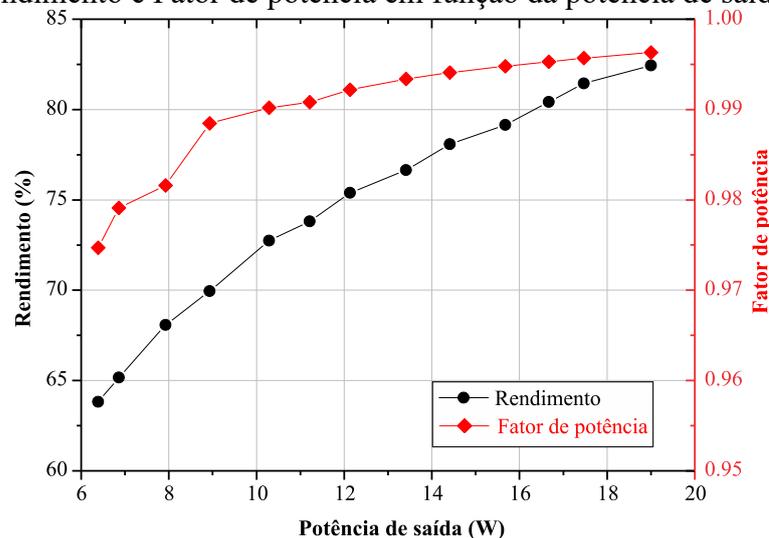
Para avaliação do rendimento e do fator de potência do conversor utilizou-se um analisador de energia, modelo PA4000, fabricado pela Tektronix. A Figura 4.26 mostra o gráfico do rendimento global e do fator de potência em função potência de saída do conversor. O conversor apresentou um rendimento global de 82,44% para condições nominais. As perdas por histerese no indutor L_l e as perdas no circuito de acionamento dos interruptores prejudicaram o rendimento global do conversor. O fator de potência do conversor se mantém acima de 0,97 para toda a faixa de dimerização.

Figura 4.25 – Variação da Potência de saída em função da frequência de comutação.



Fonte: Autor.

Figura 4.26 – Rendimento e Fator de potência em função da potência de saída.

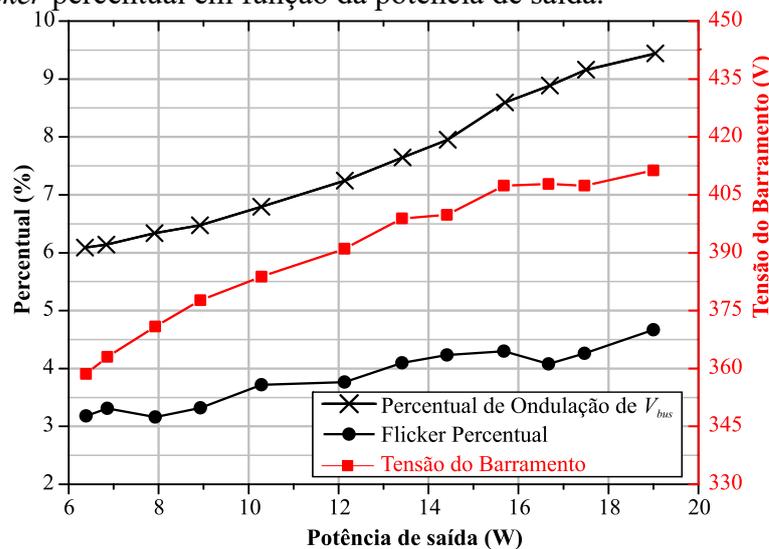


Fonte: Autor.

A Figura 4.27 mostra o gráfico com o *flicker* percentual, tensão média do barramento e ondulação de tensão do barramento em função da potência de saída. A medição do *flicker* percentual foi realizada com o uso de um fotodiodo BPW21R, pois possui uma curva de sensibilidade próxima a do olho humano (VISHAY SEMICONDUCTORS, 2011). A metodologia da medição e a descrição do circuito utilizado para medir o *flicker* é reportado em Morais et al (2017). O *flicker* percentual medido no intervalo de dimerização de 100% a 33,6% da potência nominal de saída é inferior a 4,66%. Portanto, o gráfico mostra que o conversor permite a dimerização mantendo o *flicker* percentual de baixa frequência (120 Hz) em conformidade com os limites recomendado pela IEEE 1789. Além disso, o *flicker* percentual obtido em toda faixa de dimerização corresponde à metade da ondulação de tensão

do barramento, portanto válida a relação (4.75). Em condições nominais, a tensão média do barramento é 411,3 V, enquanto a ondulação de tensão do barramento é de 9,5% e como já mostrado a ondulação de corrente no LED em mesma condição foi de 9,52% validando experimentalmente a expressão (4.68). O valor médio da tensão do barramento reduzia apenas 52,7 V, equivalente a 12,81% da tensão média do barramento em condição nominal, para uma variação de 66,38% da potência de saída. Portanto, a tensão média do barramento sofre baixa variação com a dimerização dos LEDs.

Figura 4.27 – Gráfico da tensão do barramento, percentual de ondulação de tensão do barramento e *flicker* percentual em função da potência de saída.



Fonte: Autor.

A Tabela 4.2 mostra uma comparação de desempenho entre o driver proposto e o driver de LED apresentado por Santos et al. (2015). Verifica-se que o *driver* de LED proposto neste capítulo apresenta o melhor desempenho em termos de *flicker* percentual e ondulação de corrente e obtém um fator de potência quase unitário e um baixo THD. Pode ser visto que o driver de LED proposto neste capítulo obteve uma ondulação de corrente 6,2 vezes menor que a ondulação de corrente obtido por Santos et al. (2015), é importante noticiar que ambos os drivers utilizaram um capacitor do barramento com a mesma capacitância e um módulo de LED com as mesmas características.

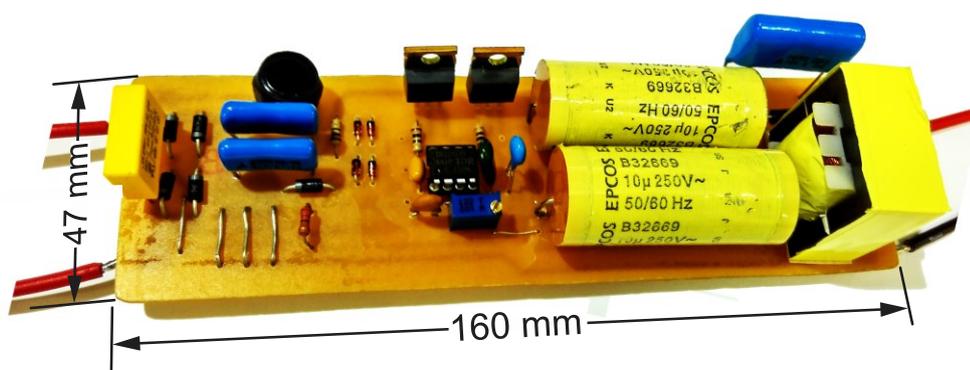
A Figura 4.28 apresenta a fotografia do protótipo experimental, onde a ausência de capacitores eletrolíticos é claramente observada. Portanto, a expectativa de vida útil do *driver* é compatível com a vida útil dos LEDs.

Tabela 4.2 - Comparação de desempenho

Parâmetro	Driver de LED proposto	Referência
		Santos <i>et al.</i> (2015)
Fator de potência	0,996	0,996
THD	3,19%	1,61%
Ondulação de corrente	9,52%	59%
<i>Flicker</i> percentual	4,6%	Não foi avaliado
Capacidade de dimerização	33,6 -100%	60 – 100%
Rendimento	82,44%	89,5%

Fonte: Autor.

Figura 4.28 – Fotografia do protótipo desenvolvido.



Fonte: Autor.

4.2.8 Conclusão parcial

Este capítulo propôs um *driver* para LED baseado no conversor *charge-pump* com correção do fator de potência e baixa ondulação de corrente no LED, consequentemente um baixo *flicker* percentual. Os resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo de 18,72 W obtiveram um fator de potência de 0,996, uma distorção harmônica da corrente de entrada de 3,19%, em condição de carga nominal. Os espectros harmônicos da corrente de entrada estão em conformidade com a norma IEC 61000-3-2:2014.

A topologia proposta utilizou um único indutor para os estágios de correção do fator de potência e para o estágio de saída, o que permitiu reduzir a quantidade de magnéticos. Além disso, a ondulação de corrente em baixa frequência obtida experimentalmente foi de 9,52%, enquanto em Santos et al. (2015) foi de 59%. Portanto, uma redução da ondulação de corrente em 6,2 vezes.

A potência de saída foi reduzida para 33,6% do seu valor nominal através da variação da frequência de comutação de 21,4 a 50 kHz. Enquanto, o *flicker* percentual foi inferior a 4,6% para toda a faixa de dimerização da potência de saída. Portanto, em

conformidade com os limites recomendado pela IEEE Std. 1789 e sem utilizar capacitor eletrolítico, sem utilizar sensor e em malha aberta. A equação (4.71) que relacionou o *flicker* percentual com a da ondulação de tensão do barramento, desde que a tensão do barramento seja muito superior a tensão de saída, foi validado experimentalmente.

Portanto, a partir dos resultados obtidos, o *driver* proposto é uma solução em potencial para aplicações com LEDs que exigem alto fator de potência, baixa distorção harmônica, fácil dimerização e baixo *flicker* percentual.

5 CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho propôs o estudo, projeto e desenvolvimento de *drivers* o acionamento de LEDs de potência sem o uso de capacitores eletrolíticos e com baixo *flicker* percentual. A partir da revisão bibliográfica de diversos circuitos com correção de fator de potência foi proposta uma topologia de conversor para o acionamento de LEDs de potência com correção do fator de potência. O conversor proposto apresentou através dos resultados experimentais um elevado fator de potência em malha aberta, igual a 0,996, uma distorção harmônica de 1,61% e um rendimento global de 89,6%. A potência de saída foi reduzida em mais de 40% através da redução da frequência de comutação e o fator de potência se manteve alto. Além disso, não foi utilizado capacitor eletrolítico, o que aumenta a expectativa de vida útil do reator. O *driver* proposto pode ser aplicado sem risco a saúde do usuário em ambientes em condição mesópica de iluminância, como iluminação pública, iluminação de áreas ao ar livre, iluminação de túneis e iluminação de emergência.

Posteriormente, foi apresentado uma investigação sobre propagação da ondulação de corrente em baixa frequência no conversor série ressonante para o acionamento de LEDs baseado na teoria de modulação por amplitude e na resposta do circuito tanque. Comprovou-se que a redução da ondulação de corrente em baixa frequência no conversor série ressonante está associado com a magnitude de ganho da raia inferior ($\omega_s - \omega_2$) e raia superior ($\omega_s + \omega_2$) e pode ser obtida a partir de um fator de qualidade elevado e/ou reduzindo a frequência de comutação. Esse estudo da propagação pode ser aplicado em outros contextos em que a baixa frequência prejudica, por exemplo no carregamento de baterias. Os resultados experimentais validaram a análise teórica e demonstraram que a porcentagem de ondulação de corrente em baixa frequência pode ser menor que a porcentagem de ondulação de tensão do barramento. No entanto, com a redução da frequência é preciso utilizar magnéticos maiores e pesados o que inviabiliza integrar o driver na luminária.

Para atingir todos os objetivos do trabalho foi proposto outro *driver* para LED baseado no conversor *charge-pump* com correção do fator de potência e baixo *flicker* percentual. A topologia proposta utilizou um único indutor para os estágios de correção do fator de potência e para o estágio de saída, o que permitiu reduzir a quantidade de magnéticos. Os resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo obteve um fator de potência de 0,996, uma distorção harmônica da corrente de entrada de 3,19%, em condição de carga nominal e conformidade com a norma IEC 61000-3-2:2014 Classe C. Além disso, o *flicker*

percentual obtido foi inferior a 4,6% para toda a faixa de dimerização da potência de saída. Portanto, em conformidade com os limites recomendado pela IEEE Std 1789 e sem utilizar capacitor eletrolítico, sem o uso de sensores e em malha aberta. No driver proposto foi validado experimentalmente a relação de que o *flicker* percentual corresponde à metade do percentual de ondulação de tensão do barramento.

Os drivers propostos apresentaram características atrativas no acionamento de LEDs, tais como: a não utilização de capacitores eletrolíticos, o que permite ao *driver* uma vida útil compatível com a dos LEDs; a corrente de entrada apresentou uma resposta linear para a tensão de entrada senoidal, portanto corrigiu o fator de potência inerentemente, desde que os capacitores comutados carreguem e descarreguem completamente em um período de comutação; a potência transferida para os LEDs independe da tensão de saída, assim é possível estabilizar a corrente de saída em malha aberta, pois os LEDs apresentam comportamento inerente de onde de tensão; obtenção de baixa ondulação de corrente nos LEDs em malha aberta, permitindo um baixo *flicker* percentual; a dimerização dos LEDs é possível através da variação da frequência de comutação; comutação suaves dos interruptores, baixa variação da tensão média do barramento com a dimerização dos LEDs. Portanto, a partir das características obtidas, os *drivers* propostos são uma solução em potencial para aplicações com LEDs de potência.

PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DESTE TRABALHO

Artigos publicados em Congressos Internacionais

R. L. dos Santos, R. P. Coutinho, K. C. A. de Souza, and E. M. Sa. A Dimmable Charge-Pump ZVS LED Driver with PFC. *In: 2015 IEEE 13TH BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND 1ST SOUTHERN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP/SPEC)*, 2015, Fortaleza pp. 1–6.

R. L. dos Santos, D. M. Rufino, M. B. M. de Moraes, and E. M. Sa. A Charge-Pump LED Driver with PFC and Low-Frequency-Flicker Reduction. *In: 2017 BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP)*, 2017, Juiz de Fora. pp. 1–7.

M. B. M. Moraes, D. M. Rufino, P. S. B. Ferreira, R. L. dos Santos, and E. M. Sá Jr. A Comparative Study the Percent Flicker and Photometric Measurement in Three-Phase and Single-Phase Drivers. *In: 2017 BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP)*, 2017, Juiz de Fora. pp. 1–6.

REFERÊNCIAS

ABNT. *NBR 16026, Dispositivo de controle eletrônico c.c. ou c.a. módulos de LED – Requisitos de desempenho*. Associação Brasileira de Normas Técnicas. Rio de Janeiro, Brasil.: 1ª Ed. , 2012

ALMEIDA, Pedro S. *et al.* Application of series resonant converters to reduce ripple transmission to LED arrays in offline drivers. **Electronics Letters** v. 49, n. 6, p. 414–415, 2013. Disponível em:

<<http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/el.2012.4412>>.

ALMEIDA, Pedro 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, Pedro S. **Síntese de Conversores Ressonantes com Alto Fator de Potência e Alta Eficiência para o Acionamento de Diodos Emissores de Luz**. 2014. 176 p. Tese de Doutorado – Faculdade de Engenharia, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2014.

ALONSO, J. Marcos *et al.* A Study on LED Retrofit Solutions for Low-Voltage Halogen Cycle Lamps. **IEEE Transactions on Industry Applications** v. 48, n. 5, p. 1673–1682 , set. 2012. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6247503/>>.

ARIAS, Manuel *et al.* High-Efficiency LED Driver Without Electrolytic Capacitor for Street Lighting. **IEEE Transactions on Industry Applications** v. 49, n. 1, p. 127–137 , jan. 2013. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6353570/>>.

BENDER, Vitor C. *et al.* Electrothermal methodology applied to flicker analysis in off-line LED systems. *In*: 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2013, Vienna: IEEE, 2013. p.6052–6057.

BENDER, Vitor C.; MARCHESAN, Tiago B.; ALONSO, J. Marcos. Solid-State Lighting: A Concise Review of the State of the Art on LED and OLED Modeling. **IEEE Industrial Electronics Magazine** v. 9, n. 2, p. 6–16 , jun. 2015. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7134817/>>.

BENDER, Vitor Cristiano. **Metodologia de Projeto Eletrotérmico de LEDs Aplicada ao Desenvolvimento de Sistemas de Iluminação Pública**. 2012. 187 p. Dissertação (Mestrado). Centro de Tecnologia. Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2012. Disponível em: <http://bdtd.ibict.br/vufind/Record/UFSM_4c882b620ee20169725e59b04d1bc851>.

- CAMPOS, Juliano Garcia; LOPES JR., Luiz Carlos. Eficiência Energética em Sistemas de Iluminação Pública Utilizando Luminárias LED. **Revista de eficiência energética** Brasília, n. 3, p. 84 ,jun. 2017
- CASTRO, Ignacio *et al.* Multicell Three-Phase AC–DC Driver for HB-LED Lighting Applications. **IEEE Transactions on Industry Applications** v. 53, n. 4, p. 3803–3813 , jul. 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7885565/>>.
- CHEN, Po-Yen;; PAN, Ching-Tsai; *Passive power factor correction circuit* . China: [s.n.] , 2015
- CHEN, Xi *et al.* Low frequency ripple propagation analysis in LLC resonant converter base on signal modulation-demodulation theory. *In: 2013 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Taipei, Taiwan: IEEE, 2013. p. 1–5.*
- CHENG, K.W.E. New generation of switched capacitor converters. 1998, Fukuoka: IEEE, 1998. p.1529–1535. 0-7803-4489-8. .
- CIRRUS LOGIC. **AN376 Single Stage Output Ripple Current and the Effect on Load Current in a LED Driver**. [S.l: s.n.], 2013.
- COUTINHO, Ronaldo *et al.* Three-Phase Resonant Switched Capacitor LED Driver with Low Flicker. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 7, p. 5828–5837 , 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7870592/>>.
- CREE. *Cree First to Break 300 Lumens-Per-Watt Barrier*. Disponível em: <<http://www.cree.com/news-media/news/article/cree-first-to-break-300-lumens-per-watt-barrier>>. Acesso em: 27 set. 2017.
- DOE. **Energy Efficiency of LEDs NULL**. Disponível em: <https://www1.eere.energy.gov/buildings/publications/pdfs/ssl/led_energy_efficiency.pdf>. Acesso em: 27 set. 2017.
- DOE. **Lifetime of White LEDs**. Washington, D.C, 2006. Disponível em: <http://cool.conservation-us.org/byorg/us-doe/lifetime_white_leds_aug16_r1.pdf>. Acesso em: 3 dez. 2017.
- DONG, Hanjing *et al.* A high power factor LED driver based on improved forward-flyback without electrolytic capacitor. *In: 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. Tampa: IEEE, mar. 2017. p.2404–2411. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7931036/>>.
- DUMS, José Flávio. **Reator Eletrônico de Único Estágio e Elevado Fator de Potência, baseado na Topologia “Charge-Pump Voltage-Source”, para Lâmpadas de Vapor de**

Sódio e Alta Pressão. 2005. 161 p. Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação e Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.

ELETROBRAS; PROCEL. *Resultados Procel 2017 - ano base 2016* NULL. Disponível em: <http://www.procelinfo.com.br/resultadosprocel2017/docs/rel_procel2017_web.pdf>. Acesso em: 26 set. 2017.

EPE. *Anuário Estatístico de Energia Elétrica 2017 - ano base 2016* NULL. Disponível em: <<http://www.epe.gov.br/AnuarioEstatisticodeEnergiaEletrica/Forms/Anurio.aspx>>.

ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOCIC, Dragan. **Fundamental of Power Electronics**.. New York: Kluwer Academic / Plenum Publishers, 2004. 883 p. (0-7923-7270-0).

FANG, Peng; LIU, Yan-Fei. Energy Channeling LED Driver Technology to Achieve Flicker-Free Operation With True Single Stage Power Factor Correction. **IEEE Transactions on Power Electronics** v. 32, n. 5, p. 3892–3907 , maio 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7502125/>>.

FONSECA, Zito Palhano da . *et al.* Single-Stage High Power Factor Converters Requiring Low DC-Link Capacitance to Drive Power LEDs. **IEEE Transactions on Industrial Electronics** v. 64, n. 5, p. 3557–3567 , maio 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7465835/>>.

FUERBACK, André Luiz. **Reator Eletrônico para Lâmpadas de Vapor Metálico utilizando técnicas de Integração para a Correção do Fator de Potência e Eliminação da Ressonância Acústica**. 2011. 287 p. Tese (Doutorado) – Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica- Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2011.

GAO, Yuan; LI, Lisong; MOK, Philip K. T. An AC Input Switching-Converter-Free LED Driver With Low-Frequency-Flicker Reduction. **IEEE Journal of Solid-State Circuits** v. 52, n. 5, p. 1424–1434 , maio 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7852437/>>.

HART, Daniel W. **Power Electronics**. New York: Mc Graw Hill, 2011. 473 p .

HAYKIN, Simon; MOHER, Michael. **Introdução aos sistemas de comunicação**. 2. ed. Porto Alegre: Bookman, 2008. 505 p.

HE, J.; RUAN, Xinbo; ZHANG, L. Adaptive Voltage Control for Bidirectional Converter in Flicker-Free Electrolytic. **IEEE Transactions on Industrial Electronics** , v. 64, n. 1, p. 320–324 , 2017.

HUI, S. Y. *et al.* A Novel Passive Offline LED Driver With Long Lifetime. **IEEE**

Transactions on Power Electronics v. 25, n. 10, p. 2665–2672 , out. 2010. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5451183/>>.

IEA. **25 recommendations Energy Efficiency Policy**. Disponível em: <https://www.iea.org/publications/freepublications/publication/25recom_2011.pdf>. Acesso em: 26 set. 2017.

IEA. **Electricity Information: Overview (2017 edition)**. Disponível em: <<https://www.iea.org/publications/freepublications/publication/ElectricityInformation2017Overview.pdf>>. Acesso em: 26 set. 2017.

IEC. **IEC 61000 - Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits – Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase)**. [S.l: s.n.], 2014.978-2-8322-1569-2.

IEEE POWER ELECTRONICS SOCIETY. *1789-2015 - IEEE Recommended Practices for Modulating Current in High-Brightness LEDs for Mitigating Health Risks to Viewers* NULL **.IEEE Std 1789-2015**. New York: [s.n]. , 2015

KAZIMIERCUK, Marian K. **RF Power Amplifiers**. Second ed. Dayton: John Wiley & Sons Ltd, 2015. 658 p.

KAZIMIERCUK, Marian K.; CZARKOWSKI, Dariusz. **Resonant Power Converters**. 2nd. ed. New Jersey: John Wiley & Sons Ltd, 2011. 600 p.

LATHI, B. P; DING, Zhi. 4 Modulações e Demodulações em Amplitude. **Sistemas de Comunicações Analógicas e Digitais Modernos**. 4^a ed. Rio de Janeiro: LTC, 2012. p. 826.

LAW, K.K.; CHENG, K.W.E.; YEUNG, Y.P.B. Design and analysis of switched-capacitor-based step-up resonant converters. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers** v. 52, n. 5, p. 943–948 , maio 2005. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1427903/>>.

LEE, Sin-Woo; DO, Hyun-Lark. Boost-Integrated Two-Switch Forward AC–DC LED Driver With High Power Factor and Ripple-Free Output Inductor Current. **IEEE Transactions on Industrial Electronics** v. 64, n. 7, p. 5789–5796 , jul. 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7815258/>>.

LEE, Sin Woo;; DO, Hyun Lark; A Single-Switch AC–DC LED Driver Based on a Boost-Flyback PFC Converter With Lossless Snubber. **IEEE Transactions on Power Electronics** v. 32, n. 2, p. 1375–1384 , fev. 2017.

Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7445214/>>.

LEHMAN, Brad; WILKINS, Arnold 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, set. 2014. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6891478/>>.
- LI, Sinan *et al.* A Survey, Classification, and Critical Review of Light-Emitting Diode Drivers. **IEEE Transactions on Power Electronics** v. 31, n. 2, p. 1503–1516, fev. 2016. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7070737/>>.
- LIU, Mingliang. Switched-Capacitor DC-DC Converters. **Demystifying Switched-Capacitor Circuits**. 1ª ed. Oxford: Elsevier, 2006. p. 311.
- LIU, Xueshan *et al.* Single-Stage Single-Switch Four-Output Resonant LED Driver With High Power Factor and Passive Current Balancing. **IEEE Transactions on Power Electronics** v. 32, n. 6, p. 4566–4576, jun. 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7524033/>>.
- MA, H *et al.* A Single - Stage PFM - APWM Hybrid Modulated Soft - Switched Converter with Low Bus Voltage for High - Power LED Lighting Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics** v. 46, n. 99, 2017.
- MARTIGNONI, Alfonso. **Transformadores**. 8 ed. São Paulo: Globo S. A., 1991. 301 p.
- MARTINS, Marcos Aurélio Izumida. **Novas Estruturas de Reatores Eletrônicos para Lâmpadas Fluorescentes usando Técnicas de Integração para Correção do Fator de Potência**. 2006. 107 p. Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2006.
- MCMURRAY, William. *US 3517300 Power converter circuits having a high frequency link*. [S.l: s.n.]. Disponível em: <<https://www.google.com/patents/US3517300>>. , 1970
- MELO, Maicol Flores de *et al.* Analysis of low-frequency current ripple transmission in series-resonant LED drivers. **Electronics Letters** v. 51, n. 9, p. 716–717, 2015a. Disponível em: <<http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/el.2015.0238>>.0013-5194.
- MELO, Maicol Flores de *et al.* Analysis of series-resonant LED driver applied to reduce the low-frequency current ripple transmission. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics** v. 2015–Sep, p. 1166–1171, 2015b.
- MENDONCA, Marcel Ribeiro *et al.* AC-DC single-switch three-phase converter with peak current control for power LEDs. *In: 2014 11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*. Juiz de Fora: IEEE, 2014. p.1–6. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7059441/>>.
- MIRANDA, Pedro H. A. *et al.* A switched-capacitor driver for power LEDs. *In: 2011 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*. Natal: IEEE, set. 2011, p.918–923.

- MOO, C.S.; CHUANG, Y.C.; LEE, C.R. A new power-factor-correction circuit for electronic ballasts with series-load resonant inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics** v. 13, n. 2, p. 273–278, mar. 1998. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/662839/>>.
- MOO, C.S.; CHUANG, Y.C.; LEE, C.R. A new power factor correction circuit for electronic ballasts with series-load resonant inverter. 1996, San Jose: IEEE, 1996. p.628–633. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/500506/>>. 0-7803-3044-7. .
- MORAIS, M. B. M. *et al.* A Comparative Study the Percent Flicker and Photometric Measurement in Three-Phase and Single-Phase Drivers. In: 2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP). Juiz de Fora: IEEE, 2017. p.1–6.
- NASCIMENTO, C. B. **Estudo de Estruturas de Reatores Eletrônicos com Elevado Fator de Potência**. 2005. 165 p. Tese (Doutorado) – Programa de Pos-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina., Florianópolis, 2005
- NOGUEIRA, Fernando *et al.* Modeling And Control Of A Low Frequency Offline Led Driver Based On Boost Pre-regulator. **Eletrônica de Potência** v. 22, n. 4, p. 350–361, 1 dez. 2017. Disponível em: <http://www.sobraep.org.br/doi_opre.php?id1=2&id2=2017&id3=4&id4=2699>.
- NOGUEIRA, Fernando J *et al.* Low frequency LED Driver based on the Ćuk Converter Applied to Street Lighting Luminaires. In: 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC). Fortaleza: IEEE, nov. 2015. p.1–6.
- PEREIRA, Guilherme Gindri *et al.* LED Driver Based on Input Current Shaper Without Electrolytic Capacitor. **IEEE Transactions on Industrial Electronics** v. 64, n. 6, p. 4520–4529, jun. 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7815260/>>.
- POSTIGLIONE, Cícero da Silveira. **Fonte de Alimentação de Estágio Único com Correção do Fator de Potência**. 2006. 123 p. Dissertação (Mestrado) - Programa de Pos-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2006.
- QIAN, Jinrong.; LEE, F.C. Charge pump power-factor-correction technologies. II. Ballast applications. **IEEE Transactions on Power Electronics** v. 15, n. 1, p. 130–139, 2000a. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/817371/>>.
- QIAN, Jinrong .; LEE, F.C. Charge pump power-factor-correction technologies. I. Concept and principle. **IEEE Transactions on Power Electronics** v. 15, n. 1, p. 121–129, 2000b. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/817370/>>.
- SÁ JR., Edilson Mineiro *et al.* Conversor cc/cc com capacitor comutado aplicado para

equalização de potência em vetores de LEDs. **Revista Eletrônica de Potência**, Campo Grande, v.18, n.3, p. 1100–1108 , ago. 2013.

SÁ JR., EDILSON MINEIRO. **Estudo de Estruturas de Reatores Eletrônicos para LEDs de Iluminação**. 2010. 185 p. Tese (Doutorado) - Programa de Pos-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2010.

SA JR., Edilson Mineiro; ANTUNES, Fernando L. M.; PERIN, Arnaldo J. Junction Temperature Estimation for High Power Light-Emitting Diodes. *In: 2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*.Vigo: IEEE, 2007. p.3030–3035.

SANTOS, Rodrigo L. Dos *et al.* A Dimmable Charge-Pump ZVS LED Driver with PFC. *In: 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. Fortaleza: IEEE, nov. 2015. p.1–6.

SANTOS FILHO, E. E. dos. *et al.* Off-line a single-stage resonant switched capacitor high-power-factor LED driver. *In: 2014 11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*. Juiz de Fora: IEEE, dez. 2014. p.1–6.

SANTOS FILHO, E. E. Dos *et al.* A LED Driver With Switched Capacitor. **IEEE Transactions on Industry Applications** v. 50, n. 5, p. 3046–3054 , set. 2014. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6748990/>>.

SANTOS FILHO, E. E. dos *et al.* Single stage switched capacitor LED driver with high power factor and reduced current ripple. *In: Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC*. Charlotte: IEEE, mar. 2015. p.906–912. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7104457/>>.

STEIGERWALD, R.L. A comparison of half-bridge resonant converter topologies. **IEEE Transactions on Power Electronics** v. 3, n. 2, p. 174–182 , abr. 1988. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4347/>>

TAO, Fengfeng.; LEE, F.C. An interleaved single-stage power-factor-correction electronic ballast. *In: APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. New Orleans: IEEE, 2000. p.617–623. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/826167/>>.

TAO, Fengfeng . *et al.* A comparative study of a family of charge pump power factor correction electronic ballasts. *In: APEC '99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*. 1999 Conference Proceedings. Dallas: IEEE, 1999. p.739–745 vol.2. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/750443/>>.

TDK. **Aluminum Electrolytic Capacitors - General Technical Information**. [S.l: s.n.],

2016.

VISHAY SEMICONDUCTORS. **Silicon Photodiode BPW21R**. [S.l.: s.n.], 2011. Disponível em: <<https://www.vishay.com/docs/81519/bpw21r.pdf>>. Acesso em: 14 set. 2017.

WANG, Yijie; ALONSO, J. Marcos; RUAN, Xinbo. A Review of LED Drivers and Related Technologies. **IEEE Transactions on Industrial Electronics** v. 64, n. 7, p. 5754–5765 , jul. 2017. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7869351/>>.

WANG, Yijie *et al.* A CLCL Resonant DC/DC Converter for Two-Stage LED Driver System. **IEEE Transactions on Industrial Electronics** v. 63, n. 5, p. 2883–2891 , maio 2016. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7362199/>>.

WENG, Da Feng. *Electronic Ballast Circuit*. . [S.l.]: US006034489A. Disponível em: <<https://www.google.tl/patents/US6034489>>. , 2000

WHITE, Brian *et al.* An Average Current Modulation Method for Single-Stage LED Drivers With High Power Factor and Zero Low-Frequency Current Ripple. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics** v. 3, n. 3, p. 714–731 , set. 2015. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7089156/>>.

YEUNG, Y. P. B. *et al.* Unified Analysis of Switched-Capacitor Resonant Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics** v. 51, n. 4, p. 864–873 , ago. 2004. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1318749>>.

YEUNG, Y.P.B. *et al.* Zero-current switching switched-capacitor quasiresonant step-down converter. **IEE Proceedings - Electric Power Applications** v. 149, n. 2, p. 111 , 2002. Disponível em: <http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/ip-epa_20020188>.



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ - CAMPUS SOBRAL
MESTRADO - PPGEEC

APÊNDICE A

CONVERSOR COM CAPACITOR COMUTADO COM CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA PARA O ACIONAMENTO DE LEDS

1. Projeto do Conversor

Dados do LED

$$I_{avg} := 280 \cdot 10^{-3} \quad (\text{corrente média no LED})$$

$$n_{LED} := 1 \quad (\text{Numero de modulos})$$

$$V_{LED} := 69 \quad (\text{modelo novo do LED com 24})$$

$$R_{LED} := 32.61$$

$$V_o := n_{LED} \cdot (V_{LED} + R_{LED} \cdot I_{avg}) = 78.131 \times 10^0 \quad (\text{tensão no modulo do LED})$$

Considerações de Projeto

$$P_o := I_{avg} \cdot V_o = 21.877 \times 10^0 \quad (\text{Potência de Saida})$$

$$f_s := 50 \cdot 10^3 \quad (\text{frequencia de chaveamento adotada})$$

$$T_s := \frac{1}{f_s} = 20 \times 10^{-6} \quad (\text{período de chaveamento})$$

$$T_{td} := 1.2 \cdot 10^{-6} \quad (\text{tempo morto})$$

$$\eta := 1 \quad (\text{rendimento Teórico})$$

$$f_r := 60 \quad [\text{Hz}] \quad (\text{frequência da rede})$$

$$\omega := 2\pi \cdot f_r \quad [\text{rad}] \quad (\text{frequencia angular})$$

$$T_{rede} := \frac{1}{f_r} \quad (\text{periodo da rede})$$

$$\omega t := 0, 0.001 \dots 2\pi \quad V_{rms} := 220 \quad (\text{tensão eficaz de entrada})$$

$$V_{pk} := \sqrt{2} \cdot V_{rms} \quad v_{in}(wt) := V_{pk} \cdot \sin(wt) \quad (\text{tensão de entrada})$$

$$P_{in} := \frac{P_o}{\eta} = 21.877 \times 10^0 \quad (\text{Potencia de entrada})$$

$$I_{in_rms} := \frac{P_{in}}{V_{rms}} = 99.439 \times 10^{-3} \quad (\text{Corrente Eficaz de entrada})$$

Calculo da Capacitância Cs

$$C_s := \frac{I_{avg} \cdot V_o}{f_s \cdot \eta \cdot V_{pk}^2} = 4.52 \times 10^{-9} \quad (\text{capacitor chaveado})$$

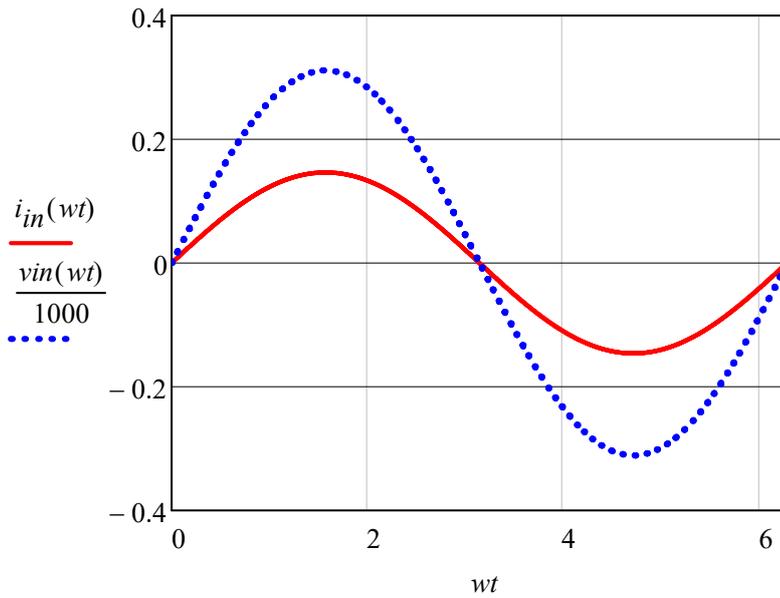
$$C_s := 4.7 \cdot 10^{-9} \quad (C_s - \text{valor adotado})$$

$$L_o := 400 \cdot 10^{-6} \quad (\text{Indutância Adotada})$$

$$\omega_o := \frac{1}{\sqrt{2C_s \cdot L_o}}$$

Correção do Fator de Potência

$$i_{in}(wt) := 2 \cdot C_s \cdot f_s \cdot v_{in}(wt)$$



Dimensionamento do indutor

$$V_{bus} := 392 \quad [\text{V}] \quad (\text{Tensão do barramento})$$

$$L_I := \frac{1}{2C_s} \cdot \left(\frac{V_{bus} \cdot T_s}{2 \cdot V_{pk} + \pi \cdot V_{bus}} \right)^2 = 1.903 \times 10^{-3} \quad [\text{H}] \quad [\text{Valor máximo do Indutor}]$$

$$\frac{1}{2C_s \cdot f_s^2} \cdot \left(\frac{V_{bus}}{2\sqrt{2} \cdot V_{rms} + \pi \cdot V_{bus}} \right)^2 = 1.903 \times 10^{-3}$$



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ - CAMPUS SOBRAL
MESTRADO - PPGEEC

APÊNDICE B Parte I

DIMENSIONAMENTO FÍSICO DO INDUTOR L1 PARA A FREQUÊNCIA NOMINAL

1 - Especificações:

$\overset{ww}{L} := 1.7 \cdot 10^{-3}$	[H]	[Valor do Indutor]
$IL_{rms} := 0.34$	[A]	[Corrente eficaz]
$IL_{peak} := 0.69$	[A]	[Corrente de pico (ou fixe um valor)]
$\overset{ww}{J} := 450$	[A/cm ²]	[Densidade de corrente]
$K_w := 0.45$		
$B_{max} := 0.3$	[T]	[Densidade de fluxo máximo]
$f := 50000$	[Hz]	[Frequência de operação]
$\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$	[Tm/A]	[Permeabilidade do ar]
$le := 8$	[cm]	[Comprimento médio de uma espira]
$\overset{ww}{T} := 90$	[C]	[Temperatura de operação]

2 - Escolha do fio:

Conversão do diâmetro para AWG

$$\overset{ww}{\pi} := 3.141592654$$

$$AWG(Diametro_fio) := \left| \begin{array}{l} r \leftarrow 50 \\ while \ Diametro_fio \geq \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-r}{20}} \\ \quad r \leftarrow r - 1 \\ r \end{array} \right.$$

Efeito pelicular sobre os enrolamentos:

$$P := \frac{7.5}{\sqrt{f}} \quad \text{Profundidade de penetração}$$

$$Diametro_máximo := 2 \cdot P \quad Diametro_máximo = 0.067 \quad [\text{cm}^2]$$

Otimizando o valor do diâmetro máximo para minimizar as perdas, é utilizado somente 37% deste valor (fator de aproximação e empilhamento das espiras) [Ver o livro do Keith Billings: 1999, Switchmode Power Supply Handbook, 2 ed., McGraw-Hill]. Logo o seu valor será:

$$Diametro_otimo := 2 \cdot P \cdot 0.35$$

$$Diametro_otimo = 0.023 \quad [\text{cm}^2]$$

$$AWG(Diametro_otimo) = 30 \quad [\text{AWG}]$$

$$AWG_utilizado := AWG(Diametro_otimo)$$

$$AWG_utilizado = 30 [\text{AWG}]$$

$$AWG_utilizado := 27 \quad \lllll \text{REDEFINE O FIO A SER UTILIZADO}$$

Diâmetro máximo do fio sem isolamento em centímetros:

$$Dp := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG_utilizado}{20}} \quad Dp = 0.036$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$Sfio_pelicular := \pi \cdot \left(\frac{Dp}{2}\right)^2 \quad Sfio_pelicular = 0.001024$$

Escolha do fio para o enrolamento :

$$A_{Cu} := \frac{I_{rms}}{J} \quad A_{Cu} = 7.556 \times 10^{-4} \quad [\text{cm}^2]$$

Fios paralelos no enrolamento:

$$No_fiosParalelo := \text{ceil}\left(\frac{A_{Cu}}{Sfio_pelicular}\right) \quad No_fiosParalelo = 1$$

$$Ap_{Cu} := \frac{A_{Cu}}{No_fiosParalelo} \quad Ap_{Cu} = 7.556 \times 10^{-4} \quad [\text{cm}^2]$$

Fio a ser utilizado

$$AWG_utilizado = 27 \quad No_fiosParalelo = 1$$

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros

$$Dx := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG_{utilizado}}{20}} \quad Dx = 0.036$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$Sfio := \pi \cdot \left(\frac{Dx}{2}\right)^2 \quad Sfio = 0.001024$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$Dx_{iso} := Dx + 0.028 \cdot \sqrt{Dx} \quad Dx_{iso} = 0.041$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$Sfio_{iso} := \pi \cdot \left(\frac{Dx_{iso}}{2}\right)^2 \quad Sfio_{iso} = 1.348 \times 10^{-3}$$

3 - Escolha do núcleo:

$$AeAw := \frac{L \cdot IL_{rms} \cdot IL_{peak} \cdot 10^4}{Kw \cdot J \cdot B_{max}}$$

$$AeAw = 0.066 \quad [\text{cm}^4]$$

ESCOLHA O MODELO DO NUCLEO

$$nucleo := "EE20"$$

$$\begin{pmatrix} Ae \\ Aw \\ Ve \\ AeAw \end{pmatrix} := \begin{pmatrix} 0.161 \\ 0.3381 \\ 0.493 \\ 0.0544 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = "EE13" \\
 \begin{pmatrix} 0.276 \\ 0.479 \\ 1.341 \\ 0.132 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = "EE20" \\
 \begin{pmatrix} 0.3929 \\ 0.8547 \\ 1.9354 \\ 0.3358 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = "EE25" \\
 \begin{pmatrix} 0.8597 \\ 0.6993 \\ 4.2382 \\ 0.6012 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = "EE28" \\
 \begin{pmatrix} 0.526 \\ 1.193 \\ 3.876 \\ 0.627 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = "EE30/07" \\
 \begin{pmatrix} 1.051 \\ 1.193 \\ 7.753 \\ 1.254 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = "EE30/14" \\
 \begin{pmatrix} 1.891 \\ 2.56 \\ 16.233 \\ 4.847 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = "EE42/15" \\
 \begin{pmatrix} 2.44 \\ 2.56 \\ 20.946 \\ 6.247 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = "EE42/20" \\
 \begin{pmatrix} 3.612 \\ 3.756 \\ 40.516 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = "EE55"
 \end{pmatrix}$$

$Ae = 0.276$ [cm²]

$Aw = 0.479$ [cm²]

$$\begin{array}{l}
 AeAw = 0.132 \quad [\text{cm}^4] \\
 Ve = 1.341 \quad [\text{cm}^3]
 \end{array}
 \left| \begin{array}{l}
 (13.565) \\
 (2.644) \\
 (5.478) \\
 (36.475) \\
 (14.484)
 \end{array} \right.
 \text{if } \text{nucleo} = \text{"EE65/13"}$$

O número de espiras do indutor deve ser:

$$NL := \frac{L \cdot IL_{peak} \cdot 10^4}{Ae \cdot B_{max}}$$

$$NL = 141.667 [\text{espiras}]$$

$$\underline{NL} := \text{floor}(NL)$$

Para o projeto assume-se:

$$NL = 141 \quad [\text{espiras}]$$

O entreferro deve ser ajustado em:

$$lg := \frac{\mu_0 \cdot NL^2 \cdot Ae \cdot 10^{-2}}{L}$$

$$lg = 0.041 \quad [\text{cm}]$$

4 - Possibilidade de execução:

Possibilidade de execução (menor ou igual 0.4):

$$A_{Cu_isol} := S_{fio_iso} \cdot NL \cdot No_fiosParalelo$$

$$A_{Cu_isol} = 0.19 \quad [\text{cm}^2]$$

$$ku := \frac{A_{Cu_isol}}{Aw} \quad ku = 0.397$$

$$\text{Possibilidade} := \left| \begin{array}{l}
 \text{"OK"} \quad \text{if } ku < 0.4 \\
 \text{"Núcleo muito pequeno ! Escolha outro!"} \quad \text{if } ku \geq 0.4
 \end{array} \right.$$

O fator ku é menor 0.4, possibilitando a sua construção do indutor.

5 - Perdas no núcleo:

Perdas no núcleo:

$$\underline{Ve} := \frac{Ve}{1000^3} \quad Ve = 1.341 \times 10^{-9} \text{ m}^3$$

Perdas volumétricas para a frequência e densidade de fluxo de projeto. Dadas em catálogo do material.

$$P_{vol} := 80 \text{ [kW/m}^3\text{]}$$

$$P_n := Ve \cdot P_{vol} \cdot 1000 \qquad P_n = 1.073 \times 10^{-4} \text{ [W]}$$

Perdas nos enrolamentos:

$$\rho := 2.08 \cdot 10^{-6}$$

$$T_{op} := 90 \qquad \text{Temperatura de operação}$$

$$P_e := \left(\frac{NL \cdot l_e \cdot \rho}{A_{Cu} \cdot NL} \cdot I_{L_{rms}}^2 \right) \cdot [1.4 + 0.004 \cdot (T - 2)] \qquad P_e = 4.226 \times 10^{-3} \text{ [W]}$$

Perdas totais:

$$P_t := P_n + P_e \qquad P_t = 4.334 \times 10^{-3} \text{ [W]}$$

Cálculo aproximado de elevação de temperatura:

$$R_{th} := 40 \text{ }^\circ\text{C/W} \qquad \text{Resistência térmica do indutor}$$

$$\Delta T_n := R_{th} \cdot P_t \qquad \Delta T_n = 0.173 \text{ }^\circ\text{C}$$

6 - Resumo do indutor:

$$nucleo = \text{"EE20"} \qquad \text{[Nucleo utilizado]}$$

$$NL = 141 \qquad \text{[Número de espiras]}$$

$$AWG_{utilizado} = 27 \text{ [AWG]} \qquad \text{[Tipo de Fio]}$$

$$No_{fiosParalelo} = 1 \qquad \text{[Número de fios em paralelo]}$$

$$lg = 0.041 \text{ [cm]} \qquad \text{[Gap]}$$

$$ku = 0.397 \qquad \text{[Possibilidade de execução } ku < 0.4\text{]}$$

$$Possibilidade = \text{"OK"}$$

$$P_t = 4.334 \times 10^{-3} \text{ [W]} \qquad \text{[Perdas no indutor]}$$



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ - CAMPUS SOBRAL
MESTRADO - PPGEEC

APÊNDICE B Parte II

DIMENSIONAMENTO FÍSICO DO INDUTOR L1 COM FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO REDUZIDA

1 - Especificações:

$\overset{ww}{L} := 1.7 \cdot 10^{-3}$	[H]	[Valor do Indutor]
$IL_{rms} := 0.45$	[A]	[Corrente eficaz]
$IL_{peak} := 0.69$	[A]	[Corrente de pico (ou fixe um valor)]
$\overset{ww}{J} := 400$	[A/cm ²]	[Densidade de corrente]
$K_w := 0.45$		
$B_{max} := 0.15$	[T]	[Densidade de fluxo maximo]
$f := 25000$	[Hz]	[Frequencia de operação]
$\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$	[Tm/A]	[Permeabilidade do ar]
$le := 8$	[cm]	[Comprimento médio de uma espira]
$\overset{ww}{T} := 90$	[C]	[Temperatura de operação]

2 - Escolha do fio:

Conversão do diâmetro para AWG

$$\overset{ww}{\pi} := 3.141592654$$

$$AWG(Diametro_fio) := \left| \begin{array}{l} r \leftarrow 50 \\ while \ Diametro_fio \geq \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-r}{20}} \\ \quad r \leftarrow r - 1 \\ r \end{array} \right.$$

Efeito pelicular sobre os enrolamentos:

$$P := \frac{7.5}{\sqrt{f}} \quad \text{Profundidade de penetração}$$

$$Diametro_máximo := 2 \cdot P \quad Diametro_máximo = 0.095 \quad [\text{cm}^2]$$

Otimizando o valor do diâmetro máximo para minimizar as perdas, é utilizado somente 37% deste valor (fator de aproximação e empilhamento das espiras) [Ver o livro do Keith Billings: 1999, Switchmode Power Supply Handbook, 2 ed., McGraw-Hill]. Logo o seu valor será:

$$Diametro_otimo := 2 \cdot P \cdot 0.35$$

$$Diametro_otimo = 0.033 \quad [\text{cm}^2]$$

$$AWG(Diametro_otimo) = 27 \quad [\text{AWG}]$$

$$AWG_utilizado := AWG(Diametro_otimo)$$

$$AWG_utilizado = 27 \quad [\text{AWG}]$$

$$AWG_utilizado := 26 \quad \lllll \text{REDEFINE O FIO A SER UTILIZADO}$$

Diâmetro máximo do fio sem isolamento em centímetros:

$$Dp := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG_utilizado}{20}} \quad Dp = 0.041$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$Sfio_pelicular := \pi \cdot \left(\frac{Dp}{2} \right)^2 \quad Sfio_pelicular = 0.00129$$

Escolha do fio para o enrolamento :

$$A_{Cu} := \frac{I L_{rms}}{J} \quad A_{Cu} = 1.125 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Fios paralelos no enrolamento:

$$No_fiosParalelo := \text{ceil} \left(\frac{A_{Cu}}{Sfio_pelicular} \right) \quad No_fiosParalelo = 1$$

$$A_{pCu} := \frac{A_{Cu}}{No_fiosParalelo} \quad A_{pCu} = 1.125 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Fio a ser utilizado

$$AWG_utilizado = 26 \quad No_fiosParalelo = 1$$

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros

$$Dx := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG_{utilizado}}{20}} \quad Dx = 0.041$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$Sfio := \pi \cdot \left(\frac{Dx}{2}\right)^2 \quad Sfio = 0.00129$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$Dx_{iso} := Dx + 0.028 \cdot \sqrt{Dx} \quad Dx_{iso} = 0.046$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$Sfio_{iso} := \pi \cdot \left(\frac{Dx_{iso}}{2}\right)^2 \quad Sfio_{iso} = 1.673 \times 10^{-3}$$

3 - Escolha do núcleo:

$$AeAw := \frac{L \cdot IL_{rms} \cdot IL_{peak} \cdot 10^4}{Kw \cdot J \cdot B_{max}}$$

$$AeAw = 0.195 \quad [\text{cm}^4]$$

ESCOLHA O MODELO DO NUCLEO

nucleo := "EE25"

$$\begin{pmatrix} Ae \\ Aw \\ Ve \\ AeAw \end{pmatrix} := \begin{pmatrix} 0.161 \\ 0.3381 \\ 0.493 \\ 0.0544 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = \text{"EE13"} \\
 \begin{pmatrix} 0.276 \\ 0.479 \\ 1.341 \\ 0.132 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = \text{"EE20"} \\
 \begin{pmatrix} 0.3929 \\ 0.8547 \\ 1.9354 \\ 0.3358 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = \text{"EE25"} \\
 \begin{pmatrix} 0.8597 \\ 0.6993 \\ 4.2382 \\ 0.6012 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = \text{"EE28"} \\
 \begin{pmatrix} 0.526 \\ 1.193 \\ 3.876 \\ 0.627 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = \text{"EE30/07"} \\
 \begin{pmatrix} 1.051 \\ 1.193 \\ 7.753 \\ 1.254 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = \text{"EE30/14"} \\
 \begin{pmatrix} 1.891 \\ 2.56 \\ 16.233 \\ 4.847 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = \text{"EE42/15"} \\
 \begin{pmatrix} 2.44 \\ 2.56 \\ 20.946 \\ 6.247 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = \text{"EE42/20"} \\
 \begin{pmatrix} 3.612 \\ 3.756 \\ 40.516 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = \text{"EE55"}
 \end{pmatrix}$$

$Ae = 0.393$ [cm2]

$Aw = 0.855$ [cm2]

$Ve = 0.336$ [cm3]

$$\begin{array}{l}
 AeAw = 0.556 \quad [\text{cm}^4] \\
 Ve = 1.935 \quad [\text{cm}^3]
 \end{array}
 \left(\begin{array}{c}
 13.565 \\
 2.644 \\
 5.478 \\
 36.475 \\
 14.484
 \end{array} \right)
 \text{ if } \text{nucleo} = \text{"EE65/13"}$$

O número de espiras do indutor deve ser:

$$NL := \frac{L \cdot I_{L_{peak}} \cdot 10^4}{Ae \cdot B_{max}}$$

$$NL = 199.033 \quad [\text{espiras}]$$

$$NL := \text{floor}(NL)$$

Para o projeto assume-se:

$$NL = 199 \quad [\text{espiras}]$$

O entreferro deve ser ajustado em:

$$lg := \frac{\mu_0 \cdot NL^2 \cdot Ae \cdot 10^{-2}}{L}$$

$$lg = 0.115 \quad [\text{cm}]$$

3 - Possibilidade de execução:

Possibilidade de execução (menor ou igual 0.4):

$$A_{Cu_isol} := S_{fio_iso} \cdot NL \cdot No_fiosParalelo$$

$$A_{Cu_isol} = 0.333 \quad [\text{cm}^2]$$

$$ku := \frac{A_{Cu_isol}}{Aw} \quad ku = 0.39$$

$$\text{Possibilidade} := \begin{cases}
 \text{"OK"} & \text{if } ku < 0.4 \\
 \text{"Núcleo muito pequeno ! Escolha outro!"} & \text{if } ku \geq 0.4
 \end{cases}$$

O fator ku é menor 0.4, possibilitando a sua construção do indutor.

4 - Perdas no núcleo:

Perdas no núcleo:

$$\begin{array}{l}
 Ve := \frac{Ve}{1000^3} \\
 Ve = 1.935 \times 10^{-9} \quad \text{m}^3
 \end{array}$$

Perdas volumétricas para a frequência e densidade de fluxo de projeto. Dadas em catálogo do material.

$$P_{vol} := 80 \text{ [kW/m}^3\text{]}$$

$$P_n := V_e \cdot P_{vol} \cdot 1000 \qquad P_n = 1.548 \times 10^{-4} \text{ [W]}$$

Perdas nos enrolamentos:

$$\rho := 2.08 \cdot 10^{-6}$$

$$T := 90 \qquad \text{Temperatura de operação}$$

$$P_e := \left(\frac{NL \cdot l_e \cdot \rho}{A_{Cu} \cdot NL} \cdot I_{L_{rms}}^2 \right) \cdot [1.4 + 0.004 \cdot (T - 20)] = 4.972 \times 10^{-3} \text{ [W]}$$

Perdas totais:

$$P_t := P_n + P_e \qquad P_t = 5.127 \times 10^{-3} \text{ [W]}$$

Cálculo aproximado de elevação de temperatura:

$$R_{th} := 40 \text{ }^\circ\text{C/W} \qquad \text{Resistência térmica do indutor}$$

$$\Delta T_n := R_{th} \cdot P_t \qquad \Delta T_n = 0.205 \text{ }^\circ\text{C}$$

4 - Resumo do indutor:

$$nucleo = \text{"EE25"} \qquad \text{[Nucleo utilizado]}$$

$$NL = 199 \qquad \text{[Número de espiras]}$$

$$AWG_{utilizado} = 26 \text{ [AWG]} \qquad \text{[Tipo de Fio]}$$

$$No_{fiosParalelo} = 1 \qquad \text{[Número de fios em paralelo]}$$

$$lg = 0.115 \text{ [cm]} \qquad \text{[Gap]}$$

$$ku = 0.39 \qquad \text{[Possibilidade de execução } ku < 0.4\text{]}$$

$$Possibilidade = \text{"OK"}$$

$$P_t = 5.127 \times 10^{-3} \text{ [W]} \qquad \text{[Perdas no indutor]}$$

$$J_{final} := \frac{I_{L_{rms}}}{No_{fiosParalelo} \cdot S_{fio}} = 348.943$$

$$B_{max_obtido} := \frac{L \cdot I_{L_{peak}} \cdot 10^4}{A_e \cdot NL} = 0.15$$



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ - CAMPUS SOBRAL
MESTRADO - PPGEEC

APÊNDICE C PROJETO DO FILTRO DE ENTRADA LC COM FATOR DE AMORTECIMENTO

Parâmetros de Entrada:

$f_s := 50 \cdot 10^3$	[Hz]	[Frequência de comutação]
$V_{in} := 220$	[V]	[Tensão de entrada eficaz]
$P_o := 22$	[W]	[Potência de saída]
$\eta := 0.85$		[Rendimento do conversor]

A potência de entrada será:

$$P_{in} := \frac{P_o}{\eta} = 25.882 \quad [\text{W}]$$

Com isso, pode se calcular a resistência equivalente:

$$R_{eq} := \frac{V_{in}^2}{P_{in}} = 1.87 \times 10^3 \quad [\Omega]$$

A frequência de corte será:

$$f_c := \frac{f_s}{5} = 1 \times 10^4 \quad [\text{Hz}]$$

Admitindo um fator de amortecimento de:

$$\xi := 0.6$$

Pode se calcular a capacitância de filtro:

$$C_f := \frac{1}{R_{eq} \cdot 2 \xi \cdot 2 \pi \cdot f_c} = 7.092 \times 10^{-9} \quad [\text{F}]$$

$$C_f := 100 \times 10^{-9} \quad [\text{F}] \quad \leftarrow \text{-----} \quad [\text{Fixa um valor comercial}]$$

A indutância de filtro pode ser calculada da seguinte forma:

$$L_f := \frac{1}{(2\pi \cdot f_c)^2 \cdot C_f} = 2.533 \times 10^{-3} \quad [\text{H}]$$

$$L_{f_{\text{ww}}} := 2.5 \cdot 10^{-3}$$

Recalculando a frequência de corte, tem-se:

$$f_{cr} := \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_f \cdot C_f}} = 1.007 \times 10^4 \quad [\text{Hz}]$$



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ - CAMPUS SOBRAL
MESTRADO - PPGEEC

APÊNDICE D
DIMENSIONAMENTO DE INDUTORES COM NÚCLEOS TIPO
CNF DA THORNTON

1 - Especificações:

$\tilde{L} := 2.5 \cdot 10^{-3}$	[H]	[Valor do Indutor]
$IL_{rms} := 0.103$	[A]	[Corrente eficaz]
$IL_{peak} := IL_{rms} \cdot \sqrt{2} = 0.146$		
$\overset{\sim}{IL}_{peak} := 0.15$	[A]	[Corrente de pico (ou fixe um valor)]
$\tilde{J} := 400$	[A/cm ²]	[Densidade de corrente]
$K_w := 0.45$		
$B_{max} := 0.29$	[T]	[Densidade de fluxo maximo]
$f := 50000$	[Hz]	[Frequencia de operação]
$\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$	[Tm/A]	[Permeabilidade do ar]

2 - Escolha do fio:

Converção do diâmetro para AWG

$\overset{\sim}{\pi} := 3.141592654$

$$AWG(Diametro_fio) := \left| \begin{array}{l} r \leftarrow 50 \\ while \ Diametro_fio \geq \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-r}{20}} \\ \quad r \leftarrow r - 1 \\ r \end{array} \right.$$

Efeito pelicular sobre os enrolamentos:

$$P := \frac{7.5}{\sqrt{f}}$$

Profundidade de penetração

$$Diametro_máximo := 2 \cdot P$$

$$Diametro_máximo = 0.067 \quad [\text{cm}^2]$$

Otimizando o valor do diâmetro máximo para minimizar as perdas, é utilizado somente 37% deste valor. Logo o seu valor será:

$$Diametro_otimo := 2 \cdot P \cdot 0.35$$

$$Diametro_otimo = 0.023 \quad [\text{cm}^2]$$

$$AWG(Diametro_otimo) = 30 \quad [\text{AWG}]$$

$$AWG_utilizado := AWG(Diametro_otimo)$$

$$AWG_utilizado = 30 \quad [\text{AWG}]$$

$$AWG_utilizado := 32 \quad \lllll \text{REDEFINE O FIO A SER UTILIZADO}$$

Diâmetro máximo do fio sem isolamento em centímetros:

$$Dp := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG_utilizado}{20}} \quad Dp = 0.02$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$Sfio_pelicular := \pi \cdot \left(\frac{Dp}{2} \right)^2 \quad Sfio_pelicular = 0.000324$$

Escolha do fio para o enrolamento :

$$A_{Cu} := \frac{I_{L_{rms}}}{J} \quad A_{Cu} = 2.575 \times 10^{-4} \quad [\text{cm}^2]$$

Fios paralelos no enrolamento:

$$No_fiosParalelo := \frac{A_{Cu}}{Sfio_pelicular} \quad No_fiosParalelo = 0.795$$

$$No_fiosParalelo := \text{ceil} \left(\frac{A_{Cu}}{Sfio_pelicular} \right) \quad No_fiosParalelo = 1$$

$$A_{pCu} := \frac{A_{Cu}}{No_fiosParalelo} \quad A_{pCu} = 2.575 \times 10^{-4} \quad [\text{cm}^2]$$

Fio a ser utilizado

$$AWG_utilizado = 32 \quad No_fiosParalelo = 1$$

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros

$$Dx := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG_utilizado}{20}} \quad Dx = 0.02$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$Sfio := \pi \cdot \left(\frac{Dx}{2}\right)^2 \quad Sfio = 0.000324$$

Densidade de corrente final:

$$J_{final} := \frac{IL_{rms}}{Sfio \cdot No_fiosParalelo} = 317.965 \quad [A/cm^2]$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$Dx_iso := Dx + 0.028 \cdot \sqrt{Dx} \quad Dx_iso = 0.024$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$Sfio_iso := \pi \cdot \left(\frac{Dx_iso}{2}\right)^2 \quad Sfio_iso = 4.637 \times 10^{-4}$$

3 - Escolha do núcleo:

$$AeAw := \frac{L \cdot IL_{rms} \cdot IL_{peak} \cdot 10^4}{Kw \cdot J \cdot B_{max}}$$

$$AeAw = 7.399 \times 10^{-3} \quad [cm^4]$$

ESCOLHA O MODELO DO NUCLEO

$$nucleo := "CNF10"$$

$$\begin{pmatrix} Ae \\ Aw \\ Al \\ AeAw \end{pmatrix} := \begin{pmatrix} 0.0572 \\ 0.1344 \\ 36 \\ 0.00769 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = "CNF7"$$

$$\begin{pmatrix} 0.09621 \\ 0.182 \\ 50 \\ 0.01751 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = "CNF10"$$

$$\begin{pmatrix} 0.12566 \\ 0.2975 \\ 63 \\ 0.03738 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = "CNF15"$$

$$Ae = 0.096 \quad [\text{cm}^2]$$

$$Aw = 0.182 \quad [\text{cm}^2]$$

$$AeAw = 0.018 \quad [\text{cm}^4]$$

$$Al = 50 \quad [\text{nH}]$$

Número de espiras:

$$NL := \sqrt{\frac{L}{Al \cdot 10^{-9}}}$$

$$NL = 223.607$$

Densidade de fluxo magnético obtido:

$$B_{max_obtido} := \frac{Al \cdot NL \cdot IL_{peak} \cdot 10^{-5}}{Ae}$$

$$B_{max_obtido} = 0.174 \quad [\text{T}]$$

4 - Possibilidade de execução:

Possibilidade de execução (menor ou igual 0.4):

$$A_{Cu_isol} := S_{fio_iso} \cdot NL \cdot No_fiosParalelo$$

$$A_{Cu_isol} = 0.104 \quad [\text{cm}^2]$$

$$k_u := \frac{A_{Cu_isol}}{A_w}$$

$$k_u = 0.57$$

$$Possibilidade := \begin{cases} \text{"OK"} & \text{if } k_u < 0.6 \\ \text{"Núcleo muito pequeno ! Escolha outro!"} & \text{if } k_u \geq 0.6 \end{cases}$$

O fator k_u é menor 0.6, possibilitando a sua construção do indutor.

5 - Resumo do indutor:

$nucleo = \text{"CNF10"}$

[Nucleo utilizado]

$NL = 223.607$

[Número de espiras]

$AWG_utilizado = 32$ [AWG]

[Tipo de Fio]

$No_fiosParalelo = 1$

[Número de fios em paralelo]

$J_{final} = 317.965$

[A/cm²]

$B_{max_obtido} = 0.174$

[T]

$k_u = 0.57$

[Possibilidade de execução $k_u < 0.6$]

$Possibilidade = \text{"OK"}$



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ - CAMPUS SOBRAL
MESTRADO - PPGEEC

APÊNDICE E DIMENSIONAMENTO DE TRANSFORMADORES DE FERRITE

$P_{out} := 22$	[W]	Potência de saída (potência processada pelo núcleo).
$\eta := 0.98$		Rendimento do transformador
$P_{in} := \frac{P_{out}}{\eta}$	[W]	Potência de entrada
$k_t := 1.41$		Fator da Topologia
$k_u := 0.4$		Fator de Utilização da Janela (0.40 para todas as topologias)
$k_p := 0.25$		Fator da Area do Primario
$k := k_t \cdot k_u \cdot k_p$		
$J_{fio} := 350$	[A/cm ²]	Densidade de corrente (usualmente 420 A/cm ²)
$f := 25000$	[Hz]	Frequência de operação do transformador
$D_{max} := 0.5$		Razão cíclica máxima
$V_{primario} := 200$	[V]	Tensão no enrolamento primário
$V_{secundario} := 80$	[V]	Tensão no enrolamento secundário
$I_{RMS_secundario} := 0.154$	[A]	Corrente eficaz no secundário
$I_{RMS_primario} := \frac{P_{in}}{V_{primario}}$		
$I_{RMS_primario} = 0.112$ [A]		Corrente eficaz no primário
$\Delta B := 0.28$	[T]	Variação da densidade do fluxo magnético (2 x Bsaturacao)

$$a := \frac{V_{\text{primario}}}{V_{\text{secundario}}} \quad a = 2.5$$

Relação de transformação

Obs.: Geralmente para um transformador de um push-pull, para evitar a saturação, é utilizado uma densidade de fluxo máximo de 0.15 T, o que equivale a uma variação da densidade de fluxo magnético de 0.3 T. Para um push-pull com entrada em corrente e contínua (MCC), por não haver desequilíbrio de corrente nos enrolamentos, a densidade de fluxo magnético pode ser mais elevada. A variação da densidade do fluxo magnético depende das perdas e o seu valor deve ser reduzido quando a frequência é elevada.

A tabela 1 mostra os fatores dos principais configurações.

Tab. 1 - Os fatores das principais configurações.

		K	K_t	K_u	K_p
Forward Converter	SE/SE	0.141	0.71	0.40	0.30
Bridge/Half Bridge	SE/CT	0.165	1.0	0.40	0.41
Full Wave Center-Tap	CT/CT	0.141	1.41	0.40	0.25

Escolha do núcleo é definido pelo $A_e A_w$, mostrada na equação abaixo.

$$A_e A_w := \left(\frac{P_{in} \cdot 10^4}{k_t \cdot k_u \cdot k_p \cdot J_{fio} \cdot \Delta B \cdot 2 \cdot f} \right)^{1.143}$$

$$A_e A_w = 0.277 \quad [\text{cm}^4]$$

ESCOLHA O MODELO DO NUCLEO

nucleo := "EE28/11"

$$\begin{pmatrix} Ae \\ Aw \\ Ve \\ AeAw \end{pmatrix} := \begin{pmatrix} 0.276 \\ 0.479 \\ 1.341 \\ 0.132 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = "EE20" \\
 \begin{pmatrix} 0.320 \\ 0.639 \\ 1.540 \\ 0.204 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = "NC15" \\
 \begin{pmatrix} 0.390 \\ 0.855 \\ 1.935 \\ 0.334 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = "EE25/6" \\
 \begin{pmatrix} 0.825 \\ 0.699 \\ 4.238 \\ 0.577 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = "EE28/11" \\
 \begin{pmatrix} 0.526 \\ 1.193 \\ 3.876 \\ 0.627 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = "EE30/07" \\
 \begin{pmatrix} 1.051 \\ 1.193 \\ 7.753 \\ 1.254 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = "EE30/14" \\
 \begin{pmatrix} 1.891 \\ 2.56 \\ 16.233 \\ 4.847 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = "EE42/15" \\
 \begin{pmatrix} 2.44 \\ 2.56 \\ 20.946 \\ 6.247 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = "EE42/20" \\
 \begin{pmatrix} 3.612 \\ 3.756 \\ 40.516 \end{pmatrix} \text{ if } nucleo = "EE55"
 \end{pmatrix}$$

$$Ae = 0.825 \quad [\text{cm}^2]$$

$$Aw = 0.699 \quad [\text{cm}^2]$$

$$\begin{array}{l}
 AeAw = 0.577 \quad [\text{cm}^4] \\
 Ve = 4.238 \quad [\text{cm}^3]
 \end{array}
 \left| \begin{array}{l}
 (13.565) \\
 (2.644) \\
 5.478 \\
 36.475 \\
 (14.484)
 \end{array} \right.
 \text{if } \text{nucleo} = \text{"EE65/13"}$$

$$T_{on_max} := \frac{D_{max}}{f} \quad T_{on_max} = 20 \times 10^{-6}$$

Número mínimo de espiras do primário (para cada enrolamento).

$$Num_espiras_min := \left(\frac{T_{on_max} \cdot V_{primario} \cdot 10^4}{Ae \cdot \Delta B} \right)$$

$$Num_espiras_min = 173.16$$

$$Num_espiras_adotado_pri := \text{ceil}(Num_espiras_min)$$

$$Num_espiras_adotado_pri = 174$$

$$Num_espiras_adotado_pri := 175 \quad \lll \text{Redefine o número de espiras}$$

$$Num_espiras_sec := \frac{Num_espiras_adotado_pri}{a}$$

$$Num_espiras_sec = 70$$

$$Num_espiras_adotado_sec := \text{round}(Num_espiras_sec)$$

$$Num_espiras_adotado_sec = 70$$

Conversão do diâmetro para AWG

$$\pi := 3.141592654$$

$$AWG(Diametro_fio) := \left| \begin{array}{l}
 r \leftarrow 50 \\
 \text{while } Diametro_fio \geq \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-r}{20}} \\
 \quad r \leftarrow r - 1 \\
 r
 \end{array} \right.$$

Efeito pelicular sobre os enrolamentos:

$$P := \frac{7.5}{\sqrt{f}} \quad \text{Profundidade de penetração}$$

$$Diametro_máximo := 2 \cdot P \quad Diametro_máximo = 0.095 \quad [\text{cm}^2]$$

Otimizando o valor do diâmetro máximo para minimizar as perdas, é utilizado somente 37% deste valor. Logo o seu valor será:

$$Diametro_otimo := 2 \cdot P \cdot 0.37$$

$$Diametro_otimo = 0.035 \quad [\text{cm}^2]$$

$$AWG(Diametro_otimo) = 27 \quad [\text{AWG}]$$

$$AWG_utilizado_pri := AWG(Diametro_otimo)$$

$$AWG_utilizado_pri = [27]$$

$$AWG_utilizado_pri := 30 \ll \text{REDEFINE O FIO A SER UTILIZADO NO PRIMÁRIO}$$

Diâmetro máximo do fio sem isolamento em centímetros:

$$Dp := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG_utilizado_pri}{20}} \quad Dp = 0.026$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$Sfio_pelicular := \pi \cdot \left(\frac{Dp}{2} \right)^2 \quad Sfio_pelicular = 0.000513$$

Escolha do fio para o enrolamento :

$$A_{Cu} := \frac{I_{RMS_primario}}{J_{fio}} \quad A_{Cu} = 3.207 \times 10^{-4} \quad [\text{cm}^2]$$

Fios paralelos no enrolamento:

$$No_fiosParalelo_pri := \text{ceil} \left(\frac{A_{Cu}}{Sfio_pelicular} \right) \quad No_fiosParalelo_pri = 1$$

$$Ap_{Cu} := \frac{A_{Cu}}{No_fiosParalelo_pri} \quad Ap_{Cu} = 3.207 \times 10^{-4} \quad [\text{cm}^2]$$

Fio a ser utilizado

$$AWG_utilizado_pri = 30 \quad No_fiosParalelo_pri = 1$$

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros

$$Dx := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG_utilizado_pri}{20}} \quad Dx = 0.026$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{fio} := \pi \cdot \left(\frac{Dx}{2} \right)^2 \quad S_{fio} = 0.000513$$

Densidade de corrente final

$$J_{fio_pri_final} := \frac{I_{RMS_primario}}{No_fiosParalelo_pri \cdot S_{fio}}$$

$$J_{fio_pri_final} = 218.63 \quad [A/cm^2]$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$Dx_iso := Dx + 0.028 \cdot \sqrt{Dx} \quad Dx_iso = 0.03$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$S_{fio_iso_pri} := \pi \cdot \left(\frac{Dx_iso}{2} \right)^2 \quad S_{fio_iso_pri} = 7.09 \times 10^{-4}$$

Enrolamento Secundário

$$AWG_utilizado_sec := AWG(Diametro_otimo)$$

$$AWG_utilizado_sec = 27 \quad [AWG]$$

$$AWG_utilizado_sec := 30 \quad \lllll \text{REDEFINE O FIO A SER UTILIZADO NO SECUNDÁRIO}$$

Diâmetro máximo do fio sem isolamento em centímetros:

$$Dp := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG_utilizado_sec}{20}} \quad Dp = 0.026$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{fio_pelicular} := \pi \cdot \left(\frac{Dp}{2} \right)^2 \quad S_{fio_pelicular} = 0.000513$$

Escolha do fio para o enrolamento :

$$A_{Cu} := \frac{I_{RMS_secundario}}{J_{fio}} \quad A_{Cu} = 4.4 \times 10^{-4} \quad [cm^2]$$

Fios paralelos no enrolamento:

$$No_fiosParalelo_sec := \text{ceil} \left(\frac{A_{Cu}}{S_{fio_pelicular}} \right) \quad No_fiosParalelo_sec = 1$$

$$A_{pCu} := \frac{A_{Cu}}{No_fiosParalelo_sec} \quad A_{pCu} = 4.4 \times 10^{-4} \quad [\text{cm}^2]$$

Fio a ser utilizado

$$AWG_utilizado_sec = 30 \quad No_fiosParalelo_sec = 1$$

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros

$$D_x := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG_utilizado_sec}{20}} \quad D_x = 0.026$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{fio} := \pi \cdot \left(\frac{D_x}{2}\right)^2 \quad S_{fio} = 0.000513$$

Densidade de corrente final

$$J_{fio_sec_final} := \frac{I_{RMS_secundario}}{No_fiosParalelo_sec \cdot S_{fio}}$$

$$J_{fio_sec_final} = 299.96 \quad [\text{A}/\text{cm}^2]$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{x_iso} := D_x + 0.028 \cdot \sqrt{D_x} \quad D_{x_iso} = 0.03$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$S_{fio_iso_sec} := \pi \cdot \left(\frac{D_{x_iso}}{2}\right)^2 \quad S_{fio_iso_sec} = 7.09 \times 10^{-4}$$

Possibilidade de execução:

Possibilidade de execução (menor ou igual 0.4):

$$A_{Cu_isol_pri} := S_{fio_iso_pri} \cdot Num_espiras_adotado_pri \cdot No_fiosParalelo_pri$$

$$A_{Cu_isol_pri} = 0.124 \quad [\text{cm}^2]$$

$$n_{enr_sec} := 2 \quad [\text{numero de enrolamento do secundário}]$$

$$A_{Cu_isol_sec} := (S_{fio_iso_sec} \cdot Num_espiras_adotado_sec \cdot No_fiosParalelo_sec) \cdot n_{enr_sec}$$

$$A_{Cu_isol_sec} = 0.099 \quad [\text{cm}^2]$$

$$ku_pri := \frac{2 \cdot A_{Cu_isol_pri}}{A_w}$$

$$ku_pri = 0.355$$

$$ku := \frac{A_{Cu_isol_pri} + A_{Cu_isol_sec}}{A_w} \quad ku = 0.319$$

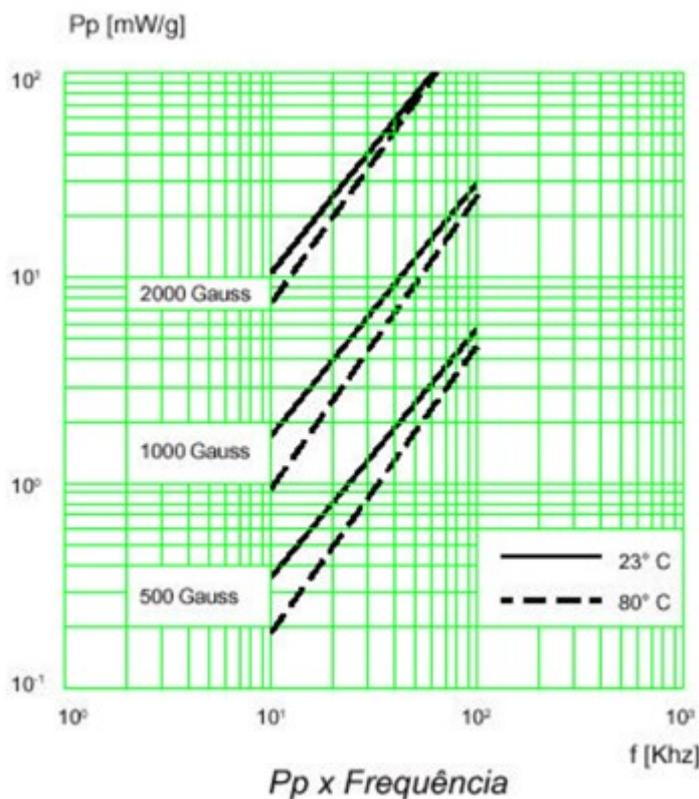
$$Possibilidade := \begin{cases} \text{"OK"} & \text{if } ku < 0.4 \\ \text{"Núcleo muito pequeno ! Escolha outro!"} & \text{if } ku \geq 0.4 \end{cases}$$

O fator ku é menor 0.4, possibilitando a sua construção do indutor.

4 - Perdas no Núcleo

Para o cálculo das perdas no núcleo será utilizado como referencial o manual da Torthon. Para dimensionamento da perda no núcleo será considerado a variação do fluxo em Gauss, frequência de operação e massa no núcleo escolhido. Material do núcleo é o IP12R.

Figura 01: Curvas de perdas material IP12R



Determinação da massa $nucleo = \text{"EE28/11"}$

$$\rho := 4800 \cdot 10^{-3} \quad [\text{g/cm}^3] \quad \text{Densidade do material}$$

$$Ve = 4.238 \quad [\text{cm}^3] \quad \text{Volume do Núcleo}$$

$m_{nucleo} := \rho \cdot Ve = 20.342$	[g]	Massa do núcleo
$\Delta B_{Gauss} := (\Delta B \cdot 10^4) = 2.8 \times 10^3$	[G]	Variação do fluxo em Gauss
$P_p := 20 \cdot 10^{-3}$	[W/g]	Perda no núcleo escolhido na tabela acima em função da frequência e da variação do fluxo
$P_{nucleo_in} := m_{nucleo} \cdot P_p = 406.848 \times 10^{-3}$	[W]	Perda no núcleo do indutor Lin

Resumo do Transformador:

$nucleo = "EE28/11"$		[Núcleo utilizado]
$Num_espiras_adotado_pri = 175$		[Número de espiras]
$AWG_utilizado_pri = 30$	[AWG]	[Tipo de Fio]
$No_fiosParalelo_pri = 1$		[Número de fios em paralelo]
$J_{fio_pri_final} = 218.63$	[A/cm ²]	
$Num_espiras_adotado_sec = 70$		[Número de espiras]
$AWG_utilizado_sec = 30$	[AWG]	[Tipo de Fio]
$No_fiosParalelo_sec = 1$	[A/cm ²]	[Número de fios em paralelo]
$J_{fio_sec_final} = 299.96$		
$P_{nucleo_in} = 406.848 \times 10^{-3}$	[W]	[Perdas total no Magnético]
$ku = 0.319$		[Possibilidade de execução $ku < 0.4$]
$Possibilidade = "OK"$		



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ - CAMPUS SOBRAL
MESTRADO - PPGEEC

PROPAGAÇÃO DA ONDULAÇÃO EM BAIXA FREQUÊNCIA NO CSR PARA O ACIONAMENTO DE LEDs DE POTÊNCIA

APÊNDICE F

Parâmetros de Entrada

$f_s := 720$	[Hz]	[Frequência de comutação]
$f_m := 120$	[Hz]	[Frequência de ondulação em baixa frequência]
$\omega_m := 2 \cdot \pi \cdot f_m$	[rad/s]	[Frequência angular da baixa frequência]
$\omega_s := 2 \cdot \pi \cdot f_s$	[rad/s]	[Frequência angular da frequência de comutação]
$T_s := \frac{1}{f_s}$	[s]	[Período de comutação]
$V_{dc} := 160$	[V]	[Tensão de entrada]
$\Delta_{bus} := 50\%$	[%]	[Ondulação do Barramento]
$V_2 := \frac{\Delta_{bus} \cdot V_{dc}}{2} = 40$	[V]	[Amplitude da ondulação da tensão do barramento]
$m_a := \frac{V_2}{V_{dc}} = 0.25$	[]	[Índice de Ondulação]

Parâmetros do LED

$n_s := 2$	[]	[Números de módulos em série]
$R_{LED} := n_s \cdot 2.18 = 4.36$	[Ω]	[Resistência do LED]
$V_{LED} := n_s \cdot 16.18 = 32.36$	[V]	[Tensão de polarização do LED]
$I_{LED} := 350 \cdot 10^{-3}$	[A]	[Corrente média no LED]
$V_{out} := (V_{LED} + I_{LED} \cdot R_{LED}) = 33.886$	[V]	[Tensão de saída do conversor]
$R_{eq} := \frac{V_{out}}{I_{LED}} = 96.817$	[Ω]	[Resistência equivalente do LED]
$R_{ac} := \frac{8}{\pi^2} \cdot R_{eq} = 78.477$	[Ω]	[Resistência equivalente efetiva do LED]

CIRCUITO TANQUE SÉRIE RESSONANTE

Relação Frequência de Comutação e Frequência Natural de ressonância

$$\mu_o := 1.11$$

Fator de Qualidade em função dos parâmetros do LED e tensão do barramento

$$Q_L := \frac{\sqrt{\left(\frac{4 \cdot V_{dc}}{\pi^2 \cdot R_{ac} \cdot I_{LED}}\right)^2 - 1}}{\mu_o - \frac{1}{\mu_o}} = 10.228$$

$$L_r := \frac{Q_L \cdot R_{ac} \cdot \mu_o}{\omega_s} = 196.939 \times 10^{-3} \quad [\text{H}]$$

$$L_r := 195 \cdot 10^{-3} \quad [\text{H}] \quad [\text{Valor de indutância adotado}]$$

$$C_r := \frac{\mu_o^2}{(\omega_s)^2 L_r} = 308.736 \times 10^{-9} \quad [\text{F}]$$

$$C_r := 300 \cdot 10^{-9} \quad [\text{F}] \quad [\text{Valor de capacitância adotado}]$$

$$R_{Lr} := 0.01 \cdot 10^{-9} \quad [\Omega] \quad [\text{Resistência do indutor } L_r]$$

$$Q_{Lr} := \sqrt{\frac{L_r}{(R_{Lr} + R_{ac})^2 \cdot C_r}} = 10.273 \quad [\text{Fator de Qualidade}]$$

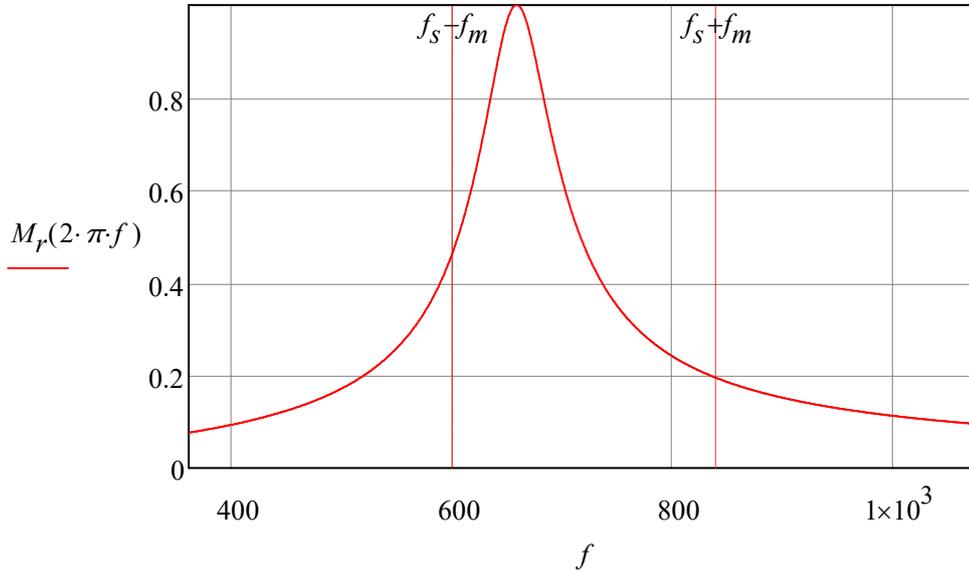
$$\omega_o := \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} = 4.134 \times 10^3 \quad [\text{rad/s}] \quad [\text{Frequência angular de ressonância}]$$

$$Z_o := \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 806.226 \quad [\Omega] \quad [\text{Impedância característica}]$$

EFEITO DO CIRCUITO TANQUE SÉRIE RESSONANTE

$$\psi(\omega) := -atan\left[Q_L \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}\right)\right] \quad [\text{rad}] \quad [\text{Defasagem}]$$

$$M_r(\omega) := \frac{1}{\sqrt{1 + (Q_L)^2 \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \quad [\text{Ganho}]$$



CORRENTE NO CIRCUITO TANQUE

$$i_{cen}(t) := \frac{2 \cdot V_{dc}}{R_{Lr} + R_{ac}} \cdot \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^{101} \left[\frac{1 - (-1)^n}{2 \cdot n} \cdot M_r(n \cdot \omega_s) \cdot \sin(n \cdot \omega_s \cdot t + \psi(n \cdot \omega_s)) \right]$$

$$\frac{2 \cdot V_{dc}}{R_{Lr} + R_{ac}} \cdot \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^{101} \left[\frac{1 - (-1)^n}{2 \cdot n} \cdot M_r(n \cdot \omega_s) \right] = 0.617$$

$$i_{sup}(t) := \frac{m_a \cdot V_{dc}}{R_{Lr} + R_{ac}} \cdot \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^{101} \left[\frac{1 - (-1)^n}{2 \cdot n} \cdot M_r(n \cdot \omega_s + \omega_m) \cdot \cos[(n \cdot \omega_s + \omega_m) \cdot t + \psi(n \cdot \omega_s)] \right]$$

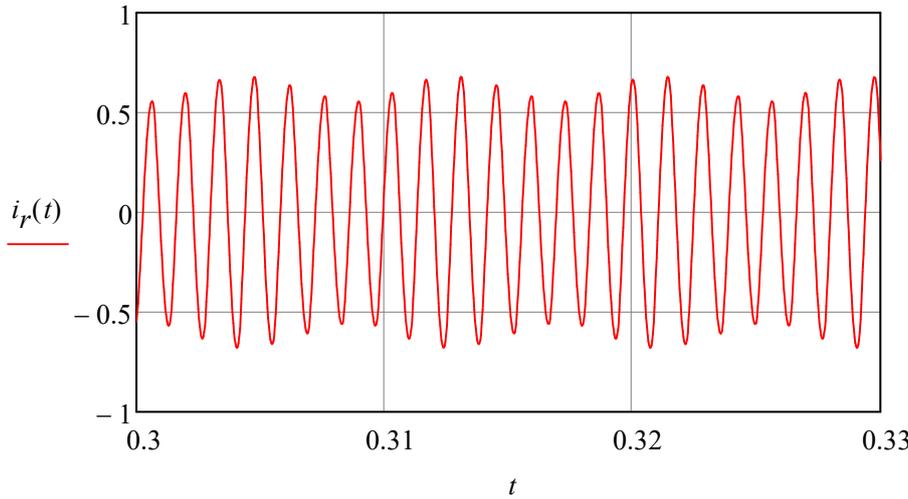
$$\frac{m_a \cdot V_{dc}}{R_{Lr} + R_{ac}} \cdot \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^{101} \left[\frac{1 - (-1)^n}{2 \cdot n} \cdot M_r(n \cdot \omega_s + \omega_m) \right] = 0.035$$

$$i_{inf}(t) := \frac{m_a \cdot V_{dc}}{R_{Lr} + R_{ac}} \cdot \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^{101} \left[\frac{1 - (-1)^n}{2 \cdot n} \cdot M_r(n \cdot \omega_s - \omega_m) \cdot \cos[(n \cdot \omega_s - \omega_m) \cdot t - \psi(n \cdot \omega_s)] \right]$$

$$\frac{m_a \cdot V_{dc}}{R_{Lr} + R_{ac}} \cdot \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^{101} \left[\frac{1 - (-1)^n}{2 \cdot n} \cdot M_r(n \cdot \omega_s - \omega_m) \right] = 0.079$$

$$i_r(t) := i_{cen}(t) + i_{inf}(t) - i_{sup}(t) \quad [A]$$

$$I_{rms} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_r(t)^2 dt} = 0.401 \quad [A] \quad \text{Corrente eficaz do circuito tanque}$$



CORRENTE DE SAÍDA OU CORRENTE NO LED

$$I_o := \frac{4V_{dc}}{\pi^2 \cdot (R_{ac} + R_{Lr})} \cdot \sum_{n=1}^{101} \left[\frac{1 - (-1)^n}{2 \cdot n} \cdot M_r(n \cdot \omega_s) \right] = 0.41 \quad [A] \quad [\text{Valor médio da corrente no LED}]$$

$$i_{LF}(t) := \frac{2m_a \cdot V_{dc}}{(R_{ac} + R_{Lr}) \cdot \pi^2} \cdot \sum_{n=1}^{101} \left[\frac{1 - (-1)^n}{2 \cdot n} \cdot \left[(M_r(n \cdot \omega_s + \omega_m) + M_r(n \cdot \omega_s - \omega_m)) \cdot \sin(\omega_m \cdot t) \right] \right]$$

$$I_{f120} := \frac{2m_a \cdot V_{dc}}{(R_{ac} + R_{Lr}) \cdot \pi^2} \cdot \left[\sum_{n=1}^{101} \left[\frac{1}{n} \cdot ((M_r(n \cdot \omega_s + \omega_m) + M_r(n \cdot \omega_s - \omega_m))) \right] \right] = 81.439 \times 10^{-3}$$

$$i_{HF_inf}(t) := \frac{2m_a \cdot V_{dc}}{(R_{ac} + R_{Lr}) \cdot \pi^2} \cdot \sum_{n=1}^1 \left[\frac{1 - (-1)^n}{2 \cdot n} \cdot M_r(n \cdot \omega_s - \omega_m) \cdot \sin[(2n \cdot \omega_s - \omega_m) \cdot t - 2\psi(n \cdot \omega_s)] \right]$$

$$I_{inf} := \frac{2m_a \cdot V_{dc}}{(R_{ac} + R_{Lr}) \cdot \pi^2} \cdot \sum_{n=1}^1 \left[\frac{1}{n} \cdot (M_r(n \cdot \omega_s - \omega_m)) \right] = 48.117 \times 10^{-3}$$

$$i_{HF_cen}(t) := \frac{4V_{dc}}{(R_{ac} + R_{Lr}) \cdot \pi^2} \cdot \sum_{n=1}^1 \left[\frac{1 - (-1)^n}{2 \cdot n} \cdot M_r(n \cdot \omega_s) \cdot \cos(2n \cdot \omega_s \cdot t - 2\psi(n \cdot \omega_s)) \right]$$

$$I_{central} := \frac{4V_{dc}}{(R_{ac} + R_{Lr}) \cdot \pi^2} \cdot \sum_{n=1}^1 \left[\frac{1 - (-1)^n}{2 \cdot n} \cdot M_r(n \cdot \omega_s) \right] = 392.609 \times 10^{-3}$$

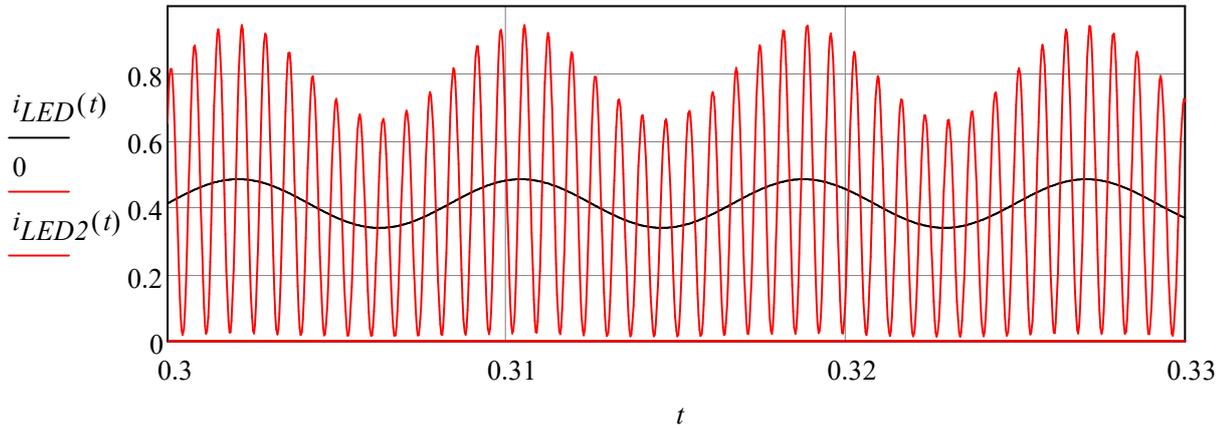
$$i_{HF_sup}(t) := \frac{2m_a \cdot V_{dc}}{(R_{ac} + R_{Lr}) \cdot \pi^2} \cdot \sum_{n=1}^1 \left[\frac{1 - (-1)^n}{2 \cdot n} \cdot M_r(n \cdot \omega_s + \omega_m) \cdot \sin[(2n \cdot \omega_s + \omega_m) \cdot t - 2\psi(n \cdot \omega_s)] \right]$$

$$I_{sup} := \frac{2m_a \cdot V_{dc}}{(R_{ac} + R_{Lr}) \cdot \pi^2} \cdot \sum_{n=1}^1 \left[\frac{1 - (-1)^n}{2 \cdot n} \cdot M_r(n \cdot \omega_s + \omega_m) \right] = 20 \times 10^{-3}$$

$$i_{HF}(t) := i_{HF_inf}(t) - i_{HF_cen}(t) - i_{HF_sup}(t) \quad [A] \quad [\text{Componente na frequência de comutação da corrente de saída}]$$

$$i_{LED}(t) := I_o + i_{LF}(t)$$

$$i_{LED2}(t) := I_o + i_{LF}(t) + i_{HF}(t)$$





UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ - CAMPUS SOBRAL
MESTRADO - PPGEEC

PROJETO DO INDUTOR DO FILTRO LC
APÊNDICE G

Obs.: Núcleo de aço silício tipo GO

1 - Dados de entrada:

$L_{\text{ww}} := 195 \cdot 10^{-3}$	[H]	[Valor do Indutor]
$I_{L_{\text{rms}}} := 380 \cdot 10^{-3}$		[Corrente eficaz para FP=1 na entrada do conv.]
$I_{L_{\text{rms}}} = 0.38$	[A]	[Corrente eficaz]
$I_{L_{\text{cc}}} := 0$	[A]	[Valor médio]
$I_{L_{\text{peak}}} := 650 \cdot 10^{-3}$	[A]	[Corrente de pico para uma senoide]
$I_{L_{\text{peak}}} = 0.65$	[A]	
$B_{\text{max}} := 1.3$	[T]	[Densidade de fluxo maximo]
$f := 720$	[Hz]	[Frequência de operação]
$\mu_0 := 4\pi \cdot 10^{-7}$	[Tm/A]	[Permeabilidade do ar]
$K_w := 0.45$		
$J_{\text{ww}} := 300$	[A/cm ²]	[Densidade de corrente]
$\rho_w := 2.3 \cdot 10^{-8}$	[Ω*m]	[Resistividade do cobre p/ 100°C]

Amplitude das harmônicas de corrente

$n := 1..5$ (Numero de harmônicos)

Obs.: O primeiro índice do vetor é zero

$$I_{mn} := \begin{pmatrix} 0 \\ 1.08 \\ 0 \\ 0.331 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Valores de amplitude das harmônicas da corrente no indutor obtido através da FFT.
Obs. NÃO USE VALOR EFIZAZ (RMS)

2 - Escolha do fio

Converção do diâmetro para AWG

$$\pi := 3.141592654$$

$$AWG(Diametro_fio) := \begin{cases} r \leftarrow 50 \\ \text{while } Diametro_fio \geq \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-r}{20}} \\ \quad r \leftarrow r - 1 \\ r \end{cases}$$

A seção do fio é determinada por:

$$S_{fio_cal} := \frac{IL_{rms}}{J}$$

$$S_{fio_cal} = 1.267 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2] \quad [\text{Seção do fio}]$$

O diâmetro do fio sem isolamento é determinado por:

$$D_{cal} := 2 \cdot \sqrt{\frac{S_{fio_cal}}{\pi}}$$

Convertendo para AWG:

$$AWG_calculado := AWG(D_{cal})$$

$$AWG_calculado = 26$$

$$AWG_calculado := 22 \lllll \text{REDEFINE O FIO A SER UTILIZADO}$$

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros:

$$D_x := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG_calculado}{20}}$$

$$D_x = 0.064$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{fio_pelicular} := \pi \cdot \left(\frac{D_x}{2} \right)^2 = 3.239 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Escolha do fio para o enrolamento :

$$A_{Cu} := \frac{I L_{rms}}{J} = 1.267 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Fios paralelos no enrolamento:

$$N_{fios} := \text{ceil} \left(\frac{A_{Cu}}{S_{fio_pelicular}} \right) = 1 \quad \lllll \text{Para Aço Silício é indicado utilizar um fio em paralelo.}$$

$$A_{pCu} := \frac{A_{Cu}}{N_{fios}} = 1.267 \times 10^{-3} [\text{cm}^2]$$

$$\frac{A_{Cu}}{S_{fio_pelicular}} = 0.391$$

Densidade de corrente final:

$$J_{final} := \frac{I L_{rms}}{S_{fio_pelicular} \cdot N_{fios}} = 117.308 \quad [\text{A/cm}^2]$$

Fio a ser utilizado

$$AWG_calculado = 22 \quad N_{fios} = 1$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{i_iso} := D_x + 0.028 \cdot \sqrt{D_x} = 0.071 \quad [\text{cm}]$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$S_{fio_iso} := \pi \cdot \left(\frac{D_{i_iso}}{2} \right)^2 = 3.995 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros:

$$D_{cal_iso} := D_x + 0.028 \sqrt{D_x}$$

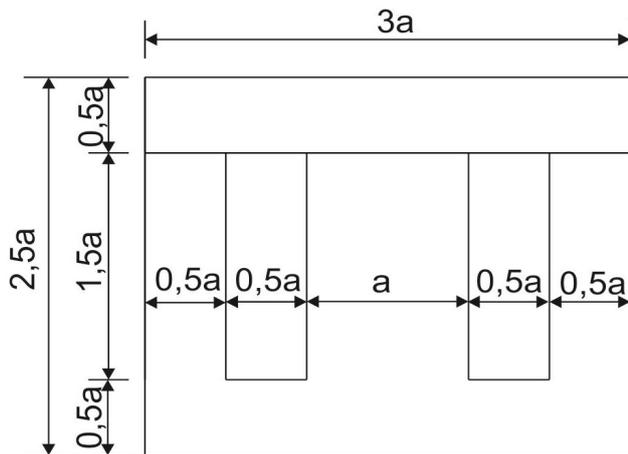
$$D_{cal_iso} = 0.071 \quad [\text{cm}]$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados:

$$S_{fio_iso} := \pi \cdot \left(\frac{D_{cal_iso}}{2} \right)^2$$

$$S_{fio_iso} = 3.995 \times 10^{-3} \text{ [cm]}$$

3 - Escolha do núcleo:



Todas as dimensões das lâminas E e I são em função da largura do perna central "a" (MARTIGNONI, 1991).

Para o núcleo TESSIN

$$a := 1.6 \quad \text{[cm]} \quad \llll \text{ Núcleo escolhido}$$

$$b := 3 \quad \text{[cm]} \quad \text{Espessura do núcleo}$$

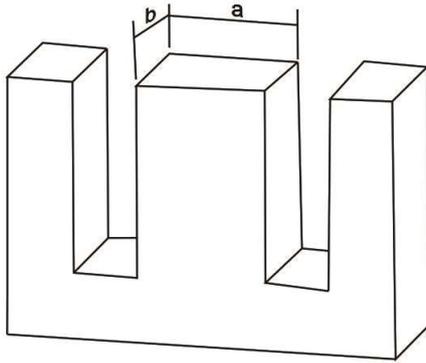
$$d := 1.5 \cdot a = 2.4 \quad \text{[cm]} \quad \text{Comprimento da janela}$$

Para um núcleo convencional mostrado:

$$A_w := (0.5 \cdot a \cdot 1.5 \cdot a) \cdot 2 \quad \text{[cm}^2\text{]} \quad \text{[Área das duas janelas]}$$

$$A_w = 3.84$$

Segundo Martignoni é vantagoso construir a largura da coluna central do núcleo de forma quadrada. Como as lâminas do núcleo são isoladas por um esmalte, a seção magnética é obtida reduzindo 10% da seção geométrica.



Olhar a área magnetica e a permeabilidade do aço.
Montar um circuito magnetico e determina a indutância. Cuidado no pico de corrente não saturar.

Chego perto do 88mH

$$A_g := a \cdot b = 4.8 \quad [\text{cm}^2] \quad [\text{Área geométrica}]$$

$$A_m := A_g \cdot 0.9 = 4.32 \quad [\text{cm}^2] \quad [\text{Área Magnética efetiva}]$$

$$A_m = 4.32$$

$$A_m \cdot A_w = 16.589 \quad [\text{cm}^4]$$

$$MPL := 8 \cdot a = 12.8 \quad [\text{cm}]$$

O número de espiras do indutor deve ser:

$$NL := \frac{L \cdot 10^4}{A_m \cdot B_{max}}$$

$$NL = 225.694 \quad [\text{espiras}]$$

Para o projeto assume-se:

$$NL := \text{floor}(NL)$$

$$NL = 225$$

O Entreferro deve ser ajustado em:

$$lg := \frac{(\mu_o \cdot NL^2 \cdot A_m \cdot 10^{-2})}{L}$$

$$lg = 0.014 \quad [\text{cm}]$$

Para encontrar o numero de camadas de fios no carretel, deve-se considerar o diâmetro do cobre como todo, através da sua área.

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros

$$D_e := \sqrt{\frac{(A_{Cu} \cdot 4)}{\pi}} = 0.04 \quad [\text{cm}]$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{i_iso} = 0.071$$

$$N_{camadas} := \frac{2d}{D_{i_iso}} = 67.304 \quad [\text{Numero de fios por camada}]$$

$$N_l := \frac{NL}{N_{camadas}} = 3.343 \quad [\text{Numero de camadas}]$$

4 - Possibilidade de execução

Possibilidade de execução (menor ou igual 0.4):

$$k_u := \frac{S_{fio_iso} \cdot NL}{A_w} \quad k_u = 0.234$$

$$Possibilidade := \begin{cases} \text{"OK"} & \text{if } k_u < 0.4 \\ \text{"Núcleo muito pequeno ! Escolha outro!"} & \text{if } k_u \geq 0.4 \end{cases}$$

O fator k_u é menor 0.4, possibilitando a sua construção do indutor.

5 - Perdas no cobre

O comprimento em cm da espira médio do cobre

$$C_{espira} := 2 \cdot a + 2 \cdot b + 0.5 \cdot a \cdot \pi \quad [\text{cm}]$$

Tamanho do Condutor

$$l_w := NL \cdot C_{espira} = 2.635 \times 10^3 \quad [\text{cm}]$$

Resistência do Condutor

$$R_{wcc} := \frac{\rho_w}{N_{fios}} \cdot \frac{4 \cdot l_w \cdot 10^{-2}}{\pi \cdot (D_x \cdot 10^{-2})^2} = 1.871$$

As perdas são dependentes da resistência (R_{wcc}) com o quadrado da corrente que passa pelo indutor. As perdas são aumentadas com o aumento da corrente no indutor.

$$P_{wcc} := I_{rms}^2 \cdot R_{wcc} = 0.27 \quad [\text{W}]$$

6 - Perdas no cobre CA

As perdas CA (P_{wac}) são independentes da corrente no indutor e são proporcional a variação da corrente no indutor (Δi_L).

Amplitude das Harmônicas da Corrente do Indutor

$dp := 0.8$ (di/p) (Diâmetro do enrolamento sem isolante / distância centro a centro dos enrolamentos "valor do artigo")

Dimensão do Enrolamento Normalizado $\delta := 1$

$$A := \left(\frac{\pi}{4}\right)^{\frac{3}{4}} \cdot \left(\frac{D_x}{\delta}\right) \cdot \sqrt{dp} = 0.048$$

Fator Efeito Skin

$$F_{RS_n} := \frac{\sinh(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}) + \sin(2 \cdot A \cdot \sqrt{n})}{\cosh(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}) - \cos(2 \cdot A \cdot \sqrt{n})} = \dots$$

Fator Efeito Proximidade

$$F_{RP_n} := \frac{\sinh(A \cdot \sqrt{n}) - \sin(A \cdot \sqrt{n})}{\cosh(A \cdot \sqrt{n}) + \cos(A \cdot \sqrt{n})} = \dots$$

Fator da Resistência do Enrolamento

$$F_{Rn_n} := A \cdot \sqrt{n} \cdot \left[F_{RS_n} + 2 \cdot (N_l^2 - 1) \cdot \frac{F_{RP_n}}{3} \right] = \dots$$

Resistência efetiva do indutor para a componente CC e CA

$$R_{eff} := \frac{\left[IL_{cc}^2 + \left(\frac{1}{2}\right) \right] \cdot \sum_{n=1}^5 (F_{Rn_n} \cdot I_{mn_n})}{IL_{rms}^2} \cdot R_{wcc} = 9.143$$

Perdas no Enrolamento

$$P_w := \left[IL_{cc}^2 + \left(\frac{1}{2}\right) \right] \cdot \left[\sum_{n=1}^5 (F_{Rn_n} \cdot I_{mn_n}) \right] \cdot R_{wcc} = 1.32 \quad [\text{W}]$$

7 - RESUMO DO NÚCLEO:

Possibilidade = "OK"

$$k_u = 0.234$$

$$NL = 225$$

$$lg = 0.014 \quad [\text{cm}]$$

$$AWG_{\text{calculado}} = 22$$

$$J_{\text{final}} = 117.308$$



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ - CAMPUS SOBRAL
MESTRADO - PPGEEC

APÊNDICE H VALIDAÇÃO DO EQUACIONAMENTO DO CONVERSOR COM CAPACITOR CHAVEADO

Parâmetros de Projeto:

Parâmetros do LED

$n_s := 1$	[]	(Numero de módulos em série)
$R_{LED} := 32.61$	[Ω]	(Resistência do LED)
$V_{LED} := 69$	[V]	(Tensão de polarização do LED)
$I_{LED} := 280 \cdot 10^{-3}$	[A]	(Corrente média no LED)
$V_{out} := (V_{LED} + I_{LED} \cdot R_{LED})$	[V]	(Tensão de saída do conversor)
$P_{out} := I_{LED} \cdot V_{out} = 21.877$	[W]	(Tensão de saída do conversor)

-Parâmetros da Tensão de Entrada

$V_m := 311$	[V]	(Valor de pico da tensão de entrada)
$V_{in_rms} := 220$	[V]	(Tensão de entrada eficaz)
$f_r := 60$	[Hz]	(Frequência da rede elétrica)
$\omega_o := 2 \cdot \pi \cdot f_r$	[rad/s]	(Frequência angular da rede elétrica)

-Outros Parâmetros

$f_s := 50 \cdot 10^3$	[Hz]	(Frequência de comutação)
$T_s := \frac{1}{f_s} = 20 \times 10^{-6}$	[s]	(Período de Comutação)
$\eta := 1$		(Rendimento do conversor)
$V_{bus} := 452$	[V]	(Valor médio da tensão do barramento)
$\Delta\%V_{bus} := 20\%$	[%]	(Porcentagem de ondulação de tensão do barramento)

Potência de entrada:

$$P_{in} := \frac{P_{out}}{\eta} = 21.877 \quad [W]$$

Capacitor Chaveado:

$$C_{s1} := \frac{P_{out}}{V_m^2 \cdot f_s \cdot \eta} = 4.524 \times 10^{-9} \quad [F]$$

$$C_{s1} := 4.7 \cdot 10^{-9} \quad \lll\text{Valor comercial} \quad [F]$$

$$C_{s2} := C_{s1} \quad [F]$$

$$C_{s3} := \frac{I_{LED}}{f_s \cdot (V_{bus} - V_{out})} = 14.979 \times 10^{-9} \quad [F]$$

$$C_{s3} := 15 \cdot 10^{-9} \quad \lll\text{Valor comercial} \quad [F]$$

$$C_{eq} := C_{s1} + C_{s2} + C_{s3} = 24.4 \times 10^{-9} \quad [F]$$

-Indutor L_r

Definição da constante

$$A := 3 \cdot V_{bus}^2 - 12 \cdot V_{out} \cdot V_{bus} = 189.131 \times 10^3$$

Etapa 1 (t_0, t_1)

A indutância do indutor L_1 pode ser determinada através de :

$$Z_1 := \frac{4 \cdot V_m^2 \cdot C_{eq} + C_{s3} \cdot A}{4 \cdot V_{bus}^2} \quad Y_1 := \frac{2 \cdot V_{out} + V_{bus}}{2 \cdot (V_{bus} - V_{out})} \quad W_1 := \frac{2 \cdot V_m}{\sqrt{\frac{C_{s3}}{C_{eq}} \cdot \sqrt{A}}}$$

$$L_1 := \frac{1}{1.25 \left[Z_1 + \left(\cos(Y_1) \cdot \sqrt{C_{s3}} + \tan(W_1) \cdot \sqrt{C_{eq}} \right)^2 \right] \cdot 4 \cdot f_s^2} = 1.08 \times 10^{-3}$$

$$L_r := 1 \cdot 10^{-3} \quad [H] \quad \text{Valor adotado}$$

No instante $t=t_0$ a corrente no indutor L_r é máxima e pode ser calculada por:

$$i_{LR0} := \frac{4 \cdot V_m^2 \cdot C_{eq} + C_{s3} \cdot A}{2 \cdot \sqrt{L_r \cdot (4 \cdot V_m^2 \cdot C_{eq} + C_{s3} \cdot A)}} = 1.752 \quad [A]$$

$$t_1 := \frac{\sqrt{4 \cdot V_m^2 \cdot C_{eq} \cdot L_r + C_{s3} \cdot L_r \cdot \Lambda}}{2 \cdot V_{bus}} = 3.876 \times 10^{-6} \quad [s]$$

$$\Delta t_1 := 0 + t_1 = 3.876 \times 10^{-6} \quad [s]$$

Etapa 2 (t₁,t₂)

Duração da segunda etapa de operação

$$\Delta t_2 := \arccos \left[\frac{2 \cdot V_{out} + V_{bus}}{2 \cdot (V_{bus} - V_{out})} \right] \cdot \sqrt{L_r \cdot C_{s3}} = 2.404 \times 10^{-6}$$

$$t_2 := \Delta t_2 + t_1 = 6.28 \times 10^{-6}$$

Frequência de ressonância do circuito durante a segunda etapa de operação:

$$\omega_{o2} := \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_{s3}}} = 258.199 \times 10^3$$

A corrente no indutor L1 durante a segunda etapa de operação:

$$i_{Lr2}(t) := \sqrt{\frac{C_{s3}}{L_r}} \cdot (V_{out} - V_{bus}) \cdot \sin(\omega_{o2} \cdot t)$$

$$v_{C_{s3}}(t) := (V_{bus} - V_{out}) \cdot \cos(\omega_{o2} \cdot t) - \frac{V_{bus}}{2}$$

Etapa 3 (t₂,t₃)

Duração da terceira etapa de operação:

$$\Delta t_3 := \operatorname{atan} \left(\frac{2 \cdot V_m}{\sqrt{\frac{C_{s3}}{C_{eq}} \cdot \sqrt{\Lambda}}} \right) \cdot \sqrt{L_r \cdot C_{eq}} = 5.282 \times 10^{-6} \quad [s]$$

$$t_3 := \Delta t_3 + t_2 = 11.562 \times 10^{-6}$$

Frequência de ressonância do circuito durante a terceira etapa de operação:

$$\omega_{o3} := \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_{s3}}} = 258.199 \times 10^3$$

$$I_m := 0.14829$$

Corrente no indutor L_r durante a terceira etapa

$$i_{L_{R3}}(t) := -\sqrt{\frac{C_{eq}}{L_r}} \cdot V_m \cdot \sin(\omega_{o3} \cdot t) + i_{L_{R2}}(t) \cos(\omega_{o3} \cdot t)$$

-Capacitor do Barramento

$$\Delta V_{Cbus} := V_{bus} \cdot \Delta\%V_{bus} = 90.4 \quad [\text{V}] \quad (\text{Ondulação de tensão do barramento})$$

$$C_{bus} := \frac{V_m \cdot I_m}{\omega_o \cdot \Delta V_{Cbus} \cdot V_{bus}} \cdot \frac{\pi + 2}{4} - \frac{C_{s3} \cdot V_{out} \cdot f_s \cdot \pi}{2 \cdot \omega_o \cdot \Delta V_{Cbus}} \cdot \left(1 - \frac{V_{out}}{V_{bus}}\right)$$

$$C_{bus} = 1.614 \times 10^{-6}$$

-Ondulação de corrente em baixa frequência nos LEDs

$$I_{\Delta LED\%} := \frac{\Delta V_{Cbus}}{V_{bus} - V_{out}} \cdot 100 = 24.18$$



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ - CAMPUS SOBRAL
MESTRADO - PPGEEC

DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR

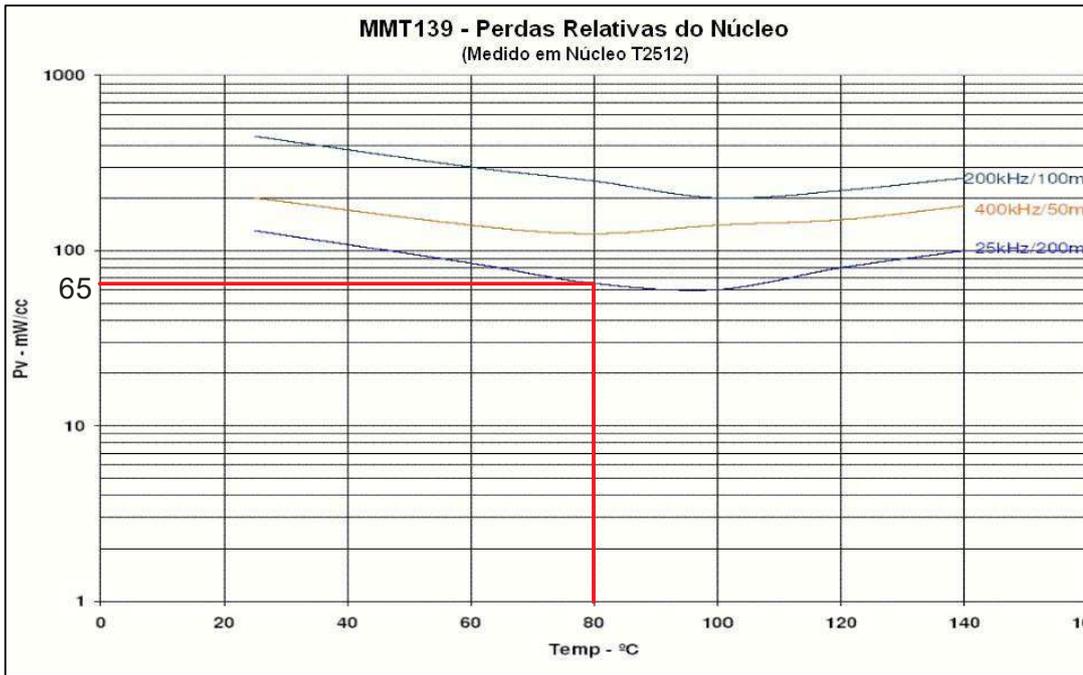
APÊNDICE I

1 - Especificações:

$L_{\text{ww}} := 1 \cdot 10^{-3}$	[H]	[Indutância]
$IL_{\text{peak}} := 1.715$	[A]	[Valor de pico da corrente]
$\Delta I_L := 2 \cdot IL_{\text{peak}}$	[A]	[Variação da corrente]
$IL_{\text{rms}} := 1.373$	[A]	[Valor eficaz da corrente]
$IL_{\text{cc}} := 0$	[A]	[Valor médio de corrente]
$f := 50 \cdot 10^3$	[Hz]	[Frequencia de operação]
$D_{\text{max}} := 0.5$		[Ração cíclica para o conversor]
$K_w := 0.4$		[Fator de enrolamento]
$J_{\text{ww}} := 440$	[A/cm ²]	[Densidade de corrente]
$B_{\text{max}} := 0.15$	[T]	[Densidade de fluxo maximo]
$\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$	[Tm/A]	[Permeabilidade do ar]
$\rho_c := 1$	[Ω*m]	[Resistividade do núcleo 0.8 para IP12R, para núcleos melhores é próximo de 1]
$\rho_w := 2.3 \cdot 10^{-8}$	[Ω*m]	[Resistividade do cobre p/ 100°C]

Valores extraídos próximo ao ponto de operação do conversor. Para posterior utilização na estimativa de perdas do magnético

$P_v := 65 \cdot 10^{-3}$	[W/cm ³]	[Perdas relativas do núcleo @80°C Datasheet]
$f_n := 25 \cdot 10^3$	[Hz]	[Frequencia de operação do núcleo, Datasheet]
$B_n := 0.2$	[T]	[Densidade de fluxo do núcleo, Datasheet]



Amplitude das harmônicas de corrente

$n := 1..5$ (Numero de harmônicos)

$$I_{mn} := \left| \Delta I_L \cdot \left[\frac{\text{sinc}(n \cdot \pi \cdot D_{max})}{n \cdot \pi \cdot (1 - D_{max})} \right] \right| = I_{mn} = \blacksquare$$

Valores das harmônicas dependente de ΔI_L para os conversores BUCK, BUCK-BOOST e BOOST!!!

Obs.: O primeiro índice do vetor é zero

$$I_{mn} := \begin{pmatrix} 0 \\ 1.384 \\ 0 \\ 0.112 \\ 0 \\ 0.033 \end{pmatrix}$$

Valores de amplitude das harmônicas da corrente no indutor obtido através da FFT.
Obs. NÃO USE VALOR EFIZAZ (RMS)

2 - Escolha do fio:

Converção do diâmetro para AWG

$$\pi := 3.141592654$$

$$AWG(Diametro_fio) := \begin{cases} r \leftarrow 50 \\ \text{while } Diametro_fio \geq \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-r}{20}} \\ \quad r \leftarrow r - 1 \\ r \end{cases}$$

Efeito pelicular sobre os enrolamentos:

$$\delta := \frac{7.6328}{\sqrt{f}} = 0.034 \quad [\text{Profundidade de penetração}]$$

$$Diametro_máximo := 2 \cdot \delta = 0.068 \quad [\text{cm}]$$

Otimizando o valor do diâmetro máximo para minimizar as perdas, é utilizado somente 37% deste valor (fator de aproximação e empilhamento das espiras) [Ver o livro do Keith Billings: 1999, Switchmode Power Supply Handbook, 2 ed., McGraw-Hill]. Logo o seu valor será:

$$Diametro_otimo := 2 \cdot \delta \cdot 0.35 = 0.024 \quad [\text{cm}]$$

$$AWG(Diametro_otimo) = 30 \quad [\text{AWG}]$$

$$AWG_utilizado := AWG(Diametro_otimo)$$

$$AWG_utilizado = 30 \quad [\text{AWG}]$$

$$AWG_utilizado := 30 \quad \lllll \text{REDEFINE O FIO A SER UTILIZADO}$$

Diâmetro máximo do fio sem isolamento em centímetros:

$$D_i := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG_utilizado}{20}} \quad D_i = 0.026 \quad [\text{cm}]$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$Sfio_pelicular := \pi \cdot \left(\frac{D_i}{2} \right)^2 = 5.134 \times 10^{-4} \quad [\text{cm}^2]$$

Escolha do fio para o enrolamento :

$$A_{Cu} := \frac{IL_{rms}}{J} = 3.12 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Fios paralelos no enrolamento:

$$\frac{A_{Cu}}{S_{fio_pelicular}} = 6.078$$

$$N_{fios} := \text{ceil}\left(\frac{A_{Cu}}{S_{fio_pelicular}}\right) = 7$$

$$A_{pCu} := \frac{A_{Cu}}{N_{fios}} = 4.458 \times 10^{-4} \quad [\text{cm}^2]$$

Densidade de corrente final:

$$J_{final} := \frac{IL_{rms}}{S_{fio_pelicular} \cdot N_{fios}} = 382.045 \quad [\text{A/cm}^2]$$

Fio a ser utilizado

$$AWG_utilizado = 30 \quad N_{fios} = 7$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{i_iso} := D_i + 0.028 \cdot \sqrt{D_i} = 0.03 \quad [\text{cm}]$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$S_{fio_iso} := \pi \cdot \left(\frac{D_{i_iso}}{2}\right)^2 = 7.09 \times 10^{-4} \quad [\text{cm}^2]$$

3 - Escolha do núcleo:

$$AeAw := \frac{L \cdot IL_{rms} \cdot IL_{peak} \cdot 10^4}{K_w \cdot J \cdot B_{max}}$$

$$AeAw = 0.892 \quad [\text{cm}^4]$$

ESCOLHA O MODELO DO NUCLEO

nucleo := "EE3014_Mag"

Ae	:=	0.31	<i>if nucleo = "EE2005_Mag"</i>
Aw		0.48	
Ve		0.827	
$AeAw$		0.145	
μ_{rc}		1750	
l_t		3.8	
l_e		4.3	
D		0.63	
		0.52	<i>if nucleo = "EE2507_Mag"</i>
		0.87	
		1.748	
		0.452	
		1750	
		5.2	
		5.75	
		0.87	
		0.6	<i>if nucleo = "EE3007_Mag"</i>
		1.19	
		2.45	
		0.714	
		1750	
		5.6	
		6.7	
		0.97	
		1.22	<i>if nucleo = "EE3014_Mag"</i>
		1.19	
		8.174	
		1.45	
		1750	
		6.7	
		6.7	
		0.97	
		1.53	
		1.7	

0.104	<i>if nucleo = "EE4012_Mag"</i>
2.6	
1750	
7	
7.9	
1.1	
2.4	<i>if nucleo = "EE4220_Mag"</i>
2.56	
12.69	
6.14	
1750	
10.5	
9.7	
1.5	
4.22	<i>if nucleo = "EE5525_Mag"</i>
3.756	
28.84	
15.85	
1750	
12	
12	
1.9	
5.32	<i>if nucleo = "EE6527_Mag"</i>
5.37	
44.5	
28.568	
1750	
14.8	
14.7	
2.2	

$A_e = 1.22$ [cm²] [Área da seção]

$A_w = 1.19$ [cm²] [Área da janela]

$V_e = 8.174$ [cm³] [Volume efetivo]

$AeAw = 1.45$	[cm ⁴]	[Produto da área do núcleo]
$\mu_{rc} = 1750$		[Permeabilidade relativa]
$l_t = 6.7$	[cm]	[Comprimento médio de uma espira]
$l_e = 6.7$	[cm]	[Comprimento efetivo]
$D = 0.97$	[cm]	[Comprimento da janela]

O número de espiras do indutor deve ser:

$$NL := \frac{L \cdot I_{L_{peak}} \cdot 10^4}{Ae \cdot B_{max}}$$

$$NL = 93.716 \text{ [espiras]}$$

$$\underline{NL} := \text{floor}(NL)$$

Para o projeto assume-se:

$$NL = 93 \text{ [espiras]}$$

O entreferro deve ser ajustado em:

$$l_g := \frac{\mu_0 \cdot NL^2 \cdot Ae \cdot 10^{-2}}{L}$$

$$l_g = 0.133 \text{ [cm]}$$

Para encontrar o número de camadas de fios no carretel, deve-se considerar o diâmetro do cobre como todo, através da sua área.

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros

$$D_e := \sqrt{\frac{A_{Cu} \cdot 4}{\pi}} = 0.063 \text{ [cm]}$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{e_iso} := D_e + N_{\text{fios}} \cdot 0.028 \cdot \sqrt{D_e} = 0.112 \text{ [cm]}$$

$$N_{\text{camadas}} := \frac{2D}{D_{e_iso}} = 17.284 \text{ [Número de fios por camada]}$$

$$N_l := \frac{NL}{N_{camadas}} = 5.381 \quad [\text{Numero de camadas}]$$

4 - Possibilidade de execução:

Possibilidade de execução (menor ou igual 0.4):

$$A_{Cu_isol} := S_{fio_iso} \cdot NL \cdot N_{fios}$$

$$A_{Cu_isol} = 0.462 \quad [\text{cm}^2]$$

$$k_u := \frac{A_{Cu_isol}}{A_w} \quad k_u = 0.388$$

$$Possibilidade := \begin{cases} \text{"OK"} & \text{if } k_u < 0.4 \\ \text{"Núcleo muito pequeno ! Escolha outro!"} & \text{if } k_u \geq 0.4 \end{cases}$$

O fator k_u é menor 0.4, possibilitando a sua construção do indutor.

5 - Perdas no indutor:

$$nucleo = \text{"EE3014_Mag"} \quad [\text{Nucleo utilizado}]$$

$$A_e = 1.22 \quad [\text{cm}^2] \quad [\text{Área da seção}]$$

$$A_w = 1.19 \quad [\text{cm}^2] \quad [\text{Área da janela}]$$

$$V_e = 8.174 \quad [\text{cm}^3] \quad [\text{Volume efetivo}]$$

$$A_e A_w = 1.45 \quad [\text{cm}^4] \quad [\text{Produto da área do núcleo}]$$

$$\mu_{rc} = 1.75 \times 10^3 \quad [\text{Permeabilidade relativa}]$$

$$l_t = 6.7 \quad [\text{cm}] \quad [\text{Comprimento médio de uma espira}]$$

$$l_e = 6.7 \quad [\text{cm}] \quad [\text{Comprimento efetivo}]$$

5.1 Perdas no Núcleo

$$\Delta B := \frac{B_{max} \cdot \Delta I_L}{I_{L_{peak}}} = 0.3 \quad [\text{T}] \quad [\text{Variação da densidade de fluxo}]$$

$$B_m := \frac{\Delta B}{2} = 0.15 \quad [\text{T}] \quad [\text{Valor de pico da variação da densidade}]$$

$$\alpha := \frac{P_v}{f_n \cdot (B_n)^2} = 65 \times 10^{-6} \quad [\text{Coeficiente de perdas do magnético - APROXIMAÇÃO}]$$

$$K_H := \frac{4}{\mu_{rc} \cdot \mu_0} = \blacksquare$$

$$K_E := \frac{(\pi \cdot Ae) \cdot 10^{-4}}{4 \cdot \rho_c} = 95.819 \times 10^{-6} \quad [\text{Coeficiente de perdas por correntes parasitas}]$$

$$P_H := B_m^2 \alpha f \cdot Ve = 0.598 \quad [\text{W}] \quad [\text{Perdas por histerese}]$$

$$P_E := B_m^2 K_E f^2 \cdot Ve \cdot 10^{-6} = 0.044 \quad [\text{W}] \quad [\text{Perdas por correntes parasitas}]$$

$$P_n := P_H + P_E = 0.642 \quad [\text{W}] \quad [\text{Perdas do núcleo}]$$

5.2 Perdas no Cobre CC

Formula obtida da pág 164 do livro Kazimierczuk, High-Frequency Magnetic Components, second edition - 2014

5.2.1 Tamanho do Condutor

$$l_w := NL \cdot l_t = 623.1 \quad [\text{cm}]$$

5.2.2 Resistência do Condutor

$$R_{wcc} := \frac{\rho_w}{N_{fios}} \cdot \frac{4 \cdot l_w \cdot 10^{-2}}{\pi \cdot (D_i \cdot 10^{-2})^2} = 398.777 \times 10^{-3} \quad [\Omega]$$

5.2.3 Potência Dissipada CC pelo Enrolamento

Equacionamento obtido do artigo publicado na IET Power Electronics em 2010 por Kondrath e Kazimierczuk "Inductor winding loss owing to skin and proximity effects including harmonics in non-isolated pulse-width modulated dc-dc converters operating in continuous conduction mode"

As perdas CC (P_{wcc}) são dependentes da resistência (R_{wcc}) com o quadrado da corrente que passa pelo indutor. As perdas são aumentadas com o aumento da corrente no indutor.

$$P_{wcc} := I_{L_{cc}}^2 \cdot R_{wcc} = 0 \quad [\text{W}]$$

5.3 Perdas CA no Cobre

As perdas CA (P_{wac}) são independentes da corrente no indutor e são proporcional a variação da corrente no indutor (Δi_L).

5.3.1 Amplitude das Harmônicas da Corrente do Indutor

$$dp := 0.8 \quad (\text{di/p}) \quad \text{(Diâmetro do enrolamento sem isolante / distância centro a centro dos enrolamentos "valor do artigo")}$$

5.3.2 Dimensão do Enrolamento Normalizado

$$A := \left(\frac{\pi}{4}\right)^{\frac{3}{4}} \cdot \left(\frac{D_i}{\delta}\right) \cdot \sqrt{dp} = 0.559$$

5.3.3 Fator Efeito Skin

$$F_{RS_n} := \frac{(\sinh(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}) + \sin(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}))}{\cosh(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}) - \cos(2 \cdot A \cdot \sqrt{n})} = \dots$$

5.3.4 Fator Efeito Proximidade

$$F_{RP_n} := \frac{(\sinh(A \cdot \sqrt{n}) - \sin(A \cdot \sqrt{n}))}{\cosh(A \cdot \sqrt{n}) + \cos(A \cdot \sqrt{n})} = \dots$$

5.3.5 Fator da Resistência do Enrolamento

$$F_{Rn_n} := A \cdot \sqrt{n} \cdot \left[F_{RS_n} + 2 \cdot (N_l^2 - 1) \cdot \frac{F_{RP_n}}{3} \right] = \dots$$

$$R_{eff} := \frac{\left[I_{L_{cc}}^2 + \left(\frac{1}{2}\right) \cdot \sum_{n=1}^5 (F_{Rn_n} \cdot I_{mn_n}) \right]}{I_{L_{rms}}^2} \cdot R_{wcc} = 0.264 \quad [\Omega] \quad \text{Resistência efetiva do indutor para a componente CC e CA}$$

5.3.8 Perdas no Enrolamento

$$P_w := \left[I_{L_{cc}}^2 + \left(\frac{1}{2}\right) \right] \cdot \left[\sum_{n=1}^5 (F_{Rn_n} \cdot I_{mn_n}) \right] \cdot R_{wcc} = 0.498 \quad [W]$$

5.3.9 Perdas Totais no Indutor

$$P_t := P_w + P_n = 1.14 \quad [\text{W}]$$

$$P_{wca} := P_t - P_{wcc} = \blacksquare \quad [\text{W}] \quad \text{Perdas da componente CA no enrolamento}$$

6 - Resumo do indutor:

$nucleo = "EE3014_Mag"$		[Nucleo utilizado]
$NL = 93$		[Número de espiras]
$AWG_utilizado = 30$	[AWG]	[Tipo de Fio]
$N_{fios} = 7$		[Número de fios em paralelo]
$lg = 0.133$	[cm]	[Gap]
$ku = 0.388$		[Possibilidade de execução $ku < 0.4$]
$Possibilidade = "OK"$		
$J_{final} = 382.045$	[A/cm ²]	[Densidade final de corrente]
$B_{max} = 0.15$	[T]	[Densidade máxima de fluxo]
$P_H = 0.598$	[W]	[Perdas por histerese no núcleo]
$P_E = 0.044$	[W]	[Perdas por corrente parasitas no núcleo]
$P_n = 0.642$	[W]	[Perdas totais no núcleo]
$P_{wcc} = 0$	[W]	[Perdas CC no cobre]
$P_{wca} = \blacksquare$	[W]	[Perdas CA no cobre]
$P_w = 0.498$	[W]	[Perdas totais no cobre]
$P_t = 1.14$	[W]	[Perdas totais no indutor]

Configuration

ANEXO 1

Setup Configuration

MSO5034	Version: 7.1.1.1
Advanced Power Analysis	Version: 2.0.0 Build 259

Measurement Configuration

Index	Measurement	Config Information
1	Inductance0	V:Ch1 I:Ch2; EdgeSource Unit: Percentage; RefLevel: 50.000%; Hysteresis: 10.000%EdgeSource: Ch1;
2	Magnetic Property0	V:Ch1 I:Ch2; EdgeSource Unit: Percentage; RefLevel: 50.000%; Hysteresis: 10.000%EdgeSource: Ch1; FreqAndDuty: Fixed; PhysicalCharUnit: SI; CrossSectionArea: 432.000u; MagneticLength: 128.000m; NoOfWinding: Single; NoOfTurns: 241.000;
3	I vs fV0	V:Ch1 I:Ch2
4	Magnetic Loss0	V:Ch1 I:Ch2
5	Global Configuration	Coupling Type: DC; Bandwidth Limit: BWL_20MHz; Acquisition Mode: HiRes; Cursor Gating: Off; Current Source: Ch2; Current Probe: Tek_VPI;

Measurement Summary Results

Measurement	Min	Max	Mean	Std dev	Pk-Pk	Population	Result
Inductance0	192.273mH	194.963mH	193.328mH	NA	NA	3.000	Success
Current Acq	194.963mH	194.963mH	194.963mH	NA	NA	1.000	Success
Magnetic Property0	984.648mT	984.648mT	984.648mT	NA	NA	70.000	Success
Current Acq	984.648mT	984.648mT	984.648mT	NA	NA	70.000	Success
I vs fV0	83.927mVs	175.265mVs	120.459mVs	NA	NA	3.000	Success
Current Acq	102.185mVs	102.185mVs	102.185mVs	NA	NA	1.000	Success
Magnetic Loss0	7.605W	8.010W	7.807W	NA	NA	2.000	Success
Current Acq	8.010W	8.010W	8.010W	NA	NA	1.000	Success

Measurement Detailed Results

[Back to summary table](#)

Magnetic Property0	
Magnetic Property0_MagneticPropertyResults	
Parameter	Value
Bpeak	984.648mT
Br	-74.519mT
Hc	-13.680AT/m
Hmax	1.034kAT/m
I-Ripple	1.114A

[Back to summary table](#)

[Back to summary table](#)