



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MARCEL RIBEIRO MENDONÇA

CONVERSOR CA-CC *FLYBACK* TRIFÁSICO PARA ILUMINAÇÃO PÚBLICA
UTILIZANDO LEDS DE POTÊNCIA

FORTALEZA

2014

MARCEL RIBEIRO MENDONÇA

**CONVERSOR CA-CC *FLYBACK* TRIFÁSICO PARA ILUMINAÇÃO PÚBLICA
UTILIZANDO LEDS DE POTÊNCIA**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Eletrônica de Potência

Orientador: Prof. Ph.D. Fernando L. M. Antunes

Coorientador: Prof. Dr. Edilson M. Sá Jr.

FORTALEZA

2014

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca de Pós-Graduação em Engenharia - BPGE

M496c Mendonça, Marcel Ribeiro.

Conversor CA-CC Flyback trifásico para iluminação pública utilizando leds de potência /
Marcel Ribeiro Mendonça. – 2014.

130 f. : il., enc. ; 30 cm.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento
de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2014.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Orientação: Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes.

Coorientação: Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Júnior.

1. Engenharia elétrica. 2. Capacitores. 3. Corrente elétrica – Controle. I. Título.

CDD 621.3

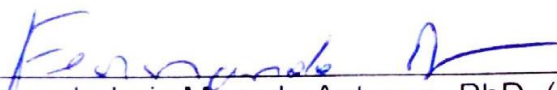
MARCEL RIBEIRO MENDONÇA


CONVERSOR CA-CC FLYBACK TRIFÁSICO PARA ILUMINAÇÃO PÚBLICA
UTILIZANDO LEDs DE POTÊNCIA


Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistema de Energia Elétrica.

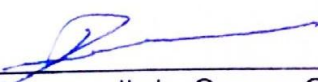
Aprovada em: 18/08/2014

BANCA EXAMINADORA


Prof. Fernando Luiz Marcelo Antunes, PhD. (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (PPGEE-UFC)


Prof. Edilson Mineiro Sá Júnior, Dr. (Coorientador)
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará
(IFCE – Campus Sobral)


Prof. Marco Antônio Dalla Costa, Dr.
Universidade Federal de Santa Maria (UFSM)


Prof. Demercil de Souza Oliveira Júnior, Dr.
Universidade Federal do Ceará (PPGEE-UFC)


Prof. René Pastor Torrico Bascopé, Dr.
Universidade Federal do Ceará (PPGEE-UFC)

AGRADECIMENTOS

Embora uma dissertação seja, por sua finalidade, um trabalho necessariamente individual, não seria justo apresentá-la perante uma banca sem expor pessoas importantes sem as quais este trabalho não existiria.

Primeiramente a Deus, por fornecer-me sabedoria, saúde, força e esperança por toda a minha vida.

Aos meus pais, Marivaldo e Aldeíde, por tudo que sou hoje, e por incessantemente batalharem para proporcionar a mim e aos meus irmãos o bem mais valioso que os pais podem deixar aos filhos: a educação. Aos meus irmãos Marivaldo Júnior e Marília, pelo companheirismo, assistência e incentivo.

À minha namorada Denyse, por seu amor, paciência, dedicação e incentivo constantes, que nunca me permitiram desistir deste trabalho.

Ao meu orientador, Prof. Fernando Luiz Marcelo Antunes, pela oportunidade que me foi dada, pela orientação e pelo trabalho exemplar que vem desenvolvendo durante todos estes anos no âmbito científico. Ao meu coorientador Prof. Edilson Mineiro Sá Júnior, pela sua orientação, amizade, paciência e pela experiência que contribuiu de forma decisiva para o desenvolvimento deste trabalho.

Aos amigos do IFCE e de Sobral, em especial ao Aglailson, Borges, Felipe Morales, Francilino, Helder Júnior, Kleber César, Kleber Ribeiro, Luís Hernesto, Pedro Henrique, Rafael Vitor, Rejane, Reuber, pela amizade, pelos momentos de descontração e pelo incentivo a concluir este trabalho. Aos amigos Allan, Déborah e Danielle, pelo apoio e incentivo.

Aos meus professores da graduação e do PPGEE pela orientação e pelo conhecimento fornecido, em especial ao professor René, pelas colaborações adicionais.

Aos meus alunos e orientandos do IFCE Campus Sobral, pela paciência, principalmente na reta final para escrita deste texto. Aos alunos Ronaldo Portela Coutinho e João Paulo Silveira Gomes, pela colaboração técnica.

Aos órgãos governamentais e agências de fomento, IFCE, UFC, CNPq, FINEP e FUNCAP, que contribuíram com o apoio financeiro necessário ao desenvolvimento deste trabalho, e por todo o desenvolvimento científico e tecnológico proporcionado ao país nos últimos anos.

“Talvez não tenhamos conseguido fazer o melhor, mas lutamos para que o melhor fosse feito.

Não somos o que deveríamos ser, não somos o que iremos ser...

mas graças a Deus, não somos o que éramos”.

(Martin Luther King)

RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um conversor CA-CC *flyback* trifásico, sem capacitor eletrolítico, com correção do fator de potência, aplicado à iluminação pública utilizando LEDs de potência. É realizada uma revisão sobre algumas das principais topologias presentes na literatura aplicadas em iluminação com LEDs. Também, é proposta a utilização de um conversor CA-CC com alimentação trifásica, visando a retirada dos capacitores eletrolíticos do conversor. A confiabilidade dos reatores eletrônicos pode ser aumentada com a retirada dos capacitores eletrolíticos, tendo em vista que a vida útil destes sofre forte influência da temperatura de operação. Um estudo acerca de conversores CA-CC trifásicos derivados da topologia *buck-boost* também é realizado, e uma topologia trifásica com um interruptor será analisada. Um protótipo desta topologia é desenvolvido, e os resultados de simulação e experimentais comprovam a viabilidade da utilização da mesma em reatores eletrônicos para LEDs. O protótipo apresenta potência de saída de 54 W, com fator de potência de até 0,99 e rendimento de até 77%, utilizando núcleos de ferrite comerciais de baixo custo e dependendo das condições de operação. Este protótipo pode operar em ampla faixa de tensões de entrada, além de possuir uma estratégia de controle por modo corrente de pico, o que reduz os custos do projeto graças à utilização de um controlador de custo reduzido.

Palavras-Chave: capacitor eletrolítico, controle por corrente de pico, conversores para LED

ABSTRACT

This paper presents the development of a three-phase AC-DC flyback converter with power factor correction without electrolytic capacitor, applied in street lighting using power LEDs. A review of some of the main topologies in the literature applied on LED lighting is performed. Furthermore, the using of an AC-DC converter with three-phase power supply, in order to withdrawal the electrolytic capacitors of the converter, is also proposed. The lifetime and reliability of AC-DC converters may be increased removing the electrolytic capacitors, considering that its lifetime has strong influence of the operating temperature. A study about three-phase AC-DC converters derived from the buck-boost topology is also performed, and a three-phase topology with one switch is analyzed. A prototype of this topology is developed, and the simulation and experimental results evidence the feasibility of using this technology in AC-DC converter LEDs. The prototype has an output power of 54 W, with power factor up to 0.99 and efficiency up to 77%, using low cost commercial ferrite core, and depending on the operating conditions. This prototype can operate in full-range of input voltages and also has a peak current control strategy, which reduces design costs due the using of a low cost controller.

Keywords: electrolytic capacitor, peak current control, LED drivers

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIGURA 1.1 - DESVIO DO PICO DE CROMATICIDADE DOS LEDs COM O AUMENTO DA TEMPERATURA	3
FIGURA 1.2 - VIDA ÚTIL DO CAPACITOR EM FUNÇÃO DA TEMPERATURA DE OPERAÇÃO E DO FATOR DE CRISTA DA CORRENTE	5
FIGURA 1.3 - CRESCIMENTO DA ILUMINAÇÃO COM LEDs PARA ILUMINAÇÃO PÚBLICA NOS ESTADOS UNIDOS EM 2012	6
FIGURA 1.4 - REGULADOR LINEAR PARA ACIONAMENTO DE LEDs	8
FIGURA 1.5 - TOPOLOGIA BASEADA NO CIRCUITO	9
FIGURA 1.6 - REATOR DE PARTIDA RÁPIDA ADAPTADO À UTILIZAÇÃO COM LEDs	9
FIGURA 1.7 - CONVERSOR <i>FLYBACK</i> COM INJEÇÃO DE HARMÔNICOS PROPOSTO POR WANG <i>ET AL.</i> (2010)	11
FIGURA 1.8 - CONVERSOR <i>FLYBACK</i> AUTO-OSCILANTE	11
FIGURA 1.9 - CONVERSOR HÍBRIDO <i>BOOST + FLYBACK</i>	12
FIGURA 1.10 - CONVERSOR HÍBRIDO <i>BOOST-FLYBACK</i>	13
FIGURA 1.11 - PRÉ-REGULADOR <i>BOOST</i> APLICADO A UM CONVERSOR CC-CC PARA LEDs	13
FIGURA 1.12 - CONVERSOR CA-CC PARA LEDs COM DOIS ESTÁGIOS	14
FIGURA 1.13 - CONVERSOR COM DOIS ESTÁGIOS E UM INTERRUPTOR	14
FIGURA 1.14 - CONVERSOR CA-CC BASEADO NA TOPOLOGIA <i>BUCK-BOOST</i>	15
FIGURA 1.15 - CONVERSOR PARA LEDs COM TRÊS ESTÁGIOS	16
FIGURA 1.16 - RETIFICADOR MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA COM FILTRO CAPACITIVO	17
FIGURA 1.17 - RETIFICADOR COM CONVERSOR CC-CC PARA CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA	18
FIGURA 1.18 - CONVERSOR PARA LÂMPADAS FLUORESCENTES PROPOSTO POR SABAHI <i>ET AL.</i> (2009)	19
FIGURA 1.19 - PROPOSTA PARA ACIONAMENTO DE LEDs COM ALIMENTAÇÃO TRIFÁSICA	20
FIGURA 1.20 - DIVISÃO DOS CONVERSORES COM QUALIDADE DE ENERGIA MELHORADA	21
FIGURA 1.21 - CONVERSOR CA-CC TRIFÁSICO COM ESTÁGIOS MODULARES	22
FIGURA 1.22 - CONVERSOR CA-CC TRIFÁSICO COM ESTÁGIOS MODULARES MODIFICADO	23
FIGURA 1.23 - CONVERSOR CA-CC TRIFÁSICO COM ESTÁGIOS INTEGRADOS UTILIZANDO GTOs	24
FIGURA 1.24 - CONVERSOR CA-CC <i>FOWARD+FLYBACK</i> TRIFÁSICO	25
FIGURA 1.25 - CONVERSOR CA-CC TRIFÁSICO COM DUAS PONTES CONTROLADAS	25

FIGURA 1.26 - CONVERSOR CA-CC TRIFÁSICO BIDIRECIONAL	26
FIGURA 1.27 - CONVERSOR CA-CC TRIFÁSICO COM DOIS INTERRUPTORES	27
FIGURA 1.28 - CONVERSOR CA-CC <i>FLYBACK</i> TRIFÁSICO COM TRÊS INTERRUPTORES BIDIRECIONAIS.....	28
FIGURA 1.29 - CONVERSOR CA-CC <i>FLYBACK</i> TRIFÁSICO COM DOIS INTERRUPTORES.....	28
FIGURA 1.30 - CONVERSOR PROPOSTO POR KOLAR <i>ET AL.</i> (1993)	30
FIGURA 2.1 - CONVERSOR PROPOSTO POR KOLAR E ZACH (1998) BASEADO EM HUI E CHUNG (1997).....	33
FIGURA 2.2 – PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO.....	34
FIGURA 2.3 - SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO	34
FIGURA 2.4 - TERCEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO	35
FIGURA 2.5 - QUARTA ETAPA DE OPERAÇÃO	36
FIGURA 2.6 - QUINTA ETAPA DE OPERAÇÃO	36
FIGURA 2.7 - FORMAS DE ONDA TEÓRICAS PARA O CONVERSOR.....	37
FIGURA 2.8 - FORMAS DE ONDA BÁSICAS DE TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA.....	38
FIGURA 2.9 - FILTRO LC DE ENTRADA PARA EMI.....	43
FIGURA 2.10 - FILTRO UTILIZADO POR DOS REIS <i>ET AL.</i> (2002).....	43
FIGURA 2.11 - ARRANJO DOS MÓDULOS DE LEDs UTILIZADOS NO TRABALHO.....	46
FIGURA 3.1 - GRAMPEADOR RCD.....	53
FIGURA 3.2 - CONVERSOR <i>FLYBACK</i> CLÁSSICO COM ELEMENTOS PARASITAS	54
FIGURA 3.3 - ESQUEMA UTILIZADO NA SIMULAÇÃO DO CONVERSOR.....	58
FIGURA 3.4 - CORRENTE NO LED	59
FIGURA 3.5 - TENSÃO E CORRENTE PROVENIENTES DA FONTE PARA $V_f=80V$	59
FIGURA 3.6 - TENSÃO E CORRENTE PROVENIENTES DA FONTE PARA $V_f=110V$	60
FIGURA 3.7 - TENSÃO E CORRENTE PROVENIENTES DA FONTE PARA $V_f=220V$	60
FIGURA 3.8 - TENSÃO E CORRENTE PROVENIENTES DA FONTE PARA $V_f=240V$	60
FIGURA 3.9 - CORRENTE NAS TRÊS FASES PARA $V_f=80V$	61
FIGURA 3.10 - CORRENTE NAS TRÊS FASES PARA $V_f=110V$	61
FIGURA 3.11 - CORRENTE NAS TRÊS FASES PARA $V_f=220V$	62
FIGURA 3.12 - CORRENTE NAS TRÊS FASES PARA $V_f=240V$	62
FIGURA 3.13 - CORRENTE NO INTERRUPTOR <i>SI</i>	63
FIGURA 4.1 - (A) CONVERSOR <i>FLYBACK</i> COM CONTROLE POR CORRENTE DE PICO E (B) FORMAS DE ONDA BÁSICAS.....	64
FIGURA 4.2 - CONVERSOR CA-CC <i>FLYBACK</i> TRIFÁSICO SIMPLIFICADO	66

FIGURA 4.3 - FORMAS DE ONDA BÁSICAS DO CONTROLE POR CORRENTE DE PICO	66
FIGURA 4.4 - RAZÃO CÍCLICA DO CONVERSOR EM FUNÇÃO DO TEMPO PARA $V_i=220\text{ V}$	69
FIGURA 4.5 - FORMA DE ONDA DA CORRENTE DE ENTRADA EM UMA FASE	70
FIGURA 4.6 - ANÁLISE DAS HARMÔNICAS DE CORRENTE DO CONVERSOR	71
FIGURA 4.7 - CIRCUITO UTILIZADO PARA DIMERIZAÇÃO DA LUMINÁRIA	72
FIGURA 5.1 - CIRCUITO DE CONTROLE DO CONVERSOR <i>FLYBACK</i> TRIFÁSICO	74
FIGURA 5.2 - ESQUEMA ELÉTRICO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA DO CONVERSOR	76
FIGURA 5.3 - PROTÓTIPO DO CONVERSOR <i>FLYBACK</i> TRIFÁSICO	77
FIGURA 5.4 - TENSÃO, CORRENTE E POTÊNCIA NOS LEDs, SOB TENSÃO DE ENTRADA $V_i=110\text{ V}$	78
FIGURA 5.5 - TENSÃO E CORRENTE EM UMA FASE SOB TENSÃO DE ENTRADA $V_i=110\text{ V}$	78
FIGURA 5.6 - TENSÃO NO INTERRUPTOR S1	79
FIGURA 5.7 - FATOR DE POTÊNCIA E RENDIMENTO DO CONVERSOR	80
FIGURA 5.8 - CONVERSOR <i>FLYBACK</i> TRIFÁSICO MODIFICADO	81
FIGURA 5.9 - DETALHE DO CIRCUITO GRAMPEADOR DA PARTE SUPERIOR DOS ENROLAMENTOS PRIMÁRIOS	82
FIGURA 5.10 - DIAGRAMA ESQUEMÁTICO - CIRCUITO DE POTÊNCIA	83
FIGURA 5.11 - CONVERSOR CA-CC <i>FLYBACK</i> TRIFÁSICO MONTADO	84
FIGURA 5.12 - TENSÃO E CORRENTE NA ENTRADA PARA TENSÃO EFICAZ DE 110 V E 220 V	85
FIGURA 5.13 - TENSÃO E CORRENTE NOS LEDs	86
FIGURA 5.14 - TENSÃO NO CAPACITOR DO GRAMPEADOR	86
FIGURA 5.15 - TENSÃO NO INTERRUPTOR	87
FIGURA 5.16 - TENSÃO NO DIODO DO SECUNDÁRIO	88
FIGURA 5.17 - TENSÃO NO ENROLAMENTO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR <i>FLYBACK</i>	89
FIGURA 5.18 - RENDIMENTO E FATOR DE POTÊNCIA DA ESTRUTURA EM FUNÇÃO DA TENSÃO EFICAZ DE ENTRADA (EM VOLTS)	90
FIGURA 5.19 - ANÁLISE DAS HARMÔNICAS DE CORRENTE DO CONVERSOR OPERANDO COM TENSÃO DE ENTRADA DE 110V	90
FIGURA 5.20 - ANÁLISE DAS HARMÔNICAS DE CORRENTE DO CONVERSOR OPERANDO COM TENSÃO DE ENTRADA DE 220V	91
FIGURA 5.21 - IMAGEM TÉRMICA DO CONVERSOR APÓS 5 MINUTOS DE OPERAÇÃO A UMA TENSÃO DE 110 V	91
FIGURA 5.22 - DISTRIBUIÇÃO DAS PERDAS NO CONVERSOR SOB UMA TENSÃO DE ENTRADA DE 110V	93
FIGURA 5.23 - DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO PARA DIMERIZAÇÃO	94

FIGURA 5.24 - PLACA DESENVOLVIDA PARA REALIZAR A DIMERIZAÇÃO.....	94
FIGURA 5.25 - CONVERSOR CA-CC <i>FLYBACK</i> COM DIMERIZAÇÃO E LUMINÁRIA UTILIZADA PARA TESTES	95

LISTA DE TABELAS

TABELA 1.1 - COMPARAÇÃO DA EFICIÊNCIA DE DIVERSAS LÂMPADAS EXISTENTES NO MERCADO	2
TABELA 1.2 - LIMITES PARA INJEÇÃO DE HARMÔNICOS PARA EQUIPAMENTOS CATEGORIZADOS NA CLASSE C (POTÊNCIA SUPERIOR A 25 W)	17
TABELA 1.3 – COMPARAÇÃO ENTRE DIVERSOS CONVERSORES AVALIADOS E A RELAÇÃO ENTRE A CAPACITÂNCIA TOTAL E A POTÊNCIA.....	29
TABELA 3.1 - PARÂMETROS DO FILTRO DE ENTRADA.....	50
TABELA 3.2 - PARÂMETROS PARA O PROJETO FÍSICO DO TRANSFORMADOR <i>FLYBACK</i>	55
TABELA 3.3 - PARÂMETROS PARA MONTAGEM DO TRANSFORMADOR <i>FLYBACK</i>	57
TABELA 4.1 - PARÂMETROS PARA PROJETO DO CONTROLADOR POR CORRENTE DE PICO.....	69
TABELA 5.1 - LISTA DE COMPONENTES UTILIZADA NO CIRCUITO DE CONTROLE	74
TABELA 5.2 - LISTA DE COMPONENTES UTILIZADA NO CIRCUITO DE POTÊNCIA DO CONVERSOR <i>FLYBACK</i> TRIFÁSICO	75
TABELA 5.3 - EQUACIONAMENTO DAS PERDAS PARA $V_l = 220\text{ V}$	92
TABELA 5.4 - LISTA DE COMPONENTES UTILIZADA NO CIRCUITO PARA DIMERIZAÇÃO.....	94

SUMÁRIO

1.	CONVERSORES CA-CC PARA LEDS DE POTÊNCIA	1
1.1.	VIDA ÚTIL DOS LEDS E DO CIRCUITO DE ALIMENTAÇÃO.....	4
1.2.	CONVERSORES CA-CC PARA LEDS DE POTÊNCIA	6
1.2.1.	CONVERSORES NÃO CHAVEADOS	7
1.2.2.	CONVERSORES CHAVEADOS	10
1.2.2.1.	ESTRUTURAS COM UM ESTÁGIO	10
1.2.2.2.	ESTRUTURAS COM DOIS ESTÁGIOS	13
1.2.2.3.	ESTRUTURAS COM TRÊS ESTÁGIOS	15
1.3.	CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA	16
1.4.	CONVERSORES CA-CC <i>FLYBACK</i> TRIFÁSICOS	19
1.4.1.	ESTRUTURAS COM ESTÁGIOS MODULARES.....	22
1.4.2.	ESTRUTURAS COM ESTÁGIOS INTEGRADOS.....	24
1.5.	PROPOSTA DE TRABALHO	29
1.6.	CONSIDERAÇÕES FINAIS E ESTRUTURAÇÃO DO TRABALHO.....	31
2.	CONVERTOR CA-CC TRIFÁSICO COM UM INTERRUPTOR PARA LEDS DE POTÊNCIA	33
2.1.	ANÁLISE QUALITATIVA – ETAPAS DE OPERAÇÃO	33
2.1.1.	PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO.....	34
2.1.2.	SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO.....	34
2.1.3.	TERCEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO	35
2.1.4.	QUARTA ETAPA DE OPERAÇÃO.....	35
2.1.5.	QUINTA ETAPA DE OPERAÇÃO.....	36
2.2.	ANÁLISE QUANTITATIVA – EQUACIONAMENTO BÁSICO	38
2.3.	FILTRO DE ENTRADA	42
2.4.	ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES	44
2.5.	ARRANJO DA CARGA	45

2.6.	CONCLUSÃO.....	46
3.	METODOLOGIA DE PROJETO	48
3.1.	PROJETO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA	48
3.2.	PROJETO DO FILTRO DE ENTRADA	50
3.3.	PROJETO DOS SEMICONDUTORES	51
3.4.	PROJETO DO GRAMPEADOR.....	53
3.5.	PROJETO FÍSICO DO TRANSFORMADOR <i>FLYBACK</i>	54
3.6.	SIMULAÇÃO DO CONVERSOR <i>FLYBACK</i> TRIFÁSICO EM MALHA ABERTA	58
3.7.	CONCLUSÃO.....	63
4.	CONTROLE E DIMERIZAÇÃO DO CONVERSOR.....	64
4.1.	ANÁLISE DA TÉCNICA DE CONTROLE POR CORRENTE DE PICO APLICADA À CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA	64
4.2.	DIMERIZAÇÃO.....	71
4.3.	CONCLUSÃO.....	73
5.	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	74
5.1.	CONVERSOR CA-CC <i>FLYBACK</i> TRIFÁSICO CONVENCIONAL.....	74
5.2.	CONVERSOR CA-CC <i>FLYBACK</i> TRIFÁSICO MODIFICADO.....	81
5.2.1.	ANÁLISE DAS PERDAS	91
5.3.	DIMERIZAÇÃO.....	93
5.4.	CONCLUSÃO.....	95
	CONCLUSÃO GERAL	97
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	99
	APÊNDICES.....	106
	APÊNDICE A - CONVERSOR <i>BUCK-BOOST</i> EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA (MCD) PARA CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA	106

1. CONVERSORES CA-CC PARA LEDS DE POTÊNCIA

Na atualidade, a iluminação apresenta-se como fator imprescindível ao desenvolvimento da humanidade. O Brasil, convergindo com esta linha de raciocínio também vem, nos últimos anos, atuando de forma significativa neste setor. Uma prova irrefutável é o crescente aparecimento de programas sociais e projetos, alguns deles financiados pelo próprio governo brasileiro, que visam aumentar o acesso à energia elétrica e à iluminação. É o caso, por exemplo, do Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica (PROCEL), instituído em 1985 pelo Ministério de Minas e Energia e pelo Ministério da Indústria e do Comércio, que visa promover a eficiência energética, contribuindo para a melhoria da qualidade de vida da população e eficiência dos bens e serviços, reduzindo os impactos ambientais (ELETROBRÁS, 2006). Além deste, o programa Luz para Todos, lançado em 2003, com aditivos até 2014, com a meta de propiciar o acesso à energia elétrica gratuitamente à população do meio rural que não tem acesso a este serviço (BRASIL, 2011). Em regiões distantes dos grandes centros, as pesquisas com Eletrônica de Potência vêm defendendo a utilização de fontes de energias renováveis, dado os elevados custos para transmissão de energia a uma pequena quantidade de consumidores. Assim, para um melhor gerenciamento da energia gerada, dispositivos eletrônicos mais eficientes devem ser desenvolvidos.

Uma das tecnologias mais recentes para iluminação artificial é a iluminação de estado sólido. Seu princípio de funcionamento baseia-se no fato de que, quando elétrons e lacunas se recombinam em dispositivos semicondutores, pode haver emissão de fótons, gerando luz. Um dos dispositivos utilizados para a obtenção de luz através deste fenômeno é o LED (*light emitting diode*), ou diodo emissor de luz. Os primeiros LEDs produzidos possuíam eficiência muito reduzida, restringindo seu campo de aplicação (AGOSTINI JR., 2008). Atualmente, já são encontrados LEDs com eficiência superior à das lâmpadas incandescentes e das lâmpadas fluorescentes compactas. Segundo o Departamento de Energia dos Estados Unidos (DOE – *Department of Energy*), em 2012, a eficácia luminosa das lâmpadas fluorescentes compactas convencionais era em média de 55 lm/W, enquanto as lâmpadas LED já apresentavam eficácia luminosa de até 65 lm/W. Estima-se que os avanços na iluminação com LEDs permitirão que a eficácia luminosa destes dispositivos de uso comercial chegue a 134 lm/W em 2017 (DOE, 2012). Entretanto, em condições de laboratório, estudos (HE e TANG, 2014) apontam para dispositivos cuja eficácia luminosa chega a 311 lm/W em 2014.

Há tempos, os LEDs são utilizados nos equipamentos elétricos e eletrônicos como dispositivos de sinalização. Recentes avanços em dispositivos semicondutores possibilitaram a aplicação de LEDs em diversos ramos da iluminação (STEIGERWALD *et al.*, 2002). Nos últimos anos, tornou-se possível desenvolver dispositivos com fluxo luminoso que se assemelha ao das lâmpadas de descarga atualmente utilizadas. Atualmente, a iluminação com LEDs apresenta um custo reduzido quando se consideram apenas os custos energéticos e de manutenção, entretanto, o retorno do investimento inicial necessário leva algum tempo. Contudo, a eficácia luminosa das luminárias à LED é, de acordo com testes, entre 26 e 57% maior que a eficiência das lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão (HPS) utilizadas frequentemente em iluminação pública (HUANG *et al.*, 2012). Isto ocorre porque nos LEDs a luz gerada é direcional, o que colabora para a redução das perdas por reflexão, que ocorrem nas lâmpadas de descarga. A Tabela 1.1 apresenta um comparativo entre a eficiência das principais lâmpadas encontradas no mercado.

Tabela 1.1 - Comparação da eficiência de diversas lâmpadas existentes no mercado

Tipo de Lâmpada	Eficácia Luminosa (lm/W)	Tensão de partida (V)	Tensão de operação (V)
Incandescente	10-16	-	Qualquer
Halógena veicular	20-24	-	12-24
Vapor de mercúrio	60-80	180	90-130
Fluorescente Compacta	40-90	180	90-110
Vapor de Sódio em alta pressão (HPS)	130	5000	45-180
Xenônio veicular	50	~10000	80
LED branco (fósforo)	150	-	3,2-3,6

Fonte: Elaborado pelo Autor, adaptado de Leon Masich *et al.* (2011)

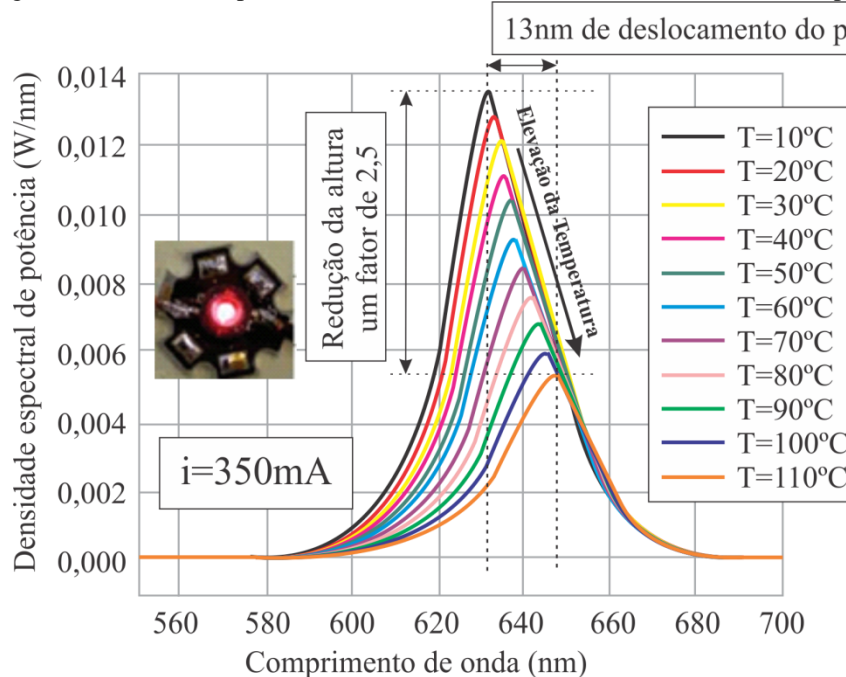
Neste contexto, a utilização de LEDs em potências elevadas exigiu diversos estudos sobre seu comportamento em condições adversas. Sá Jr *et al.* (2007) e Luo *et al.* (2009) apresentaram metodologias para estimação dos parâmetros físicos dos LEDs de potência. Estas metodologias possibilitaram o desenvolvimento de modelos elétricos necessários para o projeto adequado dos reatores eletrônicos para seu acionamento, além de proporcionarem o entendimento do princípio de funcionamento destas estruturas. O modelo adequado possibilita o desenvolvimento de reatores eletrônicos com características otimizadas, o que colabora com o aumento do rendimento e da vida útil tanto do reator quanto do próprio LED. A análise da influência da temperatura nos LEDs possibilita estimar seu

comportamento em diferentes condições térmicas, permitindo prever possíveis problemas decorrentes destas condições.

Estudos em LEDs de alto brilho foram realizados para determinar a forma de onda ideal para sua alimentação e os efeitos destas, onde verificou-se que sob condições ideais, os LEDs apresentam maior eficiência quando alimentados com corrente contínua sem ondulação. Entretanto, produzir uma forma de onda contínua sem ondulação resultaria em um reator de maiores dimensões e com custo elevado (SAUERLANDER *et al.*, 2006).

O aquecimento da junção dos LEDs é um dos principais problemas enfrentados pela tecnologia atual, pois provoca mudanças nas suas características ópticas e reduz seu tempo de vida. A Figura 1.1 apresenta o desvio do pico de cromaticidade em um LED vermelho Luxeon de 1W alimentado por uma corrente constante de 350 mA, submetido a diversas condições de temperatura na junção. Observe que, a elevação da temperatura leva a um aumento no comprimento de onda da luz emitida pelo LED, além de uma redução no pico de intensidade luminosa. Isto significa que, com a elevação de temperatura, o LED tende tanto a mudar de cor, quanto a reduzir sua potência luminosa.

Figura 1.1 - Desvio do pico de cromaticidade dos LEDs com o aumento da temperatura



Fonte: Elaborado pelo Autor, adaptado de Ackermann *et al* (2006)

Segundo Sá Jr. (2010), a junção do LED aquece rapidamente, contudo sua estrutura de dissipação possui uma inércia térmica. Desta forma, ao modular a forma de onda aplicada ao LED por largura de pulso (PWM – *Pulse Width Modulation*), haverá pouca variação de temperatura para a variação total da intensidade luminosa do LED. Já em sistemas

modulados por amplitude, a variação da temperatura tende a acompanhar a variação da intensidade luminosa. A principal característica deste efeito é que, em sistemas com modulação por PWM o desvio do pico de cromaticidade do LED é pequeno quando comparado aos sistemas com modulação por amplitude de corrente. Por outro lado, de forma geral, a junção opera com temperaturas mais elevadas. Sistemas que proporcionem um desvio do pico de cromaticidade pequeno são desejáveis em aplicações onde deseja-se melhor reprodutibilidade das cores, como em museus e galerias de arte. Por outro lado, em iluminação pública, a reprodução fidedigna das cores não é um fator imprescindível.

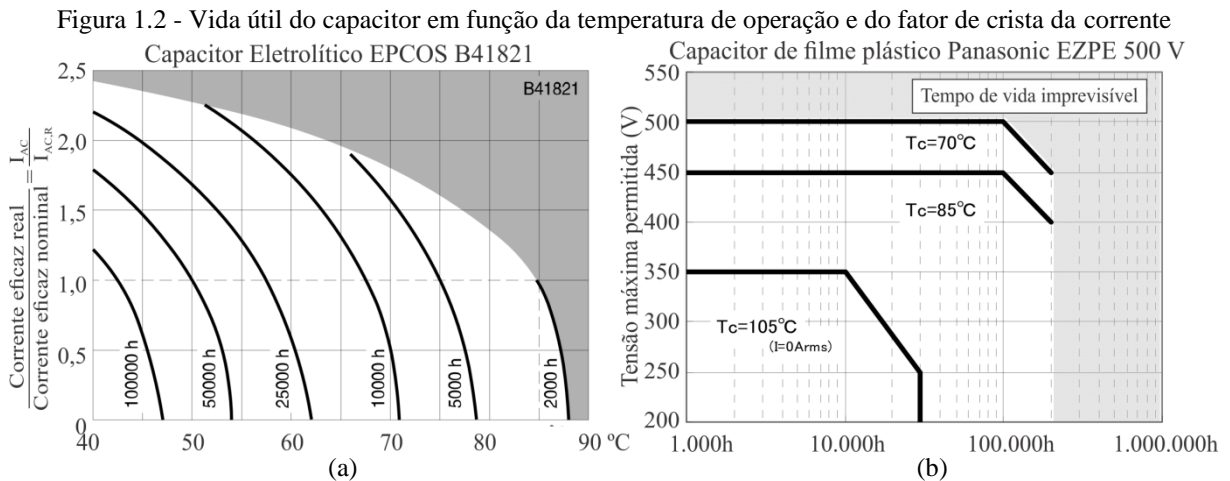
1.1. Vida Útil dos LEDs e do Circuito de Alimentação

O atual desenvolvimento de LEDs de potência já proporciona eficácias luminosas superiores à das lâmpadas de descarga atualmente utilizadas, com uma vida útil estimada em mais de 50.000 horas. A maior parte das pesquisas está atualmente focada em reatores com tecnologias mais duráveis, eficientes e que proporcionem qualidade tanto na energia fornecida ao LED quanto na energia drenada da rede elétrica (ALMEIDA *et al.*, 2012).

Contudo, para evitar qualquer perda de eficácia luminosa, é necessário que o circuito de alimentação utilizado para acionar os LEDs proporcione uma baixa ondulação de corrente. Contudo, no caso dos conversores chaveados, frequentemente a ondulação da corrente de saída depende do valor do capacitor utilizado no barramento CC após o retificador. Como estes capacitores tem que filtrar praticamente toda a corrente requisitada pelo conversor, eles acabam operando com elevadas correntes eficazes, o que eleva o valor da sua capacitância e reduz sua vida útil (DA FONSECA *et al.*, 2012). A operação com elevadas correntes eficazes faz com que o capacitor opere sob temperaturas elevadas, o que reduz sua vida útil devido à degradação prematura do fluido eletrolítico.

A Figura 1.2 (a) apresenta a curva da vida útil para um capacitor do fabricante EPCOS com tensão máxima inferior a 100 V em função da temperatura de operação e da relação entre a corrente eficaz no capacitor e a corrente eficaz nominal estabelecida pelo fabricante (EPCOS, 2012). Desta forma, pode-se exemplificar que, em uma situação onde a corrente eficaz máxima aplicada ao capacitor não exceda a corrente máxima estabelecida pelo fabricante ($I_{AC}/I_{AC,R}=1$), para que este capacitor eletrolítico alcance uma vida útil de 50.000 horas, seria necessário que a temperatura de operação deste capacitor não excedesse os 50 °C. Já a Figura 1.2 (b) apresenta a curva da expectativa de vida útil de um capacitor de filme de plástico do fabricante Panasonic (PANASONIC, 2014). É possível observar que,

considerando que o capacitor opere em uma tensão máxima de 500 V, é possível alcançar uma vida útil de 100.000 horas mantendo o capacitor a uma temperatura de operação de 70 °C.



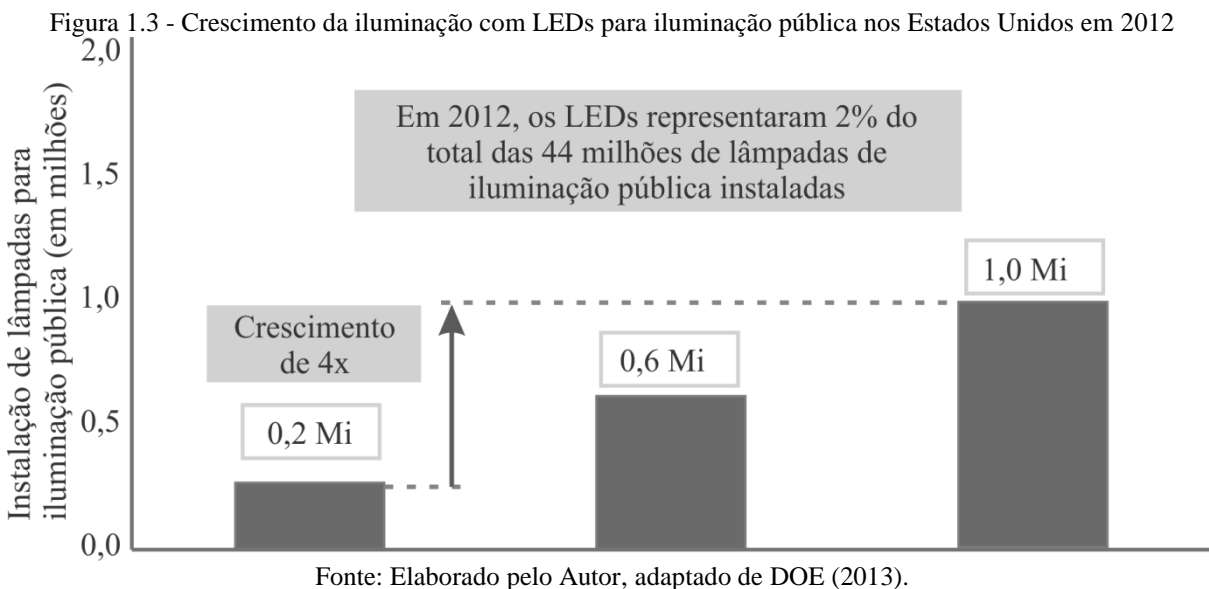
O gerenciamento térmico de um capacitor instalado em uma luminária para iluminação pública perpassa por pelo menos quatro variáveis: O aquecimento próprio do capacitor devido ao efeito dissipativo da resistência série equivalente; as condições ambientais onde a luminária está instalada; o aquecimento dos circuitos auxiliares ao conversor CA-CC; e o aquecimento do módulo de LEDs. Desta forma, controlar a temperatura de operação do capacitor é uma tarefa significativamente complexa. Além disso, a fabricação de capacitores eletrolíticos frequentemente faz uso de metais pesados e produtos químicos, tais como o mercúrio e o PBDE (*Polybrominated diphenyl ethers*), que atua como um retardante de chamas e são materiais poluentes e que trazem sérios problemas ao meio ambiente (QIN *et al.*, 2008). Em contraponto, alguns fabricantes de capacitores de filme de poliéster metalizado estimam uma vida útil em torno de 200.000 horas (EPCOS, 2014).

Dada a necessidade de elevar a vida útil do conversor, e adequá-la à vida útil dos LEDs, diversas topologias de conversores CA-CC e CC-CC foram propostas na literatura. Segundo Arias *et al.* (2012), a solução para elevar a confiabilidade e a vida útil dos reatores eletrônicos para LEDs é a retirada dos capacitores eletrolíticos. Além disso, sua retirada pode proporcionar um aumento no rendimento e não prejudica a correção do fator de potência.

Sabe-se que o tempo de vida médio dos capacitores eletrolíticos varia em função da temperatura. De fato, tipicamente este tempo é de 10.000 horas a temperaturas em torno de 105 °C. Estes capacitores operam em temperaturas bem mais elevadas que a temperatura

ambiente devido à dificuldade na dissipação do calor nas luminárias. Alguns fabricantes atualmente desenvolvem capacitores eletrolíticos com elevada vida útil (EPCOS, 2008), entretanto, o custo destes dispositivos normalmente é alto quando comparado àqueles com vida útil inferior. Para equiparar o tempo de vida dos reatores eletrônicos ao dos LEDs de potência, justifica-se a eliminação dos capacitores eletrolíticos do circuito (CHEN e HUI, 2012). Portanto, para garantir a retirada segura dos capacitores eletrolíticos do conversor, é necessário proporcionar, ao mesmo tempo, corrente praticamente constante nos LEDs e a correção do fator de potência requisitada por norma.

Segundo o Departamento de Energia Norte-Americano, no ano de 2012 as luminárias à LED representavam 2 % do total das 44 milhões de luminárias para iluminação pública instaladas nos Estados Unidos, o que indica um crescimento de 400 % em relação ao ano de 2010, o que corresponde a uma economia de 300 GWh apenas no ano de 2012 (DOE, 2013). A Figura 1.3 mostra o crescimento deste tipo de instalação neste nicho específico segundo o DOE (2013). Potencialmente, esta economia poderia chegar a 22,9 TWh. Além disso, à título de comparação, a tecnologia LED oferece tempo de operação 50 vezes superior ao das lâmpadas incandescentes convencionais, o que reduz ainda mais seus custos com manutenção.



1.2. Conversores CA-CC para LEDs de Potência

Segundo Sá Jr. (2010), os LEDs e os conversores eletrônicos aplicados à sua alimentação devem apresentar as seguintes características:

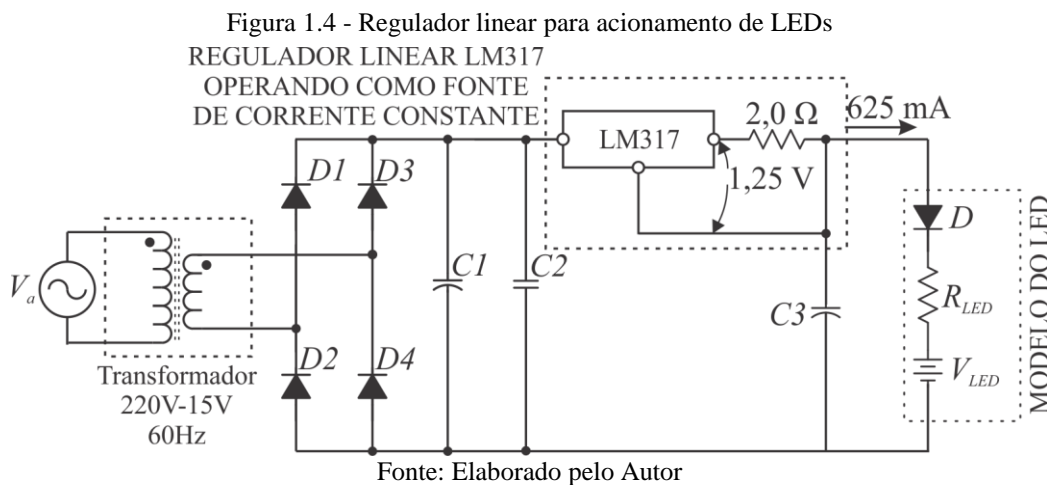
1. Estes LEDs geralmente operam com correntes elevadas, quando comparados aos LEDs de sinalização;
2. Possuem rápida resposta à corrente aplicada e as variações de corrente alteram suas propriedades ópticas, como consequência da rápida variação da temperatura na junção do LED;
3. Possuem elevado tempo de uso, o que obriga o conversor CA-CC para LEDs a possuir uma elevada vida útil, que geralmente é limitada pela vida útil dos capacitores eletrolíticos frequentemente utilizados;
4. O conversor CA-CC para LEDs frequentemente fica incorporado na luminária, o que obriga a redução das suas dimensões;
5. Dependendo da tecnologia utilizada, a corrente de pico máxima dos LEDs pode ser próxima da corrente nominal, o que obriga o uso de algum tipo de proteção ou limitação de corrente;
6. O LED de potência deve ser alimentado por fonte de corrente, pois estes LEDs podem apresentar grandes variações na sua tensão direta, o que acarreta grandes variações de corrente quando estes são alimentados por fontes de tensão.

Devido à variedade de formas de onda possíveis para a alimentação dos LEDs, diversas topologias de conversores podem ser propostas. Os parâmetros de projeto destes conversores devem observar o local da aplicação, a potência demandada pela carga, e às possíveis adequações às normas técnicas vigentes. Segundo Li *et al.* (2013), os conversores CA-CC para LEDs de potência podem ser classificados como chaveados e não chaveados (ou passivos). Esta seção apresenta um esboço sobre as tecnologias hoje existentes e suas aplicações mais usuais.

1.2.1. Conversores Não Chaveados

Devido à variedade de circuitos existentes, facilidade de construção devido à quantidade reduzida de componentes e à baixa interferência eletromagnética, os conversores não chaveados são amplamente utilizados em aplicações de baixa potência. O objetivo principal destes conversores é trabalhar com o semicondutor em sua região linear. Para isto, frequentemente utiliza-se um transformador na frequência de linha para isolamento da rede elétrica. Entretanto, conversores lineares usualmente possuem dimensões físicas e custos geralmente maiores quando comparados aos conversores chaveados, além de menor rendimento (MOHAN *et al.*, 1994).

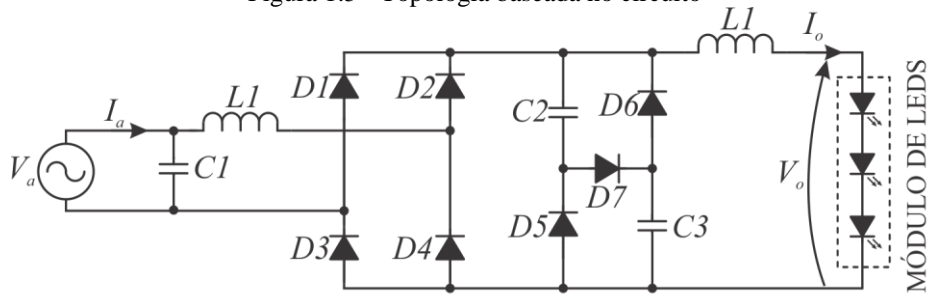
A Figura 1.4 apresenta um conversor linear básico apresentado por Sá Jr. (2010). O conversor utiliza um regulador de tensão linear LM317, que possui uma referência fixa em 1,25 V. Um resistor garante que o regulador opere com carga fixa entre seus terminais de saída e ajuste de tensão, o que garante uma corrente constante através do resistor de $2,0 \Omega$ e o vetor de LEDs. Se considerarmos a mínima tensão instantânea de entrada V_{in} superior à tensão máxima de saída, pode-se dizer que a corrente através do vetor de LEDs é contínua sem ondulação.



O regulador linear série pode ainda ser substituído por um circuito transistorizado, o que pode reduzir seus custos, porém sem pouco ganho em seu rendimento. O fato da queda de tensão requisitada pelos LEDs ser proporcionada pelo resistor e pelo regulador linear acarretam grandes perdas por aquecimento, e como consequência, ocorre redução do rendimento da estrutura.

A literatura também apresenta outros tipos de conversores baseados em topologias não comutadas. Chen *et al.* (2010) e Hui *et al.* (2010) apresentam estudos com conversores não chaveados baseados na topologia *valley-fill*, que permitem a correção do fator de potência. Esta topologia, que já foi bastante utilizada em lâmpadas fluorescentes, pode ser vista na Figura 1.5. Esta tecnologia permite a dimerização dos LEDs (TEXAS INSTRUMENTS, 2011), entretanto, a dimerização pode reduzir o fator de potência da estrutura e prejudicar a adequação desta às normas vigentes como a IEC 61000-3-2 (2009). Além disso, esta estrutura utiliza componentes dimensionados para baixas frequências, o que eleva o peso e as dimensões físicas do conversor.

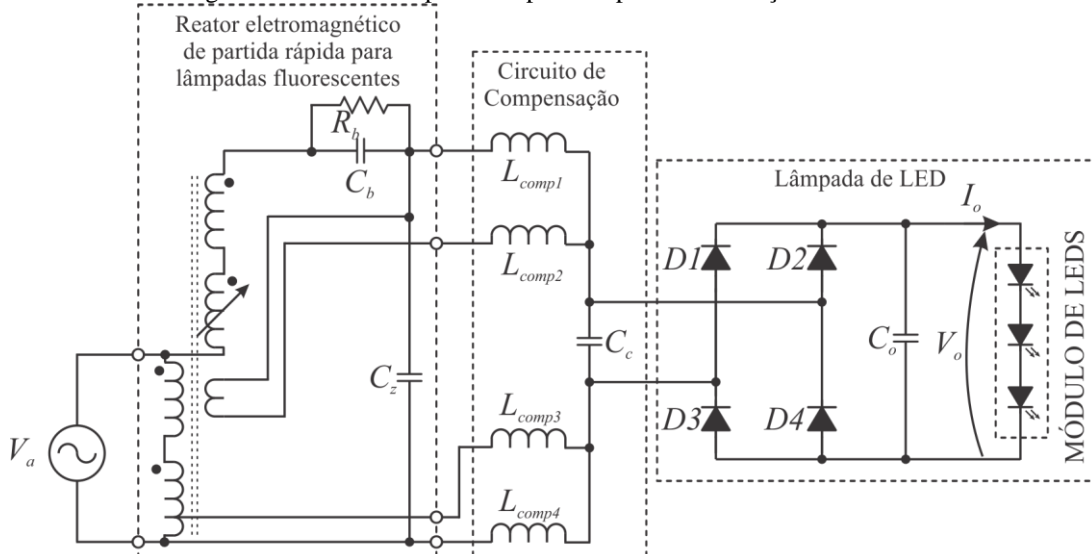
Figura 1.5 - Topologia baseada no circuito



Fonte: Elaborado pelo autor, adaptado de Hui *et al.* (2010)

Kim *et al.* (2011) e Lee *et al.* (2011), cuja proposta é apresentada na Figura 1.6, propõem reatores para lâmpadas à LED baseados no reaproveitamento dos reatores eletromagnéticos utilizados em lâmpadas fluorescentes. A ideia é aproveitar os reatores eletromagnéticos existentes, tendo em vista que em torno de 85% das lâmpadas no Japão sejam do tipo fluorescente, e que economicamente seria inviável realizar a troca de todos estes reatores simultaneamente. Entretanto, em alta frequência, as lâmpadas fluorescentes são vistas pelo reator apenas como cargas resistivas, enquanto as lâmpadas LEDs apresentam características de fontes de tensão. Isso exige que um eventual sistema para aproveitamento do reator eletromagnético apresente um circuito de compensação, como o circuito formado por L_{comp1} , L_{comp2} , L_{comp3} , L_{comp4} e C_c mostrado na Figura 1.6, que permita que o reator opere como fonte de corrente em sua saída, adequando-o à alimentação dos LEDs. A troca do módulo fluorescente por um módulo LED poderia facilitar a disseminação da tecnologia, contudo, estes reatores não proporcionam um controle preciso de corrente nos LEDs, o que tenderia a reduzir sua vida útil, além de dificultar a dimerização.

Figura 1.6 - Reator de partida rápida adaptado à utilização com LEDs



Fonte: Elaborado pelo autor, adaptado de Lee *et al.* (2011)

Os conversores não chaveados são geralmente simples, na maioria dos casos, e possuem um rendimento inferior quando comparados aos conversores chaveados. Além disso, apresentam dimensões físicas e peso elevados e por isso, não serão enfatizados neste trabalho.

1.2.2. Conversores Chaveados

Em conversores lineares, normalmente é utilizado um transformador de baixa frequência (60 Hz). Este transformador possibilita a isolação galvânica da rede, e proporciona uma redução na tensão eficaz aplicada ao conversor. Segundo Mohan *et al.* (1994), em fontes chaveadas, a regulação de tensão e a isolação elétrica são alcançadas, por exemplo, através do uso de um transformador operando em alta frequência. O uso de componentes eletrônicos em alta frequência proporciona a redução nas dimensões do conversor e pode proporcionar a redução do custo. Contudo, operar em alta frequência requer cuidados com a atenuação das componentes de alta frequência e com a interferência eletromagnética.

Os conversores chaveados apresentados na literatura são normalmente baseados em uma (ou mais) das três topologias básicas de conversores estáticos: *buck*, *boost* e *buck-boost*, ou em topologias mais elaboradas, como *zeta*, *sepic* e *cúk*. Segundo Arias *et al.* (2012), os conversores chaveados podem ser classificados de acordo com a quantidade de estágios de processamento de energia. Assim, a literatura frequentemente apresenta topologias com um, dois ou três estágios.

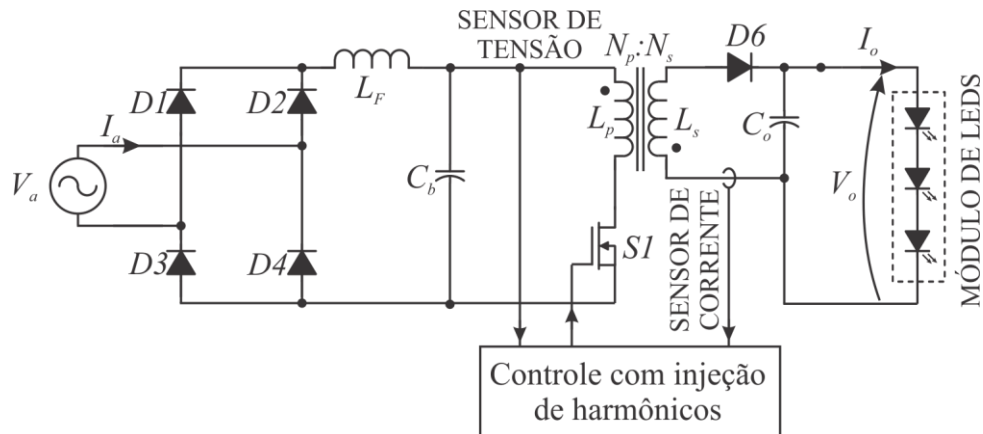
1.2.2.1. Estruturas com Um Estágio

Estas estruturas possuem um único estágio de processamento de energia e geramente associam neste único estágio as etapas de isolação galvânica, correção do fator de potência e controle de corrente nos LEDs. Eventualmente, uma destas etapas pode ser omitida. Geralmente, estas soluções implicam um custo reduzido quando comparado às soluções com maior quantidade de estágios. A seguir, algumas topologias selecionadas são apresentadas.

O conversor *flyback* é uma topologia frequentemente adotada em diversas aplicações, não somente em iluminação. Este conversor é bastante difundido e, por existirem várias soluções de controladores com o interruptor de potência incorporado, este conversor possui um baixo custo para baixas potências (SÁ JR., 2010). Grande parte das fontes de alimentação chaveadas de baixa potência existentes no mercado utilizam a topologia *flyback*, que é uma versão isolada do *buck-boost*. A Figura 1.7 apresenta a proposta de Wang *et al.* (2012) para um conversor *flyback* monofásico com um estágio de processamento de energia.

Neste trabalho, os autores propõem uma técnica de injeção de harmônicos para reduzir o fator de crista da corrente no módulo de LEDs mantendo um fator de potência elevado. Esta proposição alcançou um fator de potência de 0,90, o que possivelmente não seria adequado a algumas normas técnica (IEC61000-3-2, 2009), contudo, garantiu um fator de crista de 1,34 no LED, o que colabora com o aumento de sua vida útil.

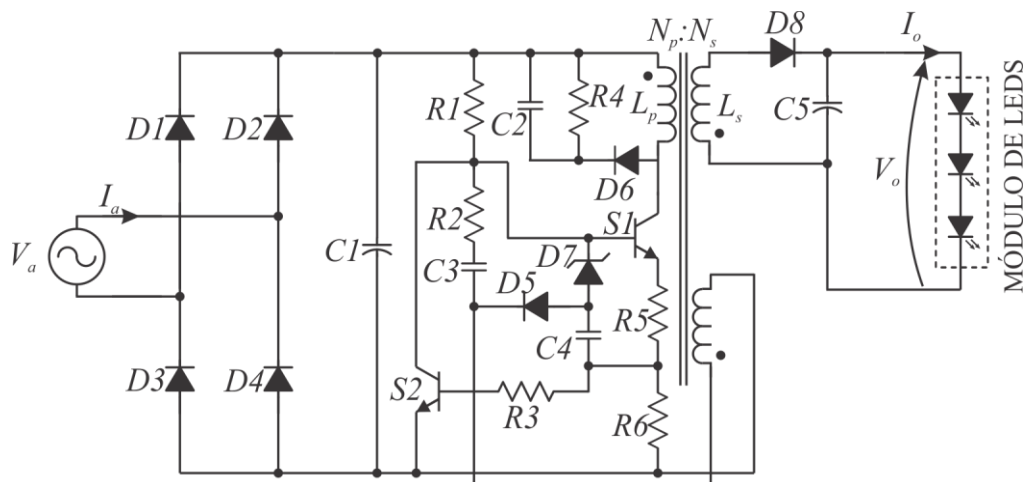
Figura 1.7 - Conversor *flyback* com injeção de harmônicos proposto por Wang *et al.* (2010)



Fonte: Elaborado pelo Autor, adaptado de Wang *et al.* (2012)

O conversor *flyback* monofásico normalmente utiliza apenas dois núcleos magnéticos, o que reduz significamente o custo para reatores de baixas potências. Visando reduzir ainda mais os custos, Sá Jr (2010) apresentou um conversor *flyback* auto-oscilante, mostrado na Figura 1.8.

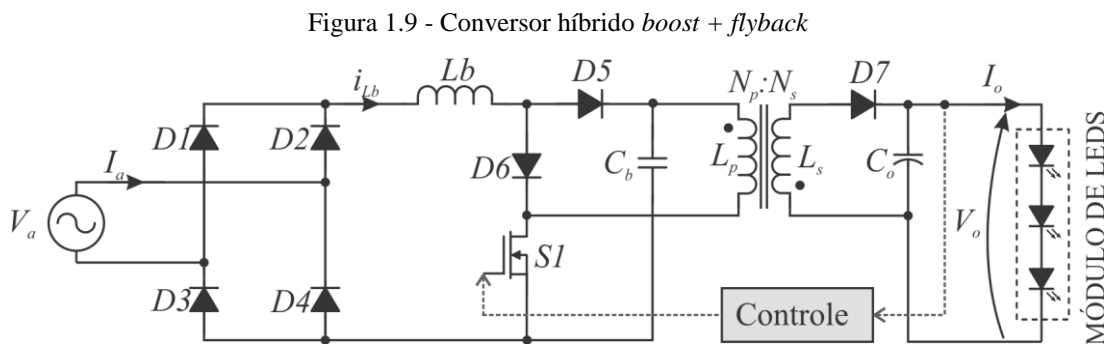
Figura 1.8 - Conversor *flyback* auto-oscilante



Fonte: Elaborado pelo Autor, adaptado de Sá Jr. (2010).

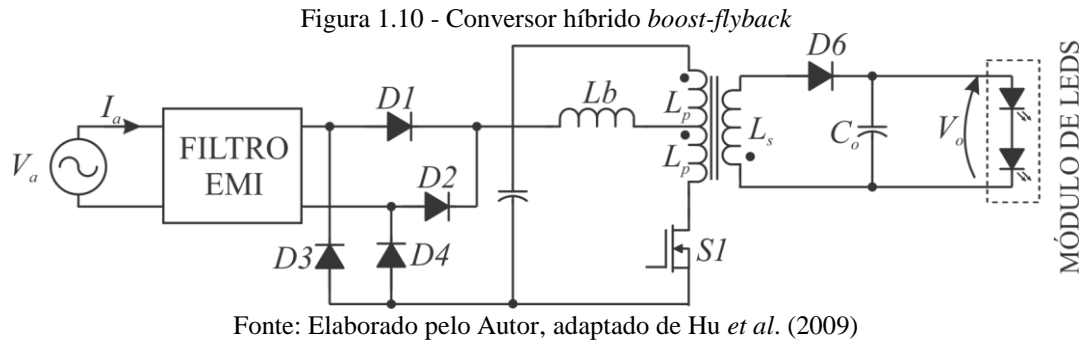
Este conversor dispensa o uso de circuitos integrados especiais para seu controle. Além disso, devido à baixa potência da aplicação, tornou-se dispensável a utilização de um indutor para filtragem da corrente de alta frequência proveniente do chaveamento, reduzindo significativamente seus custos, e o rendimento alcançado por esta estrutura foi de 59 %.

Bo *et al.* (2009) propôs um conversor híbrido *boost + flyback*, mostrado na Figura 1.9. O conversor possui apenas um interruptor controlado, opera com correção de fator de potência e pode proporcionar uma tensão de saída reduzida devido à etapa *buck-boost*. Por conta da quantidade reduzida de componentes, o que colabora com a redução dos custos, este conversor é uma opção viável para ser aplicada em reatores eletrônicos que necessitem de correção de fator de potência e cuja potência de saída esteja em torno dos 60 W. Outra característica atrativa deste conversor é que ele funciona sem a utilização de capacitores eletrolíticos. Esta estrutura alcança um fator de potência que varia em torno de 0,92 a 0,97 com eficiência máxima em torno de 80 % para toda a faixa de tensões de entrada do conversor.



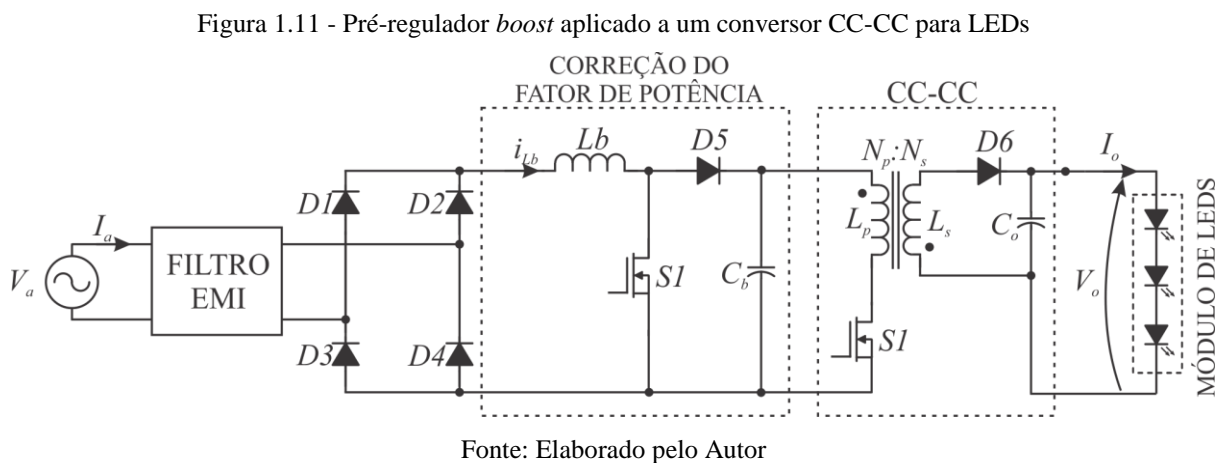
Fonte: Elaborado pelo Autor, adaptado de Bo *et al.* (2009)

Hu *et al.* (2009) propuseram um conversor híbrido *boost-flyback* com a integração destes dois conversores em um único estágio. Esta topologia, mostrada na Figura 1.10, é bastante competitiva, tendo em vista sua simplicidade e quantidade reduzida de componentes. Entretanto, esta topologia, em termos práticos, esta topologia necessita de pelo menos três núcleos magnéticos (filtro EMI, Indutor L_b e transformador *flyback*), o que tende a elevar os custos do conversor. Esta topologia pode alcançar um rendimento entre 85 e 88%, com um fator de potência de 0,98, dependendo das condições de funcionamento.



1.2.2.2. Estruturas com Dois Estágios

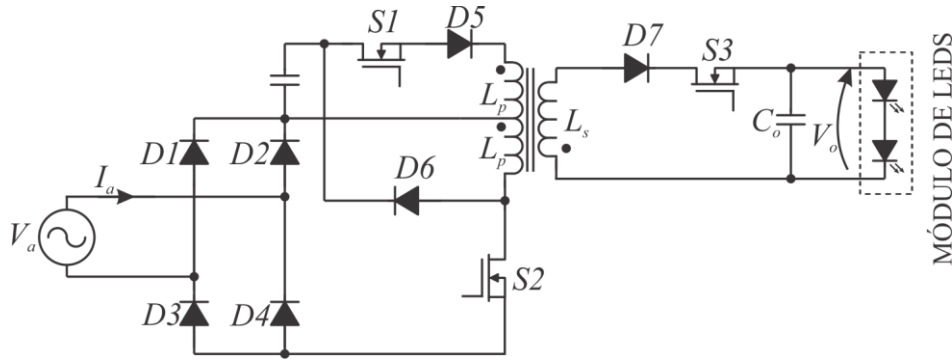
Estruturas com dois estágios de processamento de energia geralmente apresentam o conceito de utilizar um pré-regulador de fator de potência e um conversor CC-CC para controlar a corrente no módulo de LEDs, como mostrado na Figura 1.11. Estas estruturas normalmente apresentam um fator de potência elevado quando comparado às estruturas com um estágio e conseguem, de forma mais simplificada, operar em ampla faixa de tensões de entrada (*full-range*).



Chen e Hui (2012) propuseram o conversor mostrado na Figura 1.12. O conversor apresenta dois estágios de processamento de energia: Um formado pelos componentes do lado primário do transformador, responsáveis por reduzir o nível da tensão de entrada e corrigir o fator de potência da estrutura, e um segundo estágio no secundário do transformador, responsável pelo controle de corrente nos LEDs. Além de possuir uma quantidade reduzida de componentes quando comparado às outras soluções de dois estágios, o que torna este conversor naturalmente atrativo, esta topologia proporciona corrente na carga praticamente isenta de ondulações sem a utilização de capacitores eletrolíticos. Além disso, ela apresenta um fator de potência de até 0,99, com rendimento de 75 a 80 % dependendo das condições de

operação. Entretanto, esta estrutura apresenta uma técnica de controle bastante complexa, o que pode dificultar sua disseminação no mercado, além de reduzir sua confiabilidade.

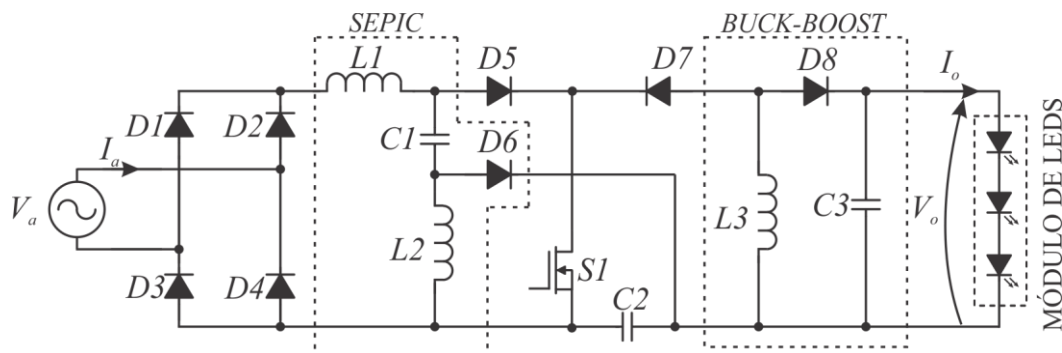
Figura 1.12 - Conversor CA-CC para LEDs com dois estágios



Fonte: Elaborado pelo Autor, adaptado de Chen e Hui (2012)

É importante salientar que a quantidade de interruptores controlados não necessariamente dita a quantidade de estágios de processamento de energia presentes no conversor. O conversor proposto por Almeida *et al.* (2012), mostrado na Figura 1.13. O conversor possui um estágio de entrada formado por um conversor *sepic*, responsável pela correção do fator de potência, e um estágio de saída *buck-boost* que, associado a um controle de corrente, pode regular a corrente através do módulo de LEDs. Quando acionado, o interruptor *S1* carrega simultaneamente os indutores *L1* e *L3*, estabelecendo assim a primeira etapa de operação tanto do conversor *sepic* quanto do *buck-boost*. Esta topologia alcança um rendimento em torno de 90 %, com fator de potência 0,998.

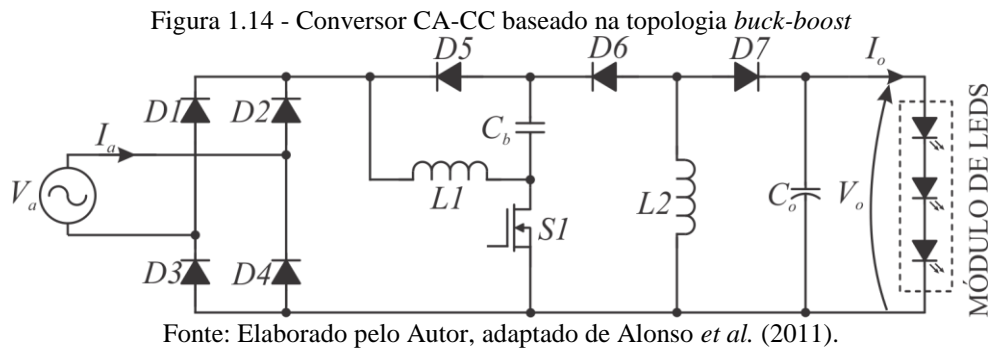
Figura 1.13 - Conversor com dois estágios e um interruptor



Fonte: Elaborado pelo Autor, adaptado de Almeida *et al.* (2012)

De forma similar, a Figura 1.14 mostra a estrutura proposta por Alonso *et al.* (2011). Esta estrutura apresenta uma derivação da topologia *buck-boost*, que pode apresentar baixos valores de tensão de saída, devido à característica de redução de tensão proporcionada pelo

conversor *buck-boost*, porém não proporciona isolamento galvânica, requisitada em algumas aplicações. Este conversor apresenta rendimento máximo em torno de 85%, com fator de potência de 0,99.

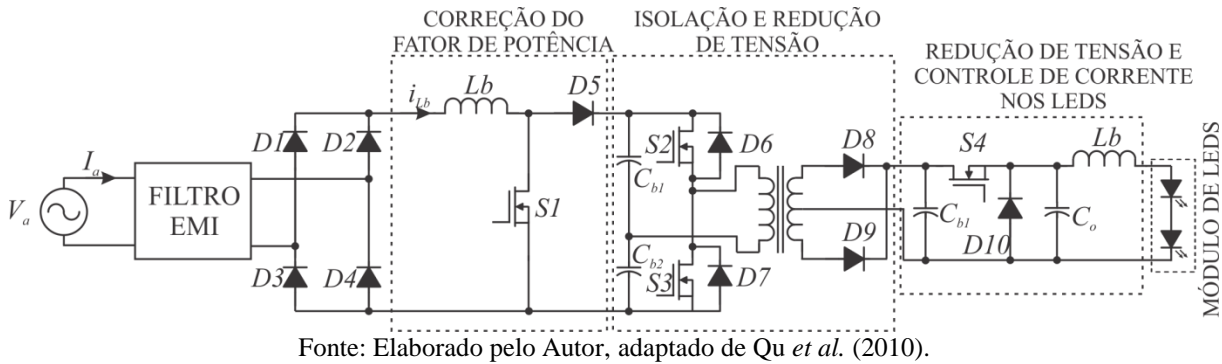


Normalmente, estas topologias apresentam dimensões físicas maiores quando comparadas às anteriores, o que eleva seu peso, e possivelmente seu custo. Também, como estas estruturas podem possuir uma malha de controle para cada estágio de processamento, é comum que elas alcancem um rendimento superior quando comparadas às estruturas com um único estágio. Em aplicações de iluminação, a topologia de dois estágios é menos competitiva do que as topologias com estágio único.

1.2.2.3. Estruturas com Três Estágios

As topologias de três estágios apresentam normalmente um estágio para correção do fator de potência, um para isolamento galvânica e outro para controle de corrente nos LEDs. QU *et al.* (2010) apresentaram o conversor mostrado na Figura 1.15, onde um conversor *boost* é utilizado como pré-regulador do fator de potência, um conversor *half-bridge* proporciona isolamento galvânica e redução da tensão no barramento e um conversor *buck* controla a corrente através dos LEDs. Contudo, estes conversores possuem elementos dissipativos em cada um dos três estágios, o que tende a reduzir o rendimento da estrutura. De fato, este conversor apresenta rendimento em torno de 85 a 90 %, dependendo da potência de saída, e fator de potência 0,99 (QU *et al.*, 2010).

Figura 1.15 - Conversor para LEDs com três estágios



A opção por uma topologia com um, dois ou três estágios deve estar associada às condições de projeto adotadas, como a fonte primária de alimentação, a necessidade ou não de correção do fator de potência, a natureza e o arranjo da carga utilizados, entre outras. Conversores com um único estágio frequentemente são adotados para sistemas com uma carga fixa, ou seja, uma quantidade fixa de LEDs. Contudo, estes frequentemente apresentam capacitores com capacitância elevada quando comparados às soluções com dois ou três estágios. Sistemas com dois ou três estágios proporcionam controle individualizado do fator de potência e da corrente de carga, o que proporciona melhores resultados quando há a necessidade de variação dinâmica da carga.

1.3. Correção do Fator de Potência

As principais características requisitadas das fontes de alimentação para LEDs de potência é que estas possuam elevada eficiência e confiabilidade. Outra característica importante frequentemente requisitada é a isolamento galvânica (ARIAS *et al.*, 2013). Além disso, a correção do fator de potência e a baixa injeção de harmônicos na rede elétrica são obrigatórios para todos os conversores CA-CC que operem conforme a norma. Equipamentos para iluminação estão descritos na categoria C da norma IEC61000-3-2 (2009), e seu limite máximo para injeção de harmônicos é mostrado na Tabela 1.2. Neste contexto, o conversor *flyback* apresenta-se como uma solução satisfatória, por ter custo reduzido devido à menor quantidade de componentes e por possibilitar a correção automática do fator de potência quando opera em modo de condução descontínua (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2006).

Grande parte dos circuitos eletrônicos presentes nos equipamentos atuais pode operar em corrente contínua (CC), pois possuem frequentemente um retificador como primeiro estágio de processamento de energia. A presença do retificador proporciona ao equipamento a correção no sentido da corrente aplicada pela rede elétrica, de modo que a

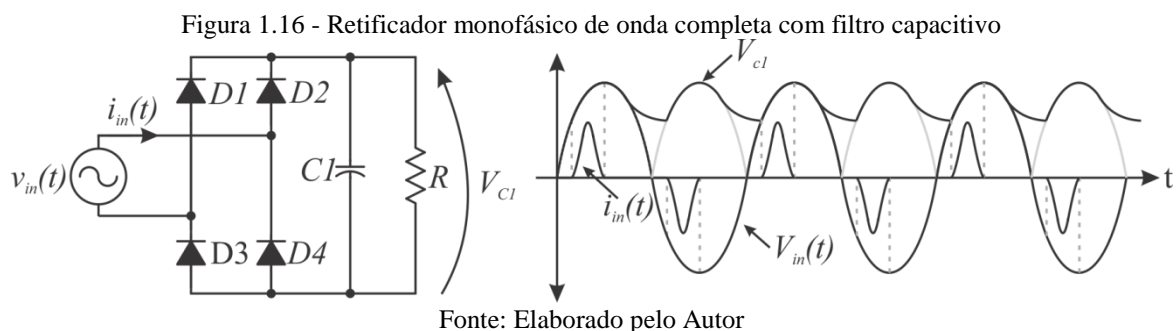
polaridade da tensão de entrada não influi no funcionamento do equipamento. Frequentemente, esta conversão é executada por um retificador, que é formado por um conjunto de diodos conectados em ponte de Graetz e de um filtro capacitivo, como mostrado na Figura 1.16.

Tabela 1.2 - Limites para injeção de harmônicos para equipamentos categorizados na classe C (potência superior a 25 W)

Ordem da harmônica	Limite percentual máximo permitido para a injeção de harmônicos de corrente em função da frequência fundamental (%)
2	2
3	30·(Fator de Potência)
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$	3

Fonte: IEC 61000-3-2 (2009)

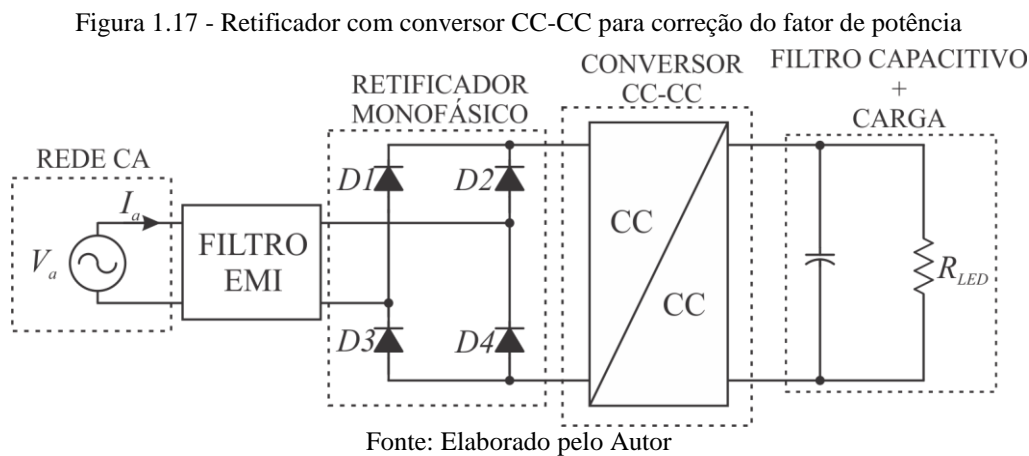
As formas de onda da corrente proveniente da fonte neste circuito frequentemente não apresentam formato senoidal, o que leva ao surgimento de componentes harmônicas. Neste tipo de circuito, o fator de potência de entrada é frequentemente menor que 0,65 (LIU e LIN, 1989).



A presença de distorções na corrente proveniente da rede elétrica causa interferências eletromagnéticas entre equipamentos, desperdício de energia nas linhas de transmissão, além de reduzir o fator de potência da estrutura. Define-se Fator de Potência (FP) como sendo a razão entre a potência média, ou potência ativa, drenada da fonte e a chamada potência aparente, definida como sendo o produto entre a tensão eficaz e a corrente eficaz na fonte (BORGONOVO, 2001).

Para corrigir o fator de potência e reduzir o elevado conteúdo harmônico, é possível utilizar circuitos passivos (utilizando apenas resistores, indutores e capacitores) ou chaveados. Em geral, as metodologias para correção ativa do fator de potência possuem dimensões físicas reduzidas, melhor rendimento e menor custo em relação às metodologias passivas (LIU e LIN, 1989).

Tipicamente, um circuito para correção ativa do fator de potência pode ser implementado através da utilização de um conversor CC-CC instalado entre a ponte retificadora e o filtro capacitivo, como mostrado na Figura 1.17.



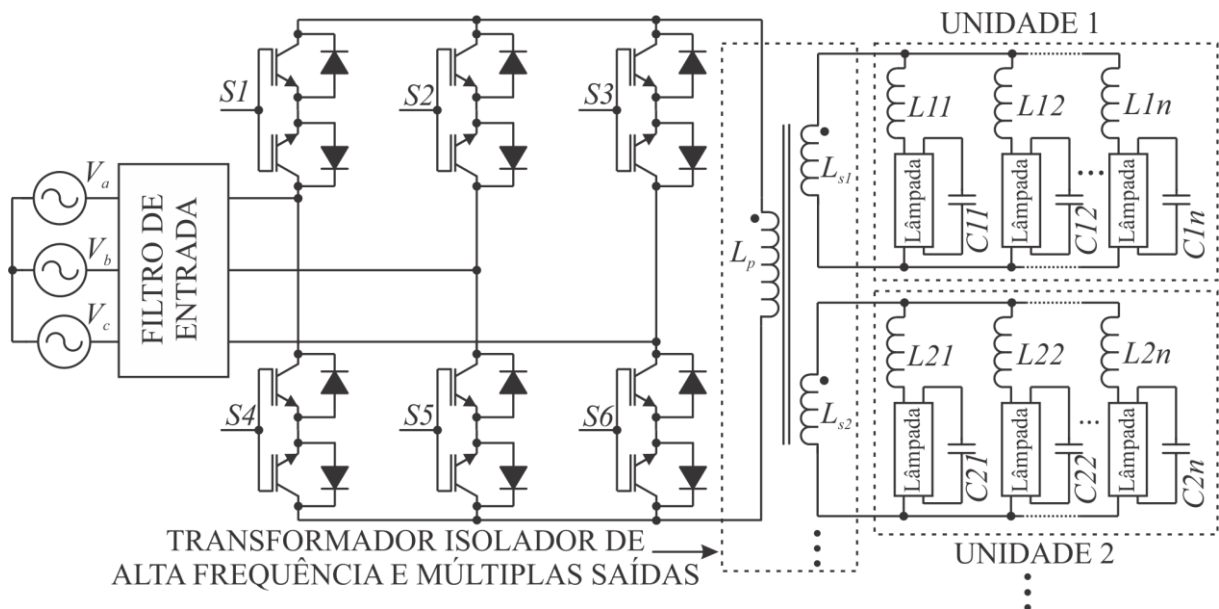
O conversor CC-CC mais utilizado na correção ativa do fator de potência, em cargas monofásicas, é o conversor *boost*. Contudo, a utilização deste conversor nem sempre é vantajosa ou mesmo possível. O seu maior inconveniente é a impossibilidade de se obter na sua saída uma tensão inferior ao valor de pico da tensão alternada da entrada. Outros conversores como *buck-boost*, *sepic*, *zeta* e *cuk* também são empregados para correção do fator de potência.

Atualmente, existem normas bastante rígidas que estabelecem os parâmetros para injeção de harmônicos por dispositivos eletrônicos. A norma IEC 61000-3-2 (2009), por exemplo, estabelece as limitações para injeção de harmônicas na rede elétrica de alimentação. Esta norma aplica-se a equipamentos elétricos e eletrônicos que drenem uma corrente de entrada de até 16 A por fase, conectado à rede elétrica de baixa tensão de 50 ou 60 Hz, com tensão de fase entre 220 e 240 V (POMÍLIO, 2007)

1.4. Conversores CA-CC *Flyback* Trifásicos

Sabe-se bem que, em se tratando de retificadores trifásicos, a corrente na carga, considerando um retificador trifásico de onda completa em ponte de Graetz apresenta uma ondulação de corrente reduzida em relação à um retificador monofásico. Além disso, a frequência de ondulação de corrente na carga é seis vezes maior que a frequência da rede elétrica (BARBI, 2006). Desta forma, a utilização de um conversor CA-CC para LEDs de potência com alimentação trifásica proporciona uma redução significativa no valor dos capacitores utilizados no barramento de tensão contínua. Citando o caso das lâmpadas fluorescentes, há uma crescente demanda por reatores eletrônicos com dimensões físicas reduzidas, o que geralmente leva à necessidade de reduzir o valor das indutâncias e capacitâncias envolvidas no conversor CA-CC. Sabahi *et al.* (2009) propôs o reator eletrônico trifásico mostrado na Figura 1.18. Este reator apresenta-se como uma solução em sistemas com múltiplas lâmpadas fluorescentes, com o objetivo de reduzir a quantidade de reatores nas instalações, mas apresenta limitações em sistemas onde a rede trifásica não está naturalmente presente.

Figura 1.18 - Conversor para lâmpadas fluorescentes proposto por Sabahi *et al.* (2009)

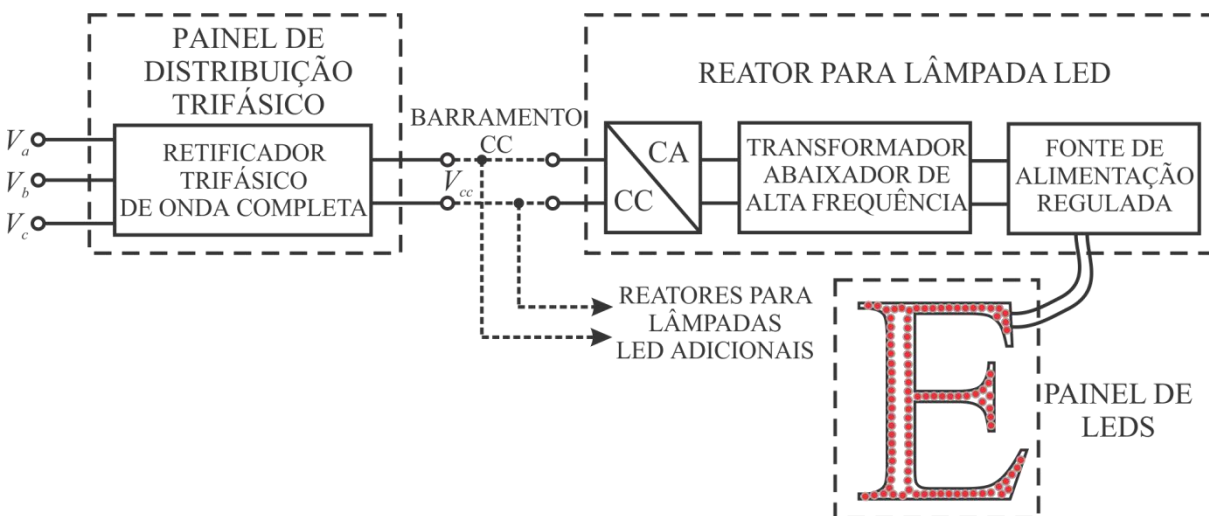


Fonte: Elaborado pelo autor, adaptado de Sabahi *et al.* (2009)

A utilização de reatores com alimentação trifásica fica comprometida, por exemplo, em aplicações de uso residencial, dada a frequente ausência de barramento trifásico neste setor. Contudo, a utilização em iluminação pública pode se tornar viável graças à

presença da rede trifásica nos pontos de distribuição de energia elétrica. Em aplicações comerciais e industriais, a rede elétrica disponível é tipicamente CA e trifásica. As luminárias à LED, em contraponto, são tipicamente alimentadas em CC e em tensões mais baixas. Já se sabe também que, para a utilização de luminárias à LED na rede trifásica, é possível que a lâmpada seja acionada por uma única fase, ou ainda que três luminárias sejam conectadas à rede trifásica. A conexão de luminárias em uma única fase da rede pode desbalancear o sistema trifásico, causando sobrecarga nos transformadores de distribuição e aquecimento indevido. Para balancear automaticamente as cargas, três circuitos monofásicos são conectados à rede trifásica. Contudo, cada um destes conversores frequentemente utiliza um capacitor eletrolítico como filtro no barramento CC, além de um circuito para correção do fator de potência. Estas aproximações implicam em sistemas complexos e de custo elevado (GENERAL ELECTRIC COMPANY *et al.*, 2011). A Figura 1.19 apresenta a proposta de uma topologia para utilização de luminárias LED com alimentação trifásica desenvolvida por General Electric Company *et al.* (2011). Nesta proposta, um painel de distribuição contendo um retificador trifásico seria instalado na aplicação, e um barramento de tensão contínua seria utilizado para conectar múltiplos reatores para diversas lâmpadas LED. Esta patente define apenas uma topologia para a utilização de um retificador trifásico conectado a um conversor, e não apresenta correção do fator de potência. Assim, a utilização de luminárias LED com alimentação trifásica pode se tornar competitiva, em se tratando de aplicações onde a rede trifásica está disponível, como em iluminação pública ou ambientes industriais.

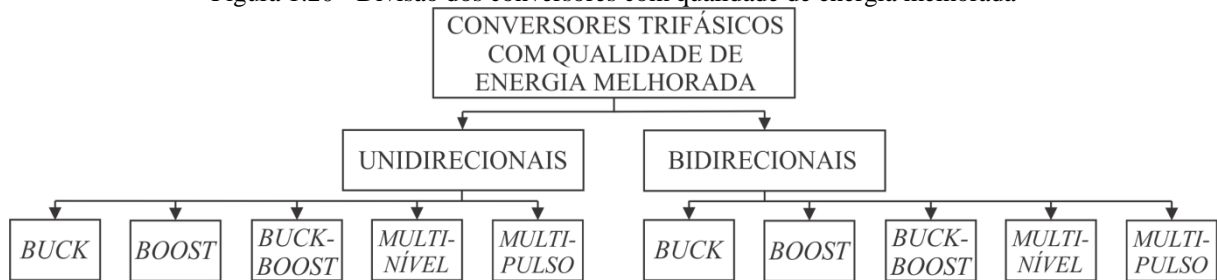
Figura 1.19 - Proposta para acionamento de LEDs com alimentação trifásica



Fonte: Elaborado pelo Autor, adaptado de General Electric Company *et al.* (2011).

Segundo Singh *et al.* (2004), os conversores CA-CC trifásicos com qualidade de energia melhorada podem ser divididos da forma mostrada na Figura 1.20. Estes conversores caracterizam-se por possuírem injeção de harmônicos de corrente reduzida, elevado fator de potência, baixa interferência eletromagnética (EMI) e interferência em rádio-frequência (RFI), além de uma boa qualidade na tensão CC fornecida à carga. Entre os conversores com fluxo de potência unidirecional, os conversores baseados nas topologias multinível e multipulso frequentemente requisitam uma grande quantidade de semicondutores, o que geralmente eleva os custos do projeto. Como o conversor proposto neste trabalho será utilizado em reatores eletrônicos, é comum optar por dispositivos com uma quantidade de componentes reduzida. Além disso, as topologias derivadas do *boost* são, geralmente, utilizadas em sistemas onde é necessária a elevação da tensão de entrada, ou quando se deseja utilizá-lo como pré-regulador de fator de potência. Desta forma, as topologias derivadas dos conversores básicos *buck* e *buck-boost* são mais adequadas à proposta do trabalho.

Figura 1.20 - Divisão dos conversores com qualidade de energia melhorada



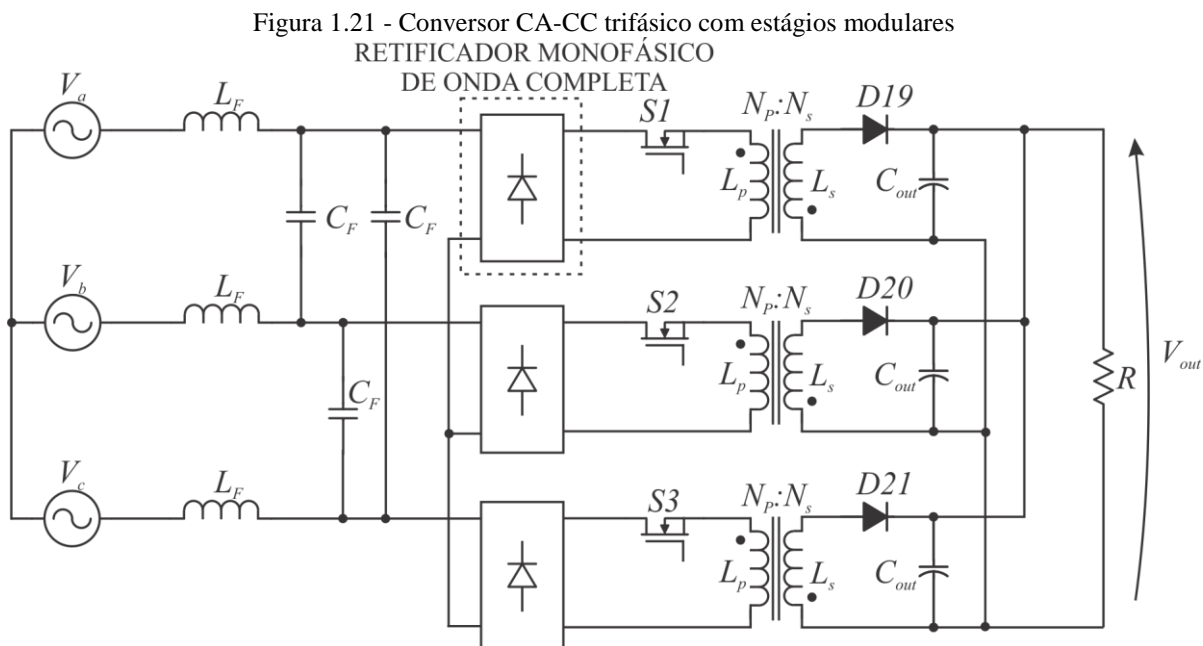
Fonte: Elaborado pelo Autor, adaptado de Singh *et al.* (2004).

Diversos trabalhos abordando todas estas topologias e seus derivados podem ser observados na literatura. A seguir, serão feitas algumas considerações acerca das topologias de conversores *buck-boost* e *flyback* trifásicos presentes na literatura. Os conversores estudados neste trabalho podem ser divididos em dois grandes grupos: estruturas com estágios modulares e estruturas com estágios integrados.

Nas estruturas com estágios modulares, o conversor é montado através de uma associação de múltiplos conversores CA-CC monofásicos que funcionam de forma independente, o que leva à simplicidade na análise do circuito. Nas estruturas com estágios integrados, os estágios de potência do conversor estão montados de forma indissociável, o que eleva seu rendimento e confiabilidade, reduzindo custos.

1.4.1. Estruturas com Estágios Modulares

Estruturas trifásicas com estágios modulares são basicamente associações de conversores CA-CC monofásicos que possibilitam a análise do sistema individualmente, facilitando seu dimensionamento e projeto. Hui *et al.* (1998) demonstraram que é possível estabelecer uma análise modular de um conversor trifásico observando o funcionamento de cada módulo monofásico operando de forma estável. Esta aproximação eleva a flexibilidade e a expansibilidade de conversores de potência, além de simplificar de forma bastante significativa os procedimentos para manutenção e produção dos mesmos. Esta técnica, apesar de pouco estudada, já havia sido explorada em trabalhos anteriores (KOCHER *et al.*, 1983). De fato, Hui *et al.* (1998) desenvolveram um conversor CA-CC *flyback* com alimentação trifásica apenas considerando o paralelismo de três módulos monofásicos, como mostrado na Figura 1.21.

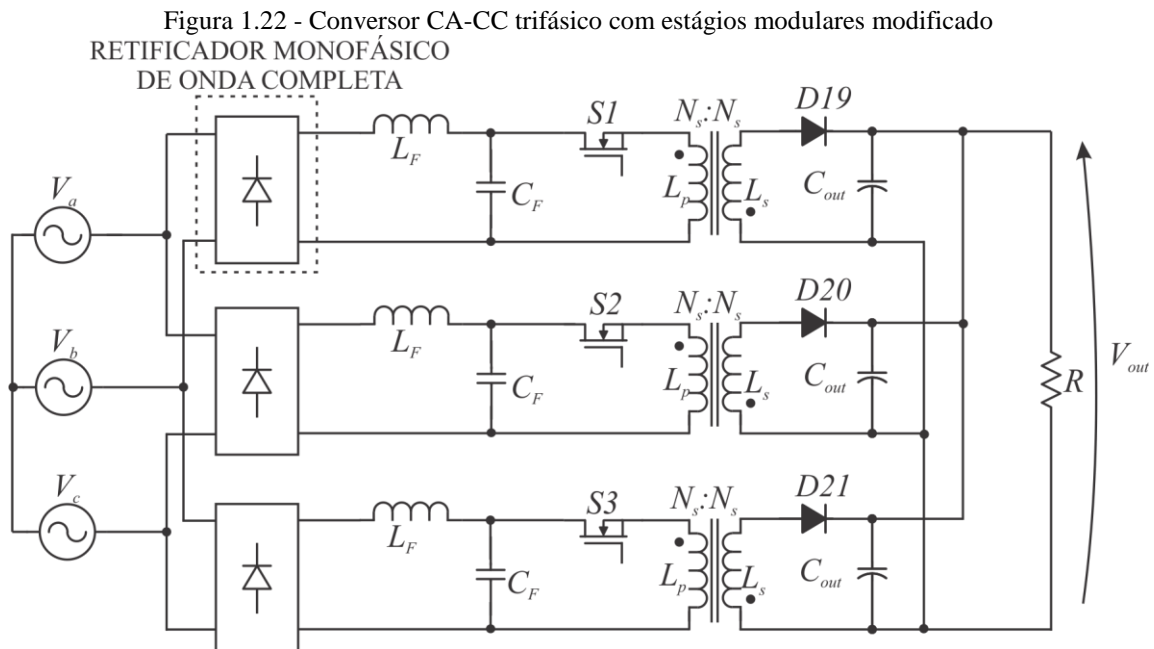


Fonte: Elaborado pelo Autor, adaptado de Hui *et al.* (1998).

O trabalho de Hui *et al.* (1998) permitiu comprovar que sistemas que não utilizam a conexão do ponto neutro apresentam resultados mais satisfatórios que os sistemas com a conexão do ponto neutro, tendo em vista que este conversor apresentou fator de potência próximo da unidade. Além disso, a tensão do ponto neutro flutua numa frequência em torno de três vezes a frequência da rede, o que, aliado à conexão em delta dos capacitores de filtro, atenua automaticamente as harmônicas de terceira ordem, reduzindo a distorção harmônica total do conversor. Contudo, a utilização de módulos monofásicos faz com que a variação de

qualquer parâmetro do circuito de controle deva ser executada nos três módulos, o que dificulta a ação de um controlador e prejudica a eliminação completa das harmônicas de terceira ordem. Além disso, o número de componentes requisitados para um conversor trifásico é três vezes maior que um modelo monofásico e por fim, a aproximação impossibilita a utilização de uma quantidade reduzida de interruptores ou de um transformador trifásico (PRASAD *et al.*, 1991).

Choi *et al.* (1998) propuseram uma readequação do conversor proposto por Hui *et al.* (1998), mostrado na Figura 1.22. O conversor utiliza a metodologia de paralelismo de conversores *flyback* modulares, refletindo o filtro LC de entrada ao lado CC do retificador de entrada de cada módulo. A utilização do filtro LC no lado CC do retificador faz com que os diodos deste não sejam submetidos aos picos de corrente inerentes à comutação do interruptor. Além disso, a corrente que atravessa estes componentes é de baixa frequência, permitindo a utilização de diodos retificadores comuns. Assim, a readequação proporciona considerável redução nas perdas por comutação e comutação nos diodos do retificador, o que eleva o rendimento total do conversor. Contudo, esta estrutura apresenta ainda os mesmos problemas descritos para a estrutura de Hui *et al.* (1998).



Fonte: Elaborado pelo Autor, adaptado de Choi *et al.* (1998)

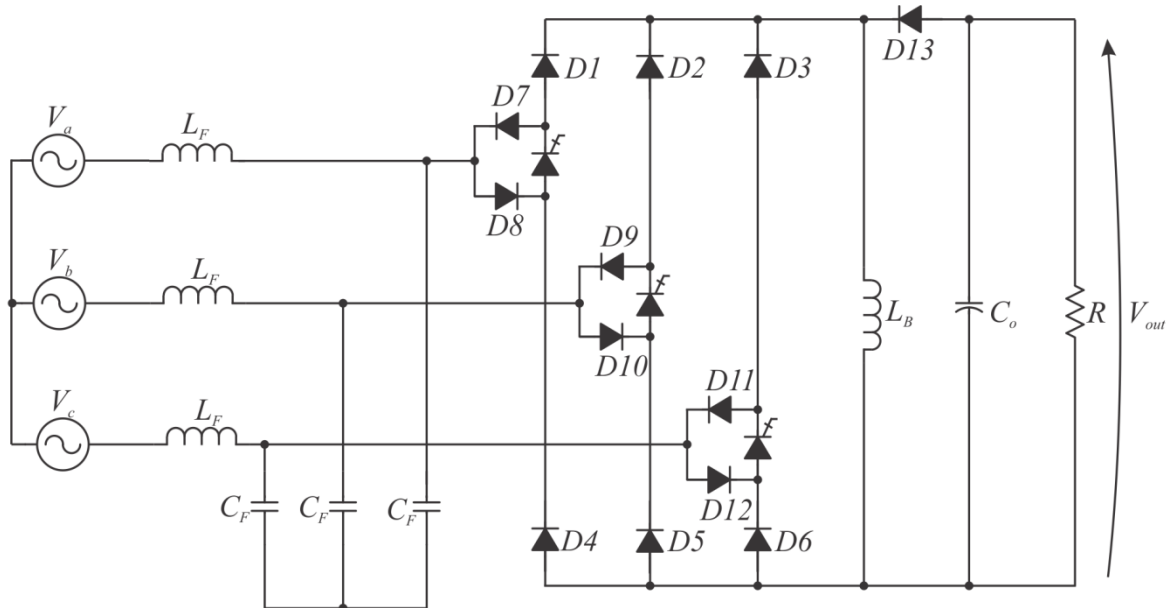
Os conversores CA-CC que apresentam estrutura trifásica com estágios modulares são uma alternativa viável para analisar a possibilidade de adaptação de uma estrutura monofásica ao sistema trifásico. Entretanto, esta apresenta uma quantidade de componentes

superior quando comparado à uma estrutura com estágios integrados, o que pode elevar seu custo e reduzir seu rendimento.

1.4.2. Estruturas com Estágios Integrados

A utilização da aproximação monofásica, contudo, pode ainda ser estabelecida para conversores que utilizem topologias com controle dependente das três fases. O conversor proposto por Itoh e Ishizaka (1991), mostrado na Figura 1.23, apresenta o desenvolvimento de uma estrutura com alimentação trifásica a três fios, que utiliza três módulos semicondutores para operação de um único módulo de potência. Esta estrutura é composta por um conversor *buck-boost* em sua saída, além de um conversor CA-CC que utiliza módulos de GTOs para o comando do conversor.

Figura 1.23 - Conversor CA-CC trifásico com estágios integrados utilizando GTOs

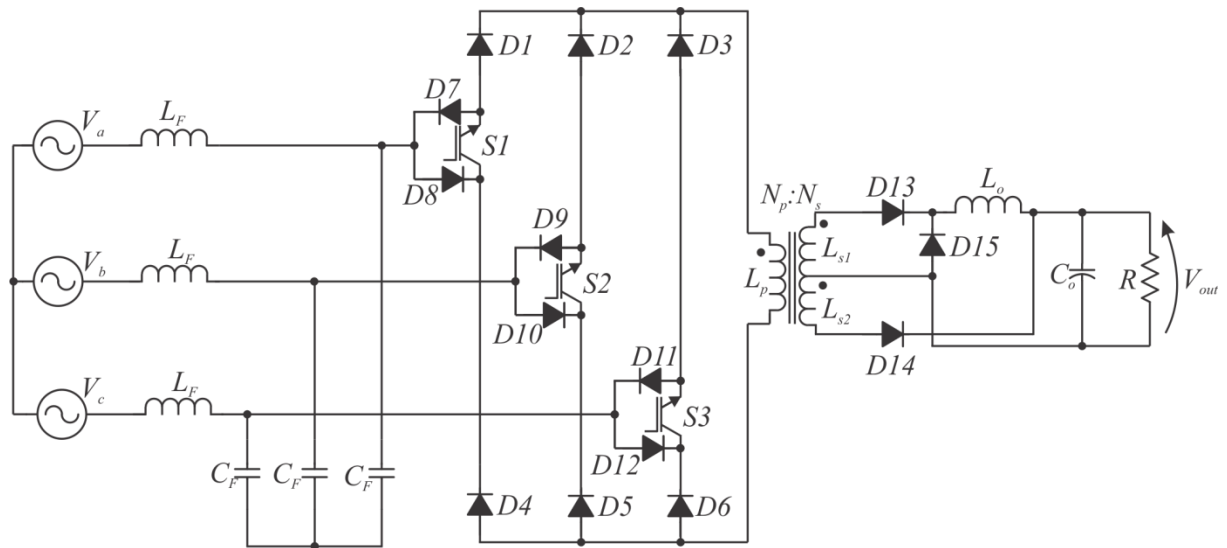


Fonte: Elaborado pelo Autor, adaptado de por Itoh e Ishizaka (1991).

Esta estrutura apresenta como vantagens a possibilidade de isolamento entre a fonte e a carga, desde que o conversor *buck-boost* conectado à carga seja substituído por um *flyback*. Este conversor utiliza GTOs, o que só torna o conversor atrativo quando considerada sua utilização em elevadas potências, entretanto, é possível substituir este dispositivo por IGBTs ou MOSFETs. Outra desvantagem apresentada pelo conversor é que este não apresenta isolamento galvânico. Partindo desta necessidade, uma topologia similar foi proposta por Greff *et al.* (2008). Esta topologia apresenta um retificador PWM trifásico derivado do

conversor *forward* associado a um conversor *flyback*. O conversor *forward* é operado em modo de condução contínua, enquanto o *flyback* opera em modo de condução descontínua. Desta forma, o conversor *forward* proporciona a redução no nível de tensão da rede elétrica e o *flyback* poderia ser utilizado para controle de corrente nos LEDs. O desenvolvimento experimental desta topologia foi feito por Greff *et al.* (2008), e apresentou um fator de potência de 0,998 e um rendimento de 80% para plena carga.

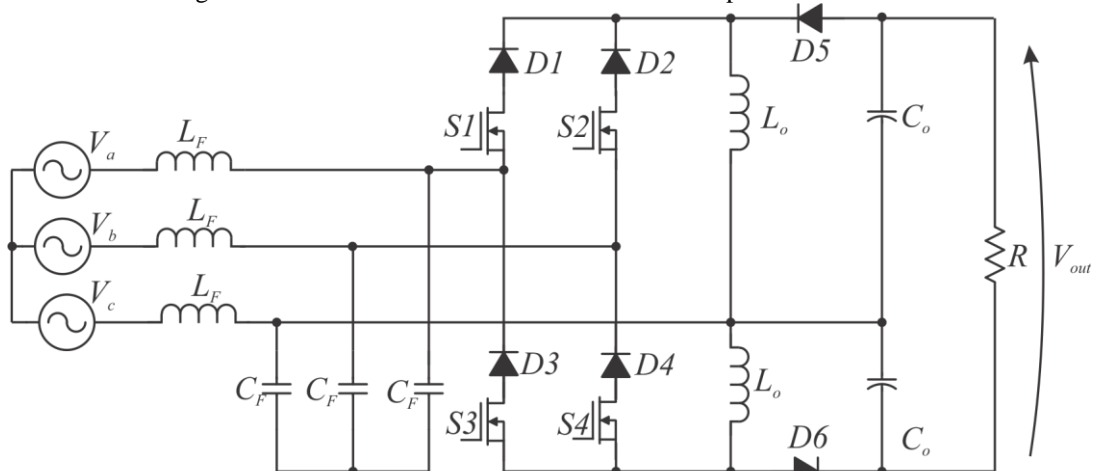
Figura 1.24 - Conversor CA-CC *forward+flyback* trifásico



Fonte: Elaborado pelo Autor, adaptado de Greff *et al.* (2008)

Outras estruturas, como a proposta por Pires e Silva (2005), mostrada na Figura 1.25, apresentam um conversor *buck-boost* com entrada através de um retificador PWM.

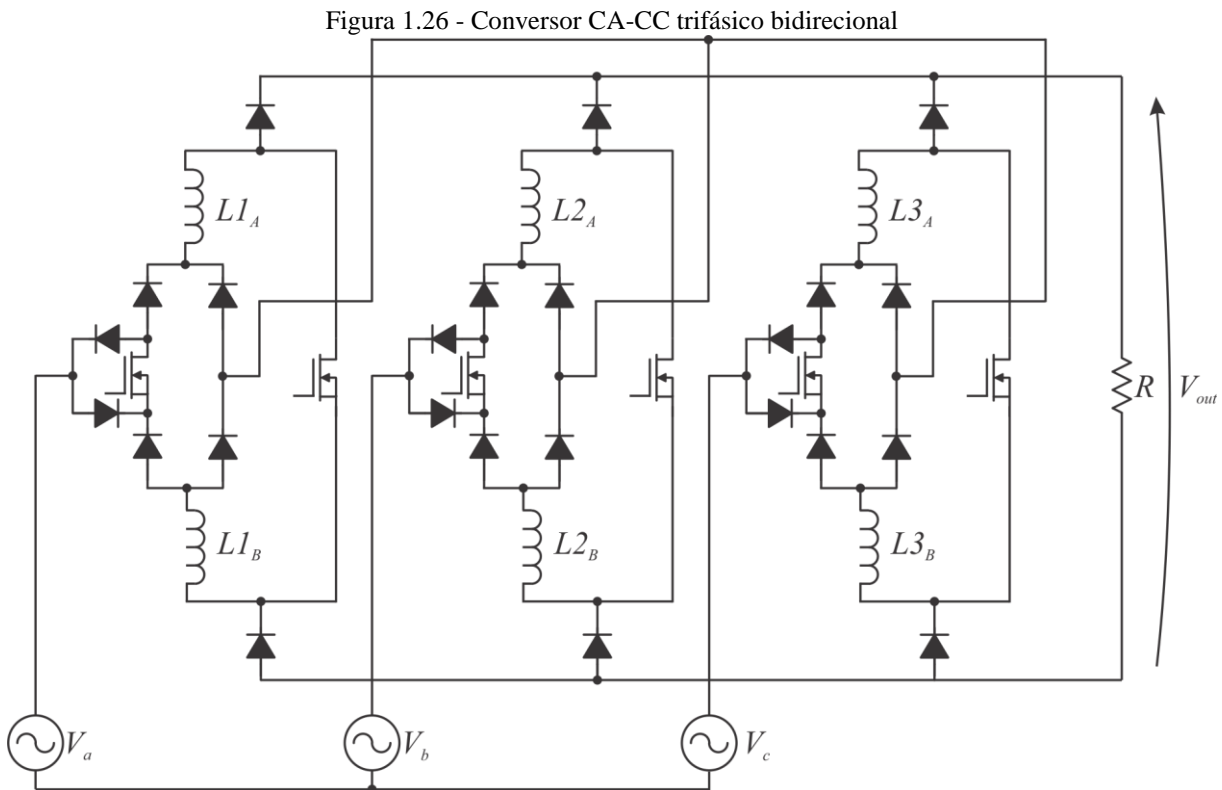
Figura 1.25 - Conversor CA-CC trifásico com duas pontes controladas



Fonte: Elaborado pelo Autor, adaptado de Pires e Silva (2005)

Para proporcionar uma redução no número de interruptores, os autores propuseram a remoção de um braço do retificador trifásico em ponte de Graetz, reduzindo a quantidade de semicondutores, o que eleva o rendimento e a confiabilidade desta estrutura. Contudo, a proposta utiliza um complexo sistema para controle dos interruptores, o que eleva o custo do projeto e inviabiliza o uso em estruturas para reatores eletrônicos para iluminação.

Uma outra proposta descrita na literatura (BORGES e BARBI, 2009) e (BORGES e BARBI, 2011) apresenta um conversor CA-CC trifásico que utiliza uma derivação do conversor *buck-boost* convencional, contudo utilizando os conversores integrados em apenas um estágio, como mostrado na Figura 1.26.



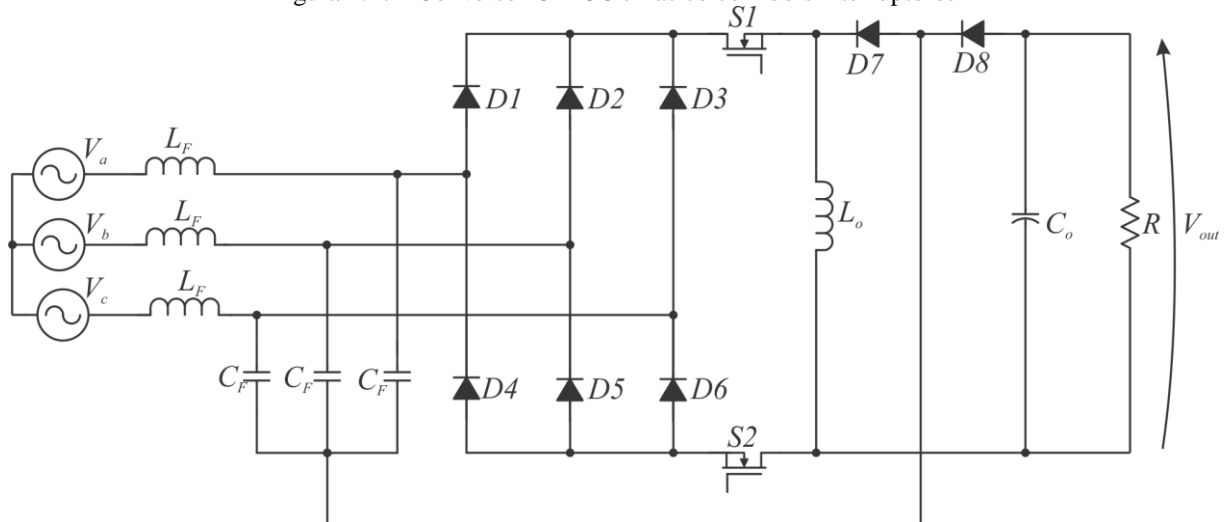
Fonte: Elaborado pelo Autor, adaptado de Borges e Barbi (2009).

Conforme a literatura, o conversor opera em modo de condução descontínua, o que possibilita a operação com potência de saída constante, favorecendo a aplicação com LEDs. Entretanto, esta estrutura apresenta maior complexidade e dimensões físicas consideráveis, além de uma grande quantidade de semicondutores, o que inviabiliza novamente a utilização em iluminação com LEDs.

Reduzindo a quantidade de interruptores controlados, Wijeratne e Moschopoulos (2011) propuseram o conversor apresentado na Figura 1.27. Esta topologia apresenta novamente um conversor *buck-boost* convencional conectado à saída de um retificador

trifásico. O posicionamento dos interruptores no conversor é tal que cada um destes suporta metade da tensão de pico máxima a qual apenas um interruptor estaria submetido. Isso reduz os esforços sobre cada um dos interruptores, possibilitando a construção do protótipo com interruptores que proporcionem perdas menores quando comparados aos primeiros.

Figura 1.27 - Conversor CA-CC trifásico com dois interruptores

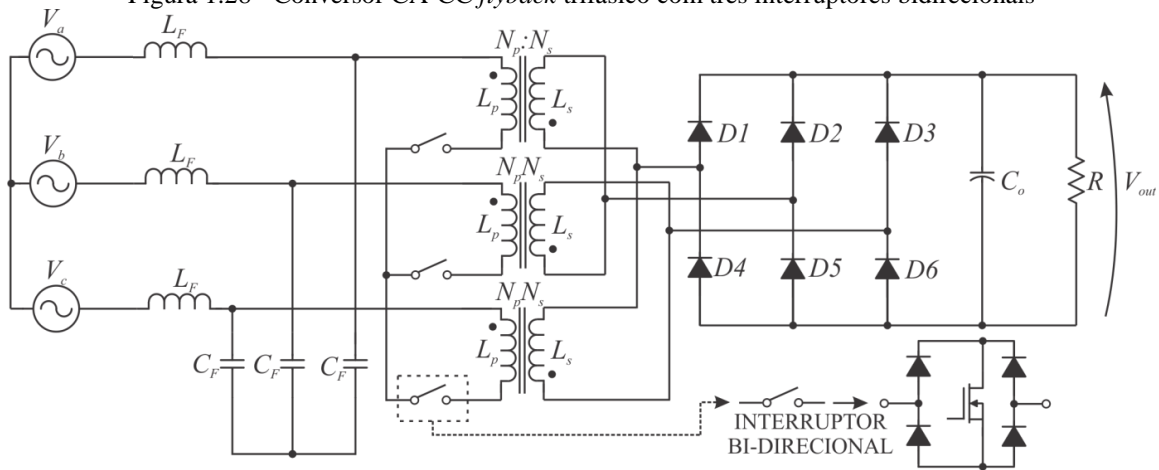


Fonte: Elaborado pelo autor, adaptado de Wijeratne e Moschopoulos (2011)

A grande vantagem das topologias propostas por Pires e Silva (2005), Borges e Barbi (2009) e Greff e Barbi (2006) é que estas proporcionam esforços relativamente baixos através dos semicondutores e rendimento elevado devido à quantidade reduzida de componentes em relação às estruturas modulares. Contudo, apesar de apresentarem-se como estruturas relevantes, o acionamento destas necessita do comando de três interruptores, o que dificulta sua estratégia de controle e eleva seu custo devido à grande quantidade de componentes.

Tamyurek (2009) apresentou uma solução isolada com um conversor derivado da topologia *flyback*, mostrado na Figura 1.28. Neste conversor, o transformador *flyback* está posicionado antes da ponte retificadora, o que facilita o controle de corrente no conversor. Além disso, a utilização de um transformador com apenas dois enrolamentos reduz a tensão nos semicondutores e o tamanho dos transformadores. A corrente na saída do conversor é praticamente constante pois os transformadores estão ligados em delta através do retificador trifásico na saída. Entretanto, este conversor utiliza três interruptores bidirecionais, o que eleva a quantidade de componentes, os custos e reduz o rendimento total do conversor.

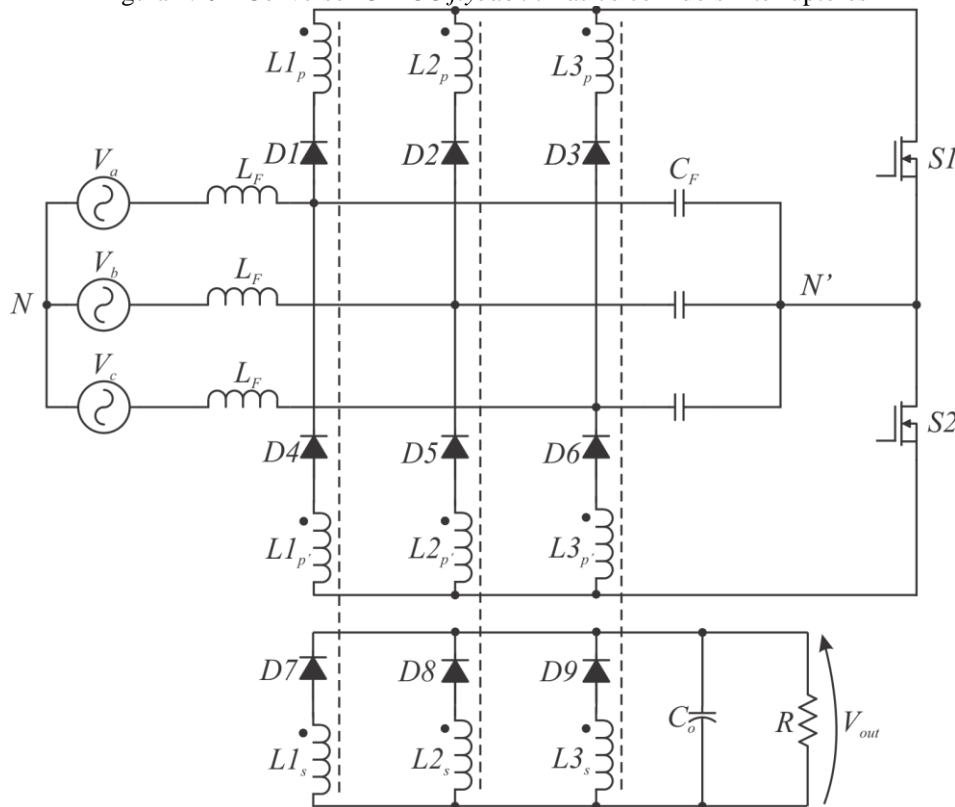
Figura 1.28 - Conversor CA-CC *flyback* trifásico com três interruptores bidirecionais



Fonte: Elaborado pelo autor, adaptado de Tamyurek (2009)

A Figura 1.29 mostra o conversor *flyback* proposto Stogerer *et al.* (2001). Esta topologia apresenta dois interruptores que proporcionam a redução da tensão máxima sobre cada um.

Figura 1.29 - Conversor CA-CC *flyback* trifásico com dois interruptores



Fonte: Elaborado pelo Autor, adaptado de Stogerer *et al.* (2001)

Desta forma, é possível utilizar dois interruptores MOSFETs de tensão menor, o que eleva o rendimento do conversor. Contudo, a utilização de dois interruptores eleva o custo do projeto.

1.5. Proposta de Trabalho

Dentre as topologias apresentadas, percebe-se que os reatores eletrônicos chaveados possuem uma quantidade superior de componentes, porém apresentam dimensões físicas reduzidas, melhor controlabilidade e possivelmente menor custo. Além disso, observa-se uma convergência em projetar conversores que operem sem a utilização de capacitores eletrolíticos, que possuem vida útil bastante afetada pelas variações de temperatura. Observa-se também que várias aplicações derivadas do conversor *buck-boost* operam com correção do fator de potência e podem ser redimensionadas para a utilização com LEDs. É comum que a literatura apresente conversores de potência elevada e com vários estágios de processamento de energia, contudo, para aplicações em reatores eletrônicos para iluminação, estas topologias podem não ser viáveis.

A Tabela 1.3 apresenta uma comparação entre os diversos conversores apresentados neste trabalho e a relação entre a capacitância total dos capacitores utilizados e a potência de saída dos conversores. É possível observar que há uma significativa diferença nesta relação entre as diversas topologias apresentadas.

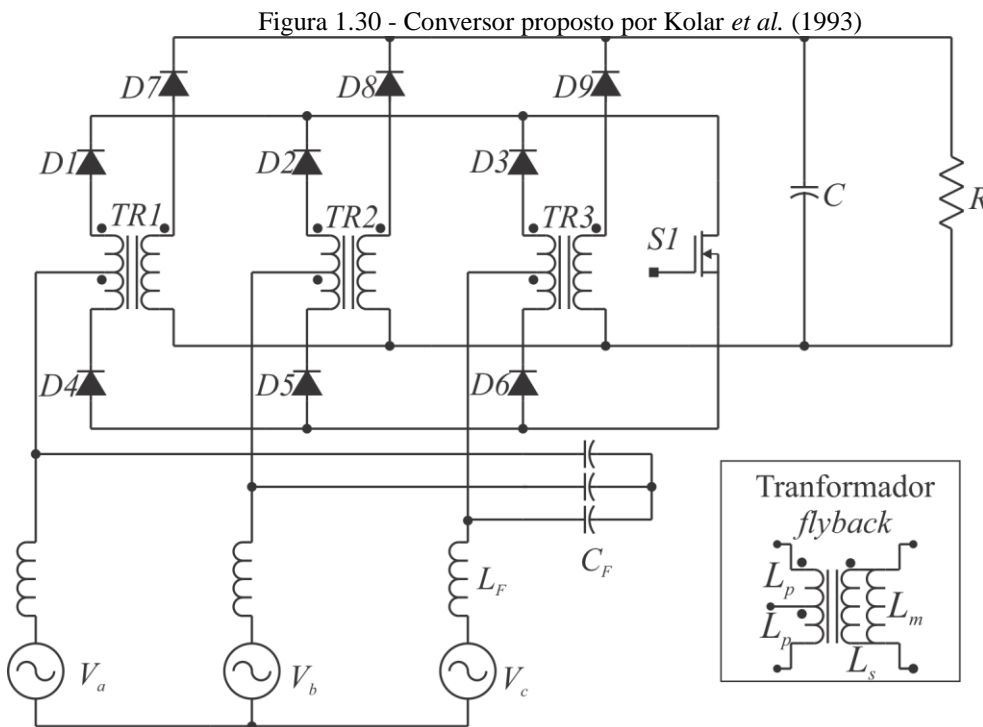
Tabela 1.3 – Comparação entre diversos conversores avaliados e a relação entre a capacitância total e a potência.

Tipo	Conversor	Capacitância /Watt
Não chaveado	Regulador Linear (Li <i>et al.</i> , 2013)	452 $\mu\text{F/W}$
	Topologia baseada na <i>Valley-fill</i> (Hui <i>et al.</i> , 2010)	0,9 $\mu\text{F/W}$
	Reator de partida rápida adaptado (Lee <i>et al.</i> , 2011)	2,5 $\mu\text{F/W}$
Chaveado / Um estágio	<i>Flyback</i> com injeção de harmônicos (Wang <i>et al.</i> , 2010)	0,07 $\mu\text{F/W}$
	<i>Boost+Flyback</i> (Bo <i>et al.</i> , 2009)	11,07 $\mu\text{F/W}$
Chaveado / Dois estágios	Conversor híbrido (Hu <i>et al.</i> , 2009)	27,1 $\mu\text{F/W}$
	<i>Buck-Boost</i> com estágios integrados (Alonso <i>et al.</i> , 2011)	0,21 $\mu\text{F/W}$
	Conversor de dois estágios (Chen e Hui, 2012)	0,96 $\mu\text{F/W}$
Chaveado/ Três estágios	Conversor com um interruptor (Almeida <i>et al.</i> , 2012)	0,21 $\mu\text{F/W}$
Trifásico/ Estágios modulares	Conversor trifásico (Hui <i>et al.</i> , 1998)	2,2 $\mu\text{F/W}$
Trifásico/ Estágios Integrados	<i>Forward+flyback</i> (Greff <i>et al.</i> , 2008)	1,76 $\mu\text{F/W}$
	Um interruptor (Wijeratne e Moschopoulos, 2011)	0,75 $\mu\text{F/W}$

Fonte: Elaborado pelo Autor

Conversores projetados para funcionar com capacitância total reduzidas, geralmente possuem indutância total elevada. Entretanto, é possível observar que, entre os conversores trifásicos com estágios integrados, a relação entre a capacitância total e a potência de saída é geralmente pequena, quando comparada às outras soluções.

Partindo da necessidade de uma estrutura com menor quantidade de componentes e com integração de módulos de potência, Kolar e Zach (1998) propuseram o conversor apresentado na Figura 1.30. Esta topologia foi inicialmente proposta por Kolar *et al.* (1993). A grande vantagem deste conversor em relação às demais estruturas apresentadas anteriormente é que esta utiliza apenas um interruptor, o que diminui o custo do projeto. Além disso, este circuito opera de forma bastante simplificada, o que colabora com uma estratégia de controle também simples.



Fonte: Elaborado pelo Autor

A presença de dois enrolamentos primários duplica a tensão refletida do enrolamento secundário no primário, o que pode causar elevados níveis de tensão no interruptor. Devido à indutância de dispersão do transformador *flyback*, durante o período em que o interruptor estiver desligado, a energia acumulada neste enrolamento tende a circular pelo conversor, causando sobretensões nos enrolamentos primários e no interruptor. A literatura (MINBÖCK e KOLAR, 2000) sugere a inclusão de um circuito grampeador de tensão em paralelo com cada enrolamento primário. Entretanto, esta solução eleva o custo do

projeto e impossibilita o aproveitamento da energia dissipada pelo grampeador. Portanto, inicialmente este trabalho propõe a inclusão de um único grampeador em paralelo com o interruptor.

Este trabalho se propõe a desenvolver um conversor CA-CC para iluminação pública com as seguintes características:

1. Seja conectado diretamente à rede de alimentação trifásica com funcionamento em ampla faixa de tensões de entrada (80 a 240 V);
2. Possibilite a correção do fator de potência, adequando o conversor à norma IEC 61000-3-2 (2009);
3. Possua baixa ondulação de corrente nos LEDs, proporcionando o funcionamento do dispositivo com um fator de crista pequeno;
4. Possua quantidade reduzida de componentes, visando reduzir custos;
5. Opere com isolamento galvânica;

Este trabalho também se propõe a analisar a técnica de controle por corrente de pico e aplica-la ao conversor proposto por Kolar *et al.* (1993), para garantir o que o LED seja alimentado por uma fonte de corrente constante.

Devido à quantidade reduzida de componentes e à baixa potência da aplicação a que se propõe este trabalho, optou-se pela utilização do conversor proposto por Kolar *et al.* (1993) para desenvolver o protótipo do conversor CA-CC trifásico para lâmpadas de LED. Um estudo detalhado desta topologia será apresentado no Capítulo 2. O protótipo desenvolvido neste trabalho será adaptado a uma luminária para iluminação pública com potência de entrada de 54 W, proporcionando a utilização do projeto em aplicações onde a rede trifásica está disponível.

1.6. Considerações Finais e Estruturação do Trabalho

Este capítulo apresentou uma revisão bibliográfica de diversas topologias de conversores aplicados à alimentação de LEDs de potência existentes na literatura. Foram apresentadas topologias básicas, baseadas em conversores não chaveados e topologias baseadas em conversores chaveados. As topologias não comutadas usualmente apresentam fator de potência elevado, além de uma quantidade reduzida de componentes. Contudo, normalmente são volumosas, possuem custo elevado e vida útil reduzida, o que é incompatível com as características das lâmpadas LED.

A necessidade da retirada dos capacitores eletrolíticos dos conversores eletrônicos para LEDs tornou interessante o estudo de topologias de conversores CA-CC com alimentação trifásica, no caso de LEDs utilizados para iluminação pública. Se este tipo de conversor operar com correção de fator de potência, observa-se uma ondulação de corrente reduzida nos LEDs, proporcionando ganhos significativos no índice de reprodução de cor (IRC), além de um ponto de cromaticidade constante e redução no fator de crista (SÁ JR., 2010). Além disso, o conversor proporciona balanceamento automático das corrente por fase no sistema elétrico, tornando desnecessária a instalação escalonada de luminárias para iluminação pública. Por fim, também foram apresentadas topologias trifásicas possíveis para o desenvolvimento de reatores eletrônicos para LEDs de potência. O estudo sobre as principais topologias de conversores trifásicos derivados da topologia *buck-boost* foi desenvolvido, e permitiu elencar as principais características destes conversores, bem como fundamentar a escolha da estrutura a que se propõe este trabalho.

O Capítulo 2 apresenta a análise de um conversor CA-CC *flyback* trifásico para acionar LEDs de potência. É feita uma análise qualitativa, levando em consideração as características e as etapas de operação do conversor, e uma quantitativa, levando em consideração o equacionamento detalhado do conversor. Além disso, os circuitos auxiliares, como filtros e a própria carga a ser alimentada, são discutidas.

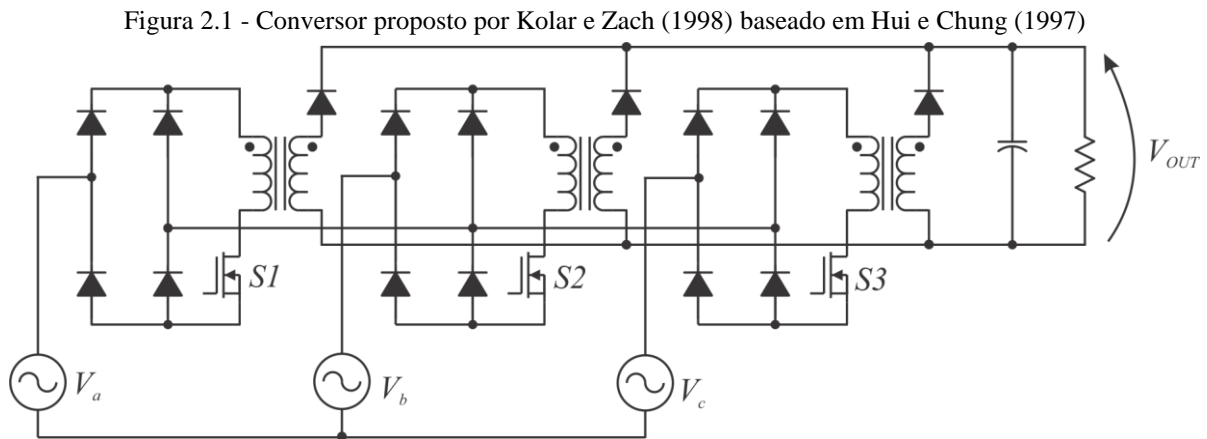
O Capítulo 3 apresenta o projeto do conversor explorado no Capítulo 2. O dimensionamento dos elementos reativos e dos semicondutores bem como os resultados apresentados na simulação do conversor são apresentados.

O Capítulo 4 apresenta a técnica de controle adotada para este conversor, bem como a metodologia utilizada para controlar a luminosidade da lâmpada de LED.

Por fim, o Capítulo 5 apresenta os resultados experimentais da estrutura proposta, bem como a readequação para aumentar o rendimento do conversor.

2. CONVERSOR CA-CC TRIFÁSICO COM UM INTERRUPTOR PARA LEDS DE POTÊNCIA

A Figura 2.1 apresenta uma aproximação de um conversor *flyback* trifásico considerando a proposição de Hui e Chung (1997). Neste caso, o secundário do conversor se conecta à carga por meio de um diodo retificador. Esta conexão proporciona paralelismo entre os três conversores *flyback*, com elevado fator de potência. Além disso, esta topologia pode ser simplificada utilizando um transformador com derivação central no enrolamento primário do transformador *flyback*.



Fonte: Elaborado pelo Autor, adaptado de Kolar e Zach (1998).

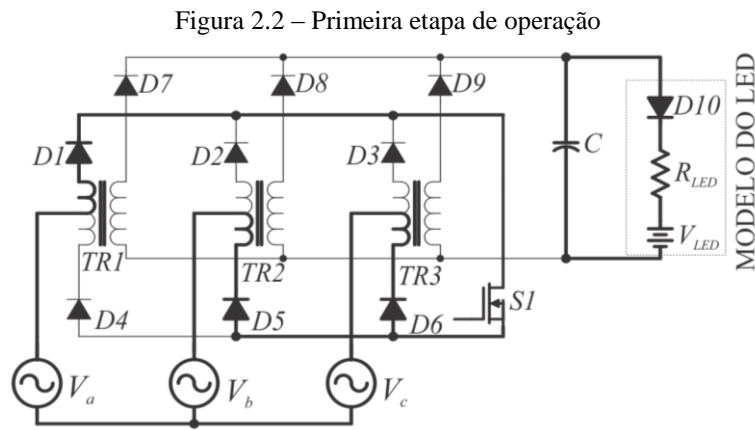
Uma análise do conversor proposto por Kolar *et al.* (1993), mostrado na Figura 1.30, será desenvolvida neste capítulo. A análise modular proposta por Hui e Chung (1997) pode ser aplicada a este conversor, o que facilita o desenvolvimento dos circuitos de controle, bem como do dimensionamento relativos dos elementos do circuito.

2.1. Análise Qualitativa – Etapas de Operação

Como pode ser visto na Figura 1.30, este conversor apresenta em seu módulo de potência um filtro LC passa-baixa na entrada (L_F , C_F), três transformadores *flyback* ($TR1$, $TR2$, $TR3$), um interruptor ($S1$), nove diodos retificadores rápidos ($D1$ a $D9$) e um capacitor de saída (C). A Figura 2.2 mostra o princípio de funcionamento desse conversor. Como o conversor opera em modo de condução descontínua (MCD), inicialmente, a corrente através dos enrolamentos primários é nula. Para a análise a seguir, inicialmente que as tensões de fase $V_a > V_b > V_c$, que o capacitor C está inicialmente carregado e que o conversor encontra-se em regime permanente.

2.1.1. Primeira Etapa de Operação

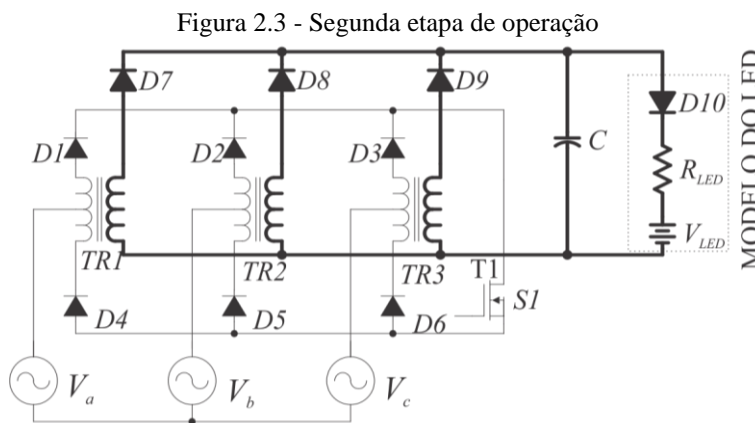
A Figura 2.2 apresenta a primeira etapa de operação do conversor. Quando o interruptor SI entra em condução, a corrente flui através dos enrolamentos primários dos transformadores *flyback*, que armazenam energia em cada um de seus núcleos de acordo com o valor instantâneo da tensão de fase ao qual estão submetidos. Durante este período, a carga (neste caso, o módulo de LEDs de potência) é alimentada pelo capacitor de saída. Os diodos conectados aos enrolamentos secundários dos transformadores *flyback* estão em bloqueio, submetidos a uma tensão reversa igual ao dobro da tensão máxima de entrada refletida ao enrolamento secundário, somada à tensão de saída.



Fonte: Elaborado pelo Autor

2.1.2. Segunda Etapa de Operação

A segunda etapa de operação é mostrada na Figura 2.3. Quando o interruptor bloqueia, a energia armazenada nos núcleos é transferida para os enrolamentos secundários.



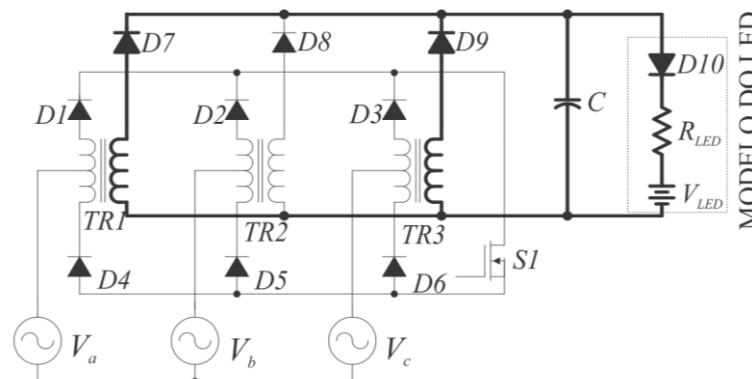
Fonte: Elaborado pelo Autor

Neste momento, a carga é alimentada pela energia acumulada nos transformadores *flyback* e o capacitor de saída é carregado. Nesta etapa, o interruptor está submetido à uma tensão igual à maior tensão instantânea de fase, somada ao dobro da tensão de saída refletida ao enrolamento primário.

2.1.3. Terceira Etapa de Operação

A transferência da energia armazenada no transformador ocorre até que cada um dos enrolamentos esteja completamente desmagnetizado. Como, durante a magnetização do transformador *flyback*, a tensão instantânea sobre cada enrolamento primário é diferente, a descarga de cada núcleo magnético ocorre em instantes diferentes. A Figura 2.4 representa esta etapa, com a descarga do núcleo do transformador *flyback* *TR2*, tendo em vista que, como a diferença entre V_a e V_b é menor que V_a e V_c , a descarga total deste transformador ocorrerá primeiro.

Figura 2.4 - Terceira etapa de operação

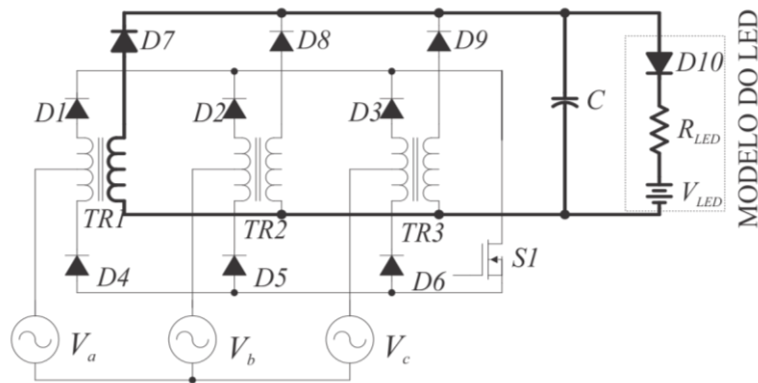


Fonte: Elaborado pelo Autor

2.1.4. Quarta Etapa de Operação

Em continuidade ao exposto na terceira etapa de operação, a Figura 2.5 apresenta a quarta etapa de operação do conversor, com a descarga do transformador *TR3*. Como a tensão instantânea no enrolamento primário do transformador *TR1* era maior que em *TR2* e *TR3* durante a primeira etapa de operação, uma maior quantidade de energia será armazenada.

Figura 2.5 - Quarta etapa de operação

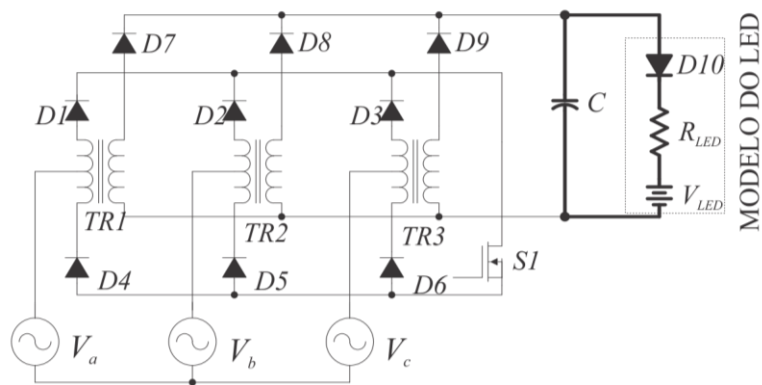


Fonte: Elaborado pelo Autor

2.1.5. Quinta Etapa de Operação

Na quinta etapa de operação, os três transformadores estão totalmente desmagnetizados, o que caracteriza a operação em modo de condução descontínua do conversor. O capacitor, nesta etapa, alimenta o módulo de LEDs.

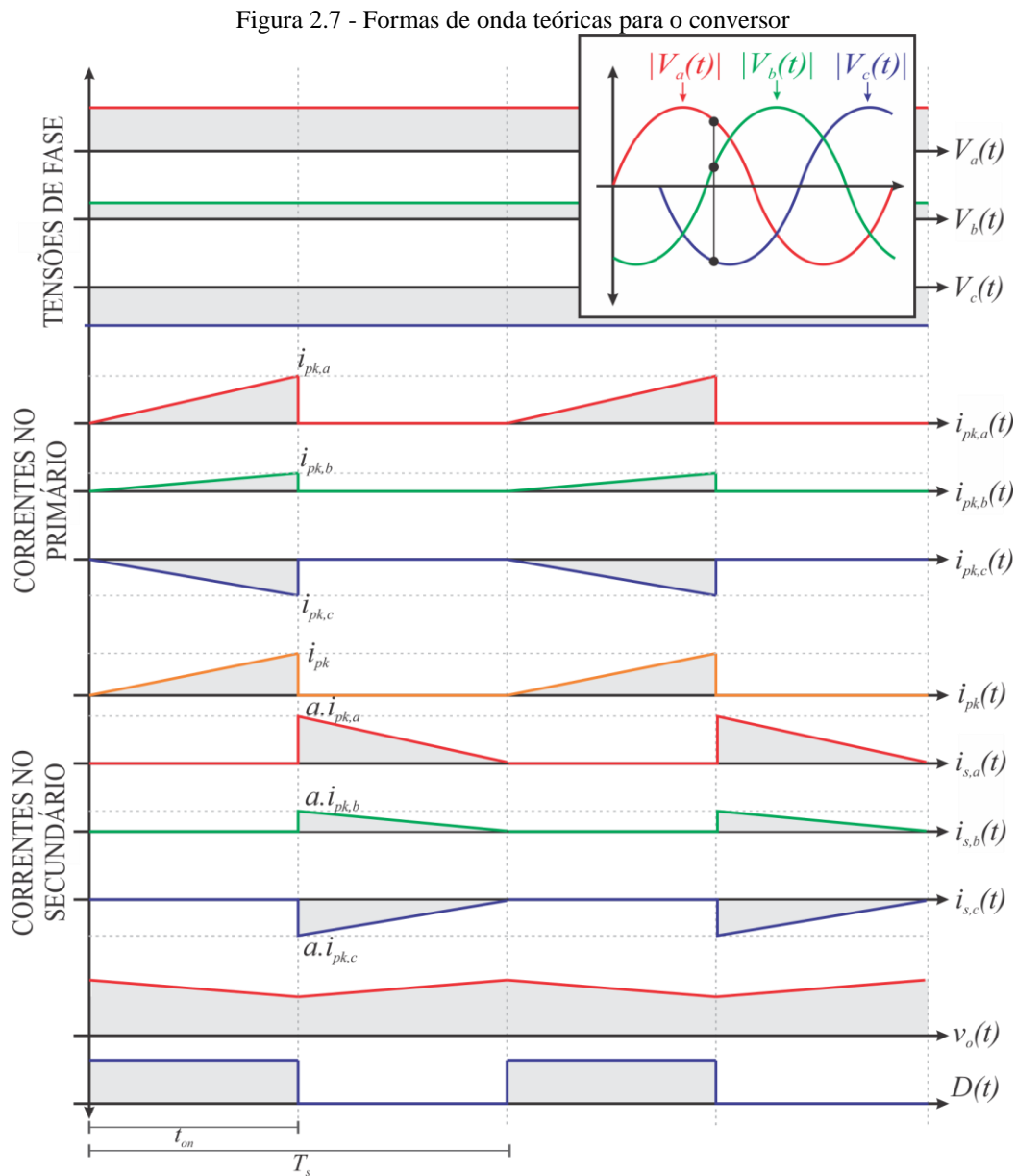
Figura 2.6 - Quinta etapa de operação



Fonte: Elaborado pelo Autor

A simplicidade no funcionamento do circuito proporciona um custo reduzido ao projeto. Além disso, quando o conversor opera em modo de condução descontínua, proporciona fluxo de potência constante na saída, além de automaticamente corrigir o fator de potência de entrada. Cada transformador *flyback* apresenta dois enrolamentos primários conectados a um retificador trifásico de meia onda. Um destes enrolamentos irá operar no semiciclo positivo da rede elétrica e outro no semiciclo negativo. Em série com o enrolamento secundário também encontra-se um retificador trifásico de meia onda. A tensão de saída possui uma frequência de ondulação seis vezes maior que a ondulação da tensão de entrada.

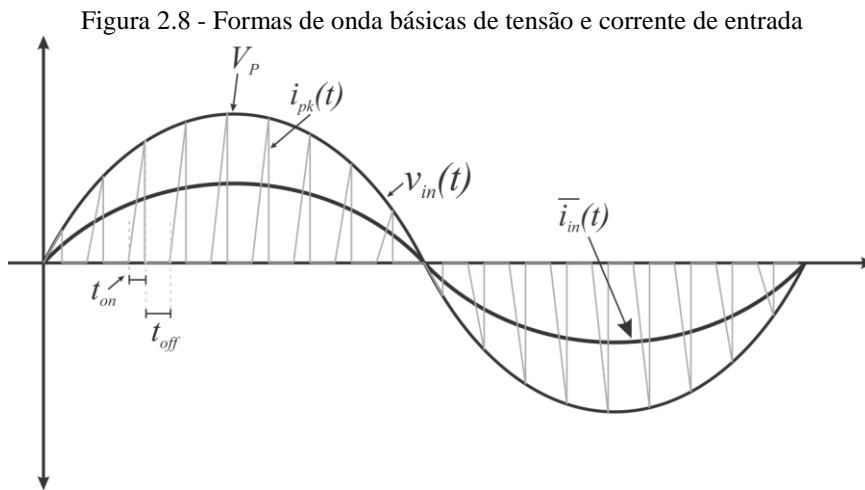
Contudo, a tensão de saída é praticamente constante, dada a característica de fonte de tensão dos LEDs. Como a corrente através do interruptor é pulsada, é possível implementar uma técnica de controle por corrente de pico no conversor, o que garantiria a operação do mesmo em ampla faixa de tensões de entrada, possibilitando o funcionamento do conversor em condições de variação na tensão da rede elétrica. A Figura 2.7 apresenta as formas de onda teóricas do conversor proposto, considerando que a frequência de comutação é muito maior que a frequência da rede elétrica para uma situação em que $V_a(t) > V_b(t) > V_c(t)$.



Fonte: Elaborado pelo autor

2.2. Análise Quantitativa – Equacionamento básico

Segundo Hui e Chung (1997), a análise do conversor operando com alimentação trifásica deve ser precedida da avaliação do funcionamento deste conversor sob alimentação monofásica. Uma análise detalhada do conversor CA-CC *flyback* monofásico operando em modo de condução descontínua é apresentada no Apêndice A deste trabalho, onde são feitas considerações sobre sua operação em alta frequência. A Figura 2.8 apresenta as formas de onda básicas para uma fase do conversor, onde $i_p(t)$ representa a corrente de pico instantânea de entrada e $\overline{i_{in}}(t)$ a corrente normalizada de entrada.



Fonte: Elaborado pelo Autor

Desconsiderando-se as componentes de alta frequência provenientes do chaveamento, considerando que os três transformadores *flyback* são idênticos e desconsiderando as perdas do circuito, em um conversor CA-CC com alimentação trifásica, a potência média drenada de cada fase é dada por (2.1):

$$\overline{P_N} = \frac{P_{out}}{3} \quad (2.1)$$

A potência de entrada por fase é dada por (2.2), onde R_e é a resistência equivalente do conversor vista a partir da fonte.

$$P_{in} = \frac{V_{in}^2}{R_e} \quad (2.2)$$

Considerando a tensão de entrada do conversor puramente senoidal, é possível expressar seu valor instantâneo através de (2.3).

$$v_{in}(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (2.3)$$

Onde,

$v_{in}(t)$ – Tensão instantânea de entrada

V_p – Tensão de pico da fonte

ω – Frequência angular da rede elétrica ($2\pi \cdot f_{rede}$)

t – Tempo

Substituindo (2.3) em (2.2), é possível expressar a potência instantânea de entrada através de (2.4).

$$p_{in}(t) = \frac{V_p^2 \cdot \text{sen}^2(\omega \cdot t)}{R_e} \quad (2.4)$$

Com isso, a potência média em cada fase também pode ser calculada através de (2.5).

$$\overline{P_N} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} p_{in} \cdot d(\omega \cdot t) \quad (2.5)$$

Substituindo (2.4) em (2.5) e desenvolvendo a expressão resultante, é obtida (2.6).

$$\overline{P_N} = \frac{V_p^2}{2 \cdot R_e} \quad (2.6)$$

Substituindo (2.6) em (2.1), pode-se encontrar a potência de saída através de (2.7).

$$P_{out} = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_p^2}{R_e} \quad (2.7)$$

Analisando agora o conversor na frequência de chaveamento, pode-se dizer que a energia armazenada no indutor, E_L , é ser expressa por (2.8):

$$E_L = \frac{1}{2} \cdot L_p \cdot I_{pp}^2 = P_{in} \cdot T_s \quad (2.8)$$

Onde,

I_{pp} – Corrente de pico no enrolamento primário

L_p – Indutância do enrolamento primário do transformador *flyback*

T_s – Período de chaveamento

Desenvolvendo (2.8), pode-se expressar a potência de entrada por (2.9).

$$P_{in} = \frac{1}{2 \cdot T_s} \cdot L_p \cdot I_{pp}^2 \quad (2.9)$$

Para o Modo de Condução Descontínua (MCD), a tensão de entrada pode ser expressa por (2.10), onde D representa a razão cíclica.

$$V_{in} = L_p \cdot \frac{I_{pp}}{T_s \cdot D} \quad (2.10)$$

Manipulando (2.2), (2.8) e (2.10), pode-se expressar a resistência equivalente da entrada através de (2.11).

$$R_e = \frac{2 \cdot L_p}{T_s \cdot D^2} \quad (2.11)$$

Substituindo (2.11) em (2.7), pode-se expressar a potência de saída através de (2.12).

$$P_{out} = \frac{3}{4} V_p^2 \frac{T_s}{L_p} D^2 \quad (2.12)$$

A análise de (2.12) permite observar que a determinação da potência de saída não leva em consideração os parâmetros da carga. Isto quer dizer que, dado um ponto de operação onde sejam arbitrados o valor de pico da tensão de entrada, a razão cíclica e o período de comutação, o conversor deverá entregar na saída uma potência constante, que independe das características da carga. Esta particularidade é bastante relevante pois, desta forma, é possível simplificar as estratégias utilizadas no controle do conversor. Além disso, utilizando um controlador de baixo custo, é possível variar a razão cíclica do conversor para uma determinada tensão eficaz de operação. Com isso, o conversor desenvolvido neste trabalho poderá operar em ampla faixa de tensões de entrada.

Através de (2.12), pode-se calcular a indutância no enrolamento primário, L_p , que pode ser expressa através de (2.13), onde $V_{p,min}$ é valor de pico da tensão eficaz de entrada mínima e D_{max} é a razão cíclica máxima, adotada em 0,45.

$$L_p = \frac{3}{4} \cdot V_{p,min}^2 \cdot \frac{T_s}{P_{out}} \cdot D_{max}^2 \quad (2.13)$$

Onde,

$V_{p,min}$ – Valor de pico da tensão eficaz de entrada mínima

Manipulando (2.12), pode-se recalculer a razão cíclica de operação do conversor através de (2.14).

$$D_p = \sqrt{\frac{4}{3} \cdot \frac{P_{out} \cdot L_p}{V_p^2 \cdot T_s}} \quad (2.14)$$

Considerando ideais os diodos e o interruptor do conversor, através de (2.15) é possível calcular a relação de espiras, a , onde $V_{TI,max}$ é a tensão máxima no interruptor TI , $V_{p,max}$ é o valor de pico da tensão máxima da entrada e V_o é tensão de saída.

$$a = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_s}{V_p} = \left(V_{TI,max} - \sqrt{3} \cdot V_{p,max} \right) \cdot \frac{1}{2 \cdot V_o} \quad (2.15)$$

Onde,

N_I – Número de espiras do enrolamento primário

N_2 – Número de espiras do enrolamento secundário

A tensão máxima no interruptor TI , $V_{TI,max}$, pode ser calculada através da equação (2.16).

$$V_{TI,max} = \sqrt{3} \cdot V_{p,max} + 2 \cdot a \cdot V_o \quad (2.16)$$

A indutância do enrolamento secundário L_s pode ser calculada através de (2.17).

$$L_s = L_p \cdot \frac{1}{a^2} \quad (2.17)$$

A ondulação proporcionada pelo retificador trifásico é significativamente menor que a causada pelo retificador monofásico de onda completa. Nestas condições, o capacitor de saída do conversor pode ser dimensionado apenas considerando a operação na frequência de comutação. Desta forma, o capacitor de saída pode ser determinado utilizando a mesma equação para dimensionamento do conversor *flyback* monofásico.

$$C = \frac{i_{LED} \cdot D_{min} \cdot T_s}{\Delta V_o} \quad (2.18)$$

Onde,

D_{min} – Razão cíclica mínima (quando o conversor opera sob tensão máxima).

ΔV_o – Variação da tensão de saída

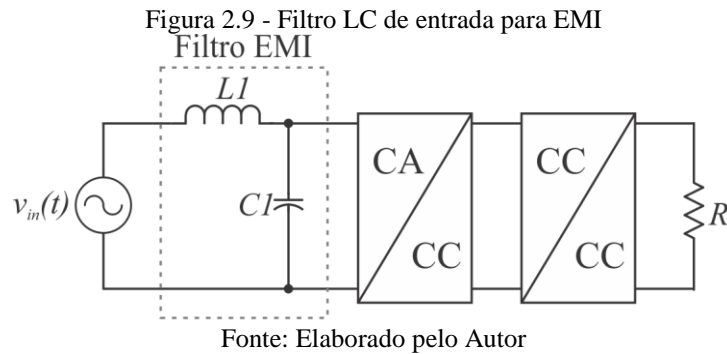
Desta forma, é possível dimensionar os elementos reativos do conversor *flyback* trifásico levando em consideração as características de potência de saída requisitadas do conversor para alimentar os LEDs de potência.

2.3. Filtro de Entrada

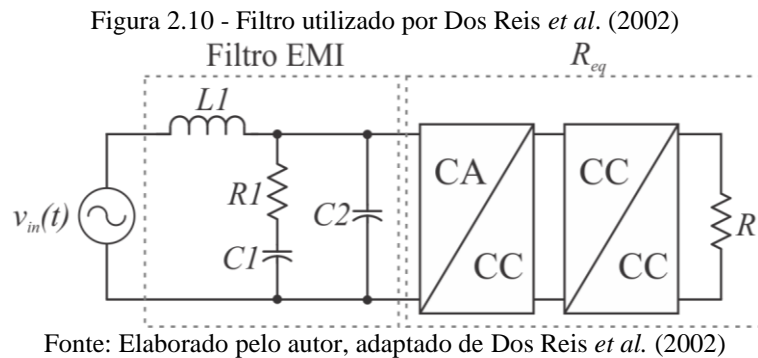
Circuitos eletrônicos para correção do fator de potência geralmente tendem a injetar uma corrente pulsada na rede elétrica. A corrente pulsada pode causar interferências de natureza eletromagnética em outros dispositivos ligados à rede, prejudicando seu funcionamento. Por este motivo, é comum em circuitos com correção do fator de potência a inserção de um filtro de entrada, instalado conforme mostrado na Figura 2.9, para reduzir a amplitude das harmônicas injetadas pelo conversor na rede elétrica. Além disso, algumas normas internacionais estabelecem limites rígidos para a injeção de harmônicos na rede. Estes limites tornam necessárias grandes atenuações no ruído de alta frequência gerado pelos conversores (VLATKOVIC *et al.*, 1996).

Uma das principais desvantagens deste conversor é a presença de interferência eletromagnética conduzida, devido à operação em alta frequência e em modo de condução descontínua da corrente no indutor (POMÍLIO, 2007). Com isso, torna-se imprescindível a adição de um filtro de entrada ao conversor.

No conversor *flyback* trifásico proposto por Kolar *et al.* (1994) é utilizado um filtro de entrada passa-baixa, que é composto por um indutor e um capacitor. A Figura 2.9 apresenta uma representação do filtro utilizado, em uma aproximação monofásica.



Frequentemente, o filtro LC de um estágio é utilizado por simplicidade. Segundo Xing *et al.* (2009), a dinâmica de interação entre o filtro e o conversor prejudicam o desempenho do controlador devido ao surgimento de ressonâncias. O circuito mostrado na Figura 2.10 trata-se de um filtro EMI de entrada de segunda ordem, com uma malha formada por C1 e R1. Segundo Dos Reis *et al.* (2002), este filtro proporciona atenuação de harmônicos de frequência mais baixa.



Desconsiderando os elementos parasitas dos componentes do filtro, a resistência equivalente de entrada do conversor *flyback* trifásico pode ser determinada através de (2.19), onde L_p é a indutância do enrolamento primário, T_p é o período de chaveamento e D_p é a razão cíclica.

$$R_{eq} = \frac{2 \cdot L_p}{T_p \cdot D_p^2} \quad (2.19)$$

A frequência de corte do filtro pode ser determinada através de (2.20), onde f_s é a frequência de comutação. Para uma frequência de corte uma década abaixo da frequência de comutação, o filtro apresenta uma atenuação de 40 dB/dec.

$$f_c = \frac{f_s}{10} \quad (2.20)$$

Segundo Zhang *et al.* (1995), o valor máximo da soma dos capacitores $C1$ e $C2$ deve ser de 2,2 μF . Para levar em consideração a resistência equivalente do conversor, inicialmente é possível utilizar (2.21) para determinar o valor de $C1$, e posteriormente os demais parâmetros do conversor.

$$C1 = \frac{4}{R_{eq} \cdot 2\pi \cdot f_s} \quad (2.21)$$

Além disso, para uma atenuação satisfatória, a capacitância do capacitor $C2$ deve ser 10 vezes maior que a capacitância de $C1$, conforme (2.22) (ZHANG *et al.*, 1995).

$$C2 = 10 \cdot C1 \quad (2.22)$$

O valor da indutância de filtro pode ser determinado por (2.23).

$$LI = \frac{1}{4\pi^2 \cdot C1 \cdot f_c^2} \quad (2.23)$$

A resistência de amortecimento, RI , pode ser determinada por (2.24).

$$RI = \sqrt{\frac{LI}{C1}} \quad (2.24)$$

2.4. Esforços nos Semicondutores

A tensão aplicada a um dos enrolamentos primários do transformador *flyback* no instante em que o interruptor está fechado pode ser determinada por (2.25).

$$V_L = L_p \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (2.25)$$

A corrente máxima através do enrolamento primário ocorre quando a tensão eficaz de entrada é mínima, mais precisamente durante o valor de pico da tensão de entrada. Neste instante, a razão cíclica apresentada pelo conversor é máxima. Assim, pode-se dizer que a corrente máxima através do enrolamento primário é dada por (2.26).

$$I_{pk} = \frac{V_{p,\min} \cdot D_{\max}}{f_s \cdot L_p} \quad (2.26)$$

Como a corrente que flui no enrolamento primário durante a carga também flui através do interruptor pode-se dizer, também, que a corrente máxima no interruptor e nos diodos do enrolamento primário são dadas por (2.26). Neste trabalho, a corrente máxima no interruptor, no enrolamento primário e nos diodos do enrolamento primário foi de 1,41 A.

As correntes eficazes nos diodos dos enrolamentos primário e secundário podem ser determinadas respectivamente por (2.27) e (2.28). Estas determinações foram apresentadas por Minbock e Kolar (2000) e Kolar *et al.* (1993).

$$I_{D1,rms} = \sqrt{\frac{1}{12} \cdot D_{nom} \cdot I_{T1,\max}} \quad (2.27)$$

$$I_{D2,rms} = \sqrt{\frac{16}{27} \cdot i_o \cdot I_{D2,\max}} \quad (2.28)$$

A corrente eficaz no interruptor pode ser determinada por

$$I_{S1,rms} = I_{pk} \cdot \sqrt{\frac{1}{6} \cdot \left(1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\right) \cdot D_{nom}} \quad (2.29)$$

2.5. Arranjo da Carga

Segundo Sá Jr. (2010), para uma temperatura constante e corrente próxima à nominal a tensão direta em um LED de potência pode ser descrita por (2.30).

$$V_F = V_0 + R_s \cdot i_s \quad (2.30)$$

Onde:

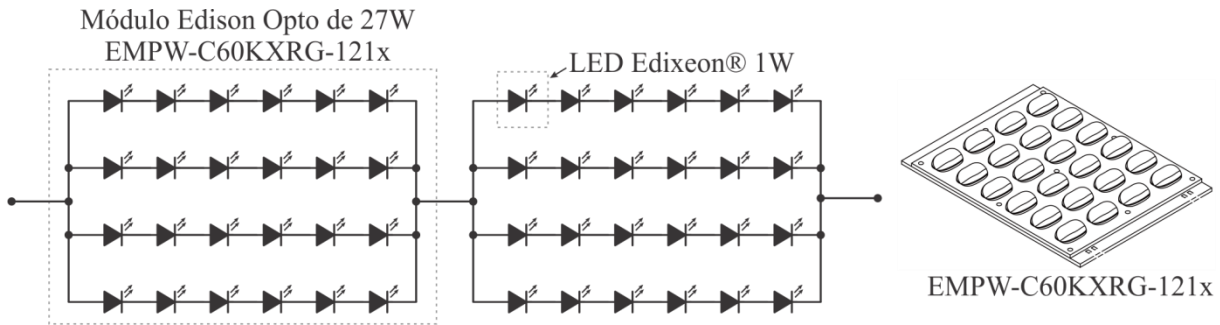
V_0 – Queda de tensão direta em um LED

R_s – Resistência série

i_s – Corrente aplicada ao LED

Neste trabalho, será utilizado um par de módulos para iluminação pública Edison[®] Opto modelo EMPW-C60KXRG-121x, associados em série, conforme mostrado na Figura 2.11. Cada módulo possui uma resistência série equivalente de $2,18 \Omega$ e uma queda de tensão direta de $16,18 \text{ V}$ e opera, sob condições nominais, com uma corrente direta de $1,4 \text{ A}$. Vale salientar que o fabricante deste tipo de dispositivo usualmente utiliza LEDs com características as mais próximas possíveis, para garantir a equalização de corrente em cada vetor.

Figura 2.11 - Arranjo dos módulos de LEDs utilizados no trabalho



Fonte: Elaborado pelo Autor

Assim, a tensão de saída do conversor pode ser determinada através de (2.31).

$$V_o = n \cdot (V_{LED} + R_{LED} \cdot i_{LED}) = 2 \cdot (16,18 + 2,18 \cdot 1,4) = 38,46 \text{ V} \quad (2.31)$$

Onde,

n – Quantidade de módulos de LEDs associados em série

2.6. Conclusão

Esta seção apresentou a análise de um conversor CA-CC *flyback* trifásico com um interruptor para alimentação dos LEDs de potência e com correção do fator de potência. As etapas de operação e o equacionamento básico do conversor foram discutidos, bem como a uma análise do filtro de entrada foi exposta.

Foi possível observar que o conversor proposto apresenta característica de potência de saída constante para um ponto de operação, característica que pode ser explorada para reduzir a complexidade do controlador adotado para a estrutura. Desta forma, a potência entregue pelo conversor independe das características da carga.

Por fim, foi apresentado o dimensionamento dos esforços nos semicondutores envolvidos, bem como o arranjo da carga utilizada.

3. METODOLOGIA DE PROJETO

O projeto do conversor *flyback* trifásico proposto por Kolar *et al.* (1994) e Minbock e Kolar (2000) acionando LEDs de potência deve ser desenvolvido em função da corrente de saída do LED. Com isso, é possível determinar a potência de saída do conversor e seus demais parâmetros, utilizando o equacionamento apresentado no Capítulo 2. Este capítulo apresenta a metodologia de projeto, com a sequência que deve ser obedecida para a execução do conversor proposto neste trabalho.

3.1. Projeto do Circuito de Potência

O conversor *flyback* trifásico foi projetado para operar com tensão de fase de entrada de 80-240 V/60 Hz. Para garantir um compromisso entre uma frequência de operação maior do que a faixa de frequência audível e não tão alta de modo a maximizar os efeitos da indutância de dispersão, optou-se pela utilização de uma frequência de comutação de 40 kHz. O conversor alimenta uma luminária de LEDs descrita na Seção 2.5. Utilizando .

$$V_o = n \cdot (V_{LED} + R_{LED} \cdot i_{LED}) = 2 \cdot (16,18 + 2,18 \cdot 1,4) = 38,46 \text{ V} \quad (3.1)$$

A potência de saída do conversor pode ser determinada por (3.2):

$$P_o = V_o \cdot i_{LED} = 38,46 \cdot 1,4 = 53,8 \text{ W} \quad (3.2)$$

A tensão de pico máxima, considerando que o conversor opere com tensão máxima na entrada é igual a (3.3):

$$V_{P,max} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_{ef,max} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot 240 = 588 \text{ V} \quad (3.3)$$

A tensão de pico no interruptor deve ser arbitrada em um valor superior à soma da tensão de pico máxima com dobro da tensão de saída refletida ao enrolamento primário ($V_{TI,max} > (V_{p,max} + 2V_o)$). Por segurança, o conversor será projetado para uma tensão máxima no interruptor de 750 V. Através da equação (2.15), determina-se a relação de espiras de cada transformador *flyback*, resultando em (3.4).

$$a = \left(V_{T1, \max} - \sqrt{3} \cdot V_{p, \max} \right) \cdot \frac{1}{2 \cdot V_o} = \left(750 - \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot 240 \right) \cdot \frac{1}{2 \cdot 38,46} = 2,107 \quad (3.4)$$

Uma razão cíclica máxima de 0,45 será arbitrada para a condição em que o conversor opere sob tensão mínima (80 V RMS). Assim, utilizando (2.13), é possível determinar o valor da indutância do enrolamento primário em (3.5):

$$L_p = \frac{3}{4} \cdot V_{p, \min}^2 \cdot \frac{T_s}{P_{out}} \cdot D_{\max}^2 = \frac{3}{4} \cdot \left(\sqrt{2} \cdot 80 \right)^2 \cdot \frac{25 \cdot 10^{-6}}{53,8} \cdot (0,45)^2 = 902,5 \text{ } \mu\text{H} \quad (3.5)$$

Utiliza-se (3.4) para determinar a indutância do enrolamento secundário. Assim, a indutância pode ser determinada por :

$$L_s = L_p \cdot \frac{1}{a^2} = 902,5 \cdot \frac{1}{2,107^2} = 203,2 \text{ } \mu\text{H} \quad (3.6)$$

Em (2.14) é possível determinar a razão cíclica para um ponto de operação. A razão cíclica mínima, que ocorre quando o conversor opera sob tensão máxima, pode ser determinada por (3.7).

$$D_{p, \min} = \sqrt{\frac{4}{3} \cdot \frac{P_{out} \cdot L_p}{V_{p, \max}^2 \cdot T_s}} = \sqrt{\frac{4}{3} \cdot \frac{53,8 \cdot 902,5 \cdot 10^{-6}}{(\sqrt{2} \cdot 240)^2 \cdot 25 \cdot 10^{-6}}} = 0,15 \quad (3.7)$$

Por fim, o capacitor de saída pode ser determinado utilizando (2.18). A ondulação da tensão de saída foi arbitrada em 5 % do valor médio da tensão de saída. Desta forma, (3.8) mostra o valor da capacitância mínima para manter o conversor operando com a ondulação desejada. Entretanto, neste projeto, optou-se pela utilização de dois capacitores de polipropileno da EPCOS, associados em paralelo, cada um com capacitância de 10 μF .

$$C = \frac{i_{LED} \cdot D_{\min} \cdot T_s}{\Delta V_o} = \frac{1,4 \cdot 0,15 \cdot 25 \cdot 10^{-6}}{0,05 \cdot 38,46} = 2,73 \text{ } \mu\text{F} \quad (3.8)$$

3.2. Projeto do Filtro de Entrada

A Tabela 3.1 apresenta os parâmetros utilizados para o dimensionamento do filtro de entrada do conversor *flyback*. O projeto pode ser desenvolvido considerando o conversor trifásico como três conversores monofásicos. Desta forma, cada conversor monofásico drena um terço da potência demandada pelo conversor trifásico.

Tabela 3.1 - Parâmetros do filtro de entrada

Parâmetros	Valores
Tensão eficaz de entrada mínima por fase ($V_{ef,min}$)	80 V
Tensão eficaz de entrada máxima por fase ($V_{ef,max}$)	240 V
Tensão eficaz de entrada nominal por fase ($V_{ef,nom}$)	220 V
Rendimento estimado do filtro (η)	86 %
Frequência de comutação (f_s)	40 kHz
Indutância do enrolamento primário (L_p)	902,5 μ H

Fonte: Elaborado pelo Autor

Considerando (2.19), e utilizando uma razão cíclica máxima de 0,45 (para tensão de entrada mínima), a resistência equivalente do conversor pode ser determinada por (3.9).

$$R_{eq} = \frac{2 \cdot L_p}{T_p \cdot D_p^2} = \frac{2 \cdot 902,5 \cdot 10^{-6}}{25 \cdot 10^{-6} \cdot (0,45)^2} = 356,5 \Omega \quad (3.9)$$

As capacitâncias $C1$ e $C2$ podem ser determinadas respectivamente por (2.21) e (2.22). Desta forma, mostram o valor das capacitâncias determinadas por (3.10) e (3.11):

$$C1 = \frac{4}{R_{eq} \cdot 2\pi \cdot f_s} = \frac{4}{356,5 \cdot 2\pi \cdot 40000} = 44,7 \text{ nF} \quad (3.10)$$

$$C2 = 10 \cdot C1 = 447 \text{ nF} \quad (3.11)$$

Adotando valores comerciais, utilizam-se capacitores $C1$ de 47 nF e $C2$ de 470 nF. A frequência de corte pode ser determinada por (2.20) e é igual a 4 kHz. A indutância do filtro em (2.23) é determinada por, (3.12):

$$LI = \frac{1}{4\pi^2 \cdot CI \cdot f_c^2} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 47 \cdot 10^{-9} \cdot (4000)^2} = 33,6 \text{ mH} \quad (3.12)$$

Por fim, a resistência de amortecimento, mostrada em (2.24), pode ser determinada em (3.13):

$$RI = \sqrt{\frac{LI}{CI}} = \sqrt{\frac{33,6 \cdot 10^{-3}}{47 \cdot 10^{-9}}} = 267 \text{ } \Omega \quad (3.13)$$

Foi adotado um resistor RI com o valor comercial de $270 \text{ } \Omega$, com potência máxima de dissipação de 3 W .

3.3. Projeto dos Semicondutores

A corrente máxima através do enrolamento primário dos transformadores pode ser determinada por (2.26). Desta forma, a corrente máxima no interruptor S1 também pode ser determinada por (3.14):

$$I_{pk} = \frac{V_{p,\min} \cdot D_{\max}}{f_s \cdot L_p} = \frac{\sqrt{2} \cdot 80 \cdot 0,45}{40000 \cdot 902,5 \cdot 10^{-6}} = 1,41 \text{ A} \quad (3.14)$$

Dada a frequência de comutação em torno de 40 kHz , a tensão máxima no interruptor de 750 V e a corrente de pico de $1,41 \text{ A}$, é possível optar por algumas tecnologias disponíveis no mercado para o interruptor S1. Estudos (WANG *et al.*, 2013) indicam que a utilização de interruptores MOSFET apresenta rendimento em torno de 2% maior quando comparado a interruptores IGBT utilizados nesta mesma faixa de frequência. Para elevar o rendimento final do conversor, optou-se pela utilização de um transistor MOSFET da série CoolMOS. Este tipo de dispositivo possibilita redução nas perdas por condução, devido à um baixo $R_{DS,on}$ (Resistência dreno-fonte em estado ‘ligado’). No caso deste projeto, optou-se pela utilização do SPA17N80C3, com tensão $V_{DS,max}$ igual a 800 V e resistência $R_{DS,on}$ de $290 \text{ m}\Omega$. Contudo, para reduzir a possibilidade de falhas no conversor na etapa de testes, foi utilizado um MOSFET com tensão $V_{DS,max}$ igual a 1000 V .

A razão cíclica nominal ocorre quando o conversor opera sob tensão nominal, e pode ser determinada utilizando (2.14). Desta forma, a razão cíclica nominal é calculada por (3.15):

$$D_{nom} = \sqrt{\frac{4 \cdot P_{out} \cdot L_p}{3 \cdot V_{p,nom}^2 \cdot T_s}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 53,8 \cdot 902,5 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot (\sqrt{2} \cdot 220)^2 \cdot 25 \cdot 10^{-6}}} = 0,164 \quad (3.15)$$

A corrente máxima nos diodos do enrolamento primário é igual à corrente máxima no enrolamento primário do transformador *flyback*, calculada em 1,41 A. Já a corrente eficaz nos diodos do enrolamento primário pode ser determinada por (2.27), sendo calculada em (3.16):

$$I_{D1,rms} = \sqrt{\frac{1}{12} \cdot D_{nom} \cdot I_{T1,max}} = \sqrt{\frac{1}{12} \cdot 0,164 \cdot 1,41} = 0,139 \text{ A} \quad (3.16)$$

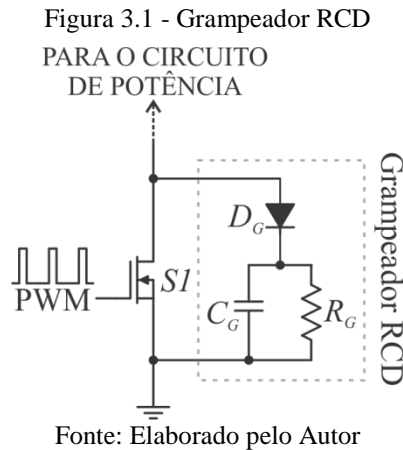
Desta forma, é possível selecionar o diodo UF4007 para os diodos do enrolamento primário, tendo em vista que este atende aos requisitos do projeto, levando em consideração sua tensão reversa máxima de 1000 V, corrente de pico não repetitiva de 30 A e corrente eficaz máxima de 1 A. A corrente máxima dos diodos no enrolamento secundário pode ser determinada utilizando a relação de transformação do transformador *flyback*. Neste caso, a corrente pode ser determinada por:

$$I_{D2,max} = I_{D1,max} \cdot a = 1,41 \cdot 2,107 = 2,972 \text{ A} \quad (3.17)$$

Desta forma, pode-se utilizar no enrolamento secundário diodos UF4004, tendo em vista que este possui tensão reversa máxima de 400 V, e parâmetros de corrente similares ao UF4007. É importante salientar que diodos com tensão reversa máxima menor frequentemente apresentam uma queda de tensão direta menor, o que pode elevar o rendimento final do conversor.

3.4. Projeto do Grampeador

O grampeador utilizado no conversor é um RCD simples, mostrado na Figura 3.1, bastante difundido na literatura. O projeto dos elementos passivos foi desenvolvido segundo Fairchild (2006).



A tensão de grampeamento adotada foi de $V_G=750$ V e estipulou-se uma indutância de dispersão igual a 1% da indutância do enrolamento primário para cada núcleo. Desta forma, a indutância de dispersão estipulada é calculada em (3.18):

$$L_{lk} = 3 \cdot 1\% \cdot L_p = 3 \cdot 0,01 \cdot 902,5 \cdot 10^{-6} = 27 \mu\text{H} \quad (3.18)$$

O resistor R_G do grampeador pode ser determinado por (3.19):

$$R_G = \frac{V_G^2}{\frac{1}{2} \cdot L_{lk} I_{pk} \frac{V_G}{V_G - a \cdot V_o} f_s} = \frac{100^2}{\frac{1}{2} (27 \cdot 10^{-6}) \cdot 1,41 \cdot \frac{100}{100 - 2,107 \cdot 38,46} \cdot 40000} = 466 \text{ k}\Omega \quad (3.19)$$

Para o resistor R_G , foi adotada uma associação série de dois resistores com valores comerciais de 180 k Ω e 270 k Ω , com potência máxima de 3 W para cada resistor.

O capacitor adotado pode ser calculado utilizando (3.20), considerando que ΔV_G é a ondulação da tensão no capacitor, que foi arbitrada em 10 % do valor da tensão no grampeador.

$$C_G = \frac{V_G}{\Delta V_G \cdot R_G \cdot f_s} = \frac{750}{75 \cdot 450 \cdot 10^3 \cdot 40000} = 555 \text{ pF} \quad (3.20)$$

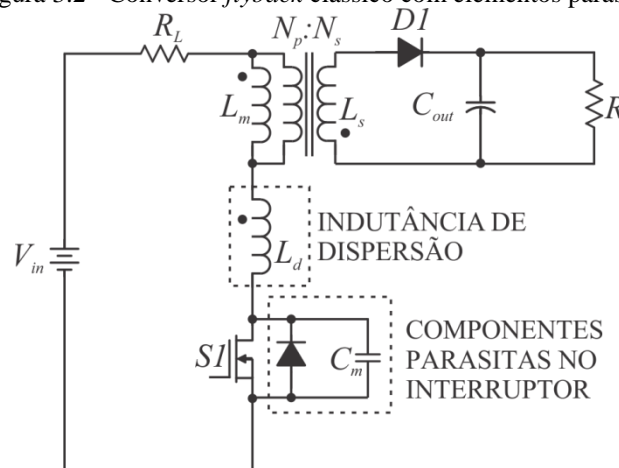
Para C_G , foi adotado um capacitor de polipropileno com valor comercial de 680 pF.

3.5. Projeto Físico do Transformador *Flyback*

O transformador *flyback* é o componente vital, e ao mesmo tempo crítico do conversor. Um projeto de transformador que proporcione o melhor fator de acoplamento e a menor indutância de dispersão deve ser executado para uma transferência de energia eficiente e para reduzir os esforços de tensão através dos dispositivos de comutação (TAMYUREK, 2009).

É difícil encontrar um meio-termo entre custo e desempenho quando está se projetando um conversor *flyback*. O problema básico é a presença da indutância de dispersão do transformador. Esta dispersão causa sobretensões, que de fato fazem necessária a utilização de semicondutores que suportem tensões mais altas (ON SEMICONDUCTOR, 2005). A Figura 3.2 apresenta o circuito equivalente do conversor *flyback* clássico considerando os componentes parasitas do transformador *flyback* e do interruptor.

Figura 3.2 - Conversor *flyback* clássico com elementos parasitas



Fonte: Elaborado pelo autor, adaptado de Basso (2011)

Observando a operação do circuito conectado ao enrolamento primário, durante o período em que o interruptor está desligado, uma malha formada pela indutância de dispersão (L_d), a indutância magnetizante (L_m) e a capacitância intrínseca do MOSFETs (C_m) entra em operação. Segundo Basso (2011), uma ressonância ocorre entre a indutância de dispersão a

capacitância intrínseca do MOSFET, que causa sobretensões nos semicondutores. Frequentemente, um circuito grampeador é inserido em paralelo ao interruptor, e é utilizado para reduzir a sobretensão gerada pela indutância de dispersão. Kolar *et al.* (1994) propôs a utilização de um grampeador em paralelo com cada enrolamento primário do transformador *flyback*. Isto resulta em seis circuitos grampeadores, que elevam o custo do conversor por aumentarem a quantidade de componentes eletrônicos envolvidos. Além disso, a utilização de múltiplos grampeadores dificulta o reaproveitamento da energia dissipada para alimentar o circuito de controle. Portanto, para reduzir os custos, este trabalho propõe, inicialmente, a utilização de apenas um grampeador, em paralelo com o interruptor.

O projeto do transformador *flyback* inicia-se pela escolha do material do núcleo magnético. Por questões de custo, é utilizado um núcleo de ferrite IP12R da Thornton. A Tabela 3.2 apresenta os parâmetros para o projeto físico do transformador *flyback*. Optou-se por utilizar valores baixos tanto de densidade de corrente quanto de variação de fluxo máxima para minimizar, respectivamente, as perdas por condução no cobre e as perdas por histerese no núcleo magnético.

Tabela 3.2 - Parâmetros para o projeto físico do transformador *flyback*

Parâmetros	Valores
Material escolhido para o núcleo	IP12R
Varição de fluxo máxima (ΔB)	0,21 T
Densidade de corrente (J)	400 A/cm ²
Indutância do primário (L_p)	902 μ H
Relação de espiras (a)	2,107
Rendimento estimado (η)	86%

Fonte: Elaborado pelo Autor

Segundo Barbi (2001), é possível determinar as dimensões do núcleo do transformador *flyback* através de (3.21). O fator de área do primário, k_p , é definido como a relação entre a área efetiva de cobre no enrolamento primário à área disponível na janela do núcleo. Já o fator de empacotamento dos enrolamentos é definido por k_w . Para o conversor *flyback*, a literatura sugere a adoção de k_p em 0,4. Em termos práticos, k_w frequentemente é adotado em 0,4 (BILLINGS, 1989). $P_{o,f}$ é a potência de saída por fase, definida como um terço da potência total de saída do conversor.

$$Ae \cdot Aw = \frac{1,1 \cdot P_{o,f} \cdot 10^4}{k_p \cdot k_w \cdot J \cdot f_s \cdot \Delta B} = \frac{1,1 \cdot \frac{53,8}{3} \cdot 10^4}{0,4 \cdot 0,4 \cdot 400 \cdot 40000 \cdot 0,21} = 0,367 \text{ cm}^4 \quad (3.21)$$

Portanto, o núcleo escolhido deve possuir um produto das dimensões Ae e Aw maior que o calculado através de (3.21). O núcleo escolhido foi do fabricante Thornton, modelo NEE-28-10-11 com $Ae=85,97 \text{ mm}^2$, $Aw=69,93 \text{ mm}^2$. O entreferro, para este núcleo, deve ser ajustado conforme (3.22).

$$\delta = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot P_{o,f}}{\Delta B^2 \cdot Ae \cdot \eta \cdot f_s} \cdot 10^8 = \frac{2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{53,8}{3}}{(0,21)^2 \cdot 85,97 \cdot 0,86 \cdot 40000} = 0,35 \text{ mm} \quad (3.22)$$

Onde,

μ_0 – Permeabilidade magnética do vácuo, onde $\mu_0=4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$

O entreferro resultante da Equação (3.22) foi de 0,35 mm. Como o núcleo utilizado é do tipo EE, o entreferro deve ser ajustado na metade do valor indicado. Segundo Barbi *et al.* (2002), o número de espiras em um enrolamento do transformador *flyback* pode ser calculado por (3.23).

$$N_p = \frac{L_p \cdot I_{pk}}{\Delta B \cdot Ae} = \frac{902,5 \cdot 10^{-6} \cdot 1,4}{0,21 \cdot 0,8527 \cdot 10^{-4}} = 70,56 \cong 71 \quad (3.23)$$

O número de espiras do enrolamento secundário pode ser determinado através de (3.24).

$$N_s = \frac{N_p}{a} = \frac{71}{2,107} = 33,69 \cong 34 \quad (3.24)$$

A corrente eficaz no enrolamento primário foi determinada por (2.27). Além disso, a corrente de pico máxima no enrolamento secundário pode ser determinada por (3.24). Considerando a densidade de corrente estipulada para este projeto, a área efetiva de cobre nos enrolamentos primário e secundário pode ser determinada respectivamente por (3.25) e (3.26):

$$A_{Cu,p} = \frac{I_{D1,rms}}{J} = \frac{0,139}{400} = 0,03467 \text{ mm}^2 \quad (3.25)$$

$$A_{Cu,s} = \frac{I_{D1,rms}}{J} = \frac{2,972}{400} = 0,2215 \text{ mm}^2 \quad (3.26)$$

A utilização de condutores em altas frequências deve levar em conta o efeito pelicular (*skin effect*). Quando um condutor é percorrido por correntes em frequências elevadas, estas correntes tendem a se distribuir pela periferia do condutor, ou seja, existe uma densidade de corrente maior nas bordas do condutor e menor na região central. Este efeito causa uma redução na área efetiva do condutor. O valor da profundidade de penetração da corrente pode ser obtido através de (3.27) (BARBI *et al.*, 2002)

$$l_{\Delta} = \frac{7,5}{\sqrt{f}} = 0,375 \text{ mm} \quad (3.27)$$

Contudo, segundo Billings (1989), em frequências elevadas, a profundidade de penetração cai a aproximadamente 37% de l_{Δ} , devido ao efeito dos campos magnéticos internos ao condutor e dos campos devido aos enrolamentos adjacentes. Como l_{Δ} representa o raio ótimo do condutor (0,14 mm), o diâmetro ótimo é de 0,28 mm. Portanto, foi utilizado um condutor AWG 29 para o enrolamento primário e dois condutores AWG 27 em paralelo para o enrolamento secundário. A Tabela 3.3 apresenta um resumo dos parâmetros utilizados para a montagem do transformador *flyback*.

Tabela 3.3 - Parâmetros para montagem do transformador *flyback*

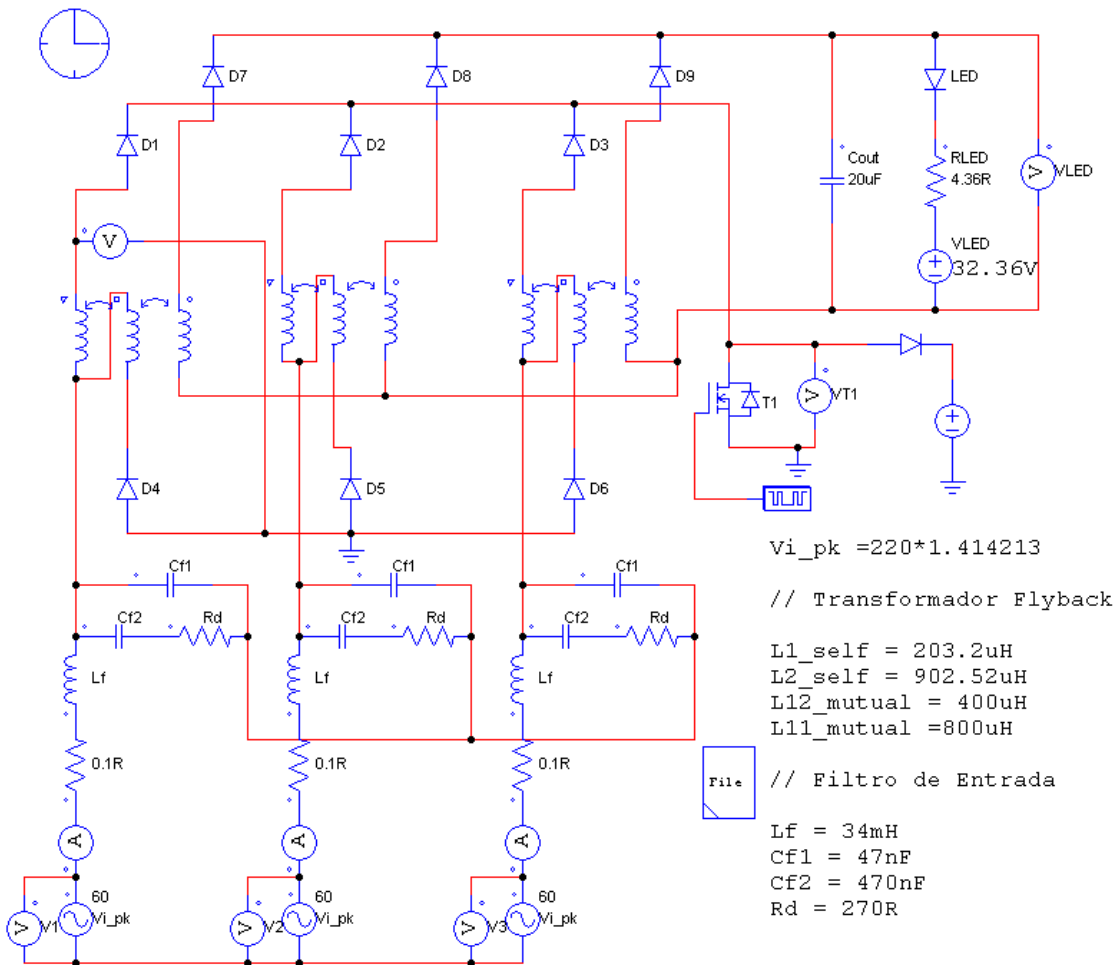
Parâmetros	Valores
Área efetiva do núcleo (A_e)	85,97 mm ²
Área da janela (A_w)	69,93 mm ²
$A_e.A_w$	0,6012 cm ⁴
Número de voltas do enrolamento primário (N_p)	71
Número de voltas do enrolamento secundário (N_s)	34
Número de condutores em paralelo (primário) x Condutor	1 x AWG 29
Número de condutores em paralelo (secundário) x Condutor	2 x AWG 27
Comprimento do entreferro (l_g)	0,17 mm

Fonte: Elaborado pelo Autor

3.6. Simulação do Conversor *Flyback* Trifásico em Malha Aberta

A validação do equacionamento proposto para o conversor foi obtida utilizando o simulador PSIM (PSIM, 2009). A Figura 3.3 apresenta o esquema elétrico utilizado para simulação do conversor. Por simplificação, foi utilizada uma associação de três indutores acoplados para simular o transformador *flyback*.

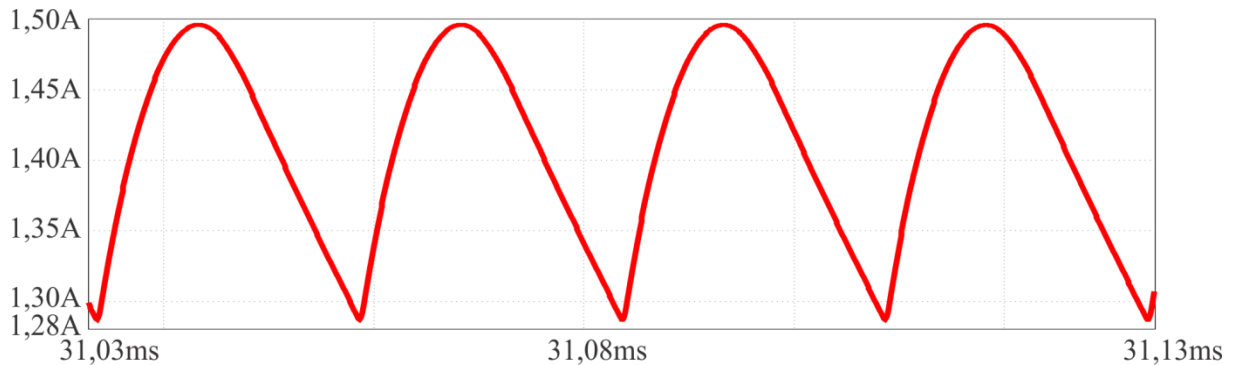
Figura 3.3 - Esquema utilizado na simulação do conversor



Fonte: Elaborado pelo Autor

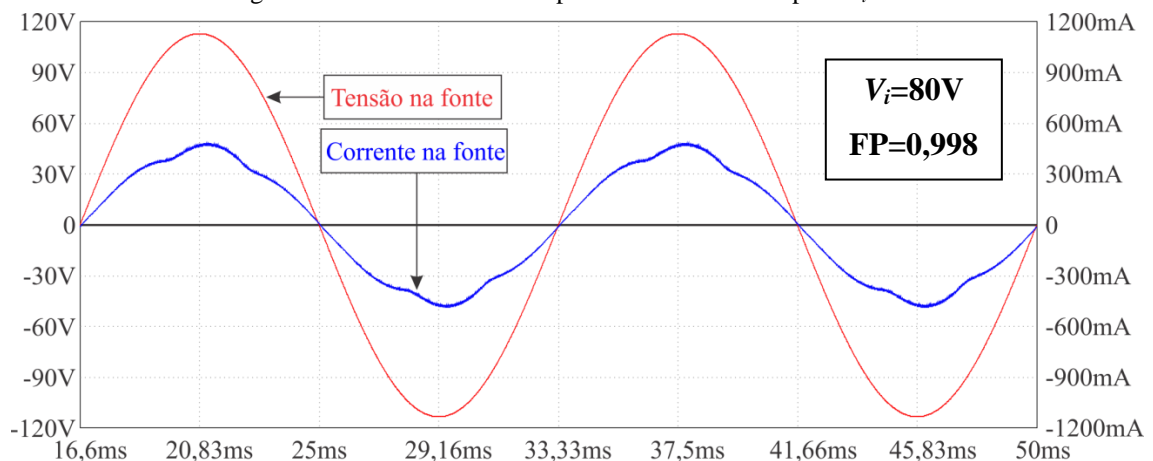
Inicialmente, a simulação foi executada considerando uma tensão eficaz de entrada de 110 V. A Figura 3.4 apresenta o comportamento da corrente através do vetor de LEDs (saída do conversor). Observe que a corrente através do LED possui uma ondulação em torno da corrente nominal de saída a qual o conversor foi projetado.

Figura 3.4 - Corrente no LED

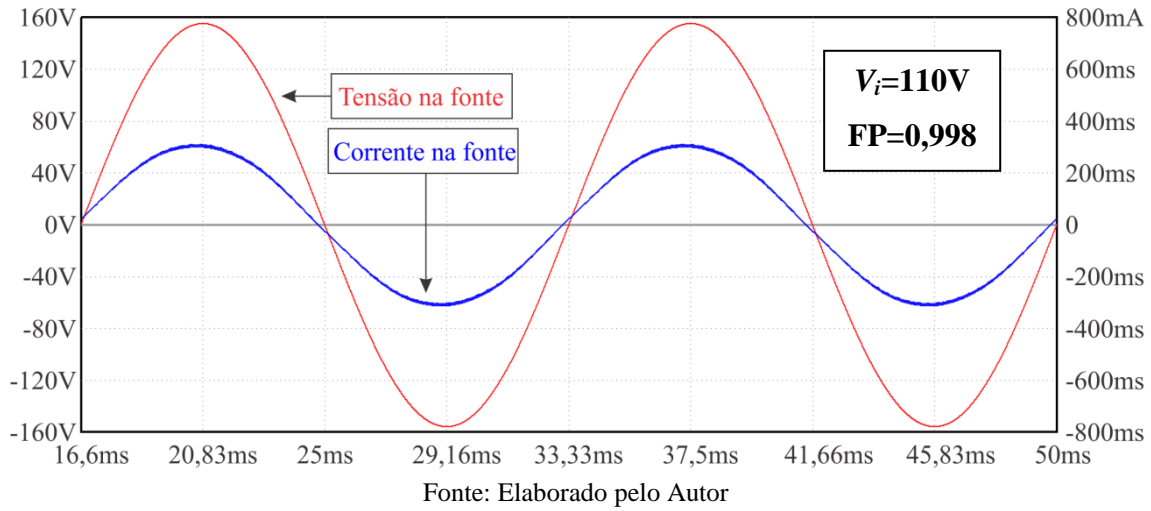
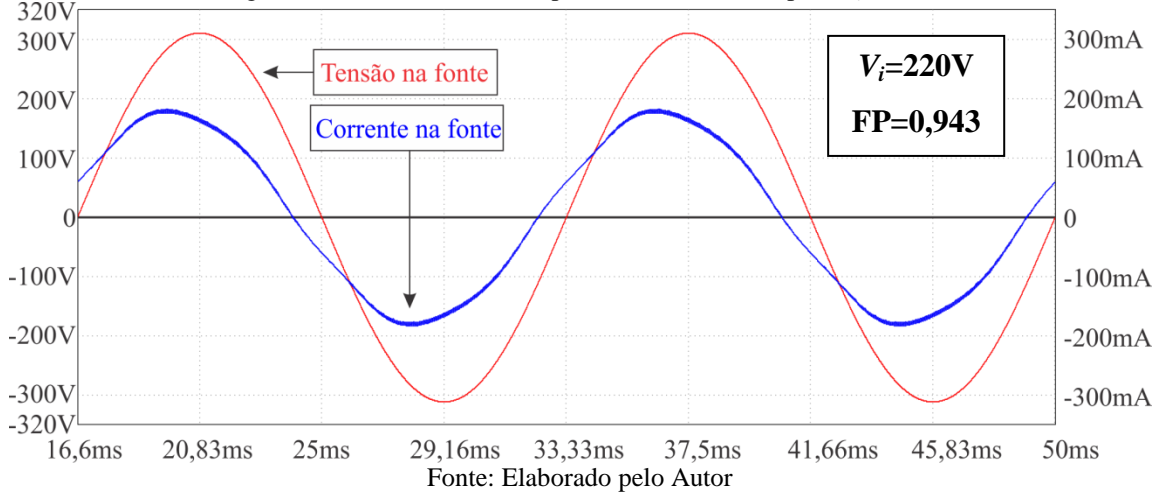
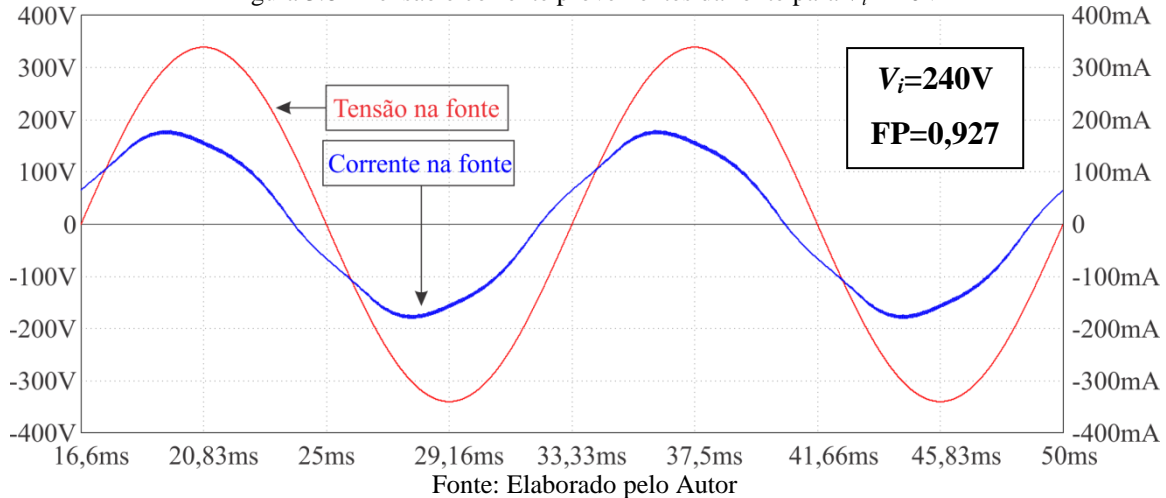


Fonte: Elaborado pelo Autor

A Figura 3.5 apresenta a tensão e a corrente de entrada para a fase R da rede trifásica para uma tensão de 80 V. Observe que a corrente apresenta baixa distorção harmônica e pequeno deslocamento. Para esta condição, o fator de potência alcançado foi de 0,996. Já a Figura 3.6 apresenta as mesmas formas de onda para uma tensão de 110 V. Observe que o deslocamento da corrente em relação à tensão começa a ficar mais evidente. Na Figura 3.7 é possível visualizar a tensão e a corrente para a mesma fase, com o conversor alimentado por uma fonte de 220 V. Nestas condições, o fator de potência ficou em 0,943. Entretanto, este fator de potência pode ser aumentado modificando a tensão nominal de operação do filtro de entrada. Por fim, a Figura 3.8 mostra as formas de onda de tensão e corrente para a condição de tensão máxima na fonte, em 240 V.

Figura 3.5 - Tensão e corrente provenientes da fonte para $V_i=80V$ 

Fonte: Elaborado pelo Autor

Figura 3.6 - Tensão e corrente provenientes da fonte para $V_i=110V$ Figura 3.7 - Tensão e corrente provenientes da fonte para $V_i=220V$ Figura 3.8 - Tensão e corrente provenientes da fonte para $V_i=240V$ 

Eventualmente, este fator de potência pode ser menor que o esperado, na condição em que o conversor opere sob tensões de entrada mais próximas da máxima, ou seja, quando

o conversor aproxima-se do seu limite de operação. O adiantamento da corrente em relação à tensão ocorre devido ao dimensionamento do filtro de entrada ter sido executado para a condição de corrente máxima através da fonte (tensão de entrada mínima). A Figura 3.10 apresenta a corrente em cada uma das fases de entrada, o que mostra que o conversor opera com correntes equilibradas em cada fase.

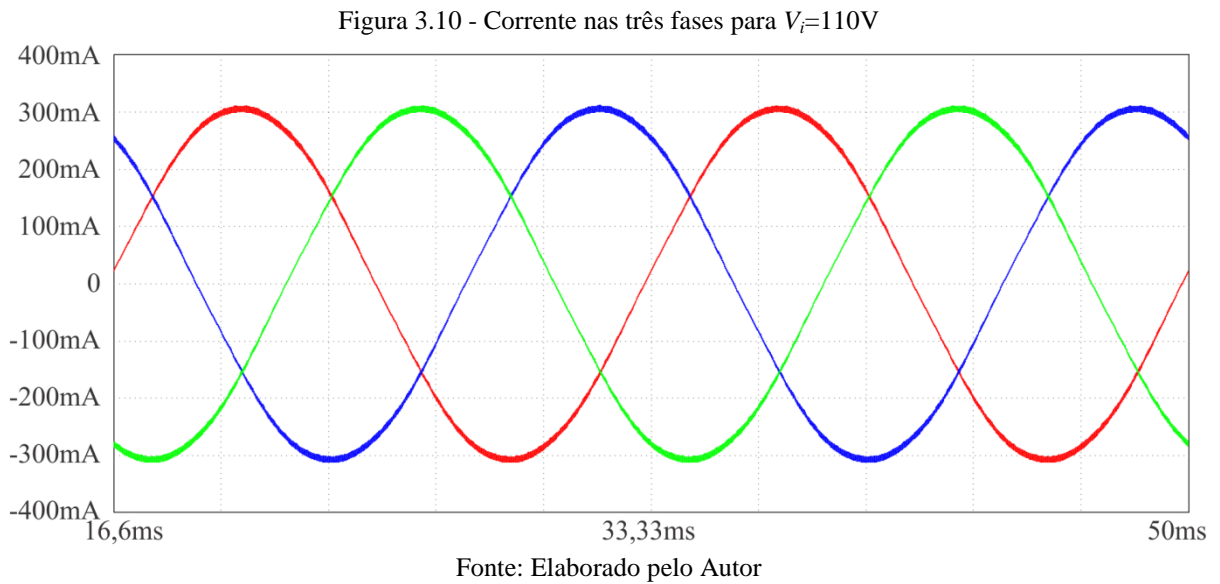
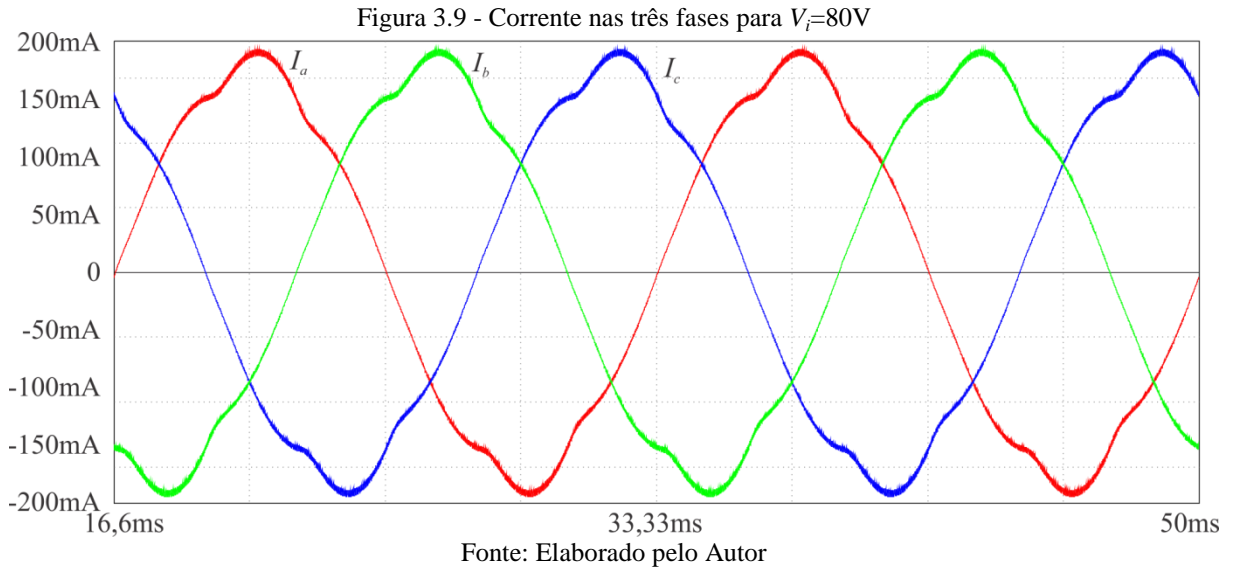
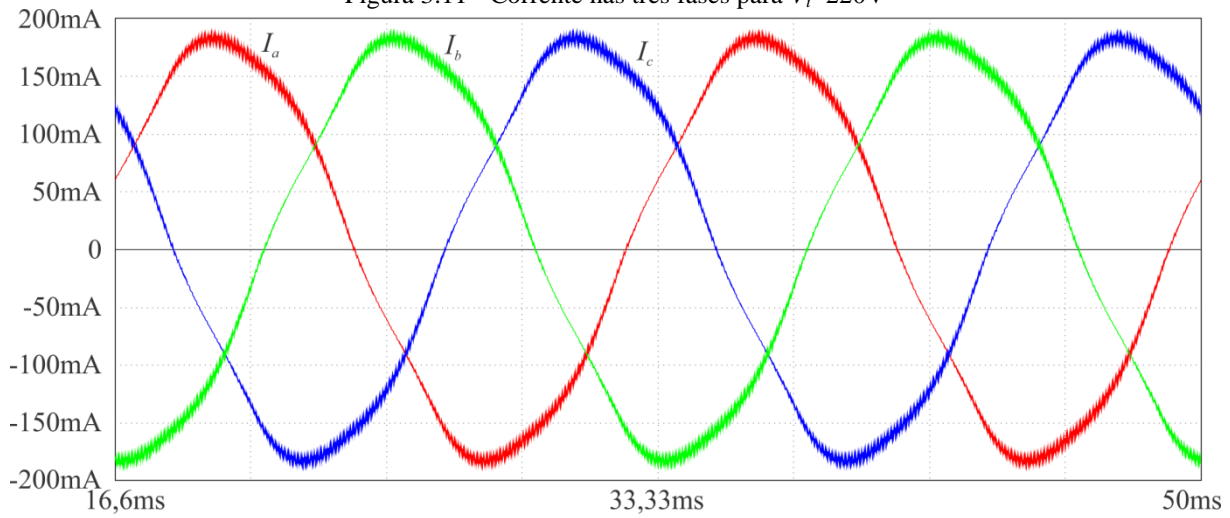
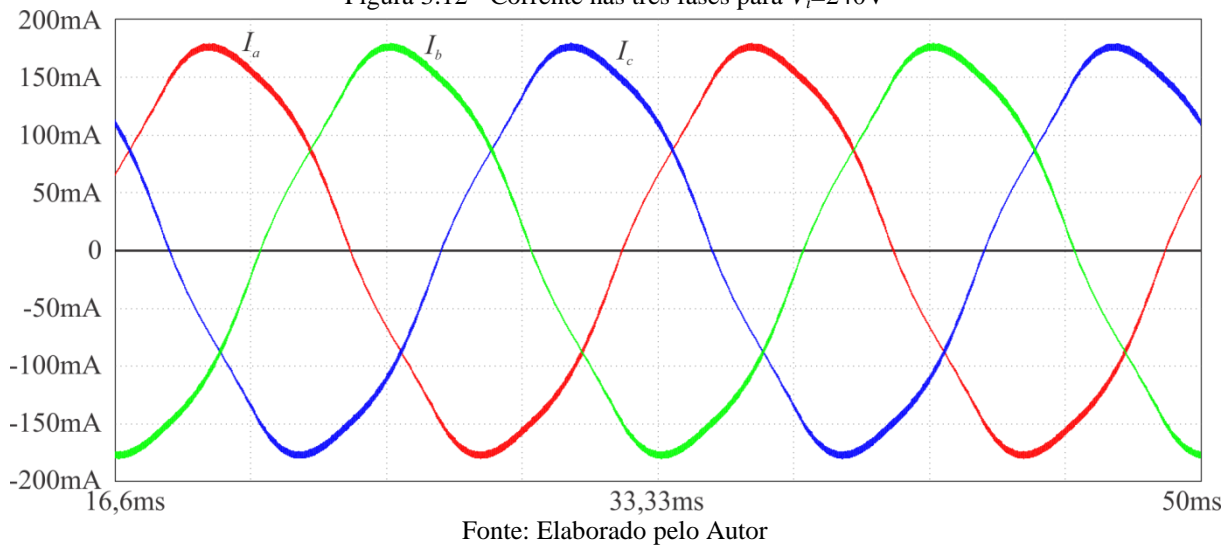
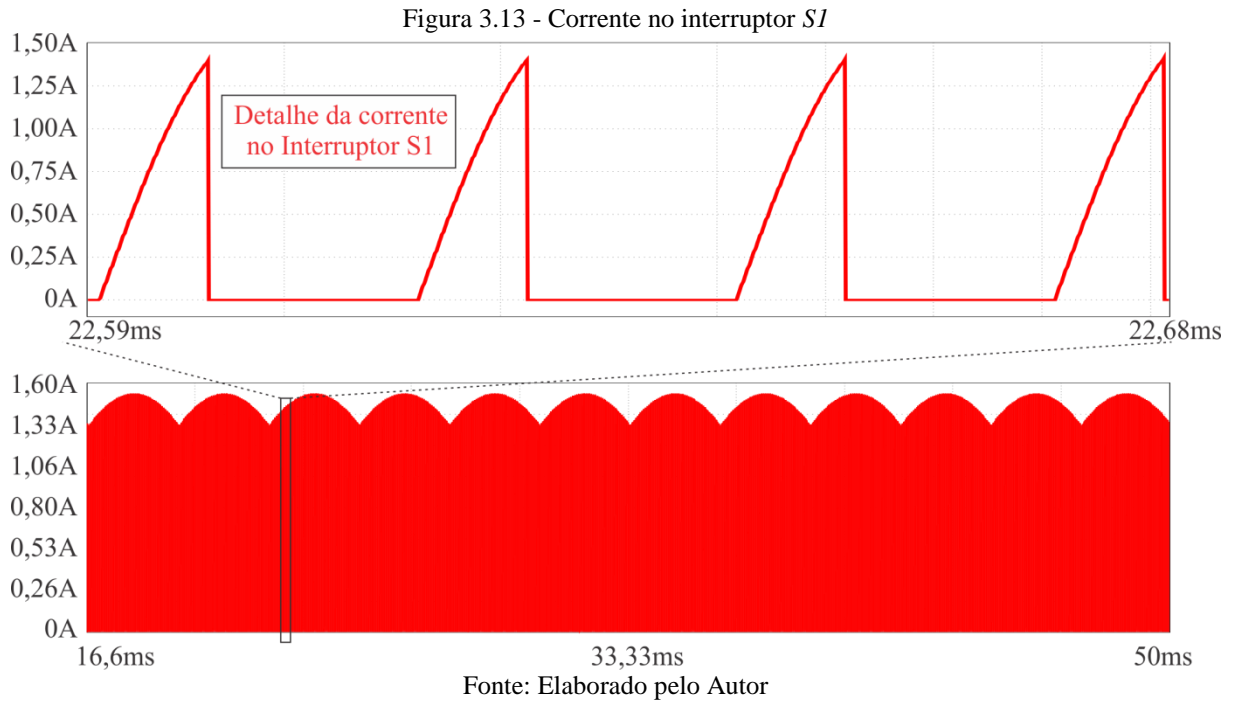


Figura 3.11 - Corrente nas três fases para $V_i=220V$ Figura 3.12 - Corrente nas três fases para $V_i=240V$ 

A Figura 3.13 mostra a corrente através do interruptor S1. Observe que, observando em baixa frequência, a corrente no interruptor apresenta a ondulação em baixa frequência seis vezes maior que a ondulação da tensão de entrada. Além disso, o valor médio dos picos de corrente no interruptor é em torno de 1,41 A.



3.7. Conclusão

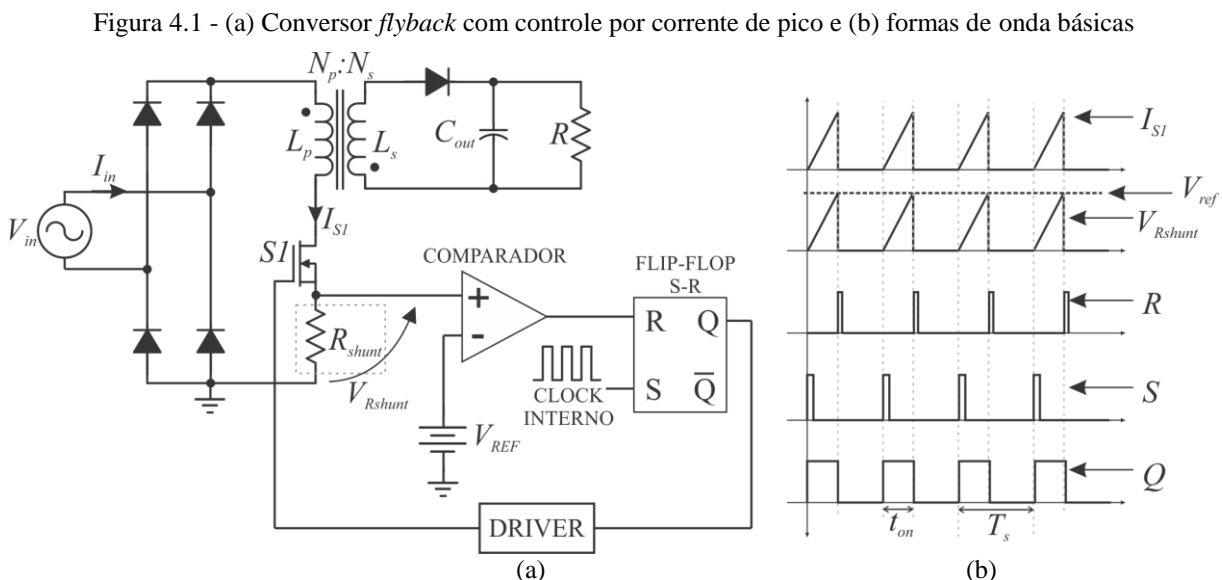
Este capítulo apresentou um exemplo de projeto do conversor CA-CC *flyback* trifásico com um interruptor. Foram dimensionados os elementos do circuito de potência, dos filtros de entrada e dos circuitos grameadores. A análise do equacionamento proposto na Seção 2 também fundamentou a escolha dos semicondutores utilizados. Além disso, o projeto físico do transformador foi apresentado, tendo em vista que o transformador é um dos elementos críticos do projeto.

4. CONTROLE E DIMERIZAÇÃO DO CONVERSOR

4.1. Análise da Técnica de Controle por Corrente de Pico Aplicada à Correção do Fator de Potência

A técnica de controle por corrente de pico (ou de corrente programada) vem sendo frequentemente adotada em conversores estáticos principalmente devido à facilidade no projeto e implementação dos circuitos de controle, quando comparado a outras técnicas de semelhantes (MIDDLEBROOK, 1987). Esta técnica é largamente aceita em uso industrial devido à sua boa resposta dinâmica (PARK *et al.*, 2010), proporcionando o desenvolvimento de conversores estáticos com rápida resposta a perturbações nos parâmetros do circuito. Segundo Backman *et al.* (2000), até os anos 2000, poucos estudos haviam sido desenvolvidos acerca desta técnica de controle com o objetivo de controlar a forma de onda da corrente de entrada. Até então, não havia uma garantia de que forçar um pico de corrente no transistor faria com que a corrente drenada da rede apresentaria um formato senoidal.

Considere inicialmente um conversor *flyback* monofásico com controle por corrente de pico como o mostrado na Figura 4.1(a). Esta técnica de controle utiliza um comparador, conectado a um elemento sensor de corrente e a um *flip-flop*.



Fonte: Elaborado pelo Autor

Como pode ser visto na Figura 4.1(b), quando um pulso alto de *clock* aciona o terminal S (*set*) do *flip-flop*, o interruptor *SI* fecha, fazendo com que a corrente através da indutância do enrolamento primário cresça. A corrente cresce até o instante em que a tensão

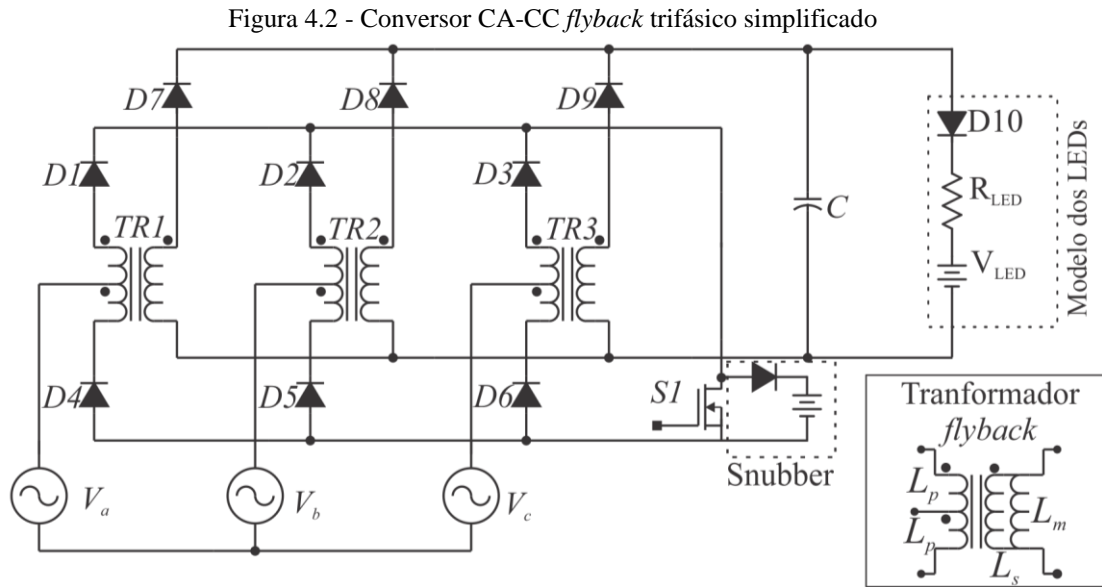
no resistor R_{shunt} (V_{Rshunt}) seja maior que uma tensão de referência V_{ref} . Neste instante ocorre um pulso alto no terminal R (*reset*) do *flip-flop*, que desliga o interruptor *SI*, fazendo com que a energia acumulada no núcleo seja transferida para o secundário. Um novo ciclo de carregamento do indutor L_p ocorre quando um novo sinal alto de *clock surge* no terminal S.

Inicialmente, esta técnica não apresenta controle modo tensão, porém alguns controladores comerciais proporcionam esta estratégia. Entretanto, como tanto o conversor *flyback* quanto os LEDs apresentam característica de fonte de tensão, é conveniente que, para acionar os LEDs utilizando o conversor *flyback*, uma estratégia de controle de corrente seja adotada. Desta forma, o controle por corrente de pico pode ser adotado, tendo em vista que ao controlar a corrente de pico no interruptor deste conversor, controla-se indiretamente a corrente entregue à carga.

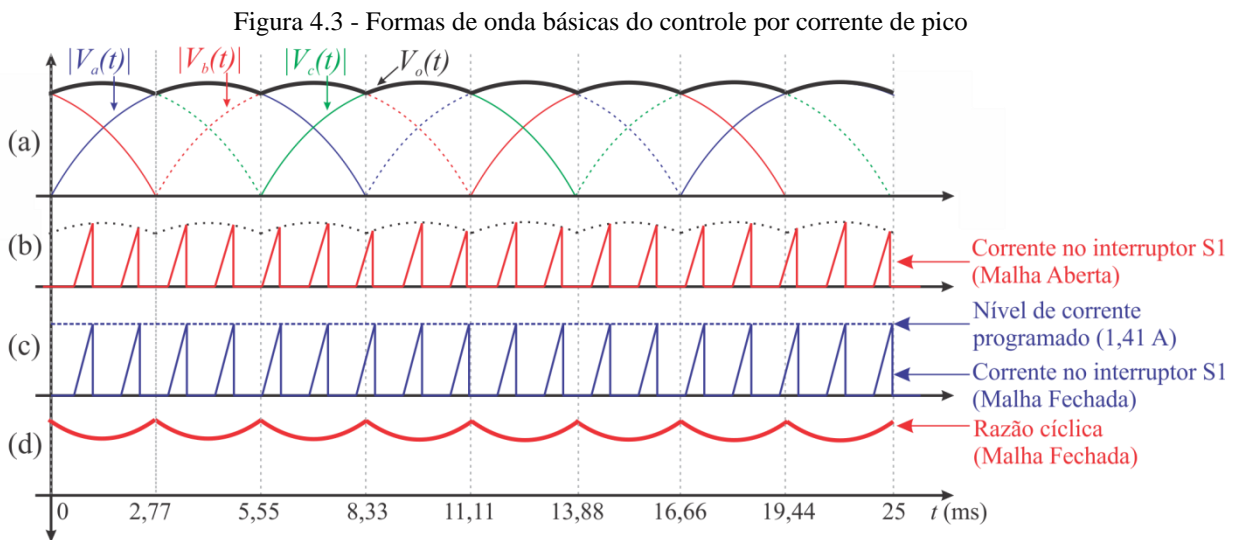
Se a razão cíclica e a frequência do conversor *flyback* operado em modo de condução descontínua forem constantes, este emula automaticamente uma carga resistiva, e não necessita de uma técnica de controle adicional para alcançar elevado fator de potência. Esta característica proporciona uma transferência de energia eficiente entre a alimentação e a carga, além de simplificar o projeto dos circuitos de controle do conversor (ERICKSON *et al.*, 1990). Um estudo aprofundado desta característica foi apresentado no Apêndice A, onde comprovou-se a capacidade de correção do fator de potência proporcionada por este conversor.

Se associarmos à técnica de controle por corrente de pico um conversor CC-CC *flyback* operando em modo de condução descontínua é possível obter um conversor estático com elevado fator de potência e controle do fluxo de potência fornecido à carga. Isso proporcionará um conversor com elevada confiabilidade e técnica de controle simplificada, fatores estes desejáveis ao dimensionar um conversor CA-CC para LEDs de potência.

Consideremos, desta vez, o conversor CA-CC *flyback* trifásico simplificado mostrado na Figura 4.2. Circuitos de controle, grampeadores e filtros auxiliares foram omitidos para análise deste conversor operando em modo de condução descontínua com controle por corrente de pico. Por simplificação, a indutância magnetizante do transformador *flyback* foi representada no enrolamento secundário.



A Figura 4.3 (a) mostra a forma de onda das tensões retificadas por fase ($V_a(t)$, $V_b(t)$ e $V_c(t)$) e da tensão retificada de saída ($V_o(t)$), onde é possível observar que existe uma pequena ondulação decorrente do deslocamento entre as fases da rede elétrica.



Quando o conversor opera em malha aberta, ou seja, com razão cíclica constante, a tendência é que os picos de corrente através do interruptor S1 acompanhem o formato da tensão de saída, como observa-se na Figura 4.3 (b). Todavia, ao associarmos este conversor à técnica de controle aqui proposta, os picos de corrente no interruptor tenderão a seguir o formato mostrado na Figura 4.3 (c), fazendo com que a corrente através do interruptor tenha seu valor de pico igual ao nível de corrente programado, no caso deste conversor, em uma

corrente de 1,41 A. Para garantir os picos de corrente constantes, mesmo com a variação da tensão de saída, a razão cíclica do conversor deve ser variada. Com isso, a razão cíclica deste conversor apresenta a forma apresentada na Figura 4.3 (d).

Inicialmente, despreza-se a resistência dos enrolamentos, o efeito da indutância de dispersão do transformador *flyback* e as perdas do conversor. Além disso, considera-se que a frequência de comutação do conversor é muito maior que a frequência da rede elétrica e que os três transformadores *flyback* são idênticos. Nestas condições, a potência média para um período de comutação em cada um dos enrolamentos primários L_p do transformador *flyback* trifásico pode ser descrita por (4.1)(4.2)(4.3).

$$P_a(t) = \frac{1}{2} \cdot L_p \cdot i_{pk,a}(t)^2 \cdot f_s \quad (4.1)$$

$$P_b(t) = \frac{1}{2} \cdot L_p \cdot i_{pk,b}(t)^2 \cdot f_s \quad (4.2)$$

$$P_c(t) = \frac{1}{2} \cdot L_p \cdot i_{pk,c}(t)^2 \cdot f_s \quad (4.3)$$

Onde,

$i_{pk,a}(t)$, $i_{pk,b}(t)$ e $i_{pk,c}(t)$ - correntes de pico respectivamente nas fases A, B e C para um período de comutação.

A potência de saída do conversor é dada por (4.4).

$$P_{out} = P_a + P_b + P_c \quad (4.4)$$

Substituindo (4.1)(4.2) e (4.3) em (4.4), é possível definir em a potência de saída do conversor para um período de comutação em função dos parâmetros de entrada.

$$P_{out}(t) = \frac{1}{2} \cdot L_{p1} \cdot f_s \cdot (i_{pk,a}(t)^2 + i_{pk,b}(t)^2 + i_{pk,c}(t)^2) \quad (4.5)$$

Observe que, conforme (4.5), a potência de saída permanece constante e independe de parâmetros da carga. A topologia apresentada na Figura 4.2 utiliza apenas um interruptor controlado para acionar os transformadores *flyback*. Desta forma, em um período de comutação, a corrente de pico através deste interruptor pode ser definida por (4.6).

$$i_{pk} = \frac{|i_{pk,a}(t)| + |i_{pk,b}(t)| + |i_{pk,c}(t)|}{2} \quad (4.6)$$

Desconsiderando a resistência dos enrolamentos e considerando as tensões entre cada uma das fases equilibradas, a tensão instantânea em um dos enrolamentos pode ser definida por (4.7).

$$v_a(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} = L \cdot \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = L_p \cdot \frac{i_{pk,a}(t)}{t_{on}(t)} \quad (4.7)$$

As tensões instantâneas em cada fase são definidas por (4.8), (4.9) e (4.10).

$$v_a(t) = \sqrt{2} \cdot V_{in,RMS} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (4.8)$$

$$v_b(t) = \sqrt{2} \cdot V_{in,RMS} \cdot \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.9)$$

$$v_c(t) = \sqrt{2} \cdot V_{in,RMS} \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.10)$$

Substituindo (4.8), (4.9) e (4.10) em (4.7), as correntes instantâneas por fase podem ser definidas por (4.11), (4.12) e (4.13):

$$i_{pk,a}(t) = \frac{t_{on}(t)}{L_p} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in,RMS} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (4.11)$$

$$i_{pk,b}(t) = \frac{t_{on}(t)}{L_p} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in,RMS} \cdot \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.12)$$

$$i_{pk,c}(t) = \frac{t_{on}(t)}{L_p} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in,RMS} \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.13)$$

Substituindo (4.11), (4.12) e (4.13) em (4.6), a corrente de pico no interruptor *SI* é definida por:

$$i_{pk} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{in,RMS} \cdot t_{on}(t)}{L_p} \cdot \left[\left| \text{sen}(\omega t) \right| + \left| \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right| + \left| \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right| \right] \quad (4.14)$$

O período em que o interruptor encontra-se conduzindo pode ser definido então por (4.15).

$$t_{on}(t) = \frac{i_{pk} \cdot L_p}{\sqrt{2} \cdot V_{in,RMS}} \cdot \frac{1}{\left[\left| \sin(\omega t) \right| + \left| \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right| + \left| \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right| \right]} \quad (4.15)$$

Sabendo que $t_{on}=D \cdot T_s$ e manipulando (4.15), é possível encontrar a razão cíclica em função do tempo em (4.16).

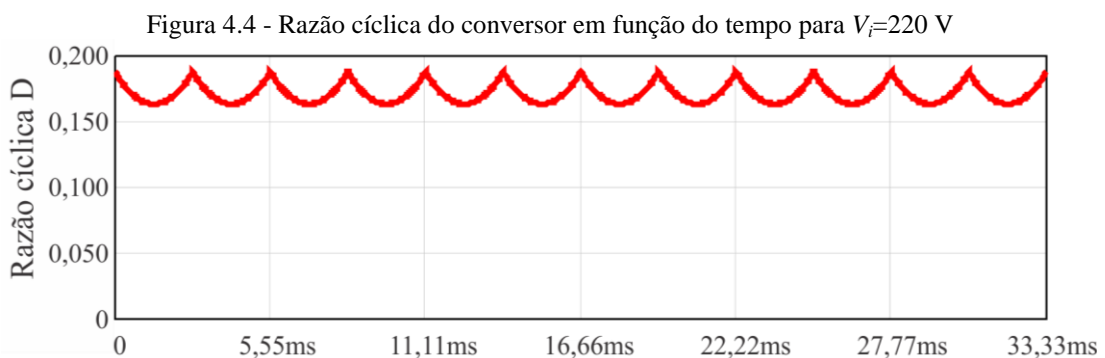
$$D(t) = \frac{i_{pk} \cdot L_p \cdot f_s}{\sqrt{2} \cdot V_{in,RMS}} \cdot \frac{1}{\left[\left| \sin(\omega t) \right| + \left| \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right| + \left| \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right| \right]} \quad (4.16)$$

Substituindo os parâmetros de (4.16) pelos parâmetros constantes na Tabela 3.1, é possível verificar graficamente o comportamento da razão cíclica D em função do tempo, como pode ser visto na Figura 4.4. A ondulação da razão cíclica para estas condições é de aproximadamente 14%. Percentualmente, esta ondulação é pequena, e não trará prejuízos significativos à correção do fator de potência proporcionada pelo conversor *flyback* operando em MCD. De forma similar, esta ondulação também poderá ser observada na corrente através do módulo de LEDs.

Tabela 4.1 - Parâmetros para projeto do controlador por corrente de pico

Parâmetro	Valor
Corrente de pico no interruptor (i_{pk})	1,41 A
Indutância do enrolamento primário (L_p)	902,5 μ H
Frequência de comutação (f_s)	40 kHz
Tensão eficaz de entrada	220 V

Fonte: Elaborado pelo Autor



Fonte: Elaborado pelo Autor

A corrente de entrada do conversor pode ser determinada através do valor médio da corrente em um período de comutação.

$$i_a(t) = \frac{1}{2} \cdot i_{pk,a}(t) \cdot \frac{1}{T_s} \cdot t_{on}(t) = \frac{1}{2} \cdot i_{pk,a}(t) \cdot f_s \cdot t_{on}(t) \quad (4.17)$$

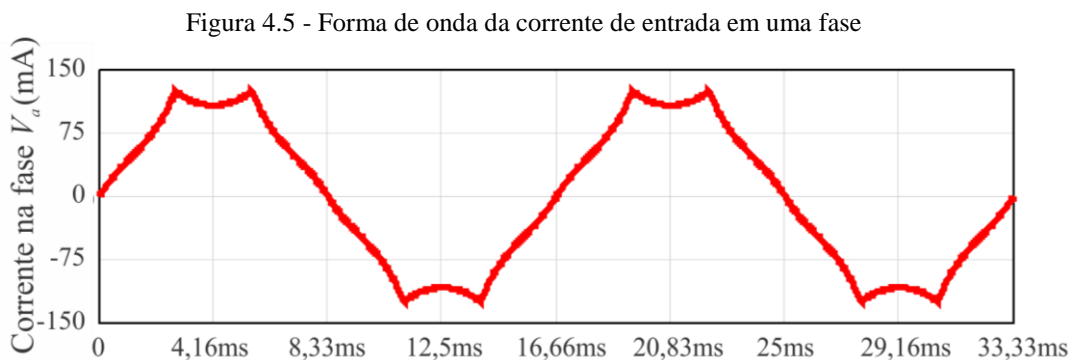
Manipulando (4.11) e (4.17), é possível expressar a corrente média em uma fase em função da variação da tensão de entrada (4.18).

$$i_a(t) = \frac{\sqrt{2}}{2L_p} \cdot t_{on}(t)^2 \cdot f_s \cdot V_{in,RMS} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (4.18)$$

Finalmente, manipulando (4.18) e (4.15) pode-se expressar a corrente de entrada por fase do conversor (4.19).

$$i_a(t) = \frac{\sqrt{2} \cdot L_p \cdot f_s \cdot i_{pk}^2}{V_{in,RMS}} \cdot \frac{\text{sen}(\omega t)}{\left(\left| \text{sen}(\omega t) \right| + \left| \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right| + \left| \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right| \right)^2} \quad (4.19)$$

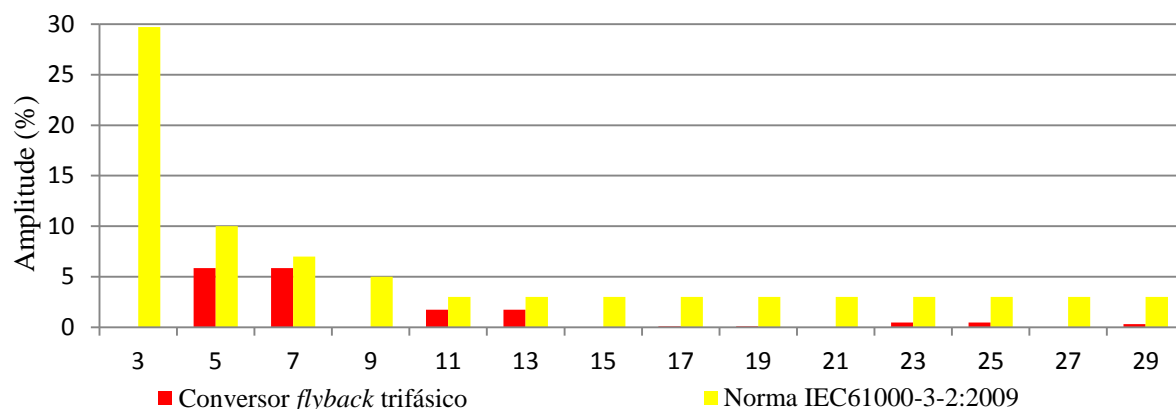
A análise gráfica de (4.19) resulta na forma de onda apresentada na Figura 4.5. A corrente de entrada apresenta uma deformação decorrente da variação na razão cíclica do conversor operando com controle em modo corrente de pico.



A análise dos harmônicos presentes na forma de onda de corrente mostrada na Figura 4.5 resulta no espectro apresentado na Figura 4.6. A análise apresentada comprova que o conversor *flyback* trifásico pode operar com a técnica de controle por corrente de pico, mantendo um espectro harmônico complacente com os padrões estabelecidos nas normas

técnicas (IEC 61000-3-2, 2009). Além disso, como o conversor opera conectado diretamente à rede trifásica, sem conexão do ponto neutro, a corrente não apresenta componentes harmônicas de terceira ordem, o que colabora para o aumento do fator de potência.

Figura 4.6 - Análise das harmônicas de corrente do conversor



Fonte: Elaborado pelo Autor

Diversos circuitos integrados possibilitam a implementação desta técnica de controle. Um destes é o UC3844, fabricado pela ON Semiconductos, que possibilita o desenvolvimento de conversores que operem com controle em modo corrente (ON SEMICONDUCTORS, 2006), que será utilizado neste trabalho. Além disso, este circuito integrado possui um terminal de controle, que pode ser utilizado para dimerização do LED. Por fim, a utilização do controlador UC3844 possibilitará a utilização do conversor em ampla faixa de tensões de entrada (*full-range*).

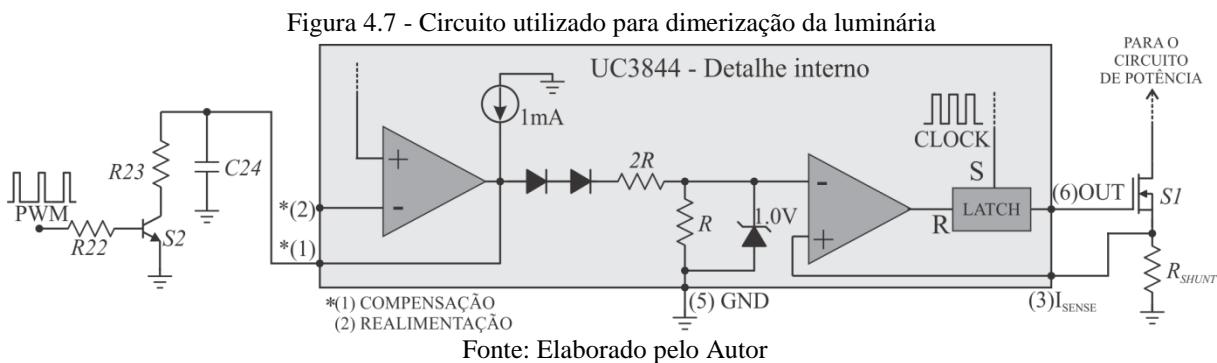
4.2. Dimerização

A necessidade de controlar a quantidade de luz emitida por uma luminária para as diversas condições possíveis do ambiente induziu os fabricantes a adaptarem os reatores eletrônicos já existentes para incorporar esta função. Com isso, surgiram os primeiros *dimmers*, ou gradadores, que se tratavam de dispositivos eletrônicos capazes de proporcionar uma variação no valor médio da potência aplicada a um dispositivo.

Em lâmpadas incandescentes, é comum implementar a dimerização através de circuitos gradadores, bastante difundidos na literatura. Especificamente em iluminação pública, trabalhos (BRAÑAS *et al.*, 1998) desenvolveram aplicações com dimerização utilizando lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão (HPS). Estas implementações tratam-se, de forma bastante simplificada, de sistemas que controlam a tensão eficaz entregue aos

terminais de entrada da lâmpada. Como o conversor proposto neste trabalho controla diretamente a corrente de pico através do interruptor, o controle da intensidade da iluminação fica comprometido quando deseja-se variar exclusivamente a tensão de entrada. Além disso, como o conversor opera em ampla faixa de tensões de entrada, a variação no valor eficaz da tensão de entrada não traria efeitos significativos. Entretanto, se for possível alterar a tensão de referência que o controlador utiliza como parâmetro de comparação à corrente de pico no interruptor, é possível controlar a potência entregue à carga.

A Figura 4.7 apresenta o circuito utilizado para dimerização da luminária. Segundo ON SEMICONDUCTORS (2006), o circuito integrado UC3844 dispõe de um terminal com um amplificador de erro interno, que pode ser utilizado para compensação. Este terminal é internamente conectado a uma fonte de corrente de 1 mA. Um resistor (R_{SHUNT}) instalado em série com o interruptor (SI), atua como elemento sensor de corrente. Um comparador interno monitora simultaneamente a tensão instantânea em R_{SHUNT} e no terminal de compensação do circuito integrado (terminal 1). Ou seja, se for possível variar o nível de tensão no terminal 1, podemos variar a razão cíclica do conversor, e conseqüentemente a amplitude da corrente de saída. Um sinal de *clock*, gerado em uma outra etapa de operação do circuito integrado, habilita um *latch*, que é conectado ao gatilho do interruptor.



Ainda na Figura 4.7, o circuito formado por $R22$, $R23$, $S2$ e $C24$ controlam a tensão no terminal 1 através de um sinal PWM aplicado à base do transistor $S2$. Preferencialmente, dimensiona-se $R23$ para que a tensão no terminal 1 seja igual ao nível de tensão de trabalho do controlador quando o PWM aplicado pelo dimerizador apresentar razão cíclica unitária. Utilizando uma abordagem similar à análise realizada no Apêndice A, pode-se observar facilmente que o resistor $R23$ pode ser determinado por (4.20). Já o capacitor $C24$ é determinado por (4.21), de acordo com a frequência do sinal PWM do elemento modulador.

Idealmente, para garantir a utilização de capacitores não-eletrolíticos, é possível trabalhar com frequências mais altas.

$$R23 = \frac{V_1 \cdot D_M}{i_1} \quad (4.20)$$

Onde:

V_1 – Tensão no terminal 1 do UC3844

D_M – Razão cíclica do elemento dimerizador

i_1 – Fonte de corrente interna de 1 mA

$$C24 = \frac{i_i \cdot D_M}{f_M \cdot \Delta V_C} \quad (4.21)$$

Onde:

f_M – Frequência de comutação do elemento dimerizador

ΔV_C – Variação da tensão no capacitor $C24$.

4.3. Conclusão

Neste capítulo foi apresentada uma análise acerca da técnica de controle por modo corrente de pico. A técnica possui uma metodologia simplificada de funcionamento, e proporcionada elevada resposta dinâmica, o que possibilita sua utilização em conversores CA-CC para LEDs.

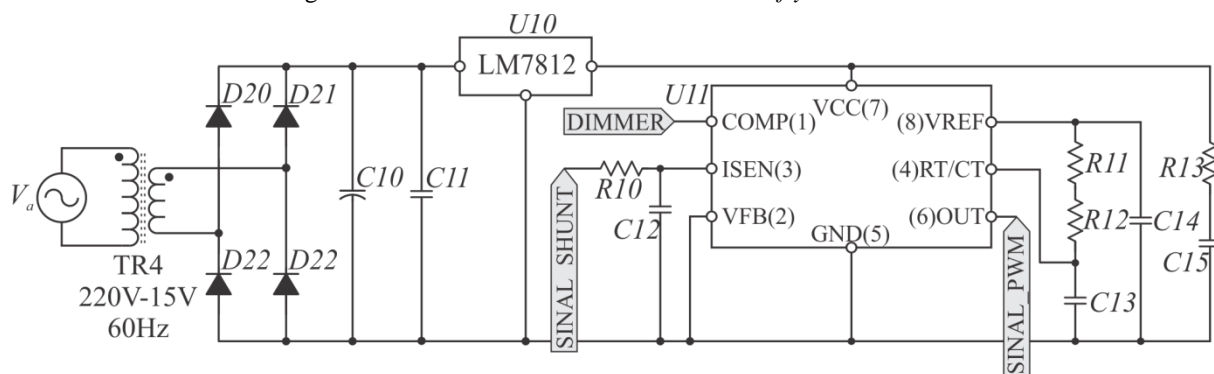
A análise permite concluir que a técnica de controle proposta gera distorções na forma de onda da corrente de entrada, contudo, esta distorção não compromete a adequação do conversor à norma IEC61000-3-2 (2009), tendo em vista que obedece aos limites estabelecidos por esta. Além disso, foi possível observar que o LED pode ser dimerizado se for possível variar a tensão de referência utilizada pelo controlador. A dimerização pode ser realizada utilizando PWM, que pode ser gerado por um microcontrolador ou por qualquer outro tipo de dispositivo.

5. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1. Conversor CA-CC *Flyback* Trifásico Convencional

A Figura 5.1 apresenta o esquema elétrico do circuito de controle do conversor *flyback* trifásico. O conversor utiliza um circuito integrado UC3844 para gerar os pulsos que acionam o interruptor. O dimensionamento dos circuitos auxiliares ao circuito integrado é apresentado por FAIRCHILD SEMICONDUCTOR (2002). A Tabela 5.1 apresenta a lista de componentes utilizados para implementar o circuito de controle. Vale salientar que os circuitos de controle e de potência encontram-se fisicamente na mesma placa.

Figura 5.1 - Circuito de controle do conversor *flyback* trifásico



Fonte: Elaborado pelo Autor

Tabela 5.1 - Lista de componentes utilizada no circuito de controle

Referência	Identificação	Comentários
TR4	Transformador 220V-15 V / 60 Hz	-
D20, D21, D22, D23	1N4007	Diodo retificador de baixa frequência
C10	100 μ F	Capacitor eletrolítico*
C11, C14	100 nF	Capacitor cerâmico
C12	470 pF	Capacitor cerâmico
C13	1 nF	Capacitor cerâmico
C15	22 nF	Capacitor cerâmico
R10	1 k Ω	Resistor de filme \pm 5 %
R11	3,3 k Ω	Resistor de filme \pm 5 %
R12	18 k Ω	Resistor de filme \pm 5 %
R13	10 Ω	Resistor de filme \pm 5 %
U10	LM7812	Regulador de tensão de 12V
U11	UC3844	Controlador modo corrente

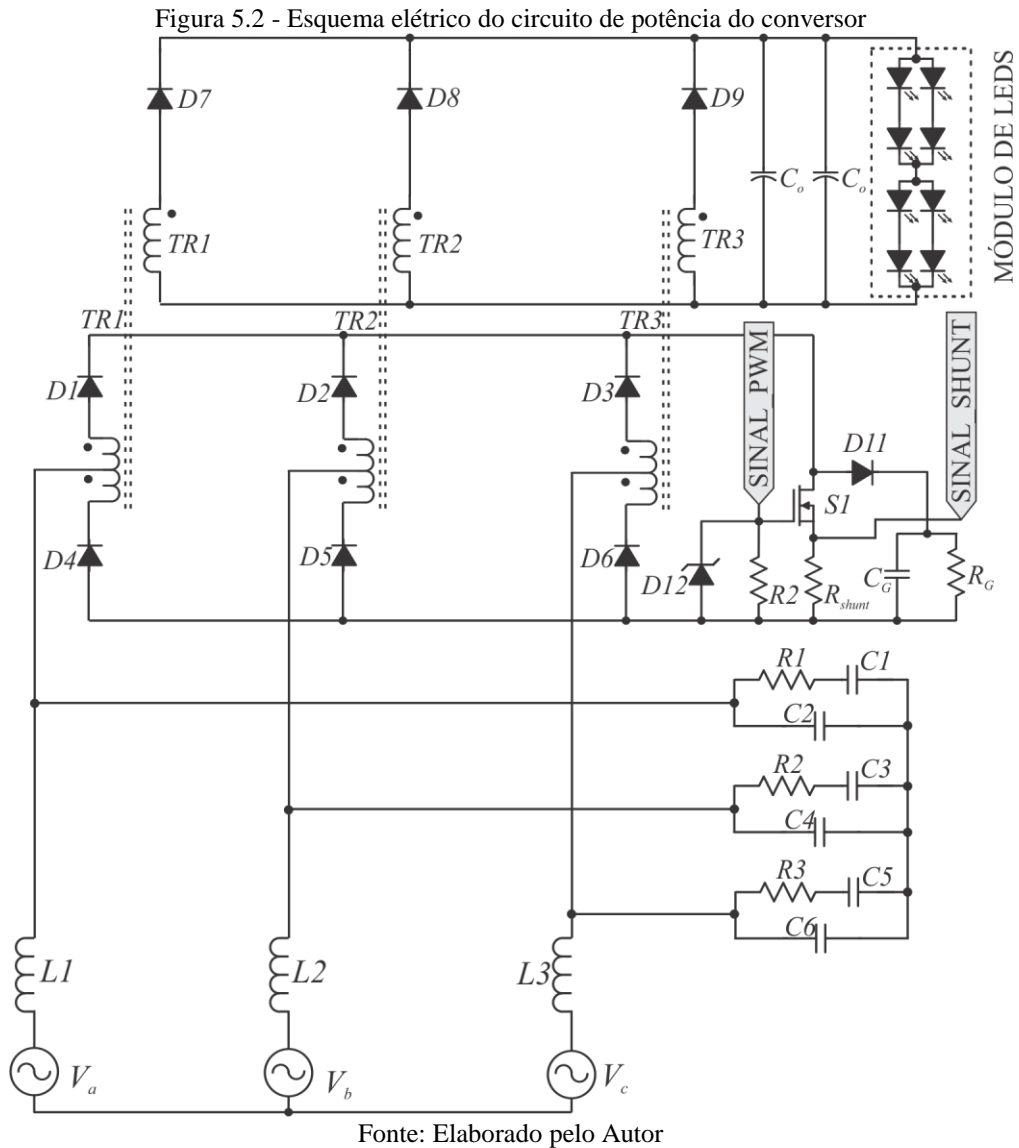
Fonte: Elaborado pelo Autor

Inicialmente, o conversor opera com uma fonte auxiliar de 12 V, que utiliza um transformador de baixa frequência para alimentação. Entretanto, em trabalhos futuros, propõe-se o aproveitamento da energia dissipada pelo circuito grampeador para eliminação desta fonte. A frequência de comutação do circuito integrado é determinada pela associação de $C13$, $R11$ e $R12$. Já o circuito de potência do conversor é mostrado na Figura 5.2. O sinal de controle para o UC3844 é proporcionado por um resistor conectado em série com o interruptor $S1$. O produto da resistência deste resistor pela corrente através do interruptor gera um sinal de controle, que é introduzido no terminal 3 do UC3844. Quando a tensão no sinal de controle atingir a tensão de referência interna de 1V, o interruptor desliga. É importante salientar que não há um circuito compensador de tensão neste protótipo, tendo em vista que como os LEDs devem ser alimentados por fontes de corrente, o próprio controle por modo corrente de pico no conversor se encarrega de proporcionar esta característica.

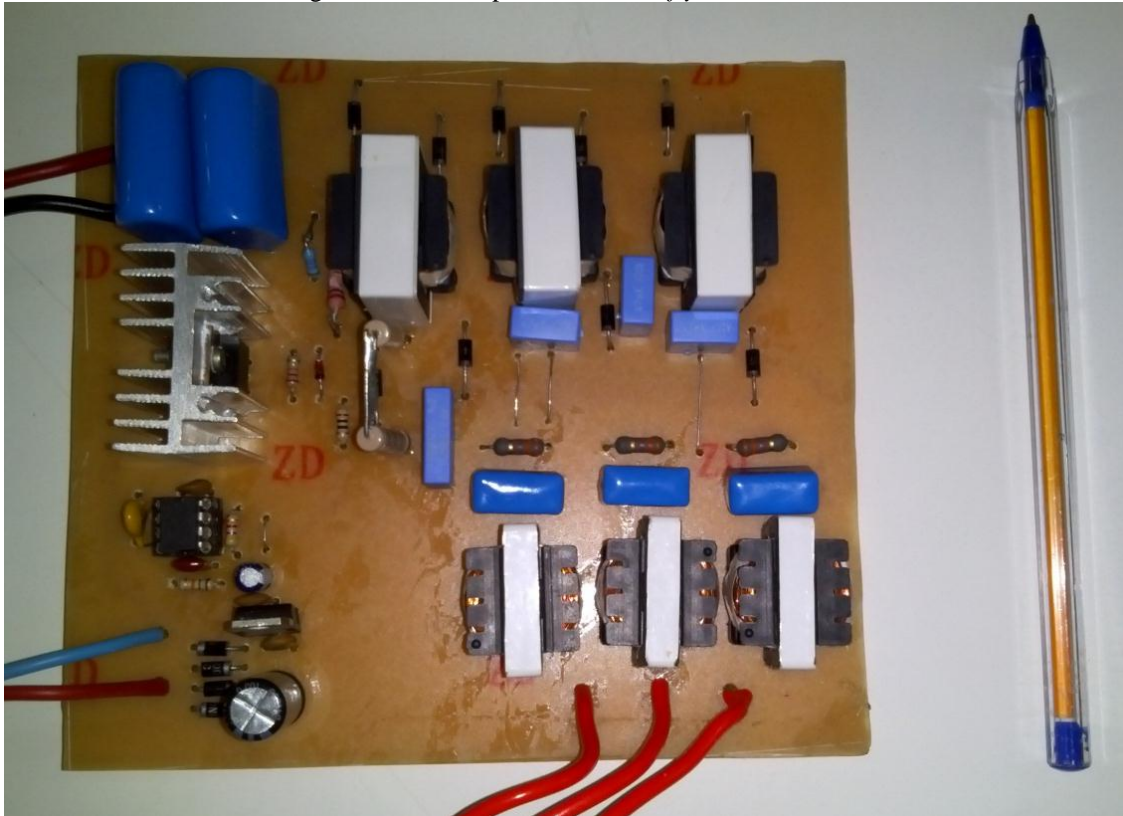
Tabela 5.2 - Lista de componentes utilizada no circuito de potência do conversor *flyback* trifásico

Referência	Identificação	Comentários
$TR1, TR2$ e $TR3$	Transformador <i>flyback</i>	-
$D1, D2, D3, D4, D5,$ $D6$ e $D11$	UF4007	Diodo retificador ultra-rápido, Tensão reversa máxima de 1000 V
$D7, D8$ e $D9$	UF4004	Diodo retificador ultra-rápido, Tensão reversa máxima de 400 V
$L1, L2$ e $L3$	34 mH	Indutor de filtro
$R1, R2$ e $R3$	270 Ω	Resistor de potência de 3 W
$C1, C3$ e $C5$	470 nF	Capacitor de polipropileno 500 V
$C2, C4$ e $C6$	47 nF	Capacitor de polipropileno, 500 V
C_o	2 x 10 μ F	Capacitor de polipropileno, 50 V
$S1$	2SK3799	Transistor MOSFET
R_{shunt}	0,78 Ω	Resistor de filme $\pm 5\%$
C_G	1N4744	Diodo Zener de 15 V
R_G	450 k Ω	Resistor do circuito grampeador
C_G	680 pF	Capacitor do circuito grampeador

Fonte: Elaborado pelo Autor



A Figura 5.3 apresenta o protótipo montado para o conversor *flyback* trifásico. O transformador utilizado para alimentar o circuito de controle não é mostrado. Os primeiros testes foram executados considerando a tensão de entrada eficaz de 110 V.

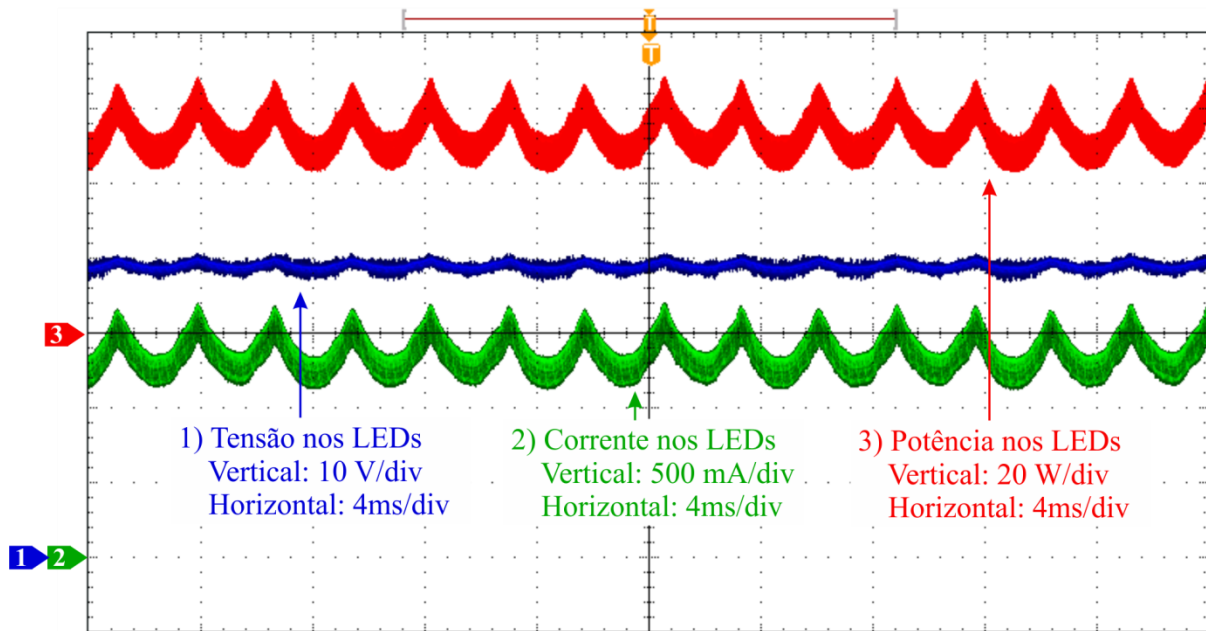
Figura 5.3 - Protótipo do conversor *flyback* trifásico

Fonte: Elaborado pelo Autor

A Figura 5.4 apresenta as formas de onda da tensão, corrente e potência nos LEDs. Observe que a corrente através dos LEDs apresenta uma ondulação em torno de 11%, ocasionada pela ondulação natural das senóides trifásicas da fonte de entrada. Também, a potência nos LEDs oscila em torno dos 54 W, valor nominal de potência para o qual o conversor foi projetado.

Quando o conversor opera em larga faixa de tensões de entrada, é possível que ocorra um pequeno desvio no valor da potência de saída em relação ao valor projetado. Entretanto, este desvio não prejudica o funcionamento ou a vida útil do LED. Além disso, a presença da indutância de dispersão do transformador pode distorcer a forma de onda da corrente de entrada, o que reduz o fator de potência da estrutura.

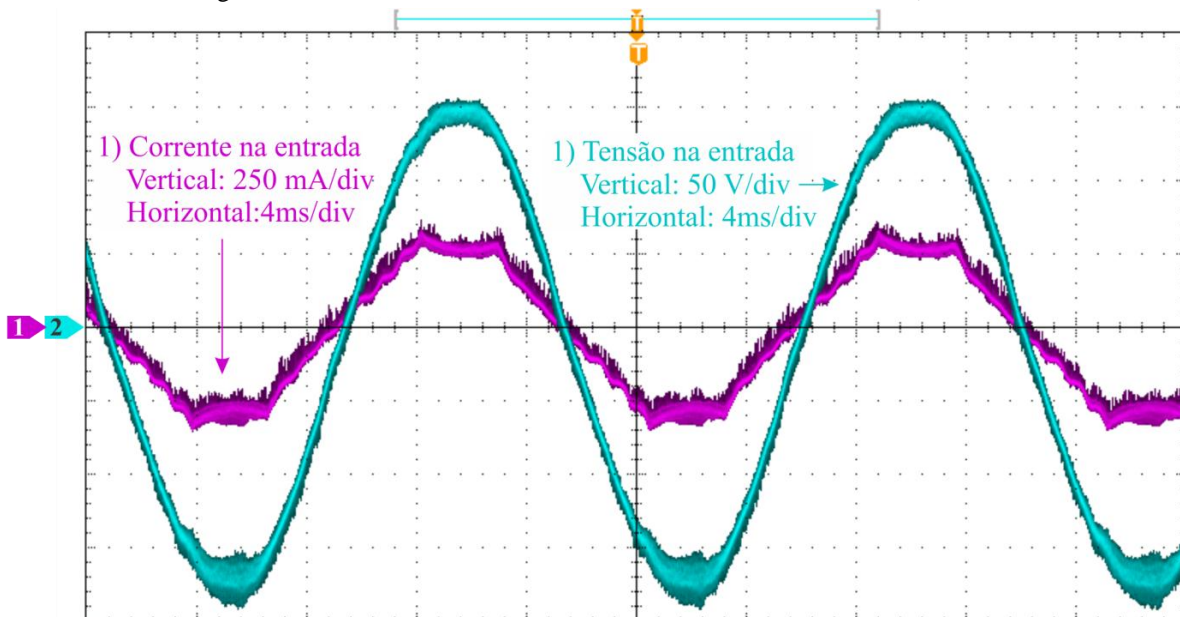
Figura 5.4 - Tensão, corrente e potência nos LEDs, sob tensão de entrada $V_i=110\text{ V}$



Fonte: Elaborado pelo Autor

A Figura 5.5 mostra a forma de onda da tensão e da corrente através de uma das fases da rede elétrica. Observe que a corrente apresenta um deslocamento pequeno em relação à tensão. Além disso, a forma de onda da corrente através da fonte apresenta um achatamento acentuado, que não prejudica o fator de potência alcançado, que, nestas condições, foi de 0,986.

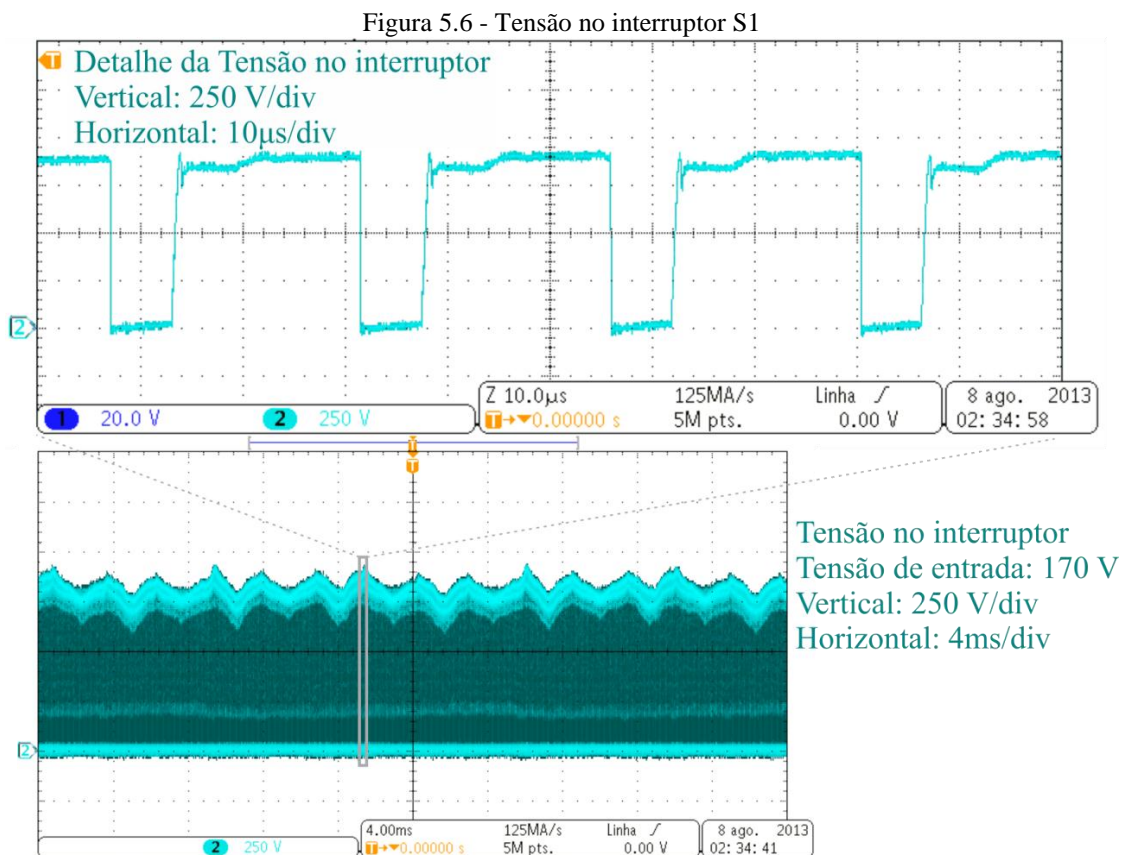
Figura 5.5 - Tensão e corrente em uma fase sob tensão de entrada $V_i=110\text{ V}$



Fonte: Elaborado pelo Autor

O achatamento na corrente da fonte ocorre, inicialmente, por conta da característica de fonte de tensão da carga (LEDs). O modelo elétrico dos LEDs é representado por uma fonte de tensão em série com um diodo ideal e uma resistência intrínseca. Quando o conversor opera com tensão instantânea de entrada próxima do seu valor máximo, a fonte de tensão equivalente ao modelo dos LEDs “grampeia” a tensão no enrolamento primário no valor da tensão dos LEDs refletidos a este enrolamento. Com isso, a corrente através da fonte tende a acompanhar este formato, ocasionando o achatamento, que pode reduzir o fator de potência do conversor. Além disso, a presença da indutância de dispersão pode ocasionar o aparecimento de sobressinais na forma de onda da corrente de entrada, o que também contribui para a redução do fator de potência. Entretanto, nestas condições, o fator de potência da estrutura permaneceu em 0,986, adequando-se à maioria das normas para qualidade de energia.

A Figura 5.6 apresenta a tensão no interruptor S1 para uma tensão de entrada eficaz de 170 V. Nestas condições, a tensão máxima no interruptor ficou próxima dos 900V, o que inviabilizaria a utilização do MOSFET SPA17N80C3 para o interruptor S1.

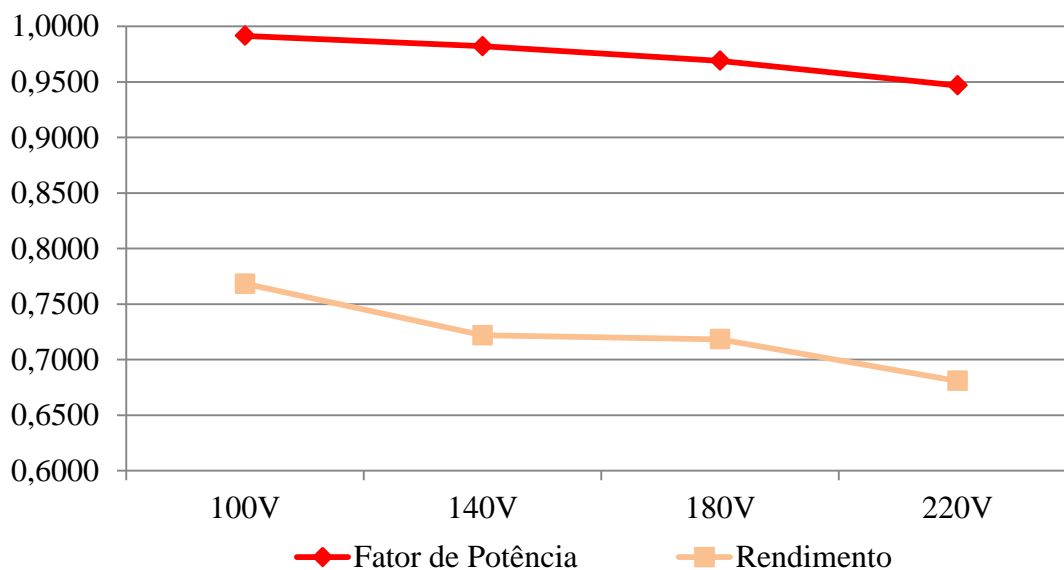


Fonte: Elaborado pelo Autor

Uma das possíveis causas para o surgimento dessas tensões acima do valor estipulado (750 V) pode estar ligada ao efeito da indutância de dispersão nos transformadores. Entretanto, o efeito destas indutâncias é mais significativo porque este conversor não possui circuito de grampeamento em paralelo com o enrolamento primário dos transformadores ou com os diodos, que frequentemente também apresentam sobretensões. Com isso, todos os esforços concentram-se no interruptor. Para corrigir este problema, duas metodologias podem ser propostas: A primeira delas seria reduzir o valor da resistência do grampeador para, com isso, reduzir a tensão de grampeamento. A redução da resistência pode levar à redução na tensão sobre o interruptor *SI*, entretanto, pode aumentar as perdas no conversor. A segunda forma seria instalar grampeadores em paralelo com os enrolamentos primários e com os diodos. Entretanto, esta solução pode aumentar a contagem de componentes, e consequentemente o custo do projeto.

Alterando a resistência do resistor de grampeamento para 56 k Ω , foi possível observar uma redução no nível de tensão do interruptor, e em consequência, observar o funcionamento do conversor em toda a faixa de tensão de operação. A Figura 5.7 apresenta a variação do fator de potência e do rendimento da estrutura para diversos pontos de operação da tensão de entrada. No pior caso, o fator de potência do conversor é de 0,95, com rendimento de 68%.

Figura 5.7 - Fator de potência e rendimento do conversor

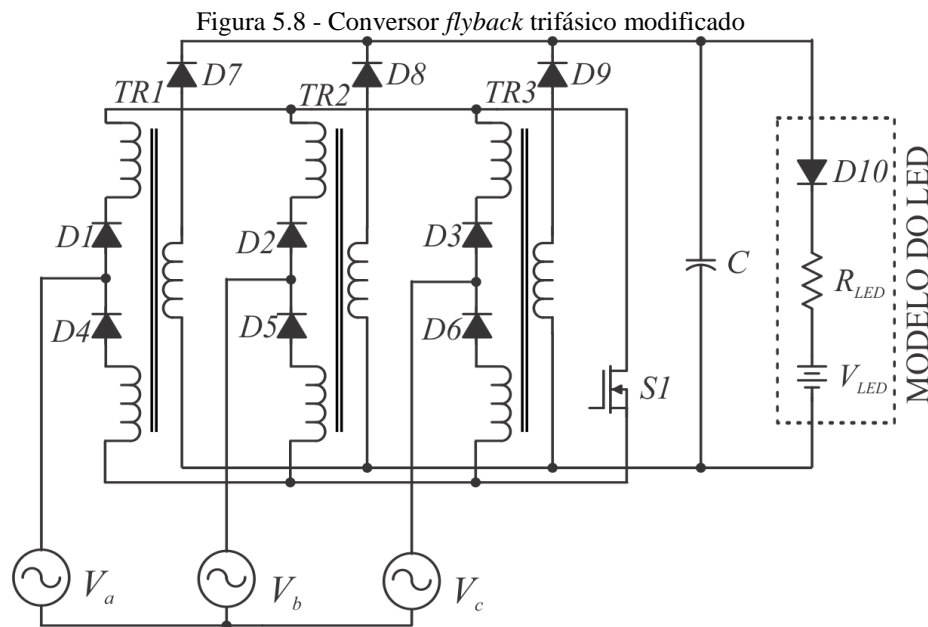


Fonte: Elaborado pelo Autor

5.2. Conversor CA-CC *Flyback* Trifásico Modificado

Segundo Minbock e Kolar (2000), para reduzir os efeitos da sobretensão nos interruptores do conversor *flyback* trifásico convencional, é necessário utilizar um circuito grampeador RCD em paralelo com cada um dos enrolamentos primários primários do conversor, além de um grampeador adicional para o interruptor, e por fim, diodos supressores de transiente em paralelo com os diodos retificadores do enrolamento secundário. Contudo, estes elementos grampeadores tendem a aumentar o custo do projeto, devido ao aumento da quantidade de componentes. Além disso, o grampeador RCD em paralelo com o interruptor apresentou um rendimento de 68% no pior caso, que pode ser considerado baixo, quando comparado a outras estruturas para iluminação com LEDs.

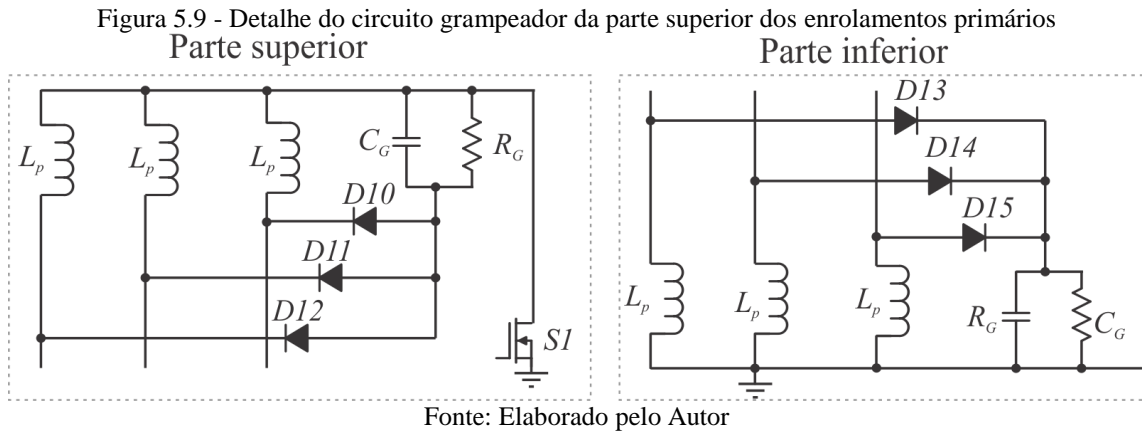
Para aumentar o rendimento do conversor, garantindo uma quantidade menor de componentes, uma proposta de rearranjo dos componentes foi elaborada. A Figura 5.8 apresenta o circuito do conversor CA-CC *flyback* modificado, que será avaliado nesta seção. O circuito difere do conversor original apenas na forma como foram conectados os diodos e os enrolamentos primários do transformador.



Fonte: Elaborado pelo Autor

Neste conversor, não há uma derivação central no transformador, e sim a presença de dois enrolamentos separados. Com isso, é possível conectar os diodos em série, de forma similar ao conversor original. Desta forma, cria-se um ponto comum entre os três enrolamentos primários da parte superior e os três enrolamentos primários da parte inferior, e

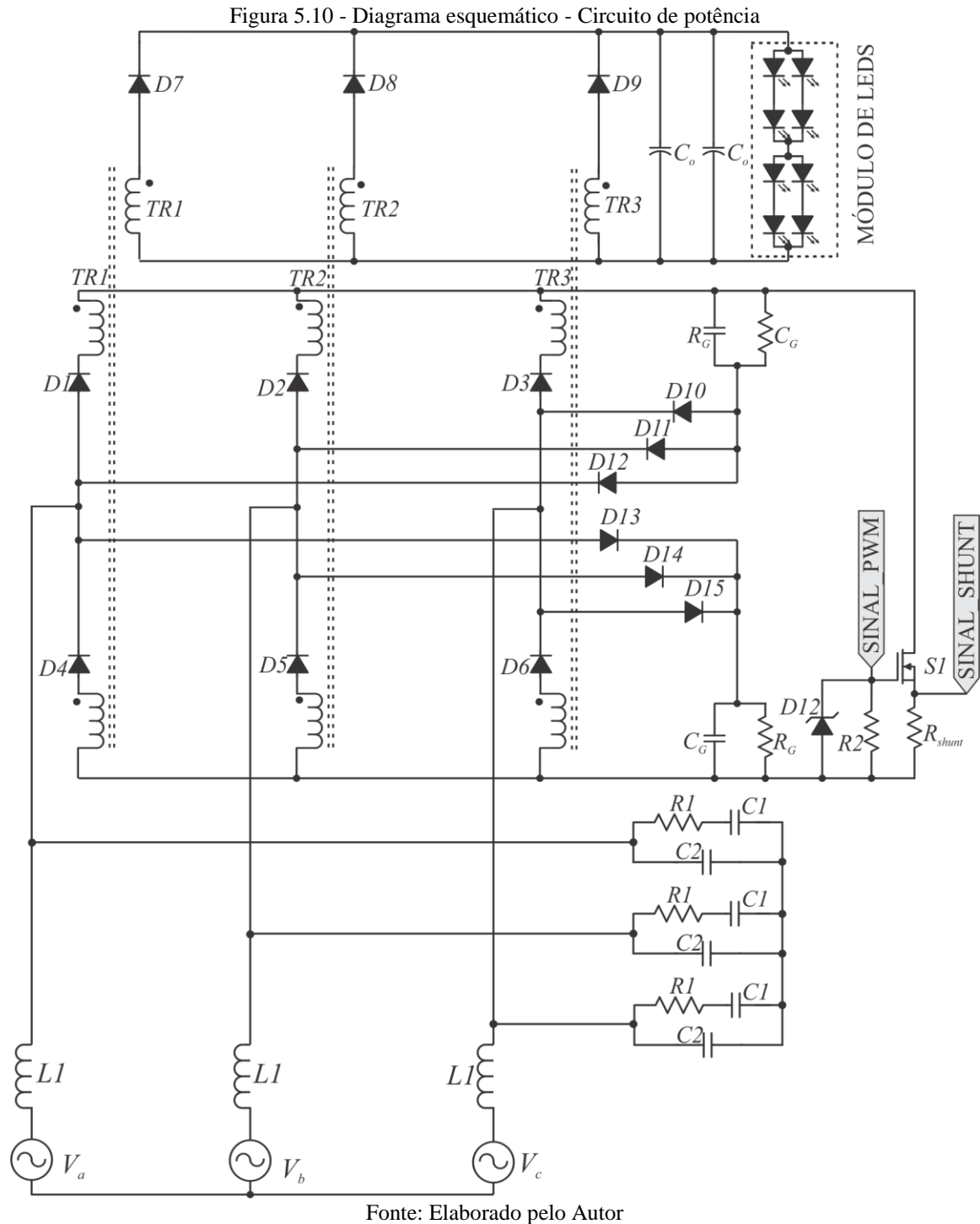
um único grampeador, com um capacitor e um resistor, pode ser utilizado. Três diodos conectam os três enrolamentos ao grampeador. Esta configuração é mostrada na Figura 5.9.



Uma das vantagens em utilizar este grampeador é que o nível de tensão de grampeamento é menor que o nível de tensão do grampeador em paralelo com o interruptor. Além disso, o grampeador da parte inferior está conectado à referência do circuito, o que pode facilitar o aproveitamento da energia. De fato, é possível sintonizar este grampeador para uma tensão de grampeamento próxima à tensão de saída refletida ao enrolamento primário. Utilizando a mesma metodologia apresentada na Seção 3.4, dimensionou-se um grampeador para uma tensão de grampeamento de 150 V, com uma ondulação de tensão de 5 %, resultando em um resistor de grampeamento R_G igual a 9,6 k Ω e um capacitor C_G de 51,8 nF. Por conveniência, foi utilizados resistores R_G de 10 k Ω e capacitores C_G de 100 nF, de polipropileno.

Para validar experimentalmente as modificações e o conversor proposto, um novo protótipo, cujo diagrama esquemático é mostrado na Figura 5.10, foi desenvolvido. Os diodos conectados ao enrolamento primário ($D1$ a $D3$ e $D7$ a $D9$) bem como os diodos utilizados nos circuitos grampeadores ($D16$ a $D21$) são diodos ultra rápidos UF4007, com tensão reversa máxima de 1000 V. Já os diodos do enrolamento secundário ($D4$ a $D6$) são diodos ultra rápidos UF4004 com tensão reversa máxima de 200 V. O interruptor $Q1$ utilizado foi o MOSFET 2SK3799, fabricado pela Toshiba Semiconductors. O MOSFET em questão possui resistência dreno-fonte em estado ligado ($R_{DS,on}$) de 1 Ω e tensão dreno-fonte máxima de 900 V. Dois capacitores de polipropileno ($C7$ e $C8$) são utilizados para eliminar ondulações de alta frequência no LED, com capacitância de 10 μ F cada um. É importante salientar que, na etapa de potência do conversor, nenhum capacitor eletrolítico é utilizado. Por fim, os resistores $R11$ e $R12$ atuam como elementos sensores de corrente, fornecendo ao UC3844 uma referência

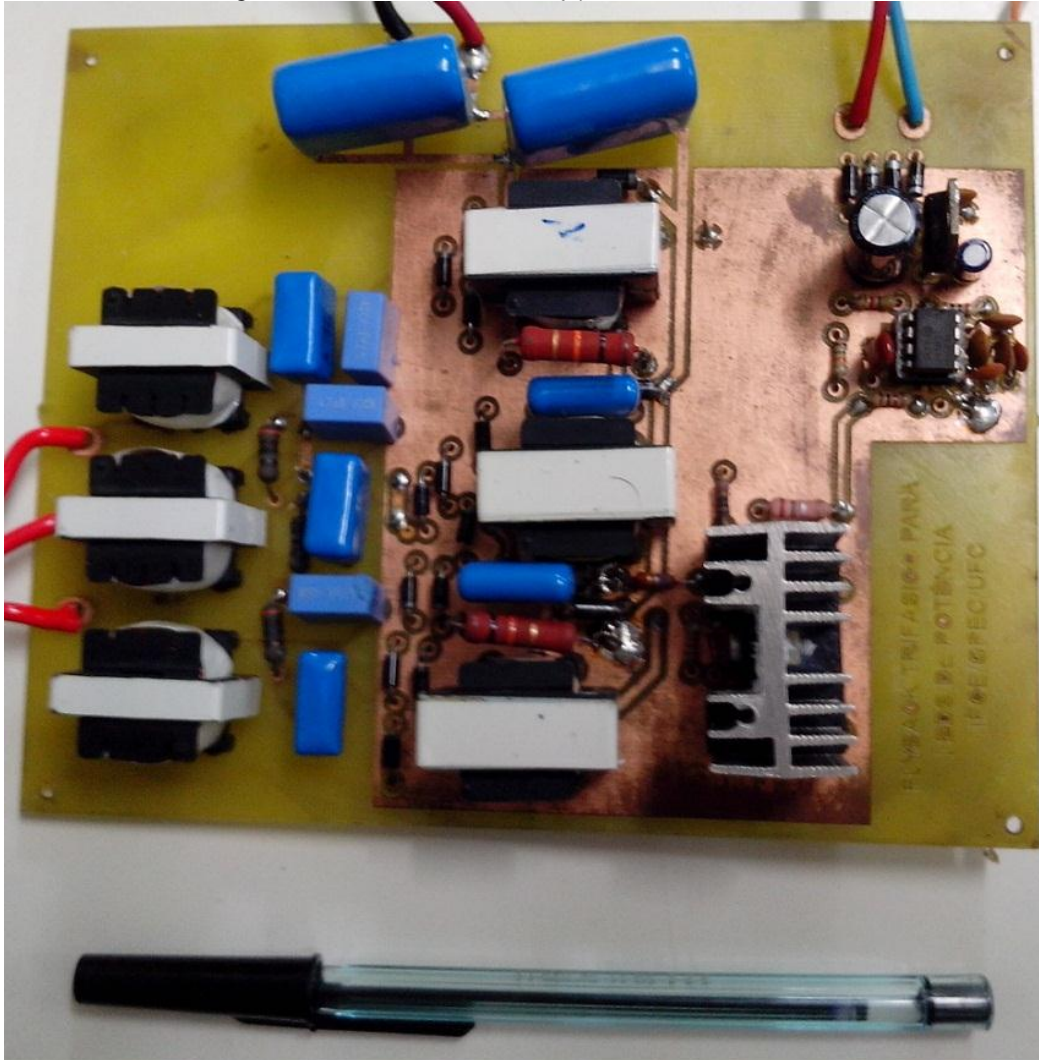
para controle da corrente de pico através do interruptor. O circuito de controle utilizado foi o mesmo desenvolvido para o conversor apresentado na Seção 5.1, portanto, não será discutido.



A Figura 5.11 mostra o conversor CA-CC *flyback* trifásico desenvolvido nesta seção. Observe que, nesta versão do protótipo, o conversor apresenta seis núcleos magnéticos em sua estrutura. Como proposta futura, propõe-se o estudo da viabilidade de utilizar um

único núcleo trifásico para os transformadores *flyback*, bem como um único núcleo para os indutores de entrada, reduzindo custos e dimensões da placa.

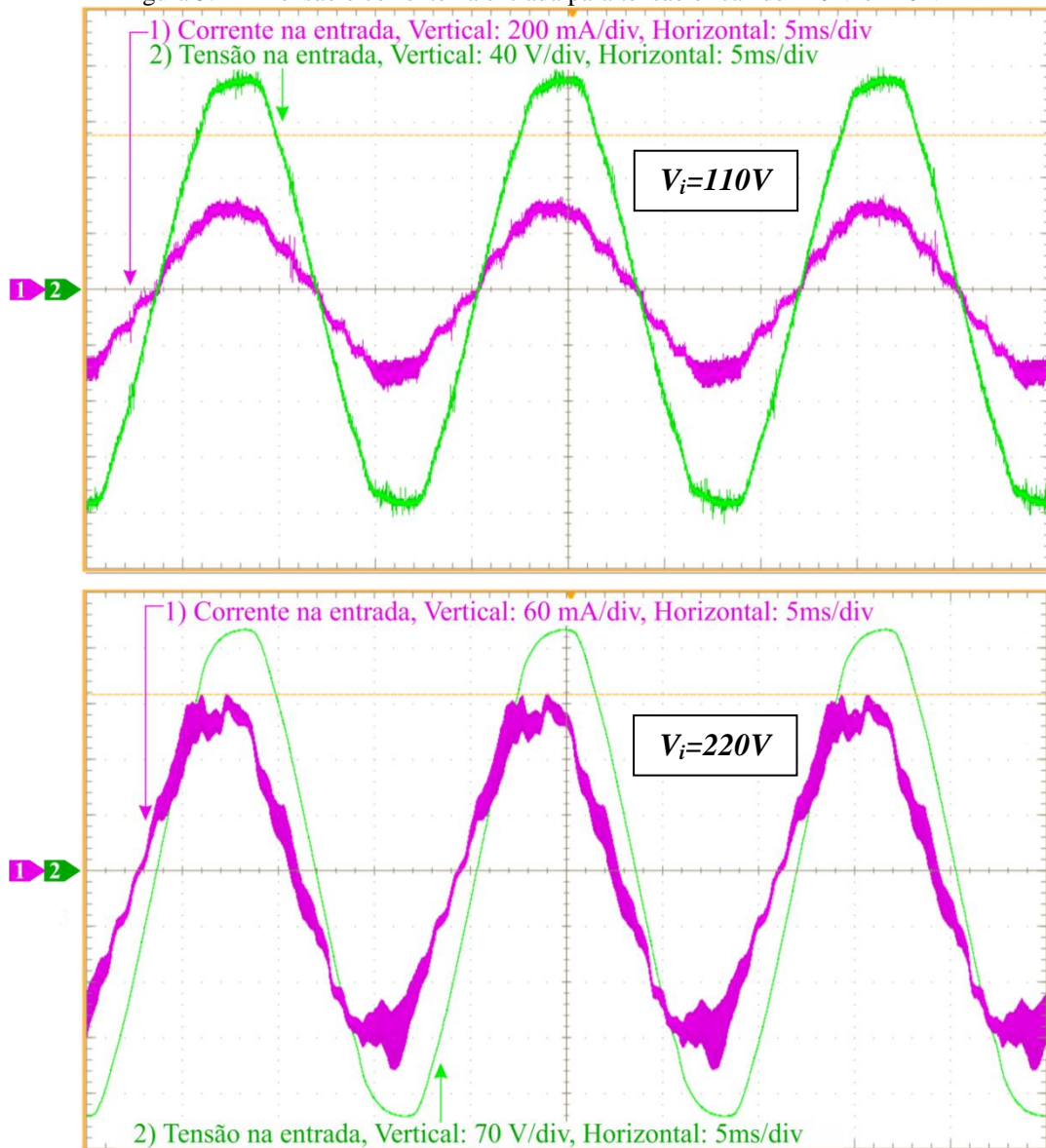
Figura 5.11 - Conversor CA-CC *flyback* trifásico montado



Fonte: Elaborado pelo Autor

Na Figura 5.12 é possível observar o formato das formas de onda de tensão e corrente de entrada em uma fase para uma tensão eficaz de entrada de 110 V. A corrente eficaz de entrada foi de 194mA, valor acima do esperado, tendo em vista que foram desconsideradas as perdas ao dimensionar o conversor. As formas de onda foram capturadas e analisadas com o auxílio do osciloscópio Tektronix® MSO5034, sondas de corrente Tektronix® TCP303, alimentadas por uma fonte de alimentação Tektronix® TCPA300, além de uma ponta de prova diferencial de tensão Tektronix® P5200.

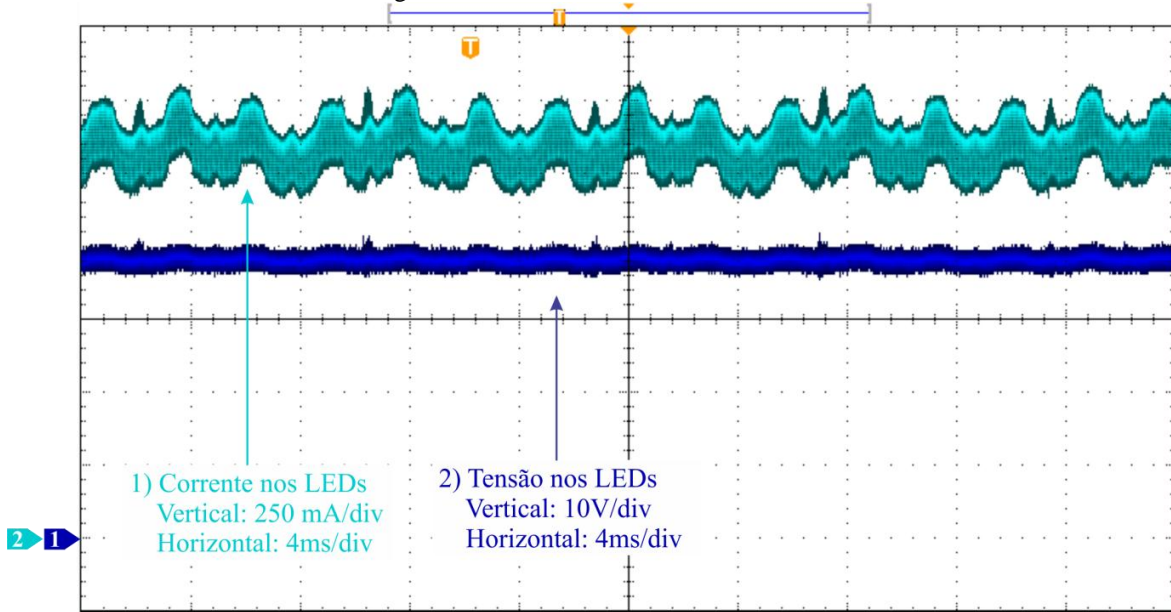
Figura 5.12 - Tensão e corrente na entrada para tensão eficaz de 110 V e 220 V



Fonte: Elaborado pelo Autor

Observe que o formato da corrente de entrada acompanha o formato senoidal da tensão, o que nos possibilita concluir que o fator de potência desta estrutura é elevado. As análises resultaram na apresentação de um fator de potência 0,994 e rendimento 72,3 % para uma tensão de entrada eficaz de 110 V. A Figura 5.13 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente nos LEDs. Observe que a ondulação de corrente no LED é aproximadamente seis vezes maior que a ondulação da rede elétrica (60 Hz).

Figura 5.13 - Tensão e corrente nos LEDs

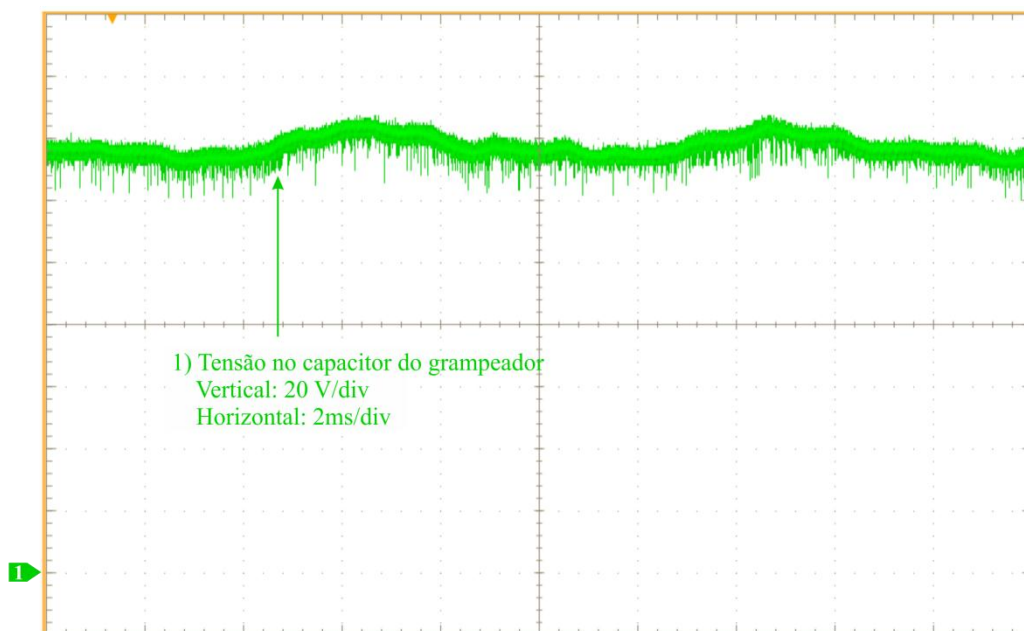


Fonte: Elaborado pelo Autor

Como o controlador UC3844 impõe um formato praticamente livre de ondulações à tensão de saída, a forma de onda da corrente de entrada deverá sofrer distorções, previstas na Seção 3.8. A corrente média no módulo de LEDs nestas condições foi de 1,36 A, com uma ondulação percentual de 11 %.

A mostra a tensão no capacitor do circuito de grampeamento (C_G). Observe que a tensão ondula em torno dos 150 V para a qual o grampeador foi projetado.

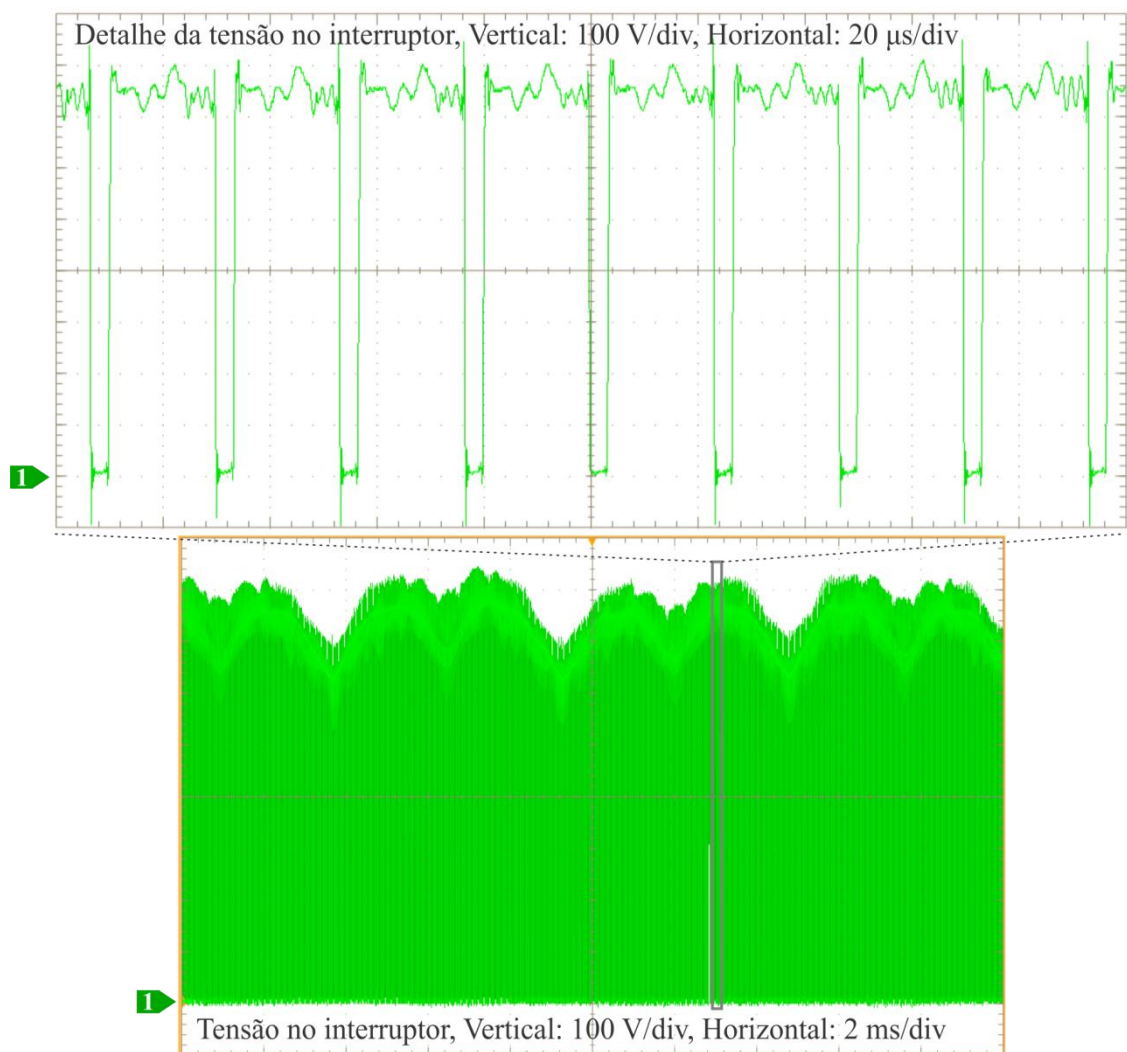
Figura 5.14 - Tensão no capacitor do grampeador



Fonte: Elaborado pelo Autor

A Figura 5.15 apresenta a forma de onda da tensão no interruptor. Observe que na condição crítica, ou seja, com tensão eficaz de entrada igual a 240 V, a tensão no interruptor chega ao valor de pico de 860 V, assegurando a utilização do MOSFET mencionado anteriormente. Contudo, melhores resultados podem ser obtidos com a utilização de um circuito para grampeamento dos dois semiciclos de operação do transformador *flyback*, ou ainda se houver um grampeador específico para o interruptor. O valor medido para a frequência de comutação foi de 40 kHz.

Figura 5.15 - Tensão no interruptor

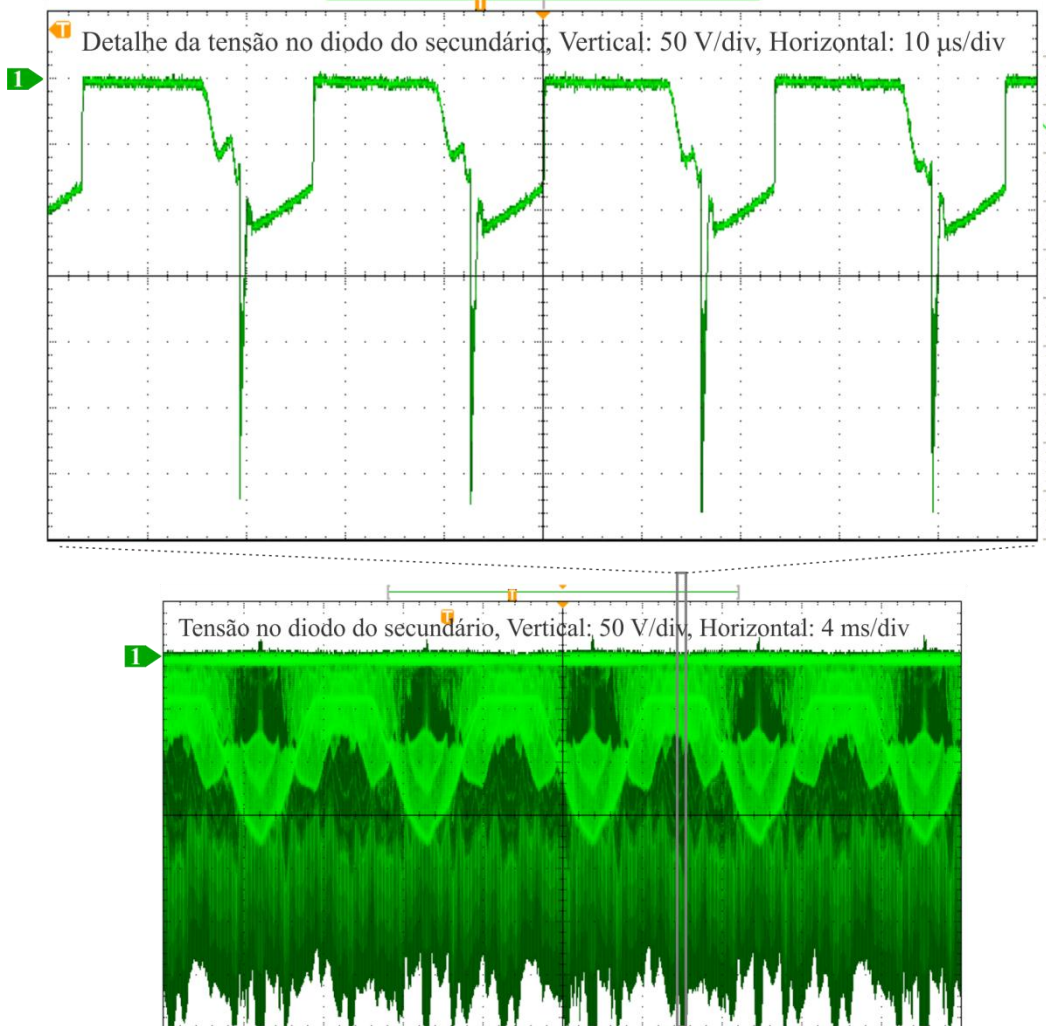


Fonte: Elaborado pelo Autor

A Figura 5.16 mostra a tensão em um dos diodos do enrolamento secundário. Estes diodos não estão associados a um circuito grampeador, o que pode comprometer seu funcionamento em caso de uma sobretensão. É possível observar que o grampeador não impediu o surgimento de sobretensões nesses diodos, comprovando a necessidade de um

circuito grampeador, principalmente se o conversor for projetado para operar em potências mais altas. Entretanto, para esta aplicação, a sobretensão está dentro dos parâmetros aceitáveis para o diodo utilizado, o que possibilita sua utilização.

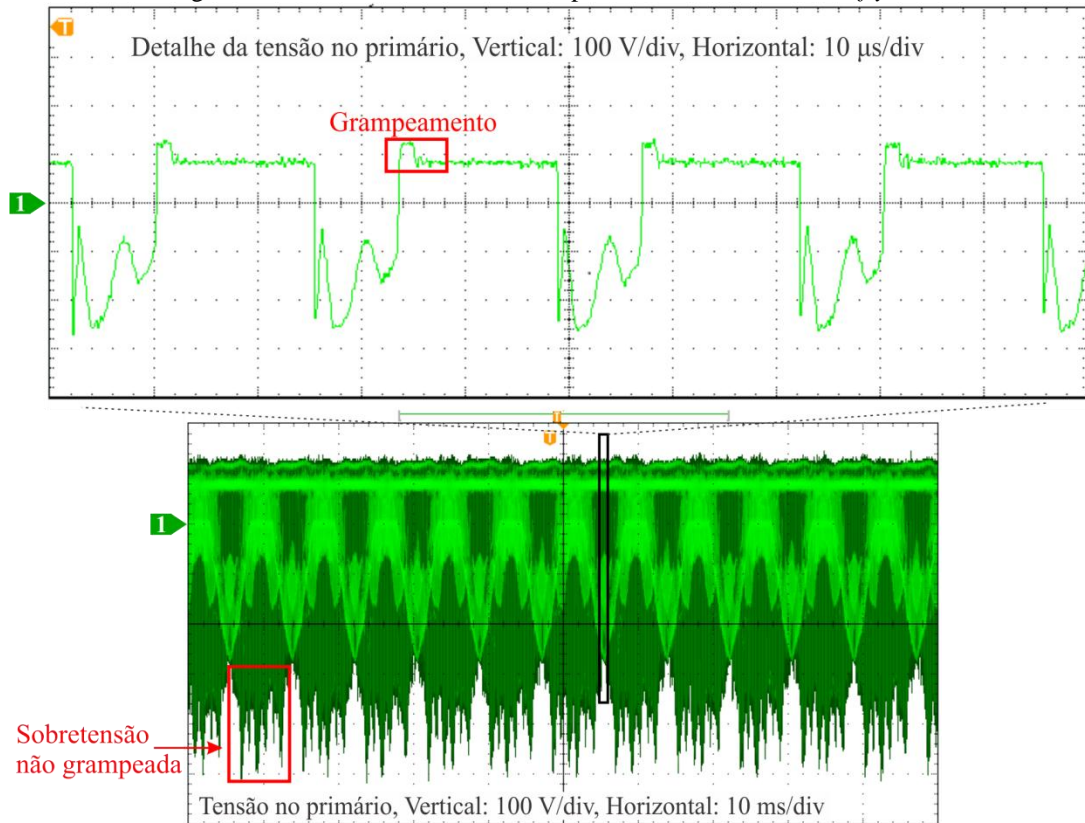
Figura 5.16 - Tensão no diodo do secundário



Fonte: Elaborado pelo Autor

A Figura 5.17 mostra a tensão no enrolamento primário do transformador *flyback*. Observe que o grampeamento da tensão neste enrolamento ocorre apenas no semiciclo em que o transformador está transferindo energia ao secundário. No semiciclo em que o transformador se carrega, ocorrem sobretensões cujo circuito grampeador não está sintonizado a grampear. Estas sobretensões ocorrem devido ao efeito da indutância de dispersão no circuito.

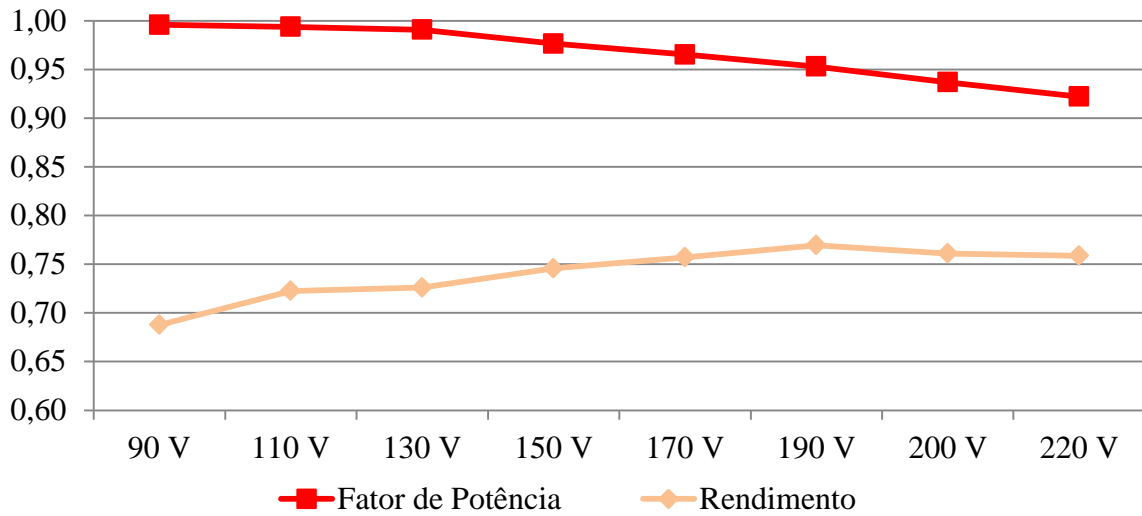
Figura 5.17 - Tensão no enrolamento primário do transformador *flyback*



Fonte: Elaborado pelo Autor

Finalmente, a Figura 5.18 mostra a curva do rendimento e do fator de potência da estrutura. O rendimento inicialmente apresentou valores pequenos quando comparado a outras topologias de conversores para LEDs observadas na literatura (ARIAS *et al.*, 2013)(ALMEIDA *et al.*, 2012). Entretanto, o rendimento observado para este conversor está próximo do rendimento obtido por Kolar *et al.* (1993) e Tamyurek (2009) em conversores trifásicos similares, bem como a outras topologias de conversores monofásicos aplicados a LEDs de potência (BO *et al.*, 2009). O rendimento desta estrutura pode ser melhorado considerando uma análise detalhada da influência da indutância de dispersão dos transformadores *flyback* na dissipação de energia do grameador.

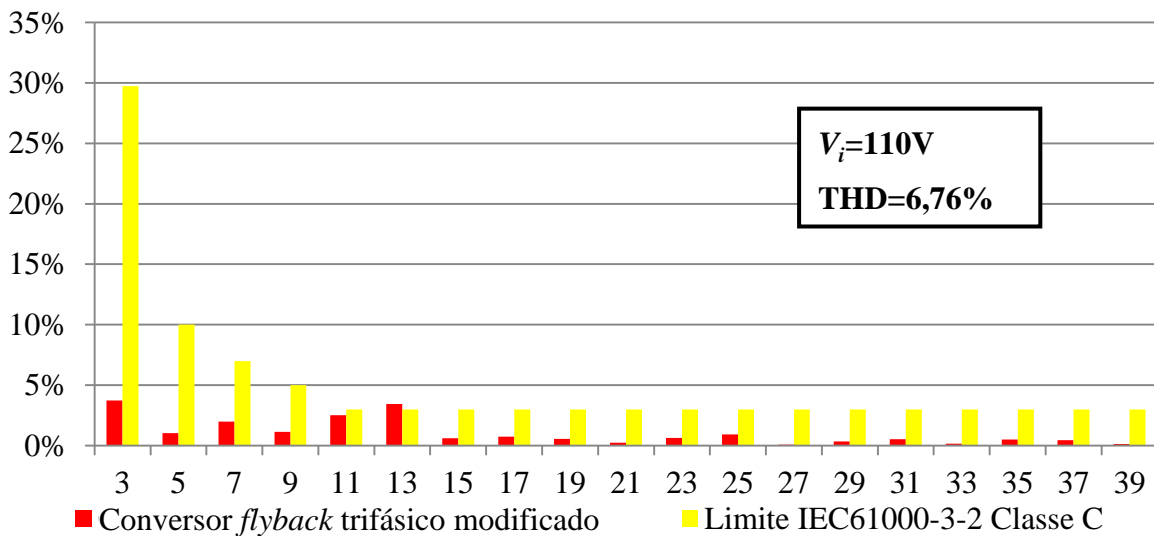
Figura 5.18 - Rendimento e fator de potência da estrutura em função da tensão eficaz de entrada (em Volts)



Fonte: Elaborado pelo Autor

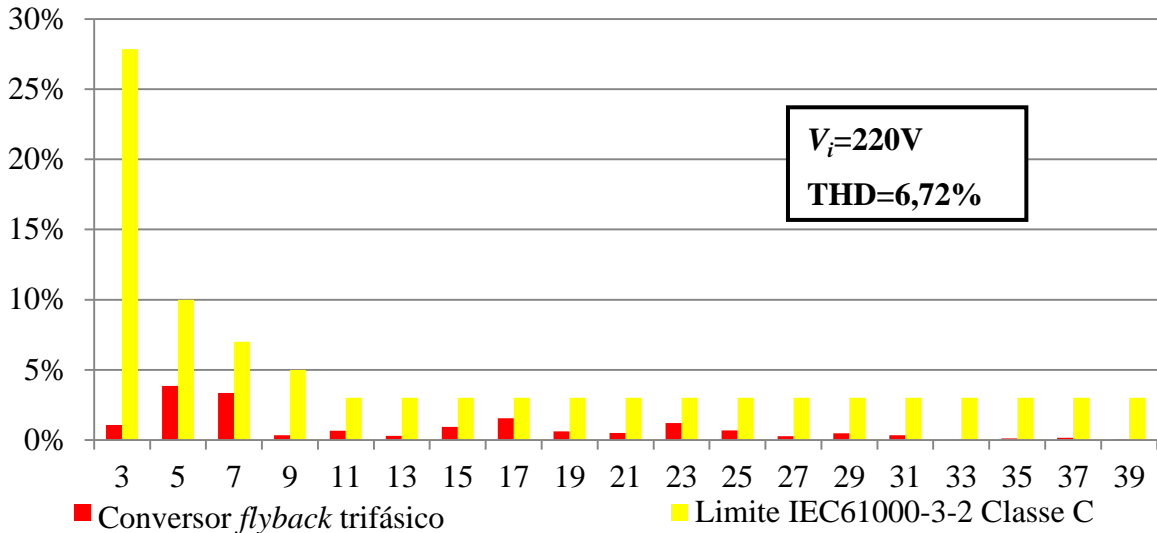
A Figura 5.19 apresenta a análise harmônica do conversor CA-CC *flyback* trifásico modificado operando com tensão de entrada de 110 V, comparado com os limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2 (2009) para equipamentos Classe C. É possível observar que, a harmônica de ordem 13 neste nível de tensão não ultrapassou os limites estabelecidos pela norma. Entretanto, a norma só especifica limites para equipamentos alimentados com tensões acima de 220 V. A Figura 5.20 apresenta a mesma análise para a tensão de alimentação de 220 V.

Figura 5.19 - Análise das harmônicas de corrente do conversor operando com tensão de entrada de 110V



Fonte: Elaborado pelo Autor

Figura 5.20 - Análise das harmônicas de corrente do conversor operando com tensão de entrada de 220V

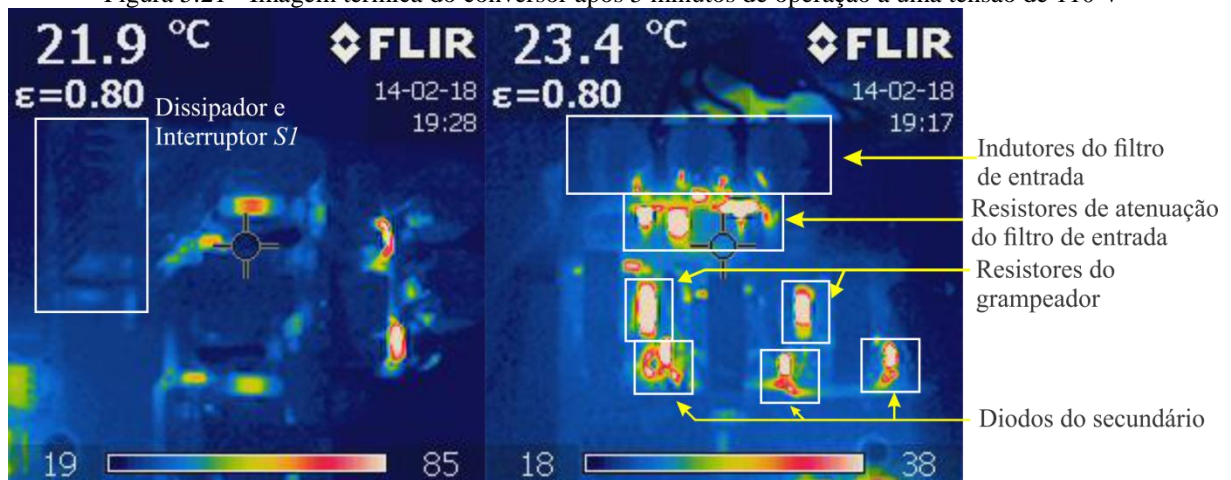


Fonte: Elaborado pelo Autor

5.2.1. Análise das Perdas

A Figura 5.21 apresenta duas imagens térmicas do conversor após 5 minutos de operação a 110 V. Observe que os indutores de filtro não apresentam aquecimento significativo. O interruptor, que está conectado a um dissipador, também não aquece, tendo em vista sua baixa resistência série equivalente. A maior parte das perdas do conversor concentram-se nos resistores de atenuação do filtro de entrada, nos resistores do grampeador, nos diodos do enrolamento secundário.

Figura 5.21 - Imagem térmica do conversor após 5 minutos de operação a uma tensão de 110 V



Fonte: Elaborado pelo Autor

A Tabela 5.3 apresenta o dimensionamento das perdas no conversor CA-CC *flyback* modificado para uma condição de tensão de entrada igual a 220 V. As perdas nos resistores do filtro de EMI foram dimensionadas conforme Xing *et al.* (2009) e as demais perdas foram dimensionadas segundo Minbock e Kolar (2000).

Tabela 5.3 - Equacionamento das perdas para $V_i = 220$ V

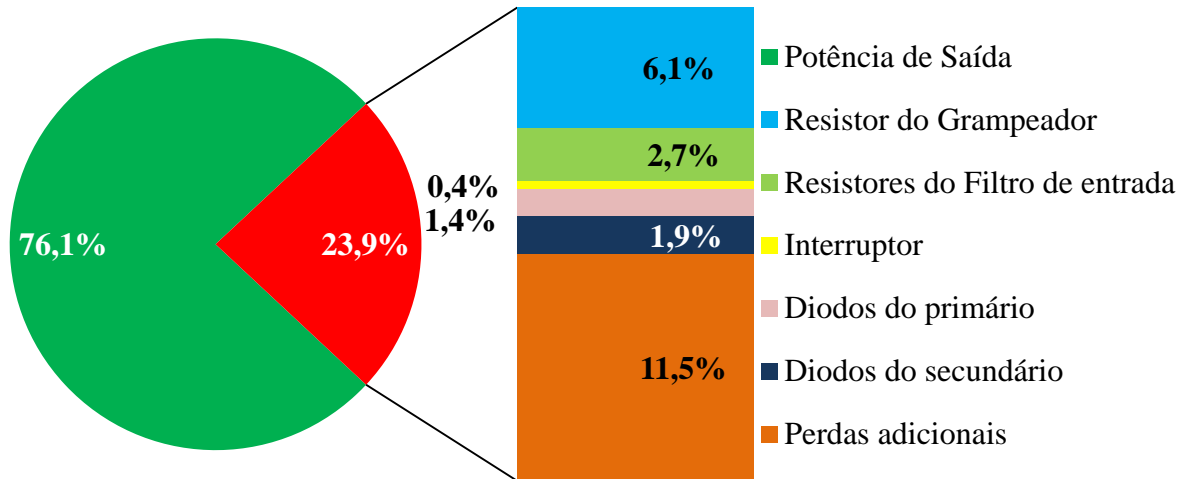
Dispositivo	Equacionamento	Quant	Perda Total
Potência de entrada	$P_{in}=73,89$ W	1	73,89 W
Potência de saída	$P_{out}=56,23$ W	1	56,23 W
Diodos do secundário	$P_{D2} = V_{D2} \cdot I_{D2,med} = V_{D2} \cdot \frac{I_o}{3} = 1 \cdot \frac{1,4}{3} = 0,466$ W	3	1,4 W
Diodos do primário	$P_{D1} = V_{D1} \cdot I_{D1,med} = 1,7 \cdot 0,101 = 0,172$ W	6	1,03 W
Grampeador	$P_G = \frac{V_G^2}{R_G} = \frac{150^2}{10000} = 2,25$ W	2	4,5 W
Interruptor (condução)	$P_{T1,cond} = R_{DS,on} \cdot I_{T1,rms}^2 = 1 \cdot 0,315^2 = 0,176$ W	1	0,1 W
Interruptor (comutação)	$P_{T1,com} = I_{T1,max} V_{T1,max} \frac{t_r}{6} f = 1,41 \cdot 750 \cdot \frac{25 \cdot 10^{-9}}{6} \cdot 40000$ $P_{T1,com} = 1 \cdot 0,315^2 = 0,176$ W	1	0,176 W
Resistor do filtro de EMI	$P_{emi} = \frac{V_{F,nom}^2}{R_0} \cdot \frac{R_f}{R_0} \cdot \frac{1}{\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f_0}{2 \cdot n \cdot \pi \cdot f_r}\right)^2} =$ $P_{emi} = \frac{220^2}{267,7} \cdot \frac{270}{267,7} \cdot \frac{1}{\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot 9,921 \cdot 10^3}{2 \cdot n \cdot \pi \cdot 60}\right)^2} =$ $P_{emi} = 0,664$ W	3	1,993 W
Perdas adicionais	$P_{ad} = P_{in} - P_{out} - 6P_{D1} - 3P_{D2} - 2P_G - P_{T1,cond} - P_{T1,com} - 3P_{emi}$ $P_{ad} = 73,89 - 56,23 - 1,03 - 1,4 - 4,5 - 0,1 - 0,176 - 1,993$ $P_{ad} = 8,46$ W	1	8,46 W

Fonte: Elaborado pelo Autor

A Figura 5.22 mostra a distribuição percentual das perdas nos principais componentes do circuito. As perdas adicionais representam as perdas nos indutores, transformadores *flyback*, no circuito de controle e as perdas somadas dos demais componentes

da placa. É possível observar que a perda no resistor do grampeador é bastante significativa quando comparada às perdas totais do circuito. É possível reduzir estas perdas através do estudo detalhado da influência da indutância de dispersão dos transformadores no conversor.

Figura 5.22 - Distribuição das perdas no conversor sob uma tensão de entrada de 110V



Fonte: Elaborado pelo Autor

5.3. Dimerização

Para controle da dimerização, foi utilizado um microcontrolador PIC12F675, fabricado pela Microchip (MICROCHIP, 2003). Este microcontrolador apresenta um oscilador interno, que colabora com a redução do número de componentes. Além disso, possui poucos terminais de entrada e saída, o que garante redução nas dimensões físicas da placa de circuito. Finalmente, possui um baixo custo quando comparado a outros microcontroladores presentes no mercado. A utilização do PIC12F675 associada a um elemento sensor de luminosidade, como um fotodiodo, possibilita o protótipo desenvolvido neste trabalho a funcionar de acordo com a iluminação ambiente, de forma similar às lâmpadas para iluminação pública utilizadas frequentemente. A Figura 5.23 apresenta o diagrama esquemático do circuito desenvolvido para a dimerização da luminária e a Figura 5.24 apresenta uma imagem da placa de circuito impresso desenvolvida.

Figura 5.23 - Diagrama esquemático do circuito para dimerização

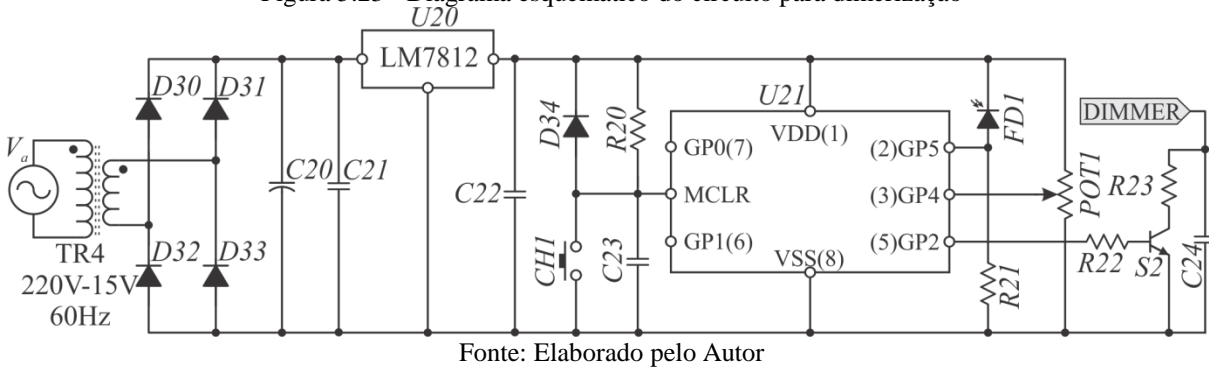
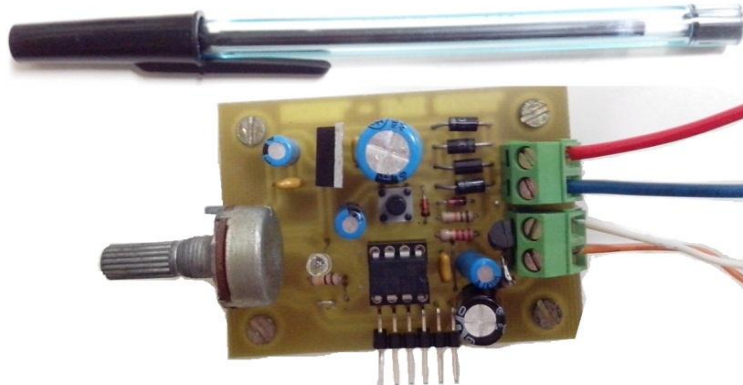


Tabela 5.4 - Lista de componentes utilizada no circuito para dimerização

Referência	Identificação	Comentários
TR4	Transformador 220V-15 V / 60 Hz	Tranformador compartilhado com o circuito de controle
D30, D31, D32 e D33	1N4007	Diodo retificador de baixa frequência
C20	100 μ F	Capacitor eletrolítico
C21, C22 e C23	100 nF	Capacitor cerâmico
C24	10 μ F	Capacitor eletrolítico
D34	1N4148	Diodo rápido
R20	10 k Ω	Resistor de filme ± 5 %
R21	100 Ω	Resistor de filme ± 5 %
R22	2,2 k Ω	Resistor de filme ± 5 %
R23	22 k Ω	Resistor de filme ± 5 %
S2	BC547	Transistor bipolar tipo NPN
FT1	Fotodiodo receptor transparente	-
CH1	Chave tátil	-
U20	LM7812	Regulador de tensão de 12V
U21	PIC12F675	Microcontrolador

Fonte: Elaborado pelo Autor

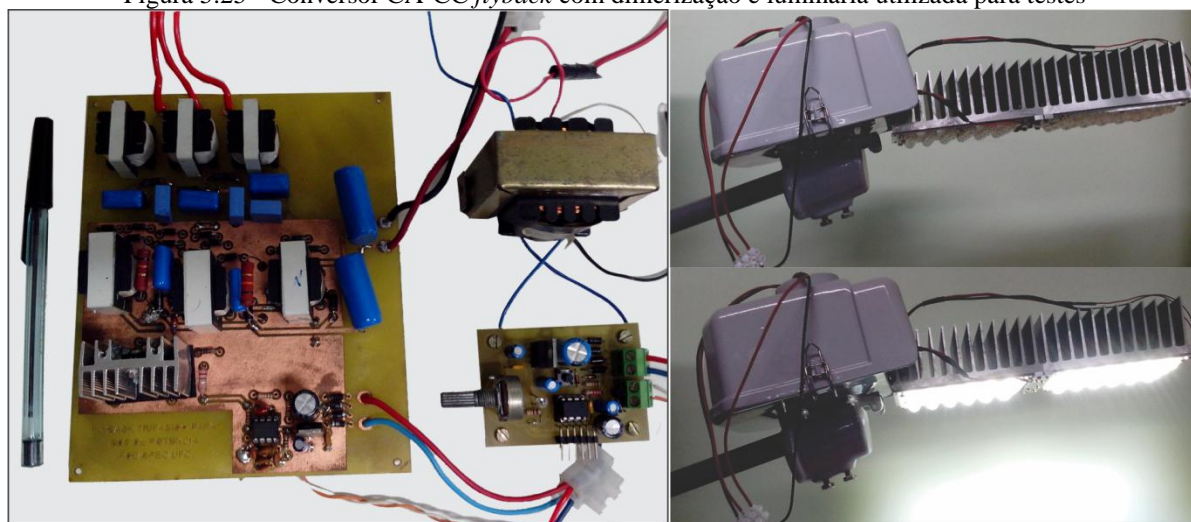
Figura 5.24 - Placa desenvolvida para realizar a dimerização



Neste trabalho, optou-se por utilizar uma tensão máxima para V_1 de 5 V em uma razão cíclica D_M igual a 0,2, com uma ondulação de 0,5%. A frequência de comutação utilizada para o PWM gerado pelo microcontrolador é de 2200 Hz, contudo, esta frequência pode ser alterada para redução no valor da capacitância do capacitor C11. O valor calculado para C11 foi de 3,6 μ F. Atualmente, alguns capacitores multicamadas ou de polipropileno podem atingir estas capacitâncias, o que permite a utilização destes valores sem a utilização de capacitores eletrolíticos.

A Figura 5.25 apresenta uma foto do protótipo completo desenvolvido, além da luminária utilizada para testes. Inicialmente, utilizou-se um transformador de baixa frequência para alimentar o circuito de controle do conversor e o circuito de dimerização. A estrutura desenvolvida permite o reaproveitamento da energia dissipada no circuito de grampeamento para a alimentação do conversor, tendo em vista que um dos circuitos grampeadores e o circuito de controle possuem uma referência comum.

Figura 5.25 - Conversor CA-CC *flyback* com dimerização e luminária utilizada para testes



Fonte: Elaborado pelo Autor

5.4. Conclusão

Este Capítulo apresentou a montagem e os resultados experimentais de um conversor *flyback* trifásico para alimentação de LEDs de potência aplicados à iluminação pública. O conversor proposto opera em ampla faixa de tensões de entrada, com elevado fator de potência e rendimento que pode ser melhorado, tendo em vista que a análise do efeito da indutância de dispersão no circuito pode ser discutido em trabalhos futuros.

A indutância de dispersão do transformador apresentou grande influência no rendimento do conversor, visto que a ressonância ocasionada pela sua associação à

capacitância do MOSFET causam sobretensões nos semicondutores, que elevam as perdas do circuito como um todo, além de elevarem as perdas no grampeador. Também, a utilização de um circuito grampeador em paralelo simplesmente com o interruptor fez com que a potência dissipada apenas neste circuito fosse elevada. A modificação proposta na estrutura do conversor garantiu um aumento no rendimento, mas reduziu o fator de potência do conversor quando este opera em toda a faixa de tensões de entrada. Entretanto, o fator de potência pode ser melhorado modificando o projeto do filtro. Além disso, o uso de núcleos toroidais também possibilita a redução da dispersão e, conseqüentemente, um aumento no rendimento.

CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresentou o desenvolvimento de um conversor CA-CC *flyback* trifásico sem capacitor eletrolítico e com correção do fator de potência aplicado a sistemas de iluminação pública com LEDs de potência. Foi realizada uma revisão bibliográfica sobre o estado da arte da iluminação utilizando LEDs, bem como um estudo acerca das principais soluções passivas e ativas para seu acionamento. Além disso, uma revisão sobre o princípio de funcionamento e o equacionamento do conversor *flyback* operando em modo de condução descontínua para correção do fator de potência foi apresentado.

Também foi exposto que trabalhos recentes associam a redução da vida útil dos conversores à degradação prematura capacitores eletrolíticos utilizados, tornando viável o estudo de estruturas que possibilitem a retirada destes componentes eletrônicos dos reatores eletrônicos comerciais para LEDs.

Este trabalho apresentou uma proposta de sistema para remoção dos capacitores eletrolíticos dos reatores eletrônicos para LEDs por meio da utilização da rede de alimentação trifásica, possibilitando a utilização do conversor desenvolvido neste trabalho em aplicações onde esta esteja presente, como em iluminação pública.

Foram analisadas estruturas trifásicas com topologias derivadas do *flyback* com o objetivo de determinar quais delas adequar-se-iam à necessidade de elevada eficiência, confiabilidade e baixo custo, resultando na utilização de uma estrutura integrada com apenas um interruptor, possibilitando ainda estudos acerca da possibilidade de utilização de núcleos trifásicos para confecção do conversor.

A influência da metodologia de controle por corrente de pico também foi analisada, resultando na comprovação matemática de que esta técnica de controle pode causar distorções, que não interferem significativamente na taxa de distorção harmônica do conversor, possibilitando sua adequação à norma IEC 61000-3-2 (2009).

Por fim, este trabalho propôs um conversor eletrônico que opera com alimentação trifásica, em ampla faixa de tensões de entrada, o que possibilita sua utilização em praticamente qualquer condição de tensão de entrada, tornando o produto desenvolvido por este trabalho economicamente viável e com possibilidade de instalação em grande parte dos mercados atuais.

Como propostas futuras, este trabalho sugere os seguintes tópicos:

- Análise detalhada acerca da influência da indutância de dispersão dos transformadores *flyback* na redução do rendimento do conversor.

- Estudo de outras topologias trifásicas com rendimento superior para utilização em sistemas para iluminação pública.
- Análise da possibilidade de utilização da energia dissipada pelo grameador para alimentação do circuito de controle do conversor.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ACKERMANN, B.; SCHULZ, V.; MARTINY, C.; HILGERS, A.; ZHU, X.; “Control of LEDs”. **Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference, 41th IAS annual Meeting**, Florida, USA, pp. 2608-2615, 2006.
- AGOSTINI JR., Eloi. **Estudo e Implementação de uma Estrutura para a Alimentação de LEDs de Potência com o Controle da Cor e da Intensidade Luminosa**. 2008. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.
- ALMEIDA, P.S.; SOARES, G.M.; PINTO, D.P.; BRAGA, H.A.C., “Integrated SEPIC buck-boost converter as an off-line LED driver without electrolytic capacitors”, **38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society - IECON 2012**, pp.4551,4556, 2012.
- ALONSO, J.M.; GACIO, D.; GARCIA, J.; RICO-SECADES, M.; DALLA COSTA, M.A.; “Analysis and design of the integrated double buck-boost converter operating in full DCM for LED lighting applications”, **37th IEEE Annual Conference on Industrial Electronics Society - IECON 2011**, vol.1, no.1, pp.2889-2894, 2011.
- ARIAS, M.; FERNÁNDEZ DIAZ, M.; LAMAR, D.G.; BALOCCO, D.; DIALLO, A.A.; SEBASTIÁN, J., “High-Efficiency Asymmetrical Half-Bridge Converter Without Electrolytic Capacitor for Low-Output-Voltage AC–DC LED Drivers”, **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol.28, no.5, pp.2539-2550, 2013.
- ARIAS, M.; LAMAR, D.G.; LINERA, F.F.; BALOCCO, D.; DIALLO, A.A.; SEBASTIÁN, J., "Design of a Soft-Switching Asymmetrical Half-Bridge Converter as Second Stage of an LED Driver for Street Lighting Application", **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol.27, no.3, pp.1608-1621, 2012.
- BACKMAN, NILS; WOLPERT, T., “Simplified single stage PFC including peak current mode control in a flyback converter”, **Twenty-second International Telecommunications Energy Conference, INTELEC**, pp.317,324, 2000.
- BARBI, I.; **Retificadores de alto fator de potência**. Instituto de Eletrônica de Potência. Publicação Interna. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1996.
- BARBI, Ivo, **Eletrônica de Potência**, 6 ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2006.
- BARBI, Ivo; FONT, Carlos Henrique Illa; ALVES, Ricardo Luiz; **Projeto físico de indutores e transformadores**, Universidade Federal de Santa Catarina, Publicação Interna, Florianópolis, 2002.
- BASSO, Christopher, **The dark side of flyback converters**, APEC Seminar, 2011.
- BELTRAME, F.; **Análise comparativa de conversores monofásicos aplicados à correção de fator de potência**. 2009. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2009.
- BILLINGS, Keith H., **Switchmode Power Supply Handbook**, New York: McGraw-Hill, 1989.

BO, Zhang; XU, Yang; MING, Xu; QIAOLIANG, Chen; ZHAOAN, Wang; “Design of Boost-Flyback Single-Stage PFC converter for LED power supply without electrolytic capacitor for energy-storage”, **IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference IPEMC '09**, pp.1668-1671, 2009.

BORGES, A.R.; BARBI, I., “Study of a single stage buck-boost three-phase rectifier with high power factor operating in discontinuous conduction mode (DCM)”, **Brazilian Power Electronics Conference, COBEP '09**, pp.870-877, 2009.

BORGES, A.R.; BARBI, I., “Three-phase single stage AC-DC Buck-Boost converter operating in Buck and Boost modes”, **Brazilian Power Electronics Conference, COBEP '11**, pp.176-182, 2011.

BORGONOVO, Deivis. **Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos empregando a Transformada de Park**. 2001. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.

BRANAS, C.; AZCONDO, F.J.; BRACHO, S., “Electronic ballast for HPS lamps with dimming control by variation of the switching frequency. Soft start-up method for HPS and fluorescent lamps”, **Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON '98**, vol.2, no.1, pp.953-958, 1998.

BRASIL. Decreto nº 7.520 de 08 de Julho de 2011. “Institui o Programa Nacional de Universalização do Acesso e Uso da Energia Elétrica – ‘LUZ PARA TODOS’, para o período de 2011 a 2014, e dá outras providências”, Disponível em < http://www.planalto.gov.br/ccivil_03/_Ato2011-2014/2011/Decreto/D7520.htm >. Acesso em: 10 jul. 2014.

CHEN, W.; LI, S.N.; HUI, S.Y.R.; “A comparative study on the circuit topologies for offline passive light-emitting diode (LED) drivers with long lifetime & high efficiency”, **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, vol.1, no.1, pp.724-730, 2010.

CHEN, W.; HUI, S.Y.R., “Elimination of an Electrolytic Capacitor in AC/DC Light-Emitting Diode (LED) Driver With High Input Power Factor and Constant Output Current”, **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol.27, no.3, pp.1598-1607, 2012.

CHOI, J.Y.; LEE, J. P.; CHOY, I.; SONG, J.-H.; KIM, T. Y., “A new modular 3-phase AC-DC flyback converter for telecommunication”, **Twentieth International Telecommunications Energy Conference, INTELEC**, pp.476-482, 1998.

DA FONSECA, Z.P.; PEDROSO, M.D.; PERIN, A.J.; KASTER, M. S.; NASCIMENTO, C.B., "Single-stage high power factor converter without electrolytic capacitors to drive power LEDs," **38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society - IECON 2012**, pp.757-762, 2012.

DIXON JR., Lloyd H., **Design of Flyback Transformers and Filter Inductors**, 1990.

DOE, United States Department of Energy. **Adoption of Light-Emitting Diodes in Common Light Applications**. Pacific North West National Laboratory, Washington, 2013.

DOE, United States Department of Energy. **Life-Cycle Assessment of Energy and Environmental Impacts of LED Lighting Products Part 2: LED Manufacturing and Performance**, Pacific North West National Laboratory, Washington, 2012.

DOS REIS, F.S.; DE LIMA, J.C.M.; CANALLI, V.M.; POMILIO, J.A.; SEBASTIAN, J.; UCEDA, J.; “Matching Conducted EMI to International Standards”. **IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC '02**, vol.1, pp.388-393, 2002.

EDISON OPTO CORPORATION, **27W Edixeon Street Lighting Module Datasheet**, 2011.

ELETROBRÁS. **PROCEL: Programa nacional de Conservação de Energia Elétrica**. Disponível em: < <http://www.eletronbras.com/elb/procel/>>. Acesso em: 15 Maio 2014.

EPCOS, **Aluminium Electrolytic Capacitors: Capacitors with screw terminals B43457**, 2008.

EPCOS, **Aluminium Electrolytic Capacitors: Single-ended capacitors series B41821**, 2012.

EPCOS, **Film Capacitors: Metalized Polyester (MKP) series B32520...B32519**, 2014.

ERICKSON, R.; MADIGAN, M.; SINGER, S., “Design of a simple high-power-factor rectifier based on the flyback converter”, **Fifth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '90**, vol.1, no.1, pp.792-801, 1990.

ERICKSON, Robert; MAKSIMOVIC, Dragan; **Fundamentals of Power Electronics**, 2 ed. Colorado-USA: Kluwer Academic, 2006.

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, **Datasheet: UC3842/UC3843/UC3844/UC3845 SMPS Controller**, 2002.

GENERAL ELECTRIC COMPANY. Jian Wang. Hong Zhao, **Three-Phase LED Power Supply**, WO n. 2011/014450A1, 29 Jul. 2009, 3 Fev. 2011.

GREFF, D. S.; DA SILVA, R.; MUSSA, S.A; PERIN, A; BARBI, I, “A three-phase buck rectifier with high-frequency isolation by single-stage”, **IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC 2008**, vol., no., pp.1129,1133, 15-19 June 2008.

HE, G.; TANG, J., “Spectral optimization of phosphor-coated white LEDs for color rendering and luminous efficacy”, **IEEE Photonics Technology Letters**, vol.PP, no.99, pp.1-1, 2014.

HU, Yuequan; HUBER, L.; JOVANOVIC, M.M.; “Single-Stage Flyback Power-Factor-Correction Front-End for HB LED Application”. **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. IAS 2009, pp.1-8, 4-8 Oct. 2009.

HU, Yuequan; HUBER, L.; JOVANOVIC, M.M.; “Universal-input single-stage PFC flyback with variable boost inductance for high-brightness LED applications”, **Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, pp.203-209, 2010.

HUANG, Chi-Jen; CHUANG, Ying-Chun; KE, Yu-Lung. “Design of closed-loop buck-boost converter for LED driver circuit”, **IEEE Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference (I&CPS)**, pp.1-6, 2011.

HUANG, Su-Chin; LEE, Li-Ling; JENG, Ming-Shan; HSIEH, Yao-Ching.; “Assessment of energy-efficient LED street lighting through large-scale demonstration”, **International**

Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), vol.1, no.1, pp.1-5, 2012.

HUI, S.Y.; LI, Si Nan; TAO, Xue Hui; CHENG, Wu; Ng, W.M.; “A Novel Passive Offline LED Driver With Long Lifetime”. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol.25, no.10, pp.2665-2672, 2010.

HUI, S.Y.R.; CHUNG, H., “Parallellism of power converters for automatic power factor correction,” **Electronics Letters**, vol.33, no.15, pp.1274-1276, 1997.

HUI, S.Y.R.; CHUNG, H.; HO, Y. K E; LEE, Y. -S, “Modular development of single-stage 3-phase PFC using single-phase step-down converters”, **29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record**. vol.1, pp.776-782, 1998.

IEC, International Electrotechnical Commission. **61000-3-2: Electromagnetic Compatibility – Part 3-2: Limits Limits for harmonic current emissions**. Ed. 3.2. Switzerland, 2009.

ITOH, R.; ISHIZAKA, K., “Three-phase flyback AC-DC convertor with sinusoidal supply currents” **IEEE Proceedings on Electric Power Applications**, vol.138, no.3, pp.143-151, 1991.

KIM, Hyunjae; LEE, Byunghun; RIM, Chun-Taek; Passive LED driver compatible with rapid-start ballast, **IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE)**, pp.507-514, 2011.

KOCHER, Mark J.; STEIGERWALD, R.L., “An AC-to-DC Converter with High Quality Input Waveforms”, **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol.IA-19, no.4, pp.586-599, 1983.

KOLAR, J.W.; ERTL, H.; ZACH, F.C., “A novel single-switch three-phase AC/DC buck-boost converter with high-quality input current waveforms and isolated DC output”, **15th International Telecommunications Energy Conference, INTELEC '93**, vol.2, pp.407-414 vol.2, 27-30, 1993.

KOLAR, J.W.; ERTL, H.; ZACH, FRANZ C., “A novel three-phase single-switch discontinuous-mode AC-DC buck-boost converter with high-quality input current waveforms and isolated output”, **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol.9, no.2, pp.160-172, 1994.

KOLAR, J.W.; ZACH, F. C., “Direct three-phase single-stage flyback-type power factor corrector”, **Electronics Letters**, vol.34, no.12, pp.1177, 1998.

LEE, Byunghun; KIM, Hyunjae; RIM, Chuntaek; “Robust Passive LED Driver Compatible with Conventional Rapid-Start Ballast”, **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol.26, no.12, pp.3694-3706, 2011.

LEON-MASICH, A.; VALDERRAMA-BLAVI, H.; BOSQUE, J.M.; CID-PASTOR, A.; MARTINEZ-SALAMERO, L., “High-voltage LED-based efficient lighting using a hysteretic controlled boost converter”. **Compatibility and Power Electronics (CPE), 7th International Conference-Workshop**, vol.1, no.1, pp.439-444, 2011.

LI, S.; TAN, S.; HUI, S.Y.R.; TSE, C.K., "A review and classification of LED ballasts", **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, vol.1, no.1, pp.3102-3109, 2013

LIU, K.-H.; LIN, Y.-L., "Current waveform distortion in power factor correction circuits employing discontinuous-mode boost converters," **20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC '89 Record**, pp.825-829 vol.2, 1989.

LUO, X.; XIONG, W.; CHENG, T.; LIU, S.; "Temperature estimation of high-power light emitting diode street lamp by a multi-chip analytical solution". **Optoelectronics, IET**, vol.3, no.5, pp.225-232, 2009.

MICROCHIP, **PIC12F629/675 Data Sheet**, 2003

MIDDLEBROOK, R.D., "Topics in Multiple-Loop Regulators and Current-Mode Programming", **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. PE-2, no.2, pp.109-124, 1987.

MINBOCK, J.; KOLAR, J.W., "Design and experimental investigation of a single-switch three-phase flyback-derived power factor corrector", **Twenty-second International Telecommunications Energy Conference, INTELEC**, pp.471-478, 2000.

MOHAN, Ned; UNDELAND, Tore M.; ROBBINS, William P.; **Power Electronics: Converters, Applications and Design**. 2. ed., New York: John Wiley & Sons, 1994, 802p.

ON SEMICONDUCTOR, **Application Note AN1679: How to deal with Leakage Elements in Flyback Converters**, 2005.

ON SEMICONDUCTOR, **Application Note AN-4147: Design Guidelines for RCD Snubber of Flyback Converters**, 2006.

PANASONIC, **Plastic Film Capacitors**, Disponível em <<http://industrial.panasonic.com/www-data/pdf/ABD0000/ABD0000PE144.pdf>>, Acesso em 10 Jul. 2014

PARK, Jinseok; FAN, Jiwei; WANG, Xiaopeng; HUANG, A., "A Sample-Data Model for Double Edge Current Programmed Mode Control (DECPM) in High-Frequency and Wide-Range DC-DC Converters", **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol.25, no.4, pp.1023-1033, 2010.

PIRES, Vitor Fernaldo; SILVA, J.F., "Three-phase single-stage four-switch PFC buck-boost-type rectifier", **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol.52, no.2, pp.444-453, 2005.

POMÍLIO, José Antenor, **Eletrônica de Potência**, Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, 2009.

POMÍLIO, José Antenor, **Pré-reguladores de Fator de Potência**, Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, 2007.

PRASAD, A.R.; ZIOGAS, P.D.; MANIAS, S., "An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers", **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol.6, no.1, pp.83-92, Jan 1991.

PSIM. **Simulador do tipo SPICE. POWERSIM 2009.**

QIN, Y.X.; CHUNG, H.S.-H.; LIN, D.Y.; HUI, S.Y.R., “Current source ballast for high power lighting emitting diodes without electrolytic capacitor”, **34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics - IECON 2008**, pp.1968-1973, 2008.

QU, X.; WONG, S.; TSE, C. K., “Noncascading Structure for Electronic Ballast Design for Multiple LED Lamps With Independent Brightness Control”, **IEEE Transactions On Power Electronics**, vol. 25, no.2, 2010.

SA JR., E. M.; POSTIGLIONE, C.S.; SANTIAGO, R.S.; ANTUNES, F.; PERIN, A.J., “Self-oscillating flyback driver for power LEDs”, **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2009**, pp.2827-2832, 2009.

SÁ JR., E. M. **Estudo de estruturas de reatores eletronicos para LEDs de iluminação.** 2010. 199f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Santa Catarina, 2010.

SÁ Jr., E. M.; ANTUNES, F. L. M.; PERIN, A. J.; “Junction Temperature Estimation for High Power Light-Emitting Diodes”, ISIE 2007 – **IEEE International Symposium on Industrial Electronics**, pp. 3030-3035, Vigo, Span, 2007.

SABAHI, M.; HOSSEINI, S. H.; SHARIFIAN, M. B. B.; GOHARRIZI, A. Y.; GHAREHPETIAN, G. B.; “A Three-Phase Dimmable Lighting System Using a Bidirectional Power Electronic Transformer”, **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol.24, no.3, pp.830-837, 2009.

SAUERLANDER, G.; HENTE, D.; RADERMACHER, H.; WAFFENSCHMIDT, E.; JACOBS, J.; “Driver Electronics for LEDs”. **Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference, 41st IAS Annual Meeting.**, vol.5, no., pp.2621-2626, 8-12, 2006.

SINGH, B.; SINGH, B. N.; CHANDRA, A.; AL-HADDAD, K.; PANDEY, A.; KOTHARI, D. P.; “A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC–DC Converters”, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 51, no.3, 2004

STEIGERWALD, D. S.; BHAT, J. C.; COLLINS, D.; FLETCHER, R. M.; HOLCOMB, M. O.; LUDOWISE, M. J.; MARTIN, P. S.; RUDAZ, S., “Illumination with Solid State Lighting Technology”. **IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics**, vol. 8, no. 2, pp. 310-320, March/April 2002.

STOGERER, F.; MINIBOCK, J.; KOLAR, J.W., “Design and experimental verification of a novel 1.2 kW 480VAC /24VDC two-switch three-phase DCM flyback-type unity power factor rectifier”, **IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 2001**, vol.2, pp.914-919 vol.2, 2001.

TAMYUREK, B., “Design of a three-phase unity power factor single-stage telecom rectifier”, **International Conference on Electrical and Electronics Engineering, ELECO 2009**, pp.I-311-315, 2009.

TIANFU, Pan; HUANGJEN, Chiu; SHIHJEN, Cheng; SHIHYEN, Chyng; “An Improved Single-Stage Flyback PFC Converter for High-Luminance Lighting LED Lamps”, **8th**

International Conference on Electronic Measurement and Instruments - ICEMI '07, pp.212-215, 2007.

VLATKOVIC, V.; BOROJEVIC, D.; LEE, F.C., "Input filter design for power factor correction circuits", **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol.11, no.1, pp.199-205, 1996.

WANG, B.; RUAN, X.; YAO, K.; XU, M., "A Method of Reducing the Peak-to-Average Ratio of LED Current for Electrolytic Capacitor-Less AC–DC Drivers", **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol.25, no.3, pp.592-601, 2010.

WANG, G.; WANG, F.; MAGAI, G.; LEI, Y.; HUANG, A.; DAS, M., "Performance comparison of 1200V 100A SiC MOSFET and 1200V 100A silicon IGBT", **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, vol.1, no.1, pp.3230-3234, 2013.

WIJERATNE, D.; MOSCHOPOULOS, G., "A novel three-phase buck-boost ac-dc converter", **Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, pp.513-520, 2011.

WU CHEN; HUI, S.Y.R., "Elimination of an Electrolytic Capacitor in AC/DC Light-Emitting Diode (LED) Driver With High Input Power Factor and Constant Output Current", **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol.27, no.3, pp.1598-1607, 2012.

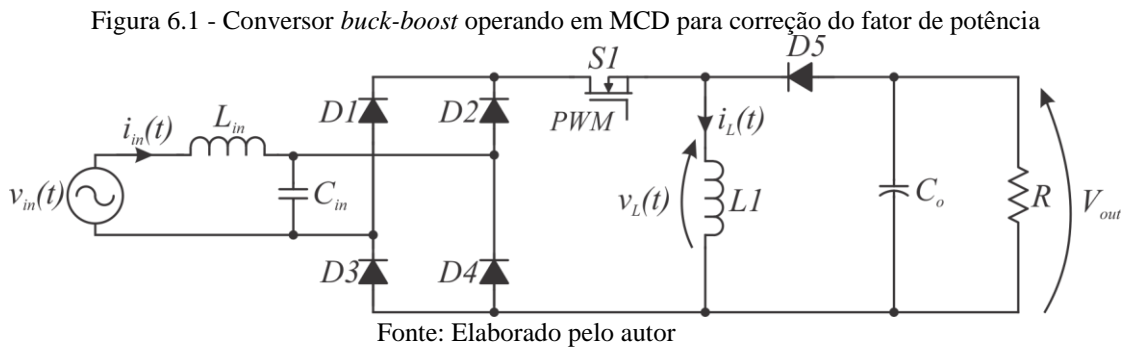
XING, Lei; FENG, F.; SUN, Jian, "Optimal damping of EMI filter input impedance", **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2009**, pp.1685-1692, 2009.

Y. F. ZHANG, L. YANG AND C. Q. LEE. "Optimal Design of Integrated EMI Filter", **Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'95**, pp. 274-280, 1995.

APÊNDICES

APÊNDICE A - Conversor *Buck-Boost* Em Modo De Condução Descontínua (MCD) Para Correção do Fator de Potência

A Figura 6.1 apresenta um conversor *buck-boost* associado a um retificador monofásico de onda completa com filtro capacitivo para correção do fator de potência. A presença do interruptor S possibilita que a corrente de entrada do retificador apresente modo de condução descontínua. Este conversor pode proporcionar tensão de saída menor, igual ou maior que a tensão de entrada, de acordo com a razão cíclica do interruptor.



Considerando a tensão de entrada do conversor puramente senoidal, é possível expressar seu valor instantâneo através de (2.3).

$$v_{in}(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (6.1)$$

Onde,

$v_{in}(t)$ – Tensão instantânea de entrada

V_p – Tensão de pico da fonte

ω – Frequência angular da rede elétrica ($2\pi \cdot f_{rede}$)

t – Tempo

A tensão no indutor $L1$ pode ser descrita por (6.2)

$$v_L(t) = L1 \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (6.2)$$

Onde,

$i_L(t)$ – Corrente instantânea no indutor $L1$

$v_L(t)$ – Tensão instantânea no indutor LI

Quando o interruptor SI conduz, a tensão de entrada $v_{in}(t)$ é aplicada ao indutor durante o período t_{ON} . Desconsiderando a resistência dos condutores de LI , a corrente neste elemento cresce de zero até seu valor máximo i_{pk} , cuja variação em função do tempo pode ser descrita por (6.3).

$$i_{pk}(t) = \frac{v_{in}(t) \cdot t_{on}}{L_1} \quad (6.3)$$

Onde,

t_{on} – Tempo em que o interruptor está fechado

$i_{pk}(t)$ – Corrente de pico instantânea no indutor

O período t_{ON} em que o interruptor encontra-se conduzindo é definido por (6.4).

$$t_{on} = D \cdot T_s \quad (6.4)$$

Onde,

D – Razão cíclica

T_s – Período de comutação

A corrente instantânea de entrada (6.5) pode ser definida como o valor médio da corrente durante um período de comutação.

$$i_{in}(t) = \frac{i_{pk}(t) \cdot t_{ON}}{2 \cdot T_s} \quad (6.5)$$

Substituindo as equações (6.2), (6.3) e (6.4) em (6.5), é possível expressar o valor instantâneo da corrente de entrada através de (6.6)

$$i_{in}(t) = \frac{V_p \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot L1} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (6.6)$$

O valor médio da potência de entrada é determinado por (6.7).

$$\overline{P}_{in} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} v_{in}(t) \cdot i_{in}(t) \cdot dt \quad (6.7)$$

Substituindo (2.3) e (6.6) em (6.7) e desenvolvendo-se a expressão resultante, é possível determinar a potência média de entrada do conversor por (6.8).

$$\overline{P}_{in} = \frac{V_p^2 \cdot D^2 \cdot T_s}{4 \cdot L1} \quad (6.8)$$

A corrente eficaz de entrada pode ser determinada por (6.9).

$$I_{in,RMS} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} i_{in}(t) \cdot dt} \quad (6.9)$$

Substituindo (6.5) em (6.9) e desenvolvendo-se a expressão resultante, é possível expressar a corrente eficaz de entrada por (6.10).

$$I_{in,RMS} = \frac{V_p \cdot D^2 \cdot T_s}{2\sqrt{2} \cdot L1} \quad (6.10)$$

Define-se como Fator de Potência a relação entre a potência média de entrada e o produto de tensão e corrente eficazes na fonte (6.11). A tensão eficaz na rede elétrica pode ser definida por (6.12).

$$FP = \frac{\overline{P}_{in}}{V_{in,RMS} \cdot I_{in,RMS}} \quad (6.11)$$

$$V_{in,RMS} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (6.12)$$

Onde,

$V_{in,RMS}$ – Tensão eficaz na fonte

$I_{in,RMS}$ – Corrente eficaz da fonte

Assim, substituindo-se (6.8), (6.10) e (6.12) em (6.11), é possível fazer a seguinte análise:

$$FP = \frac{\overline{P}_{in}}{V_{in,RMS} \cdot I_{in,RMS}} = \frac{\left(\frac{V_p^2 \cdot D^2 \cdot T_s}{4 \cdot L1} \right)}{\left(\frac{V_p}{\sqrt{2}} \right) \cdot \left(\frac{V_p \cdot D^2 \cdot T_s}{2\sqrt{2} \cdot L1} \right)} = 1 \quad (6.13)$$

O rendimento da estrutura é expresso por (6.14).

$$\eta = \frac{\overline{P_{out}}}{\overline{P_{in}}} \quad (6.14)$$

Manipulando as equações (6.7) e (6.14), é possível dimensionar a indutância de entrada (6.15).

$$L = \frac{\eta \cdot V_p^2 \cdot D^2}{4 \cdot f_s \cdot \overline{P_{in}}} \quad (6.15)$$

Onde,

f_s – Frequência de comutação

A análise do conversor *flyback* operando em modo de condução descontínua (MCD) permite concluir que:

1. A Equação (6.8) permite observar que uma interessante característica deste conversor operando em MCD é que ele funciona como uma fonte de potência constante (POMÍLIO, 2009).
2. Como os LEDs de potência devem ser alimentados por fonte de corrente (SÁ JR, 2010), a utilização de um conversor que opere como fonte de potência constante permite simplificar consideravelmente a malha de controle de corrente necessária para impedir variações significativas na corrente de alimentação dos LEDs.
3. A análise da Equação (6.13) permite concluir que este conversor permite obter um fator de potência unitário, considerando a tensão de entrada senoidal e desconsiderando o efeito de correntes harmônicas de ordem superior.
4. A adição de um filtro de entrada proporciona a supressão das frequências de ordem superior, validando o modelo e garantindo elevado fator de potência ao conversor.