

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

Jean Santis Brand

**METODOLOGIA DE PROJETO DE CONVERSORES INTEGRADOS
APLICANDO TÉCNICAS DE REDUÇÃO DE CAPACITÂNCIAS EM
DRIVERS DE LED**

Santa Maria, RS
2023

Jean Santis Brand

**METODOLOGIA DE PROJETO DE CONVERSORES INTEGRADOS APLICANDO
TÉCNICAS DE REDUÇÃO DE CAPACITÂNCIAS EM DRIVERS DE LED**

Tese de doutorado apresentada ao Curso de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração em Processamento de Energia da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do título de **Doutor em Engenharia Elétrica.**

Orientador: Prof. Dr. Marco Antônio Dalla Costa
Coorientador: Prof. Dr. José Marcos Alonso Álvarez

Santa Maria, RS

2023

This study was financed in part by the Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Finance Code 001

Brand, Jean
METODOLOGIA DE PROJETO DE CONVERSORES INTEGRADOS
APLICANDO TÉCNICAS DE REDUÇÃO DE CAPACITÂNCIAS EM DRIVERS
DE LED / Jean Brand.- 2023.
139 p.; 30 cm

Orientador: Marco Antônio Dalla Costa
Coorientador: J. Marcos Alonso
Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa
Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, RS, 2023

1. Conversores de Potência 2. Diodos Emissores de Luz
3. Drivers de LED 4. Sistemas LED 5. Ondulação em Baixa
Frequência I. Dalla Costa, Marco Antônio II. Alonso, J.
Marcos III. Título.

Sistema de geração automática de ficha catalográfica da UFSM. Dados fornecidos pelo autor(a). Sob supervisão da Direção da Divisão de Processos Técnicos da Biblioteca Central. Bibliotecária responsável Paula Schoenfeldt Patta CRB 10/1728.

Declaro, JEAN BRAND, para os devidos fins e sob as penas da lei, que a pesquisa constante neste trabalho de conclusão de curso (Tese) foi por mim elaborada e que as informações necessárias objeto de consulta em literatura e outras fontes estão devidamente referenciadas. Declaro, ainda, que este trabalho ou parte dele não foi apresentado anteriormente para obtenção de qualquer outro grau acadêmico, estando ciente de que a inveracidade da presente declaração poderá resultar na anulação da titulação pela Universidade, entre outras consequências legais.

Jean Santis Brand

**METODOLOGIA DE PROJETO DE CONVERSORES INTEGRADOS APLICANDO
TÉCNICAS DE REDUÇÃO DE CAPACITÂNCIAS EM DRIVERS DE LED**

Tese de doutorado apresentada ao Curso de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração em Processamento de Energia da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do título de **Doutor em Engenharia Elétrica**.

Aprovado em 29 de setembro de 2023:

Marco Antônio Dalla Costa, Dr. (UFSM)
(Presidente/Orientador)

José Marcos Alonso Álvarez, Dr. (UNIOVI) - Videoconferência
(Coorientador)

Guilherme Márcio Soares, Dr. (UFJF) - Videoconferência

Maicol Flores de Melo, Dr. (IFSul)

Marcelo Freitas Da Silva, Dr. (UFSM)

Paulo César Vargas Luz, Dr. (UFSM)

Santa Maria, RS

2023

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar agradeço a Deus por me dar tanta força para, apesar das adversidades, continuar sonhando e conquistando feitos incríveis em minha vida, como este tão sonhado título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Agradeço a minha amada companheira de vida Muriel Cattelan por me auxiliar a ter força para superar qualquer obstáculo que apareça em minha vida, sempre com muita paciência e compreensão.

Agradeço também aos meus pais, Anselmo Brand e Rosane de Fátima Santis Brand, e aos meus irmãos Jamile Santis Brand e Jerrie Santis Brand pelo amor, carinho e suporte durante toda a minha vida, me incentivando no caminho para me tornar quem sou hoje.

Também agradeço ao incrível professor Marco Antônio Dalla Costa pela amizade, conselhos e principalmente paciência durante a minha jornada acadêmica, da qual ele participou por aproximadamente 10 anos. Com sua inspiração e contribuições, consegui alcançar meus objetivos.

Aos meus colegas de GEDRE o qual foi minha segunda casa por longos anos da minha vida, onde adquiri muito conhecimento e tenho certeza que consegui retribuir através de atos de serviço, com certeza sentirei muita falta das conversas, trocas de conhecimento, confraternizações e convivência diária.

A todos os meus amigos, que torcem por mim, e estão presentes para compartilhar as glórias e as dificuldades.

A Universidade Federal de Santa Maria, por proporcionar ensino público e gratuito com alto padrão de qualidade e com funcionários que exercem suas funções com dedicação e amor.

Por fim, agradeço a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior pela concessão da bolsa de estudos de Doutorado.

“Não corras atrás do passado, não busques o futuro. O passado passou, o futuro ainda não chegou. Vê, claramente, diante de ti o agora. Quando o tiveres encontrado, viverás o tranquilo e imperturbável estado mental.”

Buda Gautama

RESUMO

METODOLOGIA DE PROJETO DE CONVERSORES INTEGRADOS APLICANDO TÉCNICAS DE REDUÇÃO DE CAPACITÂNCIAS EM DRIVERS DE LED

AUTOR: JEAN SANTIS BRAND
ORIENTADOR: MARCO ANTÔNIO DALLA COSTA
COORIENTADOR: JOSÉ MARCOS ALONSO ÁLVAREZ

Este trabalho apresenta uma metodologia para projeto e análise de conversores integrados, utilizando as topologias buck, boost e buck-boost operando em modo de condução descontínuo, como estágios de correção do fator de potência e de controle de potência em *drivers* de LEDs. O objetivo é definir um método de projeto e análise, com ênfase em redução de capacitâncias, atendendo as normas e recomendações vigentes. Para que isso seja possível, primeiramente é apresentado o equacionamento genérico dos conversores, tornando possível projetar qualquer combinação de topologias. Após, é apresentada a análise da ondulação de baixa frequência para os *drivers* de LED, os quais auxiliam a mitigar os efeitos do *flicker* em observadores. Esta análise permitiu fazer a seleção dos conversores e ponto de operação com vistas a minimizar a capacitância de barramento necessária. Para verificar os resultados, é utilizada uma carga de LEDs 3014, com potência nominal de 26,9 W, na qual o conversor boost no estágio de controle de potência é substituído pelo conversor buck-boost. Com isso é alcançada uma redução de cerca de 50 % na capacitância, porém com perda de mais de 1,5 % na eficiência do conversor. Por fim é proposta a análise dos balanços de capacitâncias, para transferir a filtragem da ondulação de baixa frequência para o capacitor de saída em conversores operando em tensão de entrada universal, a partir da modelagem dinâmica do estágio de controle de potência. Com uma carga de 75 W composta por 2 LEDs Lumileds 1208 em série, a capacitância do barramento foi reduzida e a capacitância de saída aumentada, tendo como resultado final uma redução de volume de capacitâncias de aproximadamente 45 % no *driver*.

Palavras-chave: Conversores de Potência, Diodos Emissores de Luz, *Drivers* de LED, Sistemas LED, Ondulação em Baixa Frequência.

ABSTRACT

DESIGN METHODOLOGY OF INTEGRATED CONVERTERS APPLYING CAPACITANCE REDUCTION TECHNIQUES IN LED DRIVERS

AUTHOR: JEAN SANTIS BRAND
ADVISOR: MARCO ANTONIO DALLA COSTA
COADVISOR: JOSÉ MARCOS ALONSO ÁLVAREZ

This work presents a methodology for the design and analysis of integrated converters, using buck, boost and buck-boost topologies operating in discontinuous conduction mode, as power factor correction and power control stages in LED drivers. The objective is to define a design and analysis method, with an emphasis on capacitance reduction, taking into account current standards and recommendations. To make this possible, first the generic design of converters is presented, making it possible to design any combination of topologies. Afterwards, the low-frequency ripple analysis for LED drivers is presented, which helps to mitigate the effects of *flicker* on observers. This analysis allowed the selection of converters and operating point with a view to minimizing the required bus capacitance. To verify the results, a luminaire composed of 3014 LEDs is used, with a rated power of 26.9 W, in which the boost converter in the power control stage is replaced by the buck-boost converter. This case achieves a reduction of almost 50 % in capacitance, but with a loss of more than 1.5 % in converter efficiency. Finally, the analysis of capacitance balances is proposed to transfer the low frequency ripple filtering to the output capacitor in converters operating at universal input voltage, based on the dynamic modeling of the power control stage. With a 75 W load composed of 2 Lumileds 1208 LEDs in series, the bus capacitance was reduced and the output capacitance increased, resulting in a reduction in capacitance volume of approximately 45 % in the driver.

Keywords: LED Drivers, LED Systems, Light Emitting Diodes, Low-Frequency Ripple, Power Converters.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Exemplo de curva característica do LED.....	37
Figura 2 – Modelo elétrico do LED.....	38
Figura 3 – Exemplo de modulação de corrente nos LEDs.	39
Figura 4 – Níveis de risco da ondulação de corrente aos observadores.	40
Figura 5 - Exemplo de conversor CA/CC de estágio único.	43
Figura 6 - Exemplo de conversor CA/CC de dois estágios independentes.	44
Figura 7 - Exemplo de conversor CA/CC com processamento parcial de energia CS.	45
Figura 8 - Exemplo de conversor CA/CC com processamento parcial de energia CPR.....	45
Figura 9 - Exemplo de conversor CA/CC de dois estágios integrados	46
Figura 10 – Tipos de conexão e respectiva integração.....	47
Figura 11 – Circuito equivalente de topologias integradas.	51
Figura 12 – Esquemáticos equivalentes dos conversores: (a) buck. (b) boost. (c) buck-boost.	52
Figura 13 – Conversor buck CFP: (a) circuito equivalente. (b) formas de onda.....	52
Figura 14 – Conversor boost CFP: (a) circuito equivalente. (b) formas de onda.....	55
Figura 15 – Conversor buck-boost CFP: (a) circuito equivalente. (b) formas de onda.....	57
Figura 16 – Circuitos equivalentes dos conversores: (a) buck. (b) boost. (c) buck-boost.....	59
Figura 17 – Circuitos equivalentes conversor buck e boost integrado.	63
Figura 18 – Fluxograma para determinação do projeto dos conversores.	64
Figura 19 – Conversor buck e boost integrado. Tensão de entrada (amarelo), corrente de entrada (verde) e tensão de barramento (azul).	65
Figura 20 – Conversor buck e boost integrado. Tensão de barramento (azul), Tensão de saída (amarelo), corrente de saída (rosa).	66
Figura 21 – Circuito equivalente para a análise do estágio CP	67
Figura 22 - Ondulação da corrente de saída	68
Figura 23 – FTOBF em função de G_v para os três conversores.	75
Figura 24 – Resultados de simulação dos conversores. Tensão de barramento: verde; corrente nos LEDs: azul do conversor buck e vermelho conversor buck-boost.....	76
Figura 25 – Resultados de simulação dos conversores. Tensão de barramento: verde; corrente nos LEDs: azul do conversor boost e vermelho conversor buck-boost.....	76
Figura 26 – Máxima ondulação de tensão de barramento permitida em função do ganho de tensão para satisfazer a IEEE Std. 1789-2015.....	77

Figura 27 – Capacitância mínima de barramento para toda a faixa de operação.....	79
Figura 28 – Conversor CBBI.	80
Figura 29 – Conversor CBBBI.....	80
Figura 30 – Imagem dos protótipos.	82
Figura 31 – Diagrama de blocos do controle implementado.	82
Figura 32 – Tensão de entrada (amarelo), corrente de entrada (verde) e tensão de barramento (azul) para o CBBI.	83
Figura 33 – Tensão de entrada (amarelo), corrente de entrada (verde) e tensão de barramento (azul) para o CBBBI.	83
Figura 34 – Conteúdo harmônico da corrente de entrada do IBBC e do IBBBC.	84
Figura 35 – Formas de onda transitórias e de regime permanente do CBBI; de cima para baixo: corrente de LED, tensão de barramento, tensão de LED e tensão de entrada.	84
Figura 36 – Formas de onda transitórias e de regime permanente do CBBI; de cima para baixo: corrente de LED, tensão de barramento, tensão de LED e tensão de entrada.	85
Figura 37 – Os resultados da capacidade de <i>dimming</i> do conversor CBBBI de cima para baixo são: tensão do barramento, tensão do LED, corrente do LED e tensão de entrada.	85
Figura 38 – A tensão do barramento e as formas de onda de saída do CBBI; de cima para baixo são: tensão do barramento, corrente do LED e tensão do LED.	86
Figura 39 – A tensão do barramento e as formas de onda de saída do CBBBI; de cima para baixo são: tensão do barramento, corrente do LED e tensão do LED.	86
Figura 40 – Circuito equivalente do estágio de CP do conversor buck-boost.	90
Figura 41 – Formas de onda de alta frequência do conversor buck-boost CP.....	90
Figura 42 – Modelo CA do estágio CP do conversor buck-boost.	91
Figura 43 – Circuito equivalente do estágio de CP do conversor buck.	95
Figura 44 – Circuito equivalente do estágio de CP do conversor boost.	95
Figura 45 – Modelo CA do conversor buck CP.....	95
Figura 46 – Modelo CA do conversor boost CP.....	96
Figura 47 – Análise do FTOBF das cargas para o conversor buck-boost.....	98
Figura 48 – Capacitâncias em diferentes tensões de barramento.....	99
Figura 49 – Ripple de corrente considerando C_b de 820 μ F.	100
Figura 50 – Ripple de corrente considerando C_b de 470 μ F.	101
Figura 51 – Ripple de corrente considerando C_b de 220 μ F.	102
Figura 52 – Imagens do protótipo. (a) Protótipo completo (b) $C_b = 820 \mu$ F/160 V e $C_o = 10 \mu$ F/80 V. (c) $C_b = 220 \mu$ F/160 V e $C_o = 470 \mu$ F/80 V.	103

Figura 53 – IBBBC operando em 90 V_{rms} . Tensão da rede (CH1), Corrente da rede (CH2), Tensão nos LEDs (CH3), e Corrente nos LEDs (CH4).....	104
Figura 54 – IBBBC operando em 240 V_{rms} . Tensão da rede (CH1), Corrente da rede (CH2), Tensão nos LEDs (CH3), e Corrente nos LEDs (CH4).....	104
Figura 55 – IBBBC operando em 110 V_{rms} . Tensão de barramento (CH1), Tensão nos LEDs (CH3), e Corrente nos LEDs (CH4).	105
Figura 56 – IBBBC operando em 220 V_{rms} . Tensão de barramento (CH1), Tensão nos LEDs (CH3), e Corrente nos LEDs (CH4).	105
Figura 57 – Conteúdo harmônico da corrente de entrada do IBBBC em 110 V e em 220 V.	106
Figura 58 – Eficiência e ripple de corrente em relação a tensão de entrada medidos em 75 W.	107
Figura 59 – Eficiência relacionada a potência de saída para 110 V_{rms}	107
Figura 60 – Formas de onda típicas de tensão e corrente do conversor buck CFP (a) alta frequência (b) baixa frequência filtrada.....	119
Figura 61 – Formas de onda típicas de tensão e corrente do conversor boost CFP. (a) alta frequência (b) baixa frequência filtrada.....	121
Figura 62 – Formas de onda típicas de tensão e corrente do conversor buck-boost CFP. (a) alta frequência (b) baixa frequência filtrada.....	123
Figura 63 – Correntes no conversor buck/boost integrado. Em cima: em vermelho a corrente no interruptor integrado; em baixo: em vermelho, a corrente do indutor do estágio CP; em azul a corrente do indutor do estágio CFP	127
Figura 64 – Correntes no conversor boost/buck integrado. Em cima: em vermelho a corrente no interruptor integrado; em baixo: em vermelho, a corrente do indutor do estágio CP; em azul a corrente do indutor do estágio CFP.	130
Figura 65 – Correntes no conversor buck-boost/boost integrado. Em cima: em vermelho a corrente no interruptor integrado; em baixo: em vermelho, a corrente do estágio CP; em azul a corrente do estágio CFP.....	131

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Limites das correntes harmônicas.....	41
Tabela 2 – Fatores X das topologias.....	58
Tabela 3 – Fatores Y das topologias.....	61
Tabela 4 - Parâmetros das cargas de LED.....	73
Tabela 5 - Parâmetros dos conversores do estágio CP.....	74
Tabela 6 – Capacitância mínima de barramento necessária.....	78
Tabela 7 – Lista dos componentes utilizados no estudo de caso.....	81
Tabela 8 – Resultados comparativos dos conversores CP.....	87
Tabela 9 – Coeficientes completos dos conversores.....	96
Tabela 10 – Parâmetros dos LEDs individuais.....	97
Tabela 11 – Parâmetros das cargas de LED.....	97
Tabela 12 – Resumo das capacitâncias de barramento e de saída para as cargas.....	101
Tabela 13 – Lista dos componentes utilizados no protótipo.....	103

LISTA DE ABREVIATURAS

CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CFP	Correção do fator de potência
CP	Controle de potência
COB	<i>Chip-on-board</i>
CPI	Conversores de potência integrados
EMI	Interferência eletromagnética (do inglês, <i>electromagnetic interference</i>)
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
FTOBF	Fator de transferência de ondulação de baixa frequência
INMETRO	Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia
LED	Diodo emissor de luz (do inglês <i>light-emitting diode</i>)
LFR	Ondulação de baixa frequência. (do inglês, <i>low-frequency ripple</i>)
LFRT	do inglês, <i>low-frequency ripple transfer ratio</i>
LCK	Lei das correntes de Kirchhoff
LTK	Lei das tensões de Kirchhoff
MCC	Modo de condução contínuo
MCD	Modo de condução descontínuo
OBF	Ondulação de baixa frequência
RMS	Valor quadrático médio ou valor eficaz (do inglês, <i>root mean square</i>)
TDH	Taxa de distorção harmônica

LISTA DE SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
INMETRO	Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IEC	International Electrotechnical Commission

LISTA DE SÍMBOLOS

θ	Ângulo de condução do estágio quasi CFP
α	Relação V_g/V_b
C_b	Capacitor de barramento
C_{b_min}	Capacitor de barramento mínimo
C_o	Capacitância de saída
D	Razão cíclica média
d	Razão cíclica
D_{bb}	Razão cíclica do conversor <i>buck-boost</i>
D_{bo}	Razão cíclica do conversor <i>boost</i>
D_{bu}	Razão cíclica do conversor <i>buck</i>
f_r	Frequência da rede elétrica
f_{LED}	Frequência de ondulação em baixa frequência na corrente dos LEDs
f_s	Frequência de comutação
$FTOBF_{bu}$	Transferência de ondulação de baixa frequência do conversor <i>buck</i>
$FTOBF_{bo}$	Transferência de ondulação de baixa frequência do conversor <i>boost</i>
$FTOBF_{bb}$	Transferência de ondulação de baixa frequência do conversor <i>buck-boost</i>
G_v	Ganho de tensão entre V_o/V_b
$i_g(t)$	Corrente de entrada em um período de chaveamento
I_b	Corrente média de barramento
\hat{I}_b	Componente CA da corrente de barramento
I_{b_bb}	Corrente média de entrada do conversor <i>buck-boost</i> CP
I_{b_bo}	Corrente média de entrada do conversor <i>boost</i> CP
I_{b_bu}	Corrente média de entrada do conversor <i>buck</i> CP
$i_b(t)$	Corrente de barramento em um período de chaveamento
I_{bb}	Corrente média de entrada do conversor <i>buck-boost</i> CP
I_{bo}	Corrente média de entrada do conversor <i>boost</i> CP
I_{bu}	Corrente média de entrada do conversor <i>buck</i> CP
I_o	Corrente média nos LEDs
\hat{I}_o	Componente CA da corrente nos LEDs
I_{o_rp}	Corrente de <i>ripple</i> nos LEDs

$I_{o_rp}\%$	Componente CA percentual da corrente nos LEDs
$I_{o_rp_lim}\%$	Valor máximo da componente CA percentual da corrente nos LEDs
$i_o(t)$	Corrente de saída em um período de chaveamento
L_{bb}	Indutância do conversor <i>buck-boost</i>
L_{bo}	Indutância do conversor <i>boost</i>
L_{bu}	Indutância do conversor <i>buck</i>
L_{CFP}	Indutância do estágio CFP
L_{CP}	Indutância do estágio CP
$Mod\%$	Modulação percentual
P_b	Potência média de barramento do conversor
P_g	Potência média de entrada do conversor
$p_g(t)$	Potência de entrada em um período de chaveamento
P_{b_bb}	Potência média de entrada do conversor <i>buck-boost</i> CP
P_{b_bo}	Potência média de entrada do conversor <i>boost</i> CP
P_{b_bu}	Potência média de entrada do conversor <i>buck</i> CP
R_γ	Resistência dinâmica do LED
R_{CFP}	Resistência equivalente do estágio de CFP
R_{CP}	Resistência equivalente do estágio de CP
R_{bu}	Resistência equivalente do conversor <i>buck</i>
R_{bo}	Resistência equivalente do conversor <i>boost</i>
R_{bb}	Resistência equivalente do conversor <i>buck-boost</i>
T_s	Período de comutação
V_b	Tensão média de barramento
$v_b(t)$	Tensão de barramento em um período de chaveamento
V_{b_rp}	Componente CA da tensão de barramento
$V_{B_rp}\%$	Componente CA percentual da tensão de barramento
$V_{b_rp_max}$	Componente CA máxima da tensão de barramento
$V_{b_rp_max}\%$	Componente CA máxima percentual da tensão de barramento
V_g	Tensão de fonte de alimentação (componente CC)
v_g	Tensão de fonte de alimentação (componente CC + CA)
$v_g(t)$	Tensão de entrada em um período de chaveamento

V_o	Tensão média de saída
v_{rp}	Fator de transmissão da ondulação
v_{rp_bb}	Fator de transmissão da ondulação do conversor <i>buck-boost</i> CP
v_{rp_bo}	Fator de transmissão da ondulação do conversor <i>boost</i> CP
v_{rp_bu}	Fator de transmissão da ondulação do conversor <i>buck</i> CP
V_γ	Tensão de joelho do LED
V_{o_rp}	Componente CA da tensão nos LEDs
$V_{o_rp}\%$	Componente CA percentual da tensão nos LEDs
V_{o_bb}	Tensão média de saída do conversor <i>buck-boost</i> CP
V_{o_bo}	Tensão média de saída do conversor <i>boost</i> CP
V_{o_bu}	Tensão média de saída do conversor <i>buck</i> CP
ω_L	Frequência angular da rede elétrica
X_{CFP}	Resultante adimensional da potência do estágio CFP
Y_{CFP}	Resultante adimensional da resistência do estágio CP

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	29
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	29
1.2	OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO	30
1.3	RESULTADOS ESPERADOS	32
1.4	DELIMITAÇÃO DO TRABALHO	33
1.5	ORGANIZAÇÃO DA TESE	33
2	ILUMINAÇÃO DE ESTADO SÓLIDO E DRIVERS DE LEDS	35
2.1	INTRODUÇÃO	35
2.2	ASPECTOS DA CONSTRUÇÃO E CARACTERÍSTICAS DOS LEDS	35
2.3	MODELO DINÂMICO DO LED E A RECOMENDAÇÃO IEEE STD. 1789-2015 ...	37
2.4	NORMAS PARA CONEXÃO DO DRIVER COM A REDE	40
2.5	TOPOLOGIAS DE CONVERSORES E SEUS MODOS DE OPERAÇÃO	42
2.5.1	Estágio Único	43
2.5.2	Dois Estágios Independentes	43
2.5.3	Processamento Parcial de Energia	44
2.5.4	Dois Estágios Integrados	45
2.6	SELEÇÃO DO MODO DE OPERAÇÃO DOS CONVERSORES INTEGRADOS ...	48
2.7	CONCLUSÃO	49
3	ANÁLISE DAS TOPOLOGIAS DE CONVERSORES INTEGRADOS	51
3.1	INTRODUÇÃO	51
3.2	ESTÁGIO CFP DOS CONVERSORES	51
3.2.1	Conversor Buck CFP	52
3.2.2	Conversor Boost CFP	55
3.2.3	Conversor Buck-Boost CFP	56
3.2.4	Discussão sobre o Estágio CFP	58
3.3	ESTÁGIO CP DOS CONVERSORES	59
3.3.1	Cálculo das Resistências Equivalentes do Estágio CP	59
3.3.2	Discussão sobre o Estágio CP	60
3.4	PROJETO DOS CONVERSORES INTEGRADOS	61
3.4.1	Determinação das Razões Cíclicas Críticas	61
3.4.2	Cálculo do Indutor do Estágio CP	62
3.4.3	Cálculo do Indutor do Estágio CFP	62
3.5	ESTUDO DE CASO	63
3.6	CONCLUSÕES	66
4	ANÁLISE DO FATOR DE TRANSMISSÃO DE ONDULAÇÃO DE BAIXA FREQUÊNCIA	67
4.1	EQUACIONAMENTO GENÉRICO DO FTObf	67
4.2	CÁLCULOS PARA O ESTÁGIO CP	70
4.2.1	Cálculo das Potências de Barramento	70
4.2.2	Cálculo das Tensões de Saída	71
4.2.3	Fator de Transformação de Ripple	72
4.2.4	Fator de Transferência da Ondulação de Baixa-Frequência	72
4.3	SIMULAÇÕES, VERIFICAÇÕES E RESULTADOS ANALÍTICOS DO FTObf	73
4.4	ANÁLISE DE CAPACITÂNCIAS	77
4.5	ESTUDO DE CASO: REDUÇÃO DE CAPACITÂNCIAS DE BARRAMENTO	79
4.6	CONCLUSÕES	88
5	MODELAGEM DO ESTÁGIO DE CONTROLE DE POTÊNCIA	89

5.1	MODELO DO CONVERSOR BUCK-BOOST.....	90
5.2	MODELO DOS CONVERSORES BUCK E BOOST.....	94
5.3	ESTUDO DE CASO: REDUÇÃO DO VOLUME DO CONVERSOR.....	96
5.3.1	Definição da Máxima Tensão de Barramento	97
5.3.2	Filtragem de OBF Apenas com Capacitor de Barramento	98
5.3.3	Filtragem da OBF utilizando a Modelagem Proposta	99
5.3.4	Resultados Experimentais.....	102
5.4	CONCLUSÕES.....	108
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	109
6.1	CONCLUSÕES.....	109
6.2	PRODUÇÃO CIENTÍFICA.....	111
6.3	TRABALHOS FUTUROS.....	112
	APÊNDICE A.....	119

1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta a importância do uso de diodos emissores de luz na iluminação artificial, propondo também uma discussão em torno dos circuitos de acionamento e nas capacitâncias envolvidas no circuito, junto com seus efeitos. Além disso, os objetivos, contribuições e delimitações do trabalho são descritos e justificados. Por último, a organização dos capítulos é apresentada.

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Os sistemas de iluminação artificial são essenciais para a realização de atividades do ser humano fora do horário em que a luz solar está disponível ou em locais onde essa luz não alcança. Ao encontro dessa necessidade, vem a busca por sistemas com maior eficiência, que apresentem cada vez maior qualidade e que sejam de longa durabilidade. Nesse contexto, a tecnologia LED (do inglês, *Light-Emitting Diode*) é dominante quando se fala em efficientização energética na área de iluminação (YAO et al., 2014), que é responsável por cerca de 20 % do consumo da energia elétrica mundial (SCHRATZ et al., 2016).

Entre os benefícios dos LEDs em relação aos concorrentes, destaca-se serem mais duráveis, podendo alcançar centenas de milhares de horas (LAUBSCH et al., 2010), ter alta eficácia luminosa, na faixa de 100-250 lm/W (ALMEIDA et al., 2015a; CAMPONOVARA et al., 2015), possuir flexibilidade de controle e obtenção de diferentes cores (YU-KANG LO et al., 2009), e não contém materiais perigosos em sua fabricação, como o mercúrio (LUN et al., 2009; QU; WONG; TSE, 2009). Esses são fatores determinantes ao crescimento do emprego da tecnologia, já que nos últimos anos as autoridades mundiais aumentaram os incentivos para o desenvolvimento de tecnologias favoráveis ao meio ambiente, para reduzir as emissões de dióxido de carbono na atmosfera e minimizar os efeitos do aquecimento global.

Os sistemas de iluminação por LED requerem *drivers* para equilibrar a diferença de energia instantânea entre a entrada em corrente alternada (CA) e a saída em corrente contínua (CC), para fornecer corrente estável para a carga LED. Como os *drivers* de LED são alimentados pela rede, o conversor eletrônico deve ser projetado para atender a todos os padrões exigidos. No Brasil, o Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia (INMETRO) estabelece as regulamentações para lâmpadas de LED através da portaria nº 62/2022 (INMETRO, 2022a) que define requisitos técnicos de desempenho energético e qualidade para iluminação pública viária e também pela portaria nº 69/2022 (INMETRO, 2022b) que impõe

questões relacionadas a qualidade e requisitos de avaliação da conformidade para lâmpadas LED com dispositivo de controle integrado à base.

Por outro lado, quando se conecta o driver na carga, é desejável que o mesmo cumpra as práticas recomendadas fornecidas pela IEEE Std. 1789-2015, para mitigar os efeitos em seres humanos da cintilação de luz em LEDs de alto brilho (IEEE POWER ELECTRONICS SOCIETY, 2015). Esse tema se tornou um ponto de grande importância em pesquisas e desenvolvimento de luminárias à LED, tendo em vista a preocupação com os efeitos colaterais fisiológicos que podem ocorrer aos usuários.

Esse conjunto de normas e recomendações, fez com que a qualidade dos dispositivos fornecidos ao mercado aumentasse ao longo do tempo, bem como contribuiu para a preservação do meio ambiente. Atualmente, os tópicos que se destacam na pesquisa dos *drivers* de LED são relacionados ao aumento do rendimento, aumento da vida útil e redução no volume dos dispositivos, tudo isso atrelado ao cumprimento das exigências de conexão com a rede e com a carga. Nesse contexto, um dos grandes destaques negativos em circuitos de acionamento de LED é o emprego de capacitores eletrolíticos, que não apresentam vida útil compatível aos outros componentes do circuito, sendo os maiores responsáveis por falhas em luminárias comerciais.

Nesse contexto, um *driver* de LED que busca seguir a recomendação da IEEE para mitigar os efeitos da cintilação de luz, possui uma grande restrição para a ondulação da corrente dos LEDs, levando ao uso de técnicas mais complexas de controle, aumento do volume dos conversores ou da utilização de capacitores eletrolíticos.

1.2 OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

Encontraram-se na literatura inúmeras soluções para processar a energia transferida da rede para o LED. As estruturas de *drivers* de LEDs frequentemente usadas são baseadas em topologias de estágio único ou de dois estágios. Quando uma solução de estágio único é utilizada, a tensão do capacitor de barramento é aplicada diretamente ao LED, possibilitando a utilização de um menor número de componentes. Porém, este tipo de conversor dificulta o cumprimento das normas e a operação com tensão universal, simultaneamente (LI et al., 2016; WANG; ALONSO; RUAN, 2017). Por outro lado, quando uma solução de dois estágios é utilizada, o primeiro estágio opera como um estágio de correção do fator de potência (CFP), que é responsável por garantir um alto FP e uma baixa distorção harmônica total (DHT). Assim,

o segundo estágio é utilizado para a função de controle de potência (CP), entregando a potência para a carga do LED (ALMEIDA et al., 2015a; PERVAIZ; KUMAR; AFRIDI, 2018).

Quando um estágio de CP é incluído, um número maior de componentes é necessário, pela necessidade de dois interruptores ativos junto com seus circuitos de comando. Assim, o aumento das etapas de processamento de energia leva a várias desvantagens, como maior volume, maior custo e aumento da complexidade do circuito de controle. Além disso, a eficiência fica comprometida devido ao duplo processamento de energia (CAMPONOVARA et al., 2015; POORALI; ADIB; FARZANEHFARD, 2017). Assim, o circuito de dois estágios pode ser simplificado em um conversor de potência integrado (CPI) para diminuir o número de interruptores e circuitos de comando (ALMEIDA et al., 2015a; ALONSO et al., 2012b; WANG; ALONSO; RUAN, 2017). Nesta solução, ambos os estágios compartilham um único interruptor controlado que força todos os estágios a operar em uma frequência de comutação e razão cíclica fixas, ou seja, sob uma única técnica de controle (ALMEIDA et al., 2015a). Porém, a eliminação do segundo interruptor faz com que o circuito fique com limitação no recurso de atenuar a ondulação de corrente entregue ao LED através da aplicação de esquemas de controle para este fim (ZHANG; RUAN, 2019).

O controle do interruptor do CPI visa regular a corrente do LED e deve ter uma resposta lenta para que a modulação não afete as variáveis de entrada, prejudicando o FP e DHT (LEE; DO, 2017; WU et al., 2018). Além disso, para garantir um alto FP, o estágio do CFP deve operar em modo de condução descontínua (MCD) de forma que nenhuma estratégia de controle do CFP seja necessária. Dessa forma, esta solução mantém o bom funcionamento da solução de dois estágios e traz algumas vantagens em relação às soluções de um único estágio.

Além disso, uma seleção inteligente do estágio do CP é desejável para um projeto adequado do *driver* de LED. Este estágio é responsável pela transferência de ondulação de baixa frequência (OBF) da tensão do barramento para a corrente do LED. O valor da OBF depende do modo de operação, tipo de topologia e ponto operacional. A OBF deve ser o mais baixo possível, pois não é desejável que o interruptor compartilhado compense a ondulação da corrente do LED.

Com o aumento da preocupação com a transferência de OBF, junto com a garantia de uma longa vida útil e redução de volume do *driver*, a redução das capacitâncias de barramento se tornou um tópico de pesquisa muito importante e muitos trabalhos têm proposto diferentes soluções para reduzir as capacitâncias nos circuitos de acionamento de LEDs. Em conversores de um estágio, ou com estágios integrados é possível alcançar a redução através de técnicas de

controle que aumentam o conteúdo harmônico da corrente de entrada (ALONSO et al., 1999; GU et al., 2009; LAMAR et al., 2012; RUAN et al., 2011; SOARES et al., 2017). Outras soluções empregam o processamento parcial de energia, através do uso de conversores em série ou em paralelo, para compensar a ondulação de baixa frequência, dessa forma permitindo valores menores de capacitância de barramento (CAMPONOOGARA et al., 2015; DONG; TSE; HUI, 2019; HE; RUAN; ZHANG, 2017; KIM et al., 2017; MANGKALAJAN et al., 2018; PEREIRA et al., 2017; WU et al., 2018). Outros trabalhos utilizam drivers de LED com múltiplas saídas em paralelo, com processamento de energia por saída reduzido, necessitando de menores valores de capacitâncias (GOBBATO et al., 2018; LIU et al., 2017). Todas as soluções apresentadas anteriormente necessitam de um controle dedicado e por vezes complexo para alcançar a redução de capacitâncias.

Nesse contexto, a contribuição deste trabalho é propor a otimização de conversores com estágios integrados. Duas análises embasam esta contribuição, uma baseada na redução de capacitâncias de barramento e a outra baseada na utilização do capacitor do estágio CP como filtro de baixa frequência, o qual quando combinado com tensão de entrada universal permite um grande aumento da densidade de potência do circuito. Para isso, é necessário equacionar todos os parâmetros de forma generalizada, desde o projeto dos conversores até o cálculo das correntes e tensões nos componentes, de forma que seja possível chegar à redução de capacitâncias mantendo eficiências elevadas.

1.3 RESULTADOS ESPERADOS

O objetivo final desta tese é obter um *driver* para iluminação de LED que seja capaz de reduzir a ondulação de baixa frequência na corrente nos LEDs utilizando apenas as variáveis das topologias, de forma a operar o conversor sem malha de controle que atue com compensação ativa dessa ondulação.

O *driver* desejado tem como característica principal estar de acordo com todas as normas vigentes de conexão com a rede e com a carga e com um aumento substancial da densidade de potência do circuito, através da redução do volume de capacitâncias empregadas no circuito, alcançada através do balanço de capacitâncias, onde a capacitância do circuito é dividida entre o capacitor de barramento e o de saída, e não apenas no barramento, como usualmente utilizado em trabalhos da literatura.

1.4 DELIMITAÇÃO DO TRABALHO

Neste trabalho, são utilizados os conversores buck, boost e buck-boost, por serem as topologias não isoladas mais utilizadas comercialmente em sistemas de iluminação e também por serem facilmente derivados para topologias isoladas, todos operando em modo de condução descontínua, tanto no estágio de CFP quanto no estágio de CP. Dessa forma, é possível explorar todo o equacionamento matemático de todas as combinações de estágios, sendo explanados desde o projeto dos componentes até o cálculo das grandezas elétricas.

Neste trabalho a otimização é corroborada através de estudos de caso apresentados pelo autor em artigos de periódico, onde o foco principal foi a redução das capacitâncias empregadas no circuito, utilizando as técnicas apresentadas nesta tese de doutorado. Portanto, são utilizadas as rotinas matemáticas para que juntamente com a redução das capacitâncias, seja alcançada o aumento da densidade de potência com rendimento adequado aos conversores. Mesmo que o trabalho seja apresentado através de estudos de caso, a ideia em torno do trabalho não é centralizada na proposta de um *driver* específico, mas sim em uma metodologia de projeto a ser seguida, para que em qualquer situação o projetista tenha uma referência de pré-projeto para a tomada de decisão. Através da metodologia, é possível projetar, por exemplo, um conversor que tenha menor densidade de potência, porém que empregue capacitores de filme.

1.5 ORGANIZAÇÃO DA TESE

Os demais capítulos desta tese estão estruturados da seguinte maneira:

No capítulo 2 é apresentada uma revisão sobre os LEDs, destacando seu comportamento quando utilizados como cargas em sistemas de iluminação e uma revisão das topologias empregadas em *drivers* de LED.

No capítulo 3 é apresentada a análise sobre a integração dos conversores buck, boost e buck-boost, explorando as características das topologias quando operando como estágios CFP ou CP. Como resultado final deste capítulo, é apresentada uma metodologia simples para calcular todos os parâmetros para integrar as possibilidades dos *drivers* de LED.

O capítulo 4 mostra a transferência da ondulação de baixa frequência da tensão de barramento para a corrente nos LEDs. A partir do equacionamento, são mostrados exemplos de como os pontos de operação escolhidos, bem como os conversores que operam no estágio de CP, alteram completamente a transferência da ondulação para a corrente dos LEDs. Após, é

apresentada a análise das capacitâncias e como a alteração dos conversores e pontos de operação refletem no valor necessário de capacitância de barramento para estar de acordo com a recomendação da IEEE. Por fim, é apresentado um estudo de caso da otimização de conversores integrados, sendo apresentado todo o procedimento de cálculo, simulações e procedimentos experimentais, juntamente com os resultados obtidos, no intuito de validar os modelos propostos.

O capítulo 5 apresenta a análise do balanço de capacitâncias em conversores integrados, visando propor uma nova abordagem para o projeto. O objetivo é transferir a filtragem da ondulação de baixa frequência o máximo possível para o capacitor de saída, que opera com valores de tensão fixa, portanto é ideal para conversores que operam com tensão de entrada universal. Ao final, um estudo de caso é apresentado, partindo do equacionamento e simulações, até os resultados experimentais obtidos.

Por fim, no capítulo 6, as considerações finais do trabalho, a partir das conclusões gerais, trabalhos futuros e publicações científicas resultantes deste trabalho são descritas.

2 ILUMINAÇÃO DE ESTADO SÓLIDO E DRIVERS DE LEDS

Este capítulo tem como objetivo apresentar o contexto geral sobre sistemas de iluminação de LEDs, enfatizando questões relacionadas ao aspecto construtivo, questões relacionadas ao *flicker*, normas vigentes que regulam o emprego da tecnologia LED no Brasil, as diferentes topologias para acionamento dos *drivers* e por fim um resumo sobre a integração de conversores.

2.1 INTRODUÇÃO

Como mencionado no capítulo anterior, este trabalho tem como objetivo final a busca por definir um método de equacionamento da transferência de ondulação de baixa frequência em conversores integrados, visando o aumento da densidade de potência do circuito. Para chegar ao ponto final desejado, primeiramente é necessário explanar as características e o funcionamento dos LEDs, bem como apresentar as diretrizes para definição da cintilação luminosa (conhecida como *flicker*) e determinar o porquê desse fenômeno ser um problema tão relevante aos projetos de luminárias LED. Da mesma forma, os drivers são explorados, através dos seus respectivos modos de operação e conexões possíveis, destacando os pontos positivos e os pontos negativos de cada um dos tópicos.

Portanto, neste capítulo são abordadas as características dos LEDs, desde seu princípio de funcionamento até as características que tornam viáveis sua aplicabilidade, em relação a outras tecnologias existentes. Além disso, a recomendação de níveis de *flicker* é apresentada, na qual são descritos os limites para que *drivers* de LED operem de forma segura para os seres humanos. Outro tema abordado é a revisão sobre as diferentes topologias para o acionamento de LEDs, destacando o porquê da escolha de circuitos com estágios integrados. Ao final do capítulo, a técnica de integração de conversores é apresentada.

2.2 ASPECTOS DA CONSTRUÇÃO E CARACTERÍSTICAS DOS LEDS

Os LEDs são semicondutores formados pela junção de materiais semicondutores do tipo P e do tipo N. Quando a junção P-N é diretamente polarizada, ocorre um fluxo de elétrons da junção N para a junção P, onde ocorre a combinação de elétrons e lacunas do semicondutor. Quando os elétrons se combinam com as lacunas passando da banda de condução para a banda de valência, ocorre a liberação da energia sobressalente, que pode ser na forma radiativa,

gerando fóton (luz), ou não radiativa gerando fônons (calor). Portanto, para que a luz seja emitida, é necessário que a junção P-N seja diretamente polarizada com tensão maior que a tensão de difusão, proporcional à energia de *bandgap*. Essa energia, é relacionada com a banda de condução e a banda de valência de um elemento (SCHUBERT, 2006).

Para que seja maximizada a vida útil dos LEDs, os fabricantes trabalham para reduzir as recombinações não radiativas e aumentar as radiativas. A diminuição das combinações radiativas é relacionada com a concentração na região P, dos portadores minoritários e lacunas na região N (SCHUBERT, 2006). Para isso, os LEDs são compostos por uma estrutura denominada heterojunção, onde a constituição é dada por dois tipos de semicondutores, um com pequena energia de *bandgap* e o segundo com maior energia, conhecido como barreira (CAMPONOGARA et al., 2015).

Para LEDs de potência, a construção física é feita de forma a permitir a remoção de calor do semicondutor e potencializar a quantidade de luz. Nesse sentido, a variedade de encapsulamentos é grande, e cada uma tem o objetivo de melhorar a extração de luz, ângulo de abertura, dissipação térmica, além de outros fatores de interesse (BENDER, 2012).

Quando a visão humana é exposta a condições de baixa luminosidade, conhecidas como condição escotópica, a visão humana é mais sensível a temperaturas de cores elevadas, as quais os LEDs são capazes de reproduzir com elevada eficácia. Isso leva a um ganho considerável no comparativo com as lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão, ainda empregadas atualmente, que possuem índice de reprodução de cores de, em média, 25.

Os aspectos que tornam os LEDs mais eficientes em transformar a energia elétrica em luz são a sua construção e robustez, atrelada ao seu peso e tamanho, o índice de reprodução de cores de valores acima de 70, uma eficácia luminosa superior as outras tecnologias disponíveis, a capacidade de operar em temperaturas elevadas e, por fim, o conseqüente custo total reduzido, que acontece em virtude das características anteriormente mencionadas. Isso leva a uma elevada vida útil com baixos custos de manutenção, reduzindo os custos operacionais, principalmente quando se fala em iluminação pública, de exteriores e industriais, que operam com potências elevadas, possibilitando uma redução significativa do consumo de energia elétrica (MENKE, 2016).

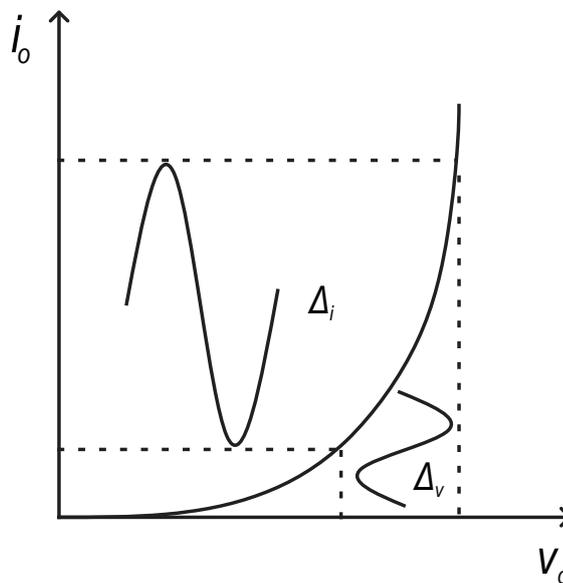
Quando se fala em iluminação aplicada a interiores, os LEDs destacam-se por apresentarem condições de se adaptarem aos sistemas inteligentes, pela capacidade de produzir luz de diferentes cores e apresentar facilidade no controle de intensidade luminosa (BRANAS; AZCONDO; ALONSO, 2013).

Além de tudo, as características fotométricas, elétricas e térmicas dos LEDs são diferentes de todas as outras fontes de luz disponíveis atualmente. A alta dependência entre a corrente e o fluxo luminoso nesses dispositivos, faz com que os *drivers* de controle de corrente sejam a melhor escolha para o acionamento dos dispositivos (LUN et al., 2009). Uma pequena alteração na tensão dos LEDs gera uma grande variação na corrente (BHATTACHARYA et al., 2007; BROECKL et al., 2007).

2.3 MODELO DINÂMICO DO LED E A RECOMENDAÇÃO IEEE STD. 1789-2015

Tendo em vista os conceitos abordados na seção anterior, esta seção visa auxiliar na compreensão do modelo dinâmico do LED e como esse modelo impacta diretamente na ondulação de baixa frequência presente na corrente de carga. Para isso, a Figura 1 apresenta uma típica curva de característica do LED.

Figura 1 – Exemplo de curva característica do LED.



Fonte: Autor.

Para projetar de forma adequada os conversores, a carga de LED deve ser modelada. Nesse caso, é comum utilizar o modelo linear equivalente em circuitos elétricos. Nesse modelo a representação do LED é representada por um diodo em série com uma fonte de tensão e uma resistência.

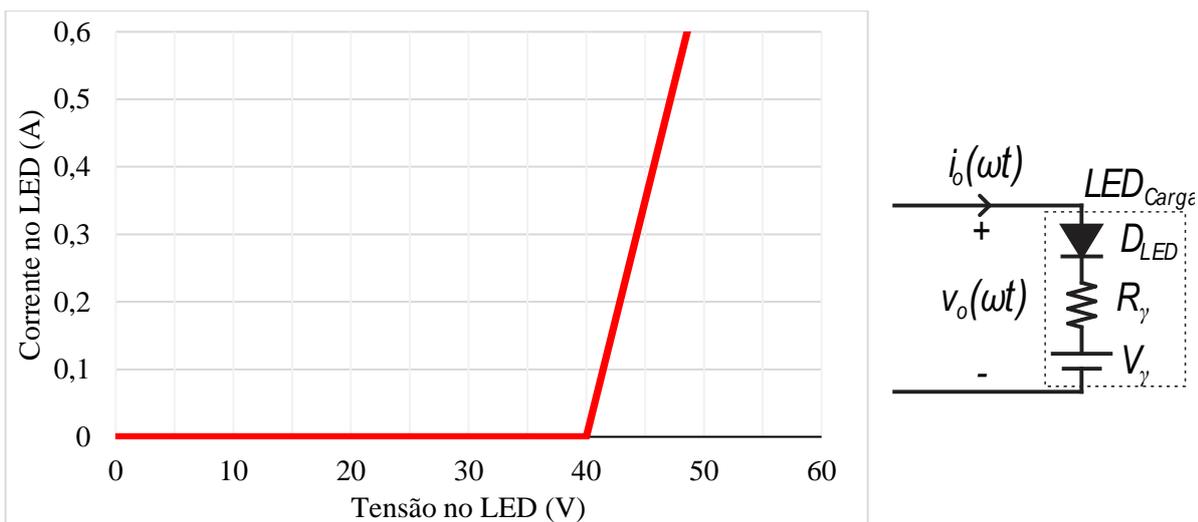
A fonte de tensão representa a tensão limiar do LED, onde se o valor de tensão for menor do que a mesma, não haverá corrente fluindo e conseqüentemente não haverá luz sendo emitida.

Já a resistência série representa a resistência dinâmica do LED empregado. Essa resistência é encontrada a partir da inclinação da linha que conecta o ponto de tensão limiar até o ponto de tensão nominal da curva característica de tensão por corrente do LED.

Na literatura encontram-se diversos modos de determinar os parâmetros do modelo linear dos LEDs. O mais famoso entre eles, trata-se de aplicar um valor fixo de corrente e medir a tensão nos LEDs. A técnica consiste em aplicar diferentes valores de corrente até chegar à corrente nominal, utilizando incrementos fixos.

Entre os pontos de medição, é necessário esperar alguns minutos para que as medidas sejam feitas o mais próximo possível do regime permanente dos LEDs. Os resultados coletados são utilizados para desenhar a curva de característica I-V semelhante à Figura 2, de onde são encontradas a tensão limiar e a resistência série equivalente do circuito.

Figura 2 – Modelo elétrico do LED.

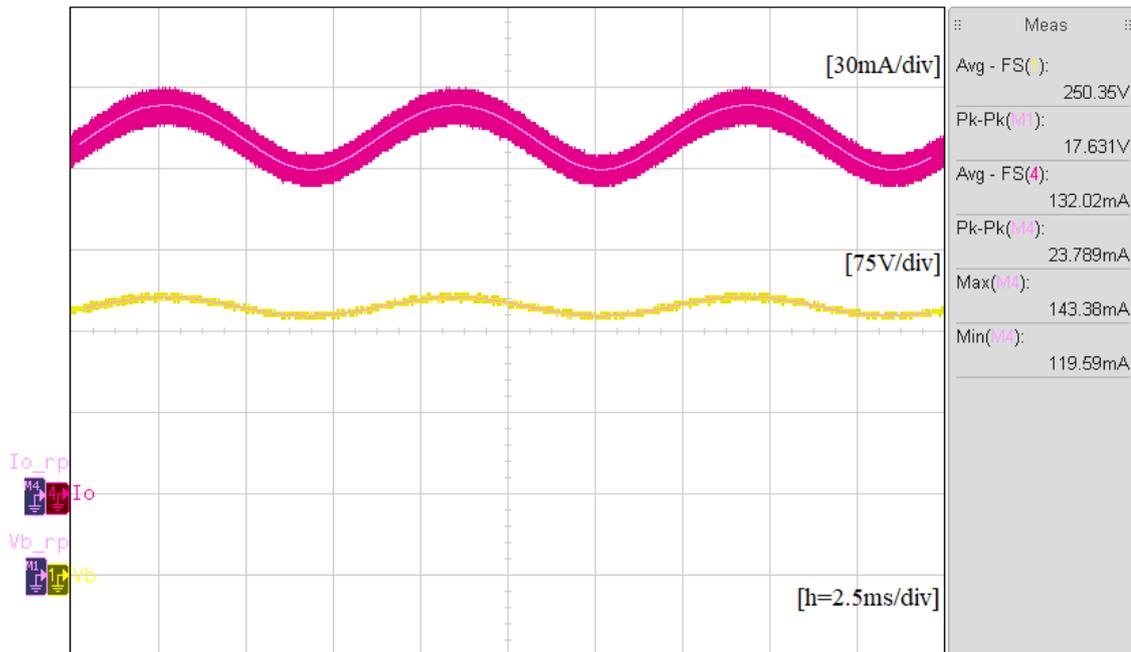


Fonte: Autor.

Com base nisso, percebe-se que pequenas variações na tensão de excitação estão associadas a variações significativas na corrente de saída. Mesmo que a intensidade luminosa seja afetada por fatores térmicos e ópticos, em sistemas de iluminação à LEDs, é assumido que a corrente nos dispositivos é proporcional à intensidade luminosa de saída (IEEE POWER ELECTRONICS SOCIETY, 2015) e suas variações são definidas como cintilação ou *flicker*.

Dessa forma, a necessidade de estabelecer práticas recomendadas para frequências e amplitudes de modulação em *drivers* de LEDs, levou a criação da IEEE Std. 1789-2015, que tem como objetivo definir o *flicker* e suas consequências aos observadores. A Figura 3 apresenta uma forma de onda típica de corrente de saída para *drivers*.

Figura 3 – Exemplo de modulação de corrente nos LEDs.



Fonte: Autor.

Portanto, as recomendações são separadas em 2 níveis de percepção humana:

- Nível de baixo risco: Nesse caso, qualquer efeito biológico ou distração, causados em virtude da ondulação na luminosidade, são minimizados. Para isso a ondulação de corrente deve seguir o limite de modulação percentual ($Mod\%$) mostrado em (1), onde f_{LED} é a frequência de ondulação em baixa frequência de corrente nos LEDs.

$$Mod\% \leq 0,08f_{LED} \quad (1)$$

- Nível sem efeitos: Para esse nível, mostrado em (2), nenhuma variação na intensidade luminosa é percebida, portanto nenhum efeito biológico deve ocorrer.

$$Mod\% \leq 0,0333f_{LED} \quad (2)$$

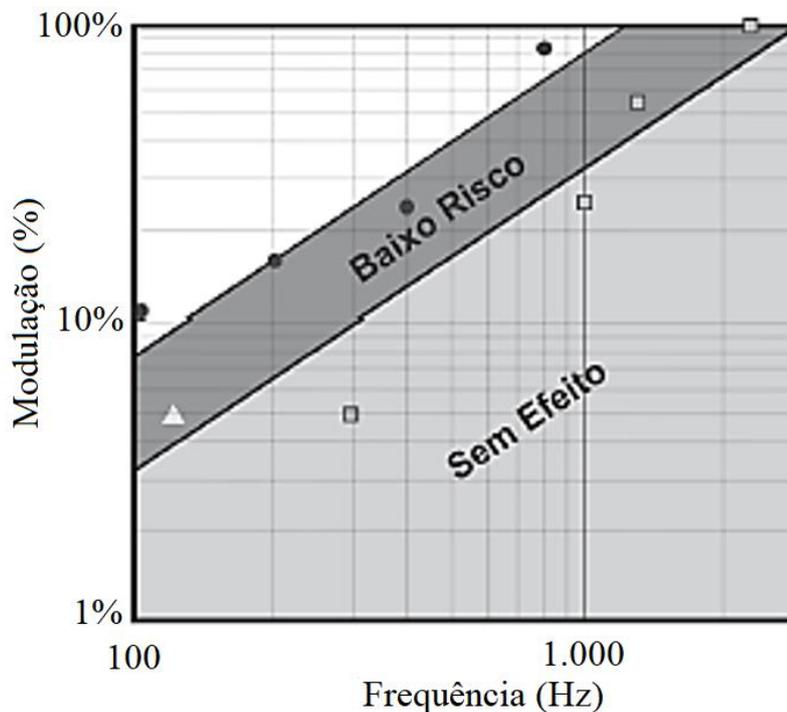
Para frequências de modulação acima de 90 Hz, a recomendação segue os estudos de Brad Lehman e Arnold Wilkins (LEHMAN; WILKINS, 2014), onde a modulação percentual é definida por (3).

$$Mod\% = \frac{I_o + \frac{I_{o_rp}}{2} - I_o + \frac{I_{o_rp}}{2}}{I_o + \frac{I_{o_rp}}{2} + I_o - \frac{I_{o_rp}}{2}} 100 = \frac{I_{o_rp}}{2I_o} = \frac{1}{2} I_{o_rp}\% \quad (3)$$

Rearranjando (3), pode-se observar que a ondulação de corrente percentual permitida ($I_{o_rp}\%$) equivale ao dobro da modulação da luz. Como no Brasil a frequência da rede elétrica é de 60Hz, a modulação nos LEDs é calculada na frequência de 120Hz.

Em frequências acima de 100 Hz, o *flicker* percentual raramente é percebido diretamente por indivíduos humanos através da visão central ou periférica, porém pode ser percebido de modo indireto, através de efeitos estroboscópicos para frequências de até 300 Hz ou mais (BULLOUGH et al., 2011). A Figura 4 apresenta graficamente os níveis de modulação em função da frequência do sinal de corrente nos LEDs.

Figura 4 – Níveis de risco da ondulação de corrente aos observadores.



Fonte: Adaptação de (LEHMAN; WILKINS, 2014).

2.4 NORMAS PARA CONEXÃO DO DRIVER COM A REDE

As diretrizes específicas no Brasil para iluminação à LED são fornecidas pelo INMETRO através da portaria nº 62/2022 (INMETRO, 2022a) para iluminação pública viária

e da portaria nº 69/2022 (INMETRO, 2022b) para lâmpadas de LED com dispositivo de controle integrado à base.

A partir da portaria nº 69, foram estabelecidos os requisitos técnicos, métodos de teste e critérios de desempenho para diversos tipos de lâmpadas de LED, a fim de garantir segurança e eficiência das lâmpadas de LED.

Entre os requisitos técnicos da portaria nº 69, destaca-se:

- Apresentar potência consumida não mais que 10 % do valor declarado;
- Fator de potência de 0,7 para lâmpadas com potência nominal declarada entre 5 W e 25 W;
- Fator de potência maior que 0,92 para lâmpadas tubulares ou com potência nominal superior a 25 W;
- Limites de conteúdo harmônico conforme a Tabela 1.
- Além disso há também requisitos para seleção do LED, como especificações de temperatura de cor, índice de reprodução de cores acima de 80 e diversos requisitos de segurança, no intuito de garantir que as lâmpadas atendam aos padrões de qualidade, desempenho e segurança estabelecidos.

Tabela 1 – Limites das correntes harmônicas

Ordem Harmônica (n)	Correntes harmônicas máximas permitidas da corrente de entrada na frequência fundamental (%)
2	2
3	30λ (onde: λ é o fator de potência do circuito)
5	10
7	7
9	5
$11 < n < 39$ (somente ímpares)	3

Por outro lado, a portaria nº 62 traz os requisitos para regulamentar a certificação compulsória de luminárias destinadas a iluminação pública, para luminárias de lâmpada de descarga e também com tecnologia LED. Destacam-se os seguintes itens:

- Primeiramente, a portaria define requisitos de segurança relacionados a aspectos construtivos, de ancoragem e de fixação interna;
- Fator de potência acima de 0,92;
- Conformidade com a ABNT NBR IEC 61000-3-2:2014 para harmônicas de corrente de entrada, com limites até a 39ª harmônica, conforme apresentados na Tabela 1;
- Exigência de conformidade com a ABNT NBR CISPR 15:2013 para limites de emissões de radiofrequência de equipamentos de iluminação, para prevenir interferências na operação de outros dispositivos eletrônicos;
- Além disso também deve apresentar dados de fotometria de acordo com a LM-79, com vida útil de no mínimo 50000 horas para L70, de acordo com a LM-80, entre outras características encontradas em sua íntegra no documento.

Portanto, em virtude das diversas normas e recomendações vigentes, é importante definir cuidadosamente o *driver* utilizado, buscando uma luminária que esteja em conformidade com as normas, junto com um dispositivo que apresente uma redução de componentes para encontrar uma solução que seja aplicável ao mercado atual de luminárias de LED.

2.5 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES E SEUS MODOS DE OPERAÇÃO

Os *drivers* para LEDs possuem diferentes estruturas, podendo apresentar ou não CFP e redução do conteúdo harmônico, entrada universal, *dimming*, redução da modulação da intensidade luminosa para evitar o *flicker*, alta eficiência, entre outros. Isso tudo é atrelado à aplicação para a qual o circuito eletrônico que converte a tensão e a corrente da rede elétrica para níveis adequados é desenvolvido, sendo na maior parte dos casos relacionado ao custo e volume.

O método para o acionamento dos LEDs de potência tem implicações na qualidade e estabilidade da luz emitida pelos dispositivos. O *driver* é um elemento de grande interesse para pesquisa, devido as necessidades de melhora em eficiência da conversão elétrica, redução de custos, aumento da vida útil, além de funções extras, como proteções para condições anormais de funcionamento, controle da intensidade luminosa, comunicação, entre outros (SANTOS ALMEIDA, 2014).

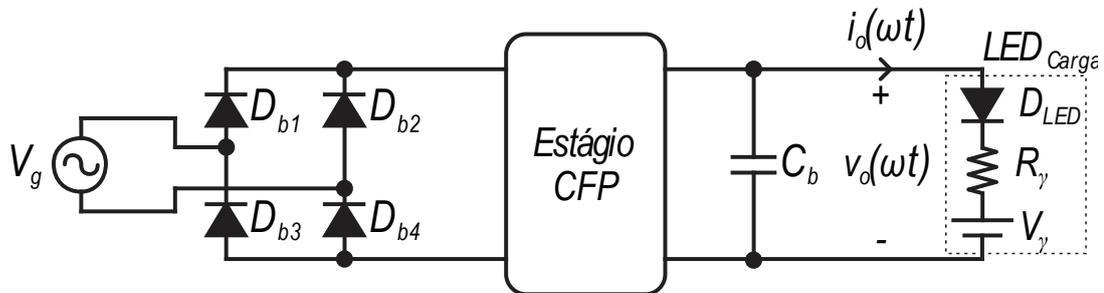
Sendo a rede elétrica a fonte de energia utilizada para sistemas de iluminação, as pesquisas em *drivers* giram em torno da conversão de tensão alternada para tensão contínua,

conhecida por retificação, que geram questões relativas a conteúdo harmônico, fator de potência e filtragem da oscilação de potência instantânea monofásica em 120 Hz (caso a rede seja de 60 Hz), resultante da conversão CA-CC (SANTOS ALMEIDA, 2014).

2.5.1 Estágio Único

A maior parte dos *drivers* de LED são de topologias de estágio único ou dois estágios. A estrutura de estágio único é indicada para baixas e médias potências, onde o custo e volume dos conversores são mais relevantes que manter elevado FP e rendimento na conversão de energia. A Figura 5 apresenta o exemplo de estruturas de estágio único.

Figura 5 - Exemplo de conversor CA/CC de estágio único.



Fonte: Autor.

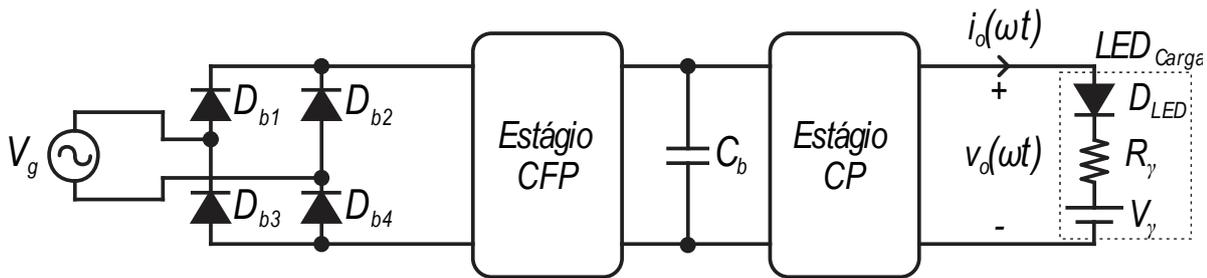
Quando se trabalha com um estágio, um circuito de CFP é utilizado e a tensão de barramento é aplicada diretamente nos LEDs, portanto a energia é armazenada sob menores níveis de tensão, resultando em altos valores de capacitâncias, deixando impraticável o uso de capacitores de filme em aplicações de média e alta potência, levando ao uso de capacitores eletrolíticos para que não haja elevados níveis de modulação (ALMEIDA et al., 2015a; FANG; LIU, 2017; PEREIRA et al., 2017; WANG et al., 2010; WANG; ALONSO; RUAN, 2017).

2.5.2 Dois Estágios Independentes

Uma das alternativas para contornar as elevadas capacitâncias, é utilizar topologias de dois estágios independentes, como mostra a Figura 6. Essa solução é adequada para aplicações de média e alta potência, nas quais o desempenho e confiabilidade são preocupações maiores que o custo e o tamanho (LI et al., 2016).

Quando se usa uma topologia de estágios independentes, o primeiro é responsável pela CFP e manter níveis reduzidos de conteúdo harmônico na corrente de entrada. Como esse estágio não tem conexão direta com a carga, a tensão de barramento pode ser maior que a dos LEDs, sendo assim, é possível utilizar capacitâncias menores. O segundo estágio executa o controle de potência entregue para a carga de LEDs.

Figura 6 - Exemplo de conversor CA/CC de dois estágios independentes.



Fonte: Autor.

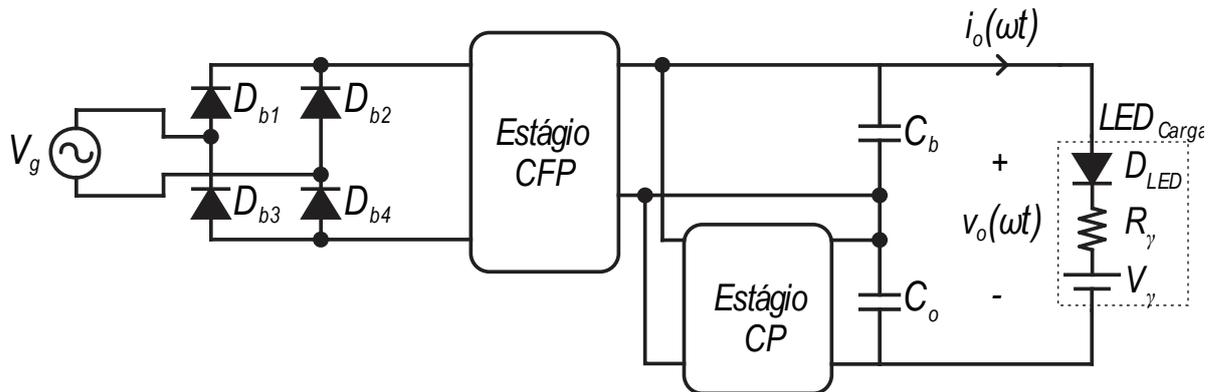
No entanto, quando se utiliza um estágio CP, há maior número de interruptores no circuito, que aumenta o custo do *driver* e a complexidade do controle, além do duplo processamento de energia, que compromete a eficiência global do sistema (CAMPONOGARA et al., 2015; POORALI; ADIB; FARZANEHFARD, 2017).

2.5.3 Processamento Parcial de Energia

O principal inconveniente de utilizar múltiplos estágios, é o reprocessamento da energia. Muitas soluções têm empregado o processamento parcial de energia, através do uso do estágio de controle de potência conectado em série (CS), como mostra a Figura 7, ou em paralelo (CPR) com a carga, mostrado na Figura 8 (CAMPONOGARA et al., 2015; DONG et al., 2018; HE; RUAN; ZHANG, 2017; KIM et al., 2017; MANGKALAJAN et al., 2018; PEREIRA et al., 2017; WU et al., 2018).

Quando a conexão é feita em série, a tensão de saída é dada pela soma das tensões nos dois estágios. Por exemplo, se a tensão no segundo estágio corresponde a 20 % do valor da tensão de saída para os LEDs, apenas 20 % da energia será processada pelo segundo estágio, o que possibilita o aumento do rendimento do *driver* (ALMEIDA et al., 2015a).

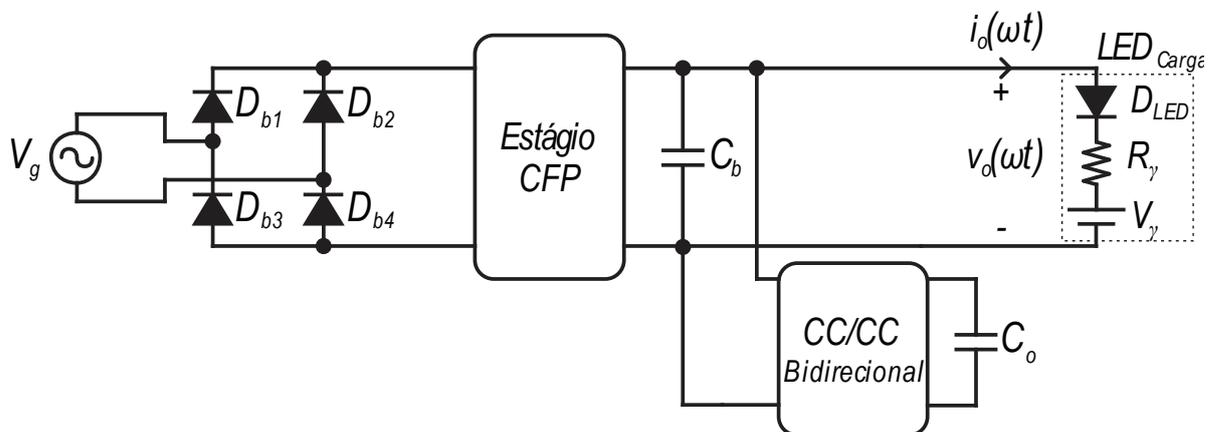
Figura 7 - Exemplo de conversor CA/CC com processamento parcial de energia CS.



Fonte: Autor.

Para a conexão em paralelo, o conversor CC/CC do segundo estágio é utilizado para compensar a ondulação de baixa frequência da rede elétrica, armazenando energia durante meio ciclo da rede e retornando para a carga na outra metade, mostrando boa capacidade de redução de capacitâncias. Porém, é necessário que seja implementado com um conversor bidirecional, que leva ao uso de mais interruptores e circuitos de acionamento e sensores isolados, aumentando o custo e reduzindo a confiabilidade do conversor (ALMEIDA et al., 2015a).

Figura 8 - Exemplo de conversor CA/CC com processamento parcial de energia CPR



Fonte: Autor.

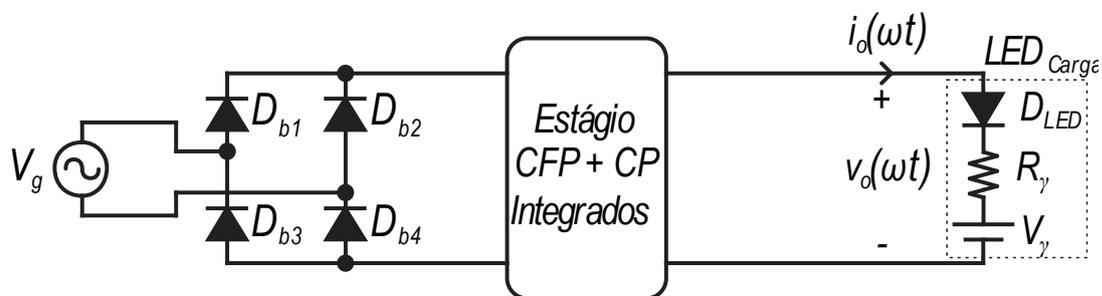
2.5.4 Dois Estágios Integrados

A solução para reduzir o número de interruptores ativos, e consequentemente de circuitos de acionamentos necessários, é a integração dos estágios CFP e CP em um único

estágio, como exemplifica a Figura 9. Utilizando CPIs ambos os estágios compartilham um único interruptor controlado, que reduz os custos para aplicações industriais (ALMEIDA et al., 2015a; LEE; DO, 2017; LIU et al., 2017; LUO et al., 2017; POORALI; ADIB; FARZANEHFARD, 2017; XIE et al., 2016).

A integração de estágios leva à perda de um grau de liberdade, por ambos os circuitos compartilharem um único interruptor e, portanto, operar em mesma frequência de comutação e razão cíclica, que quando modulada irá afetar as variáveis de entrada e de saída do conversor (WEI; BATARSEH, 1998). Além disso, o interruptor do circuito deverá ser dimensionado de forma a suportar maiores níveis de tensão e de corrente (TSAI-FU WU; TE-HUNG YU, 1997).

Figura 9 - Exemplo de conversor CA/CC de dois estágios integrados



Fonte: Autor.

Com o estágio CFP operando em MCD em CPIs, um alto fator de potência pode ser obtido sem a necessidade de uma malha interna de controle para que a corrente siga a referência senoidal, com amplitude proporcional à potência ativa drenada pelo conversor, desde que o interruptor compartilhado opere com razão cíclica fixa durante o período da rede CA (TSAI-FU WU; TE-HUNG YU, 1997; WU; CHEN, 1996).

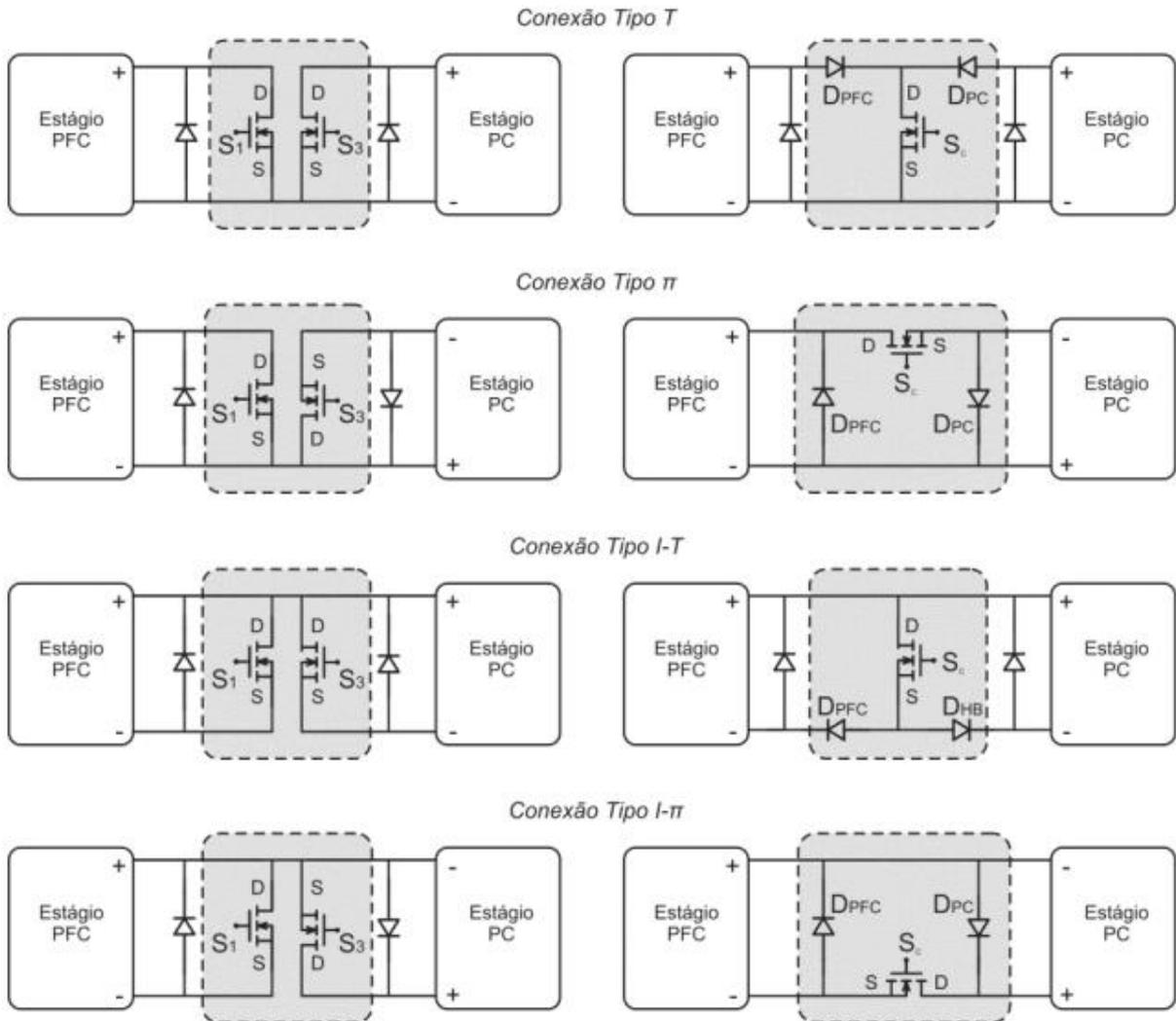
A técnica de integração de conversores é aplicada desde a década de 90, originalmente foi utilizada para circuitos de iluminação com lâmpadas de descarga, porém nos últimos anos foi bastante empregada em drivers de LED. Quando um dos terminais dos interruptores ativos de um conversor com dois estágios é compartilhado e os mesmos possuem igual razão cíclica e frequência, é possível substituir um dos interruptores por diodos complementares (WU; CHEN, 1996).

Quando dois conversores CC/CC são conectados em cascata, quatro tipos de ligações entre os interruptores podem ser realizados: tipo T, tipo T inversa, tipo π e tipo π inversa (TSAI-FU WU; TE-HUNG YU, 1997).

Para a conexão do tipo T os terminais fonte (*source* – S) são os pontos em comum. Por outro lado, na conexão do tipo T inversa, os terminais drenos (*drain* – D) são os pontos em

comum. Para a conexão do tipo π o ponto em comum é o terminal fonte do interruptor do primeiro conversor e o dreno do segundo. Na conexão inversa, é o contrário. Os quatro tipos de conexão são apresentados pela Figura 10.

Figura 10 – Tipos de conexão e respectiva integração.



Fonte: (KIRSTEN, 2011).

A desvantagem do interruptor compartilhado é que o mesmo é submetido a soma das correntes ou tensões dos dois conversores dependendo da topologia resultante. Nos conversores do tipo T ou T invertido, o interruptor tem a corrente resultante da soma dos dois conversores, resultando em uma integração por sobrecorrente. Por outro lado, as integrações do tipo π e π invertido apresentam a tensão resultante da soma das tensões nos dois interruptores sem integração, por isso é conhecida por integração por sobretensão.

A redução no número de interruptores ativos faz com que o conversor siga operando como se estivesse com ambos os estágios individuais. A grande vantagem da integração não está relacionada apenas a redução na quantidade de interruptores controlados e circuitos associados aos mesmos, mas sim na redução de capacitâncias ocasionada pelo uso de estágios múltiplos.

Como mencionado anteriormente, essa técnica resulta na perda de liberdade do driver, em virtude de que ambos devem operar com razão cíclica e frequência de comutação igual, operando sob mesma lei de controle. Sendo assim, a técnica de controle utilizada normalmente é para regular a corrente no LED, com resposta lenta, para que a modulação não afete a qualidade da energia drenada da rede elétrica.

2.6 SELEÇÃO DO MODO DE OPERAÇÃO DOS CONVERSORES INTEGRADOS

Mesmo com os pontos negativos destacados anteriormente, os conversores integrados são uma ótima solução para alimentar LEDs, por conterem um reduzido número de interruptores ativos, que possibilita o aumento da densidade de potência, considerando um projeto otimizado em todos os aspectos, desde a seleção das topologias a serem integradas até a escolha do modelo de LED a ser utilizado.

Uma das ideias para não distorcer a corrente de entrada do conversor em CPIs é operar o primeiro estágio em MCD e que a malha de controle não seja desenvolvida para compensar a OBF transmitida do barramento CC para a corrente dos LEDs. Por isso, é importante conhecer as características de transferência de OBF das topologias utilizadas como estágio de controle de potência em *drivers* para CPIs, possibilitando uma redução de capacitância através da seleção que considera os parâmetros da carga e a definição do ponto de operação de tensão de barramento.

Alguns trabalhos avaliaram a influência do modo de operação dos conversores em relação à transferência da ondulação de barramento para a corrente nos LEDs. Em (ALONSO et al., 2012a) um conversor MCD/MCC foi implementado, enquanto em (ALONSO et al., 2011) foram avaliadas as operações dos conversores em MCD/MCD. No segundo caso, uma redução considerável de capacitância de barramento foi obtida, quando comparado com o primeiro, sendo possível concluir que o modo descontínuo naturalmente atenua a ondulação de baixa frequência em *drivers* de LED

Seguindo essa linha, em (MELO et al., 2018) comparou-se a topologia buck operando em MCC e em MCD no estágio de controle de potência juntamente com o conversor série

ressonante, em termos de transferência de ondulação de baixa frequência, constatando um fator de transmissão de 6,9 vezes para a operação em MCC e 2,03 vezes para a operação em MCD da topologia buck, enquanto o conversor série ressonante apresentava um fator de transferência da ondulação próximo do unitário.

Em (BRAND et al., 2021) a figura e mérito fator de transferência de ondulação de baixa frequência foi abordada. A partir deste trabalho, que comparava os conversores buck-boost e buck-boost operando em modo de condução descontínuo, foi percebido que o conversor buck-boost apresenta um fator de transferência unitário, sendo, portanto a melhor solução para trabalhos com ganhos entre a tensão de barramento e a tensão de saída próximo do unitário.

Como um dos objetivos deste trabalho é a redução da transmissão de ondulação em baixa frequência, para permitir menores capacitâncias no barramento, serão analisados conversores operando apenas em MCD. Nesse modo de operação, os conversores apresentam no geral menores valores de eficiências, porém com escolha adequada do ponto de operação, essa característica pode ser atenuada.

2.7 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram abordados os aspectos construtivos dos LEDs, suas principais características e, por fim, os tipos de topologias comumente empregados para seu acionamento. O objetivo foi mostrar o porquê de os LEDs serem atualmente considerados fundamentais para alcançar a eficiência energética nos sistemas de iluminação, apresentando as justificativas e linhas de pesquisas seguidas para a tecnologia.

A otimização da construção dos LEDs tem permitido alcançar maiores eficácias energéticas na conversão da energia elétrica em luz, reduzindo ano após ano as perdas em calor. Além disso, as características que tornam os LEDs atrativos para diferentes aplicações foram descritas, bem como sua capacidade de substituir qualquer tecnologia empregada atualmente, em todas as áreas de iluminação existentes.

Nesse sentido, um estudo dos modos de operação dos conversores para utilização em topologias integradas é apresentado, baseado em trabalhos de alta relevância sobre o tema, apresentados na literatura. Pelos resultados alcançados pelos autores, é possível concluir que conversores operando em MCD têm um comportamento melhor do que os conversores que operam algum dos estágios em MCC, quando se pensa em apresentar um *driver* com CFP e

níveis de modulação de corrente seguindo a recomendação da IEEE 1789-2015, sem a necessidade de um controle mais complexo.

Pelas características dos LEDs e parâmetros do projeto, é selecionada a melhor topologia para o acionamento da carga. Nesse contexto, as principais topologias que são de estágio único, múltiplos estágios, estágios integrados e com processamento parcial de energia foram descritas neste capítulo.

3 ANÁLISE DAS TOPOLOGIAS DE CONVERSORES INTEGRADOS

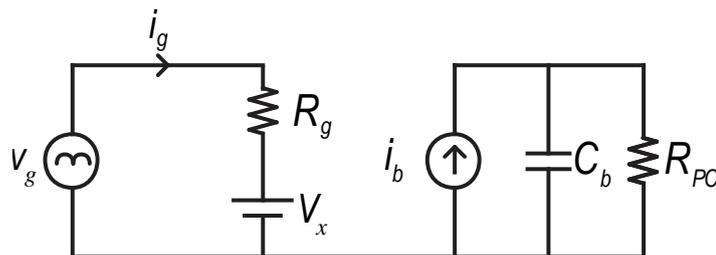
No capítulo anterior foram apresentadas as possibilidades de acionamento de LED, sendo definido que neste trabalho o foco seria a operação utilizando conversores integrados. A partir dessa premissa, neste capítulo são desenvolvidos os equacionamentos para projeto das combinações de topologias, quando operadas como estágio CFP ou CP.

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentada a análise matemática das topologias buck, boost e buck-boost, através de uma metodologia de cálculo desenvolvida para facilitar o projeto de conversor integrado operando em MCD, utilizando qualquer das combinações dos três conversores tanto no estágio de CFP, quanto no estágio de CP. Este capítulo é baseado nos artigos (ALONSO et al., 2012b; BRAND et al., 2020a, 2020b).

A análise dos conversores integrados de potência é baseada no circuito equivalente apresentado na Figura 11. A entrada do estágio CFP pode ser representada por uma resistência equivalente da rede (R_g) em série com uma fonte de tensão CC (V_x), onde, para o conversor buck V_x é igual à tensão de barramento (V_b) e para as outras topologias V_x é igual à zero. Por outro lado, do ponto de vista da saída, o estágio CFP opera como uma fonte de corrente (I_b) seguida do capacitor de barramento (C_b) e da resistência equivalente do estágio CP (R_{CP}).

Figura 11 – Circuito equivalente de topologias integradas.



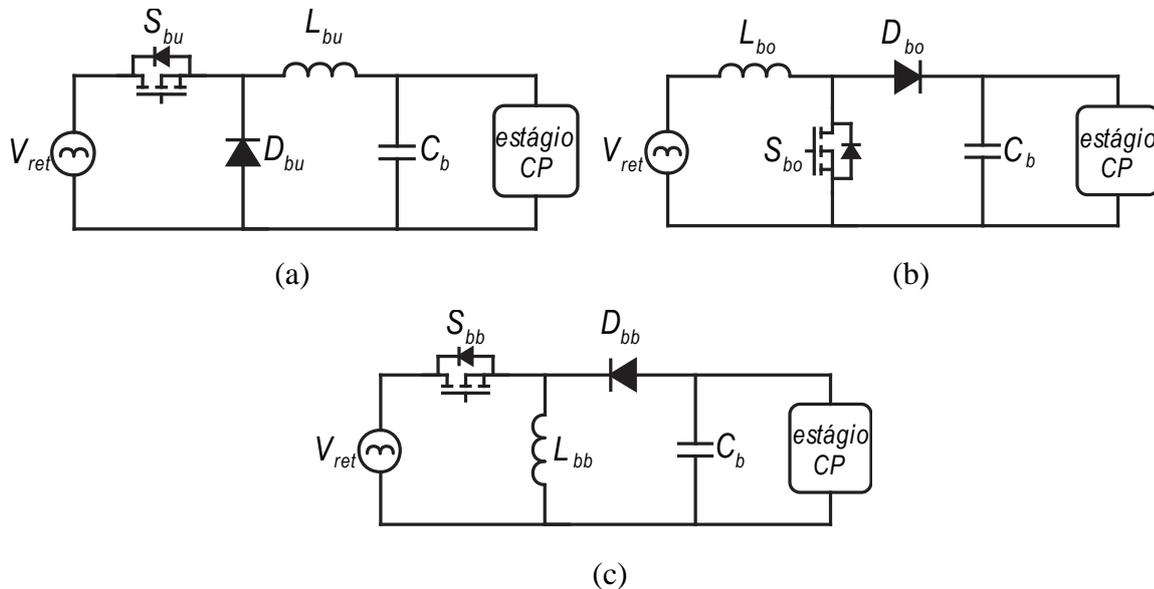
Fonte: autor.

3.2 ESTÁGIO CFP DOS CONVERSORES

Os esquemáticos equivalentes dos três conversores objeto de análise deste capítulo são como apresentados na Figura 12. O primeiro objetivo é encontrar as equações que definem as

potências médias de entrada de cada conversor. Esses resultados são usados para encontrar as correntes de barramento para cada topologia. Além disso, as tensões e correntes dos componentes do circuito são apresentadas no apêndice A.

Figura 12 – Esquêmatics equivalentes dos conversores: (a) buck. (b) boost. (c) buck-boost.

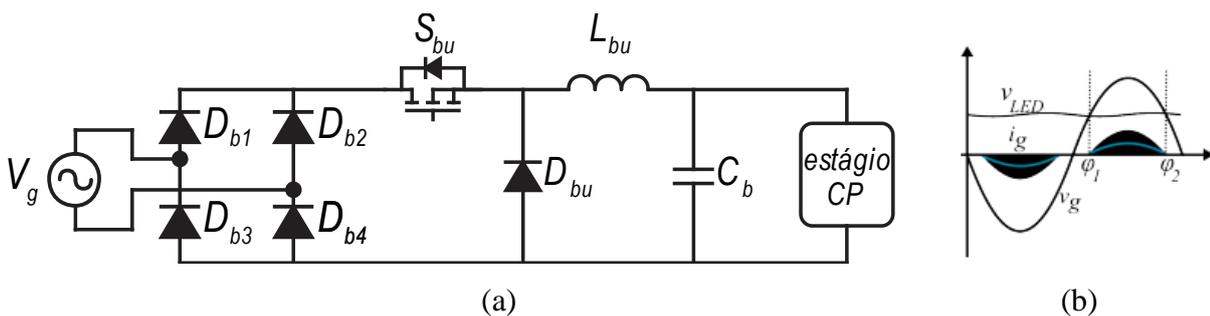


Fonte: Autor.

3.2.1 Conversor Buck CFP

O conversor buck, conhecido por ser uma topologia abaixadora, é utilizado para reduzir a tensão de entrada para uma tensão de saída menor. Esse conversor, quando operado como estágio CFP em MCD se comporta como uma resistência em série com uma fonte de tensão para a rede. O circuito típico desta topologia é mostrado na Figura 13, junto com as formas de onda de tensão de entrada (v_g), corrente de entrada (i_g) e tensão de saída (v_b).

Figura 13 – Conversor buck CFP: (a) circuito equivalente. (b) formas de onda.



Fonte: Autor.

A principal característica dessa topologia é que a condução de corrente acontece apenas quando a tensão instantânea da rede for maior que a tensão de saída. Sendo assim, a corrente não é contínua em partes de um semi-ciclo da rede, causando distorções harmônicas da corrente de entrada.

A corrente média de entrada do conversor em um período de chaveamento é como apresentada em (4). Essa equação só é válida quando a tensão instantânea da rede for maior que a tensão de barramento, caso contrário essa corrente é igual a zero.

$$i_g(t) = \frac{(V_g \text{sen}(\omega_L t) - V_b)D^2 T_S}{2L_{bu}} \quad (4)$$

Define-se que V_g é a tensão de pico da rede, D é a razão cíclica, T_S é o período de chaveamento e L_{bu} é a indutância do conversor buck. Portanto, multiplicando (4) por $V_g(t)$, tem-se a potência de entrada em um período de chaveamento, como mostrado em (5).

$$p_g(t) = v_g(t)i_g(t) = \frac{V_g \text{sen}(\omega_L t)(V_g \text{sen}(\omega_L t) - V_b)D^2 T_S}{2L_{bu}} \quad (5)$$

O ângulo de condução do conversor buck, no qual a tensão de entrada se torna maior que a tensão de saída do conversor, é definido por (6). Quando a tensão de entrada for maior que a tensão da saída, a corrente seguirá uma envoltória senoidal.

$$\theta = \text{asen}\left(\frac{V_b}{V_g}\right) \quad (6)$$

Sendo assim, a potência encontrada através de (5) pode ser processada e reescrita produzindo (7).

$$p_g(t) = \frac{V_g^2 D^2 T_S}{2L_{bu}} (1 - \cos 2\omega_L t - 2 \text{sen } \theta \text{sen } \omega_L t) \quad (7)$$

Assumindo uma operação sem perdas, a corrente de saída fornecida pelo estágio CFP para o estágio CP é calculada dividindo (7) pela tensão de barramento, tendo como resultado (8).

$$i_b(t) = \frac{V_g^2 D^2 T_S}{2V_b L_{bu}} (1 - \cos 2\omega_L t - 2 \text{sen } \theta \text{sen } \omega_L t) \quad (8)$$

Portanto, com a integração de (7) nos limites desses ângulos em meio período da rede, tem-se que a potência média de entrada (P_g) para o conversor buck é como mostra (9).

$$P_g = \frac{V_g^2}{2} \cdot \frac{D^2 T_S}{2L_{bu}} \cdot \left(1 - \frac{2\theta}{\pi} - \frac{\text{sen}(2\theta)}{\pi} \right) \quad (9)$$

A partir de (9), a componente CC da corrente de barramento pode ser definida, conforme mostra (10).

$$I_b = \frac{P_g}{V_b} = \frac{V_g^2}{2V_b} \frac{D^2 T_S}{2L_{bu}} \left(1 - \frac{2\theta}{\pi} - \frac{\text{sen}(2\theta)}{\pi} \right) \quad (10)$$

No conversor buck CFP a corrente de entrada é senoidal apenas durante um intervalo do período da rede. Portanto as componentes CC e CA apresentam magnitudes diferentes, por isso a topologia é conhecida como um estágio quasi-CFP. A componente CA é calculada como apresentado em (11).

$$\hat{I}_b = \int_0^\pi (i_b(t) - I_b) d\theta \quad (11)$$

Portanto, sabendo as correntes calculadas através de (8) e (10) e a relação de θ , a componente CA é encontrada por (12).

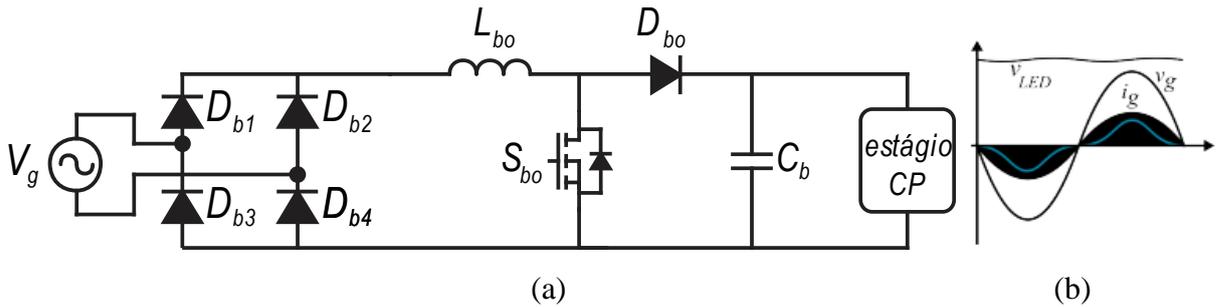
$$\hat{I}_b = \frac{V_g^2}{V_b} \frac{D^2 T_S}{2L_{bu}} \left[2\theta + \int_\theta^{\pi-\theta} \frac{1 - \cos 2\omega_L t - 2 \text{sen } \theta \text{sen } \omega_L t}{1 - \frac{2\theta}{\pi} - \frac{\text{sen } 2\theta}{\pi}} d\theta \right] \quad (12)$$

Portanto, a fim de atender a norma ABNT NBR IEC 61000-3-2, que estabelece os limites de emissão de corrente harmônica, é necessário encontrar um valor máximo de tempo morto na corrente de entrada para que não ocasione um conteúdo harmônico demasiado alto, devido aos ângulos de condução dessa topologia. Em (KIRSTEN, 2011), foi definida que a razão entre a tensão de barramento e a tensão eficaz da rede elétrica deve ser inferior a 0,591. Sendo assim, em um conversor operando com tensão nominal de 220 V, o valor máximo de tensão de barramento do conversor buck CFP deve ser inferior a 130 V para cumprir minimamente os requisitos da norma, independente da potência de operação.

3.2.2 Conversor Boost CFP

O conversor boost, conhecido por ser um conversor elevador de tensão, é uma topologia amplamente empregada como estágio CFP. Quando operada em MCD, essa topologia comporta-se como uma resistência não-linear para a rede e é como mostra a Figura 14.

Figura 14 – Conversor boost CFP: (a) circuito equivalente. (b) formas de onda.



Fonte: Autor.

Primeiramente, adota-se a relação de (13) para simplificar as equações apresentadas. Logo, é possível definir a corrente de entrada em um período de chaveamento desta topologia como em (14).

$$\alpha = \frac{V_g}{V_b} \quad (13)$$

$$i_g(t) = \frac{V_g D^2 T_S}{2L_{bo}} \cdot \frac{\text{sen}(\omega t)}{1 - \alpha \text{sen}(\omega t)} \quad (14)$$

Onde L_{bo} é a indutância do conversor boost. Sendo assim, pode-se definir a equação da potência instantânea de entrada do conversor boost, através de (15).

$$p_g(t) = v_g(t)i_g(t) = \frac{V_g^2 D^2 T_S}{2L_{bo}} \cdot \frac{\text{sen}^2(\omega t)}{1 - \alpha \text{sen}(\omega t)} \quad (15)$$

Assumindo uma operação sem perdas, a corrente de saída fornecida pelo estágio CFP para o estágio CP é calculada dividindo (15) pela tensão de barramento, resultando em (16).

$$i_b(t) = \frac{V_g^2 D^2 T_S}{2V_b L_{bo}} \cdot \frac{\text{sen}^2(\omega t)}{1 - \alpha \text{sen}(\omega t)} \quad (16)$$

Integrando a potência do período de chaveamento de (15) em meio período da rede, a potência média drenada da fonte pelo conversor boost é como mostra (17).

$$P_g = \frac{V_g^2}{2} \cdot \frac{D^2 T_S}{2L_{bo}} \cdot \frac{2}{\alpha^2} \left[\frac{-2\alpha}{\pi} - 1 + \frac{1}{\sqrt{1-\alpha^2}} \left(1 + \frac{2 \operatorname{sen}^{-1}(\alpha)}{\pi} \right) \right] \quad (17)$$

A partir de (17), a componente CC da corrente de barramento pode ser definida, conforme mostra (18).

$$I_b = \frac{V_g^2}{2V_b} \cdot \frac{D^2 T_S}{2L_{bo}} \cdot \left[\frac{-4\alpha}{\alpha^2 \pi} - \frac{2}{\alpha^2} + \frac{2}{\alpha^2} \frac{1}{\sqrt{1-\alpha^2}} \left(1 + \frac{2 \operatorname{sen}^{-1}(\alpha)}{\pi} \right) \right] \quad (18)$$

Portanto, sabendo as correntes calculadas através de (16) e (18) e a relação de θ , a componente CA é encontrada por (19).

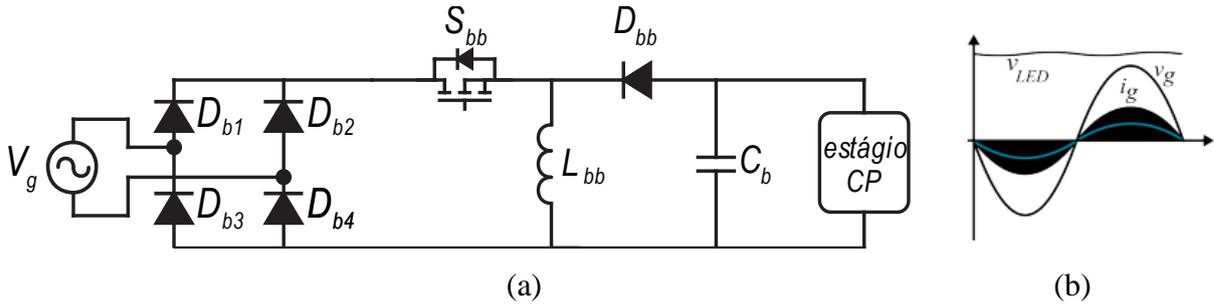
$$\hat{I}_b = \frac{V_g^2}{2V_b} \cdot \frac{D^2 T_S}{2L_{bo}} \int_0^\pi \frac{\frac{\operatorname{sen}^2(\omega t)}{1-\alpha \operatorname{sen}(\omega t)}}{\left[\frac{-4\alpha}{\alpha^2 \pi} - \frac{2}{\alpha^2} + \frac{2}{\alpha^2} \frac{1}{\sqrt{1-\alpha^2}} \left(1 + \frac{2 \operatorname{sen}^{-1}(\alpha)}{\pi} \right) \right]} d\theta \quad (19)$$

Conforme (KIRSTEN, 2011), a DHT e o FP dependem da relação entre a tensão de barramento e a tensão da rede eficaz. Quanto maior for a tensão de barramento, menor será a distorção harmônica. Neste caso, a relação entre a tensão de barramento e a tensão eficaz da rede deve ser maior que 1,818, portanto, considerando tensão da rede de 220 V, a tensão mínima de barramento deve ser de 400 V para garantir que as especificações de DHT e FP da ABNT NBR IEC 61000-3-2 sejam atendidas, independente da potência do conversor.

3.2.3 Conversor Buck-Boost CFP

O conversor buck-boost operando como estágio CFP tem como característica ser uma topologia tanto abaixadora como elevadora de tensão, sendo capaz de operar em toda faixa de tensão de entrada para qualquer tensão de saída sem distorcer a corrente de entrada, quando operado em MCD. Essa topologia se comporta como uma resistência para a rede, portanto é chamado de estágio CFP ideal. O circuito equivalente, junto com as formas de onda da entrada são mostrados pela Figura 15.

Figura 15 – Conversor buck-boost CFP: (a) circuito equivalente. (b) formas de onda.



Fonte: Autor.

O valor médio de corrente da entrada drenada da fonte do conversor em um período de chaveamento é como apresentado em (20).

$$i_g(t) = \frac{V_g \text{sen}(\omega t) D^2 T_S}{2L_{bb}} \quad (20)$$

Onde L_{bb} é a indutância do conversor buck-boost. Portanto, multiplicando $V_g(t)$ por (20), é encontrada a potência média em um período de chaveamento, como mostrado em (21).

$$p_g(t) = v_g(t) i_g(t) = \frac{V_g^2 \text{sen}^2(\omega t) D^2 T_S}{2L_{bb}} \quad (21)$$

Assumindo uma operação sem perdas, a corrente de saída fornecida pelo estágio CFP para o estágio CP é calculada dividindo (21) pela tensão de barramento, tendo como resultado (22).

$$i_b(t) = \frac{V_g^2 \text{sen}^2(\omega t) D^2 T_S}{2V_b L_{bb}} \quad (22)$$

Considerando a operação do conversor em regime permanente, torna-se possível encontrar o valor da potência média de entrada para a topologia através da integração de (21) em função de metade do período da rede, gerando como resultado (23).

$$P_g = \frac{V_g^2}{2} \cdot \frac{D^2 T_S}{2L_{bb}} \quad (23)$$

A partir de (23), a componente CC da corrente de barramento pode ser definida, conforme mostra (24).

$$I_b = \frac{V_g^2}{2V_b} \cdot \frac{D^2 T_S}{2L_{bb}} \quad (24)$$

No caso específico do conversor buck-boost operando em MCD, a componente CC e a componente CA possuem a mesma magnitude. Portanto, através de (25), a equação desta componente é apresentada.

$$\hat{I}_b = \frac{V_g^2}{2V_b} \cdot \frac{D^2 T_S}{2L_{bb}} \quad (25)$$

3.2.4 Discussão sobre o Estágio CFP

Considerando um modelo sem perdas de conversores integrados, onde as potências de entrada, de barramento e de saída do conversor são iguais, P_g é igual a potência de barramento (P_b). Sendo assim, através da análise das equações resultantes do conversor buck (9), boost (17) e buck-boost (23), é possível observar uma equação padrão multiplicada por um resultante adimensional, o qual é oriundo do cálculo das potências drenadas da fonte e chamado de X_{CFP} . Sendo assim, a equação genérica de P_b é como mostra (26).

$$P_b = \frac{V_g^2}{2} \cdot \frac{D^2 T_S}{2L_{PFC}} \cdot X_{CFP} \quad (26)$$

Portanto, X_{CFP} é utilizado em virtude da escolha de topologia para o estágio CFP, e tem seus resultados mostrados através da Tabela 2. Nota-se que como o conversor buck-boost tem comportamento de uma resistência para a rede, X_{CFP} é igual a 1. Por outro lado, o conversor buck que se comporta como uma resistência em série com uma fonte CC e o conversor boost que tem característica de uma resistência não-linear, têm como resultante equações para X_{CFP} .

Tabela 2 – Fatores X das topologias

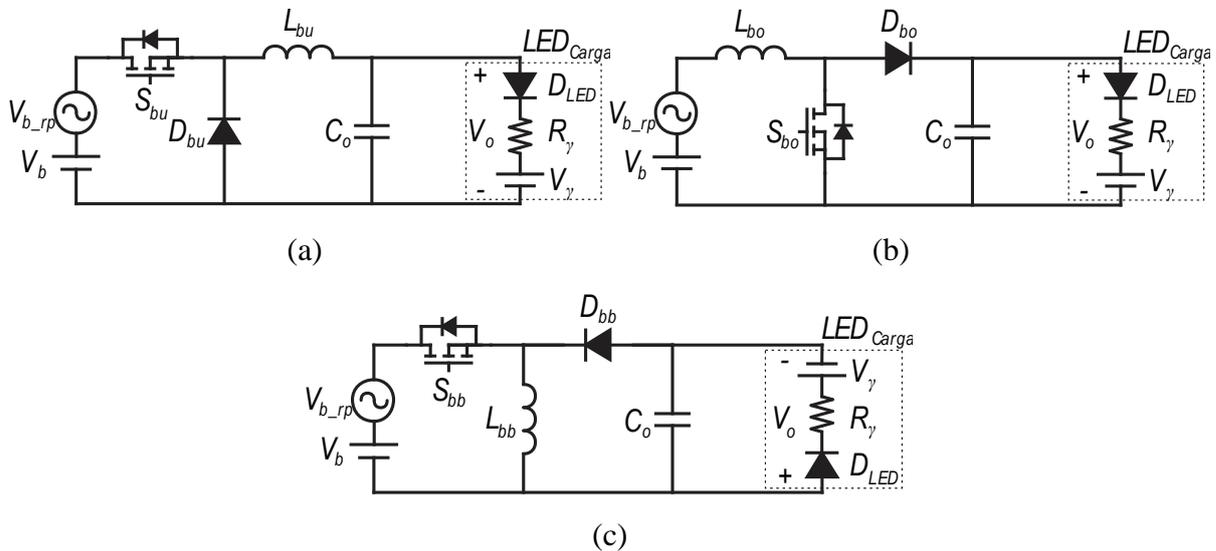
Topologia	X_{CFP}
Buck	$1 - \frac{2\theta}{\pi} - \frac{\text{sen}(2\theta)}{\pi}$
Boost	$\frac{2}{\alpha^2} \left[\frac{-2\alpha}{\pi} - 1 + \frac{1}{\sqrt{1-\alpha^2}} \left(1 + \frac{2 \text{sen}^{-1}(\alpha)}{\pi} \right) \right]$
Buck-boost	1

3.3 ESTÁGIO CP DOS CONVERSORES

O estágio de controle de potência dos conversores, é um conversor CC/CC operando em MCD, com circuitos equivalentes como mostra a Figura 16. A meta é definir as resistências equivalentes de cada conversor para que seja possível encontrar a indutância do estágio CFP em função da indutância do estágio CP. Além disso, todas as equações de correntes e tensões resultantes dos componentes do circuito são apresentadas no apêndice A.

Portanto, em um primeiro momento deve-se calcular a corrente média da entrada e posteriormente substituir o parâmetro de corrente pela equação da lei de Ohm. Isolando, encontra-se o valor de resistência equivalente para cada um dos conversores.

Figura 16 – Circuitos equivalentes dos conversores: (a) buck. (b) boost. (c) buck-boost.



Fonte: Autor.

3.3.1 Cálculo das Resistências Equivalentes do Estágio CP

Para o cálculo da corrente de entrada do conversor buck CP, utiliza-se o circuito da Figura 16 (a), e o resultante é como presente em (27). Isolando R_{CP} tem-se a equação de resistência do conversor, mostrado em (28).

$$I_{bu} = (V_b - V_o) \frac{D^2 T_S}{2L_{bu}} \quad (27)$$

$$R_{bu} = \frac{V_b}{I_{bu}} = \left[\frac{V_b}{V_b - V_o} \right] \frac{2L_{bu}}{D^2 T_S} \quad (28)$$

A corrente de entrada do conversor boost CP da Figura 16 (b), é apresentada através de (29) e R_{CP} é definido por (30).

$$I_{bo} = \left[\frac{V_o V_b}{V_o - V_b} \right] \frac{D^2 T_S}{2L_{bo}} \quad (29)$$

$$R_{bo} = \frac{V_b}{I_{bo}} = \left[\frac{V_o - V_b}{V_o} \right] \frac{2L_{bo}}{D^2 T_S} \quad (30)$$

A equação que determina a corrente de entrada do conversor buck-boost, mostrado na Figura 16 (c) é como apresentado em (31). Substituindo a corrente, e isolando R_{CP} tem-se que a resistência para a topologia é como mostra (32).

$$I_{bb} = V_b \frac{D^2 T_S}{2L_{bb}} \quad (31)$$

$$R_{bb} = \frac{2L_{bb}}{D^2 T_S} \quad (32)$$

3.3.2 Discussão sobre o Estágio CP

Assim como ocorre no estágio CFP, nas equações das resistências equivalentes do estágio CP, dadas por (28), (30) e (32), é possível observar uma equação padrão multiplicada por um resultante adimensional, neste caso chamado de Y_{CP} . Sendo assim, a equação genérica de R_{CP} é como mostra (33).

$$R_{CP} = Y_{CP} \cdot \frac{2L_{CP}}{D^2 T_S} \quad (33)$$

A utilização de Y_{CP} é dada de acordo com a topologia escolhida para o estágio CP, e seus respectivos equivalentes são como mostra a Tabela 3. O conversor buck-boost, considerado o caso ideal, tem Y_{CP} igual a 1. Os conversores buck e boost apresentam como resultante equações de relação de tensão para Y_{CP} .

Tabela 3 – Fatores Y das topologias

Topologia	Y_{CP}
Buck	$\frac{V_b - V_o}{V_b}$
Boost	$\frac{V_o}{V_o - V_b}$
Buck-boost	1

3.4 PROJETO DOS CONVERSORES INTEGRADOS

A partir da elaboração dos cálculos preliminares e definição dos fatores X_{CFP} e Y_{CP} , torna-se possível descrever o projeto dos conversores integrados através de um algoritmo. Esse modo simples desenvolvido para equacionar os conversores integrados funciona para qualquer uma das 9 possíveis combinações de conversor integrado, delimitados neste trabalho.

3.4.1 Determinação das Razões Cíclicas Críticas

As razões cíclicas críticas dos conversores do estágio CFP são calculadas através do ganho estático das topologias. O valor crítico acontece no pico da tensão da rede, portanto, para o conversor buck é como mostra (34), para o conversor boost é como em (35) e para o conversor buck-boost é dada por (36).

$$D_{bu} = \frac{V_b}{V_g} \quad (34)$$

$$D_{bo} = \frac{V_b - V_g}{V_b} \quad (35)$$

$$D_{bb} = \frac{V_b}{V_b + V_g} \quad (36)$$

Da mesma forma, para o estágio CP as razões cíclicas críticas são calculadas no limite entre a operação em MCC e MCD. Neste caso, relacionando a entrada e a saída dos conversores, tem-se que para o conversor buck a razão cíclica crítica é como apresentada em (37), para o conversor boost em (38) e para o conversor buck-boost em (39).

$$D_{bu} = \frac{V_o}{V_b} \quad (37)$$

$$D_{bo} = \frac{V_o - V_b}{V_o} \quad (38)$$

$$D_{bb} = \frac{V_o}{V_o + V_b} \quad (39)$$

3.4.2 Cálculo do Indutor do Estágio CP

Para calcular o indutor do estágio CP, são utilizadas as equações de resistência equivalente apresentadas em (28), (30) e (32) para os conversores buck, boost e buck-boost, respectivamente. Substituindo R_{CP} na expressão dada por V_b^2/P_b , é possível encontrar os valores de indutância resultantes isolando a variável em questão, conforme mostra (40), (41) e (42).

$$L_{bu} = \left[\frac{V_b - V_o}{V_b} \right] \frac{V_b^2 D^2 T_S}{P_b} \quad (40)$$

$$L_{bo} = \left[\frac{V_o}{V_o - V_b} \right] \frac{V_b^2 D^2 T_S}{P_b} \quad (41)$$

$$L_{bb} = \frac{V_b^2 D^2 T_S}{P_b} \quad (42)$$

3.4.3 Cálculo do Indutor do Estágio CFP

Por fim, para calcular o indutor do estágio CFP, é preciso encontrar a expressão que relaciona o estágio CFP com o estágio CP. Para isso, utilizando a expressão da potência média de barramento de (26), a corrente de barramento pode ser descrita através de (43).

$$I_b = \frac{P_b}{V_b} = \frac{V_g^2}{2V_b} \cdot \frac{D^2 T_S}{2L_{CFP}} \cdot X_{CFP} \quad (43)$$

Dessa forma, a expressão geral que relaciona os estágios CFP e CP é encontrada multiplicando a corrente de barramento pela resistência do estágio CP, como mostra (44).

$$V_b = I_b R_{CP} = \frac{V_g^2}{2V_b} \cdot \frac{D^2 T_S}{2L_{CFP}} \cdot X_{CFP} \cdot Y_{CP} \cdot \frac{2L_{CP}}{D^2 T_S} \quad (44)$$

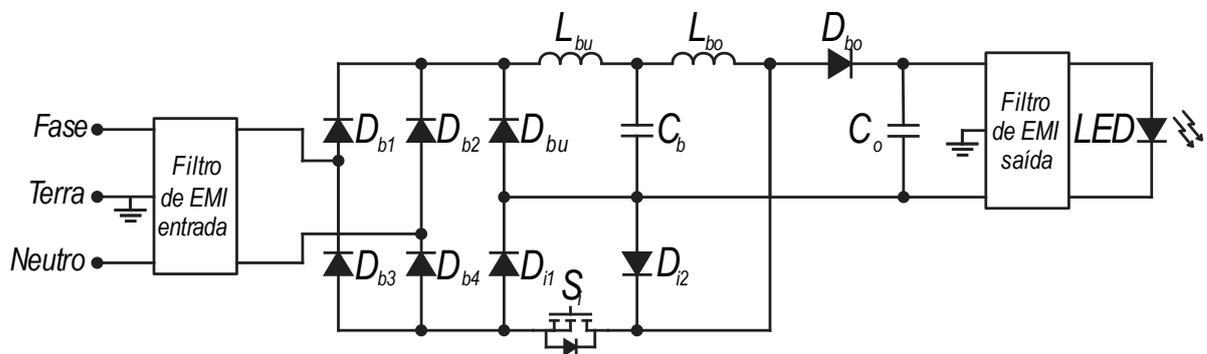
Sendo assim, o indutor do estágio CFP pode ser calculado isolando o termo na equação anterior, resultando em (45).

$$L_{CFP} = \frac{L_{CP} V_g^2}{2V_b^2} \cdot X_{CFP} \cdot Y_{CP} \quad (45)$$

3.5 ESTUDO DE CASO

A fim de comprovar o equacionamento descrito nas seções anteriores, um estudo de caso é apresentado a seguir. Para isso, foram selecionadas as topologias buck para o estágio CFP e a topologia boost para o estágio CP. Esse estudo de caso é baseado no artigo (BRAND et al., 2020b), mostrado na Figura 17, que teve seus parâmetros definidos a partir do objetivo otimizar a solução proposta em (ABDELMESSIH et al., 2020).

Figura 17 – Circuitos equivalentes conversor buck e boost integrado.

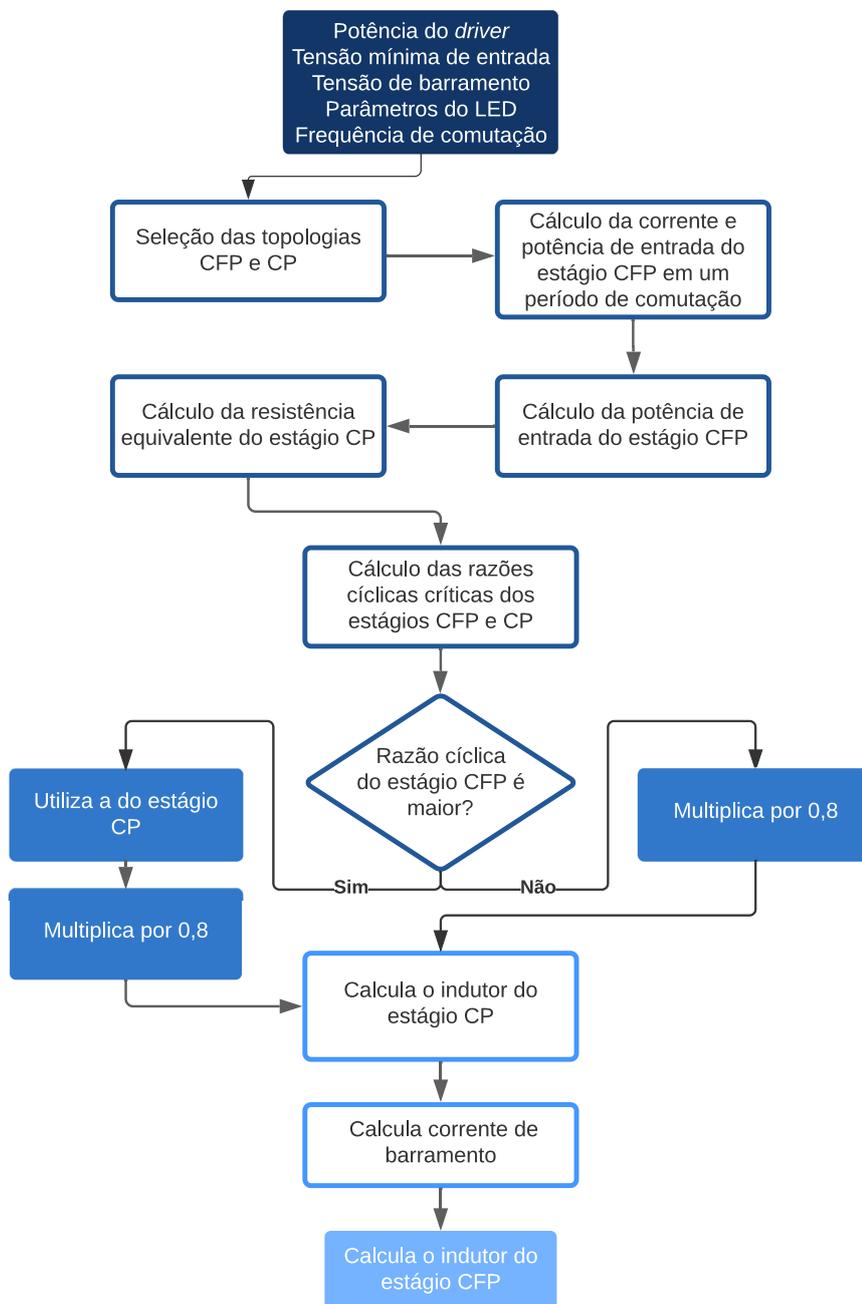


Fonte: Autor.

A carga de LEDs é composta por 9 strings com 15 LEDs luxeon 3014 em série em cada uma delas. A carga tem como característica a tensão de saída de 46,1 V e corrente de 575 mA,

representando uma carga de 26,5 W. A tensão da rede selecionada para o experimento foi de 110 V, com frequência da rede de 60 Hz. Como tensão de barramento, foi definido o valor de 35 V, que garante que o conversor terá elevado fator de potência e distorção harmônica total dentro dos limites estabelecidos pela ABNT NBR IEC 61000-3-2. A frequência de comutação do conversor integrado é de 40 kHz. Utilizando o equacionamento desenvolvido neste capítulo, é possível estabelecer um fluxograma para o projeto do conversor, conforme mostra a Figura 18.

Figura 18 – Fluxograma para determinação do projeto dos conversores.



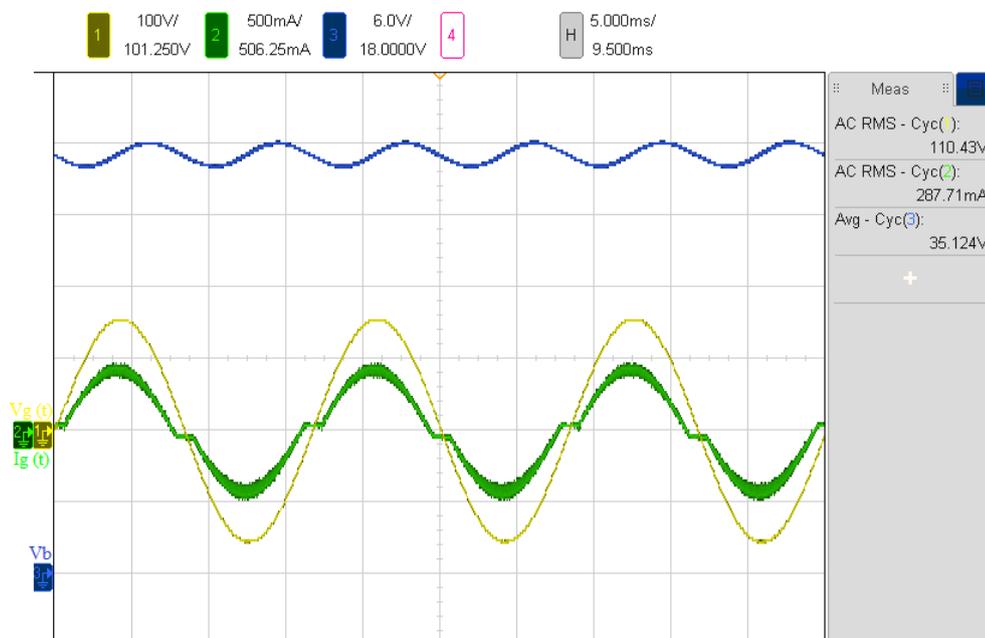
Portanto, resolvendo (34), a razão cíclica do estágio buck CFP tem como resultado 0,225; por outro lado, resolvendo (38) a razão cíclica do estágio boost CP é de 0,241. Portanto, a razão cíclica escolhida para que a operação seja segura em MCD é de 0,175, como recomendado no passo 7 da metodologia de projeto.

Por outro lado, resolvendo (41), o indutor da topologia boost tem valor de 73 μH . Sabendo que o ângulo de condução tem valor de 0,227, calculado por (6), calcula-se a indutância do estágio CFP, através de (45), substituindo os fatores X e Y das respectivas topologias, presentes nas Tabela 2 e Tabela 3, a indutância do estágio CFP é igual a 125 μH . O capacitor de barramento tem valor de 1200 μF e o capacitor de saída tem valor de 33 μF .

As formas de onda que relacionam a entrada com o barramento são mostradas pela

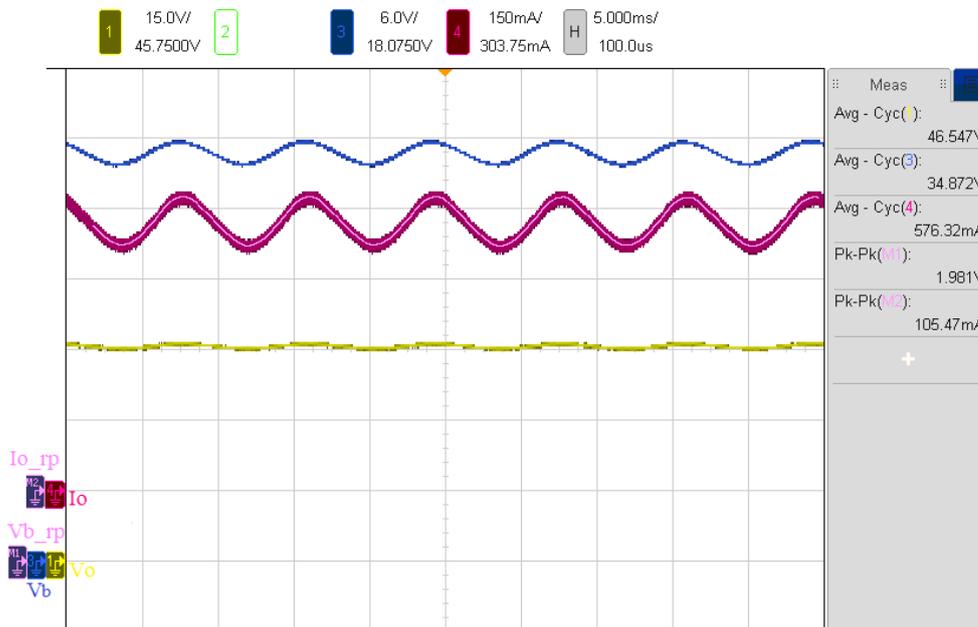
Figura 19 e as que relacionam o barramento com as formas de onda de saída são mostradas na Figura 20. O conversor projetado pela metodologia apresenta valores praticamente exatos com os esperados, tendo diferenças apenas por incertezas de medição. Da mesma forma, o mesmo apresenta fator de potência de 0,98 e todas as harmônicas de corrente em conformidade com a norma vigente.

Figura 19 – Conversor buck e boost integrado. Tensão de entrada (amarelo), corrente de entrada (verde) e tensão de barramento (azul).



Fonte: Autor.

Figura 20 – Conversor buck e boost integrado. Tensão de barramento (azul), Tensão de saída (amarelo), corrente de saída (rosa).



Fonte: Autor.

3.6 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentada uma análise geral dos três principais conversores de potência não isolados, operando como estágio CFP ou CP, para serem utilizados em projetos de conversores integrados. Como mencionado anteriormente, essas topologias podem ser facilmente derivadas para topologias isoladas, que têm comportamento semelhantes as topologias não isoladas. Além disso, foi apresentada uma metodologia para projetar os estágios CFP e CP com todos os parâmetros dependentes, fornecendo uma ferramenta simples e eficaz para o projeto desses conversores.

A partir da seleção de uma carga LED e sabendo a tensão e a frequência da rede, é possível projetar facilmente qualquer combinação de conversores, mesmo que o projeto seja para tensão de entrada universal. Na seção 3.4, um passo a passo para o projeto foi apresentado, tendo todas as equações necessárias para calcular qualquer combinação de projeto.

Por fim foi apresentado um estudo de caso publicado em artigo científico que comprova o funcionamento da metodologia para um caso específico, envolvendo o conversor buck e boost integrado. É possível afirmar que seguindo o equacionamento proposto, qualquer das nove possíveis combinações de topologias integradas pode ser calculado com grande facilidade.

4 ANÁLISE DO FATOR DE TRANSMISSÃO DE ONDULAÇÃO DE BAIXA FREQUÊNCIA

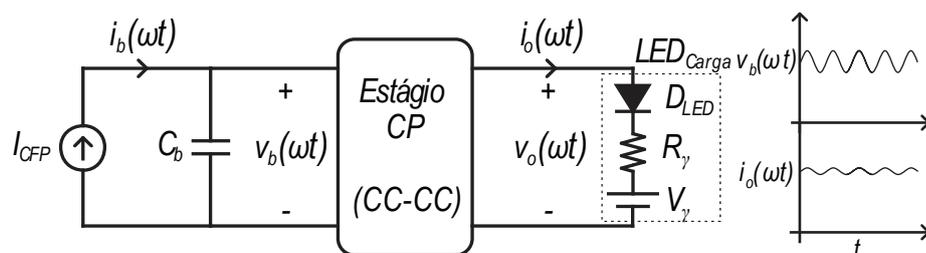
Neste capítulo a análise da transmissão de ondulação de baixa frequência da tensão de barramento para a corrente nos LEDs é apresentada. O equacionamento tem como objetivo encontrar o fator de transferência de ondulação de baixa frequência de cada uma das três topologias de conversores operando como estágio CP em MCD. Este capítulo é baseado no artigo (BRAND et al., 2021) e também é uma continuação do trabalho apresentado em (ALONSO et al., 2012b), através da simplificação do equacionamento do FTOBF e do desenvolvimento de resultados analíticos dos equacionamentos.

A partir do equacionamento do fator de transmissão da ondulação de baixa-frequência (FTOBF), tem-se uma ferramenta que auxilia a definir qual a topologia e ponto de operação são mais indicados para operar determinado circuito, em função da liberdade de escolha dos parâmetros de projeto, com o objetivo de minimizar a capacitância necessária no barramento do conversor integrado. Para comprovar a eficácia da metodologia, são utilizados 3 pontos de operação de cada topologia para serem simulados e posteriormente um estudo comparativo entre as mesmas é mostrado, para demonstrar o quanto de redução é possível conseguir apenas explorando as características dos conversores.

4.1 EQUACIONAMENTO GENÉRICO DO FTOBF

O circuito equivalente do estágio CP é apresentado na Figura 21. Para analisar a interação do LED com o *driver*, utiliza-se o modelo equivalente do LED, conhecido como modelo linear, que consiste em um diodo ideal em série com uma fonte de tensão e uma resistência série, abordado em detalhes em (LIN; CHEN, 2009).

Figura 21 – Circuito equivalente para a análise do estágio CP



Fonte: Autor.

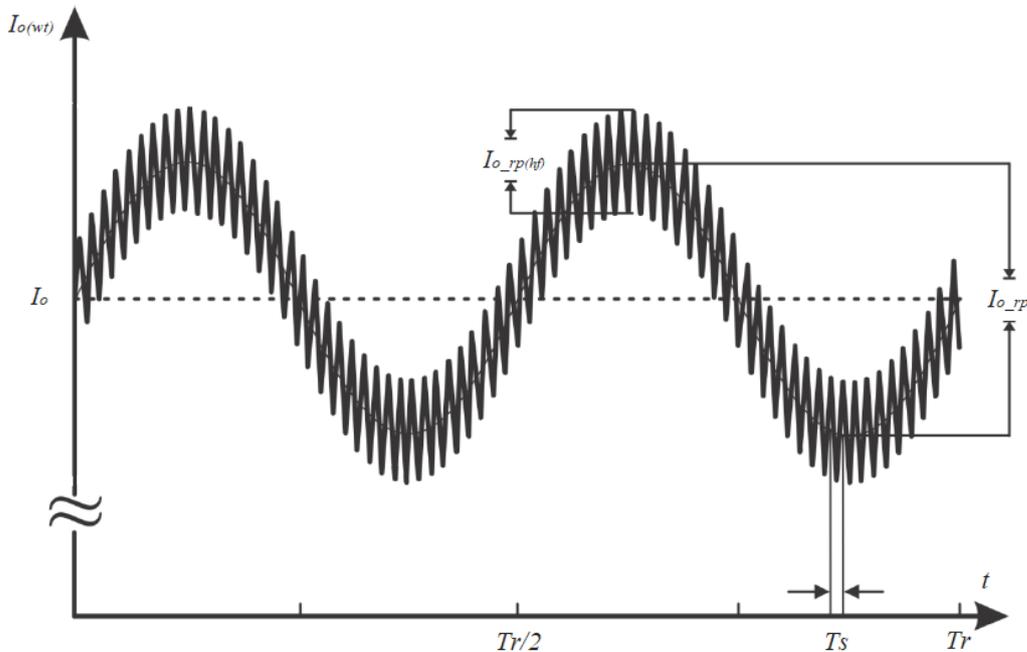
O objetivo desta análise é encontrar um ponto de operação, onde haja conformidade com as práticas recomendadas, para qualquer tensão limiar (V_γ), resistência série equivalente (R_γ) e corrente nos LEDs (I_o). A tensão de entrada do estágio CP ($v_b(t)$), apresentada em (46) é composta pelo nível CC (V_b) e a aproximação da componente CA ($V_{b_rp}sen(\omega t)$). Já para a corrente nos LEDs, o valor instantâneo ($i_o(t)$), apresentado em (47) e também é composto pelo nível CC (I_o) e pela aproximação do nível CA ($I_{o_rp}sen(\omega t)$).

$$v_b(t) = V_b + V_{b_rp}sen(\omega t) \quad (46)$$

$$i_o(t) = I_o + I_{o_rp}sen(\omega t) \quad (47)$$

Já que a corrente de saída possui duas componentes, uma em alta frequência ($I_{o_rp(hf)}$, da comutação dos interruptores) e a outra em baixa frequência (em 120 Hz, o dobro da frequência da rede considerada), é apresentado na Figura 22 o modo para determinação de I_{o_rp} , que consiste em definir o valor médio por período de comutação, sendo o pico a pico resultante da mesma a ondulação total de corrente considerada. Nesse caso, T_r é o período da rede de 60Hz e T_s o período de comutação do interruptor.

Figura 22 - Ondulação da corrente de saída



Fonte: Autor.

Como o circuito de acionamento fornece energia para uma carga de LEDs, é necessário definir a equação que descreve a relação entre a potência de saída (P_o) e os parâmetros do LED.

Para isso, é feita a aproximação de ondulação de alta frequência, onde a corrente de saída $I_o(\omega t)$ é aproximada pela sua componente CC (I_o). Para a ondulação de corrente nos LEDs pico a pico de até 50% da corrente média, o fluxo luminoso do LED obtido experimentalmente é de 98,5% comparado ao valor puramente CC, portanto a componente $I_{o_rpsen}(\omega t)$ pode ser negligenciada. Além disso, assumindo uma transformação de energia ideal, a potência média de saída será igual à potência média de entrada, dada por (48) (ALMEIDA et al., 2015b).

$$P_o = P_b = I_o V_o = I_o^2 R_\gamma + I_o V_\gamma \quad (48)$$

Para chegar ao FTOBF de forma genérica deve-se definir a expressão de tensão de saída média (V_o) em função dos parâmetros da carga e da potência média de entrada (P_b). Como os parâmetros da carga são constantes, o que define o comportamento em termos de FTOBF será o valor de P_b da topologia em análise. Portanto, deve-se equacionar a corrente média nos LEDs, dado pela raiz positiva resultante do isolamento da variável em (48), como mostra (49).

$$I_o = \frac{-V_\gamma}{2R_\gamma} + \frac{1}{2R_\gamma} \sqrt{V_\gamma^2 + 4P_b R_\gamma} \quad (49)$$

Sendo assim, substituindo (49) em (48), é encontrada a tensão média de saída para os LEDs em função de P_b , como apresenta (50).

$$V_o = \frac{V_\gamma}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{V_\gamma^2 + 4P_b R_\gamma} \quad (50)$$

A tensão de saída pode ser expressa em função do ganho de tensão multiplicado pela tensão de barramento da topologia selecionada, quando nenhuma perturbação na entrada é considerada, como mostra (51).

$$V_o = G_v(V_b) \quad (51)$$

Como o objetivo é encontrar a variação na saída, a amplitude das componentes CA para a tensão de barramento e a tensão nos LEDs são representadas por V_{b_rp} e V_{o_rp} , respectivamente. A razão entre as duas expressões resulta no fator de transformação de ondulação (v_{rp}) para a carga de LEDs, e pode ser definido através da derivação parcial de V_o em relação à V_b , como representado em (52).

$$v_{rp} = \frac{V_{o,rp}}{V_{b,rp}} = \frac{\partial V_o}{\partial V_b} \quad (52)$$

Dessa forma, a expressão que define a ondulação de corrente nos LEDs pode ser obtida pela transformação das variáveis calculadas anteriormente em termos de tensão para corrente, como mostra (53).

$$I_{o,rp} = \frac{V_{o,rp}}{R_Y} = v_{rp} \frac{V_{b,rp}}{R_Y} \quad (53)$$

O passo seguinte é transformar as ondulações de corrente e de tensão em valores percentuais, tendo em vista encontrar o FTOBF de forma adimensional, por (54) e (55), respectivamente.

$$I_{o,rp}\% = v_{rp} \frac{V_{b,rp}}{I_o R_Y} 100 \quad (54)$$

$$V_{b,rp}\% = \frac{V_{b,rp}}{V_b} 100 \quad (55)$$

Logo, o FTOBF para o estágio CP é dado pela razão entre $I_{o,rp}\%$ e $V_{b,rp}\%$, como em (56), gerando como resultado um fator adimensional para mensurar a transferência de ondulação na topologia em análise. Este fator representa a ondulação percentual de corrente nos LEDs em função da ondulação percentual da tensão de barramento.

$$FTOBF = \frac{I_{o,rp}\%}{V_{b,rp}\%} = \frac{V_b}{I_o R_Y} v_{rp} \quad (56)$$

4.2 CÁLCULOS PARA O ESTÁGIO CP

4.2.1 Cálculo das Potências de Barramento

Primeiramente, deve-se calcular a corrente de entrada dos conversores do estágio CP, mostrados na Figura 11. Para os conversores buck e buck-boost, essa corrente é a corrente que flui na chave. Para o conversor boost é a corrente que flui através do indutor. As expressões (57), (58) e (59) apresentam os valores médios das correntes de entrada dos conversores buck, boost e buck-boost, respectivamente.

$$I_{b_bu} = \frac{V_b - V_{o_bu}}{R_{bu}} \quad (57)$$

$$I_{b_bo} = \frac{V_b V_{o_bo}}{R_{bo}(V_{o_bo} - V_b)} \quad (58)$$

$$I_{b_bb} = \frac{V_b}{R_{bb}} \quad (59)$$

A partir dos resultados anteriores, multiplicando as correntes definidas pela tensão de barramento, tem-se a potência média no barramento. Os resultados são apresentados através de (60), (61) e (62).

$$P_{b_bu} = V_b I_{b_bu} = \frac{V_b^2 - V_b V_{o_bu}}{R_{bu}} \quad (60)$$

$$P_{b_bo} = V_b I_{b_bo} = \frac{V_b^2 V_{o_bo}}{R_{bo}(V_{o_bo} - V_b)} \quad (61)$$

$$P_{b_bb} = V_b I_{b_bb} = \frac{V_b^2}{R_{bb}} \quad (62)$$

4.2.2 Cálculo das Tensões de Saída

Utilizando as expressões de (60), (61) e (62) na expressão genérica de (50), as tensões de saída dos conversores são encontradas, apresentadas em (63), (64) e (65) para os conversores buck, boost e buck-boost, respectivamente.

$$V_{o_bu} = \frac{V_\gamma}{2} - \frac{V_b R_\gamma}{2R_{bu}} + \frac{1}{2} \sqrt{\left(V_\gamma - \frac{V_b R_\gamma}{R_{bu}}\right)^2 + \frac{4V_b^2 R_\gamma}{R_{bu}}} \quad (63)$$

$$V_{o_bo} = \frac{V_b + V_\gamma}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{(V_b + V_\gamma)^2 + 4V_b \left(\frac{V_b R_\gamma}{R_{bo}} - V_\gamma\right)} \quad (64)$$

$$V_{o_bb} = \frac{V_\gamma}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{V_\gamma^2 + \frac{4V_b^2 R_\gamma}{R_{bb}}} \quad (65)$$

4.2.3 Fator de Transformação de Ripple

A partir da derivação parcial das tensões de saída de (63), (64) e (65) em relação a tensão de barramento, encontra-se o fator de transformação de ondulação, os quais após simplificação são como mostra (66), (67) e (68).

$$v_{rp_bu} = \frac{2V_b R_\gamma - V_o R_\gamma}{(2V_{o_bu} - V_\gamma) R_{bu} + V_b R_\gamma} \quad (66)$$

$$v_{rp_bo} = \frac{2V_b R_\gamma + (V_o - V_\gamma) R_{eq_bo}}{(2V_{o_bo} - V_\gamma) R_{eq_bo} - V_b R_{eq_bo}} \quad (67)$$

$$v_{rp_bb} = \frac{2V_b R_\gamma}{(2V_{o_bb} - V_\gamma) R_{eq_bb}} \quad (68)$$

4.2.4 Fator de Transferência da Ondulação de Baixa-Frequência

Por fim, $I_{o_rp}\%$ pode ser calculado substituindo (66), (67) e (68) em (54) e $V_{b_rp}\%$ é calculado por (55). Portanto os resultados da FTOBF após simplificações são como mostrados em (69), (70) e (71).

$$FTOBF_{bu} = \frac{2V_b V_{o_bu} - V_{o_bu}^2}{(2V_{o_bu} - V_\gamma) V_b - V_{o_bu}^2} \quad (69)$$

$$FTOBF_{bo} = \frac{2V_{o_bu} - V_b}{2V_{o_bu} - V_\gamma - V_b} \quad (70)$$

$$FTOBF_{bb} = \frac{2V_{o_bu}}{2V_{o_bu} - V_\gamma} \quad (71)$$

4.3 SIMULAÇÕES, VERIFICAÇÕES E RESULTADOS ANALÍTICOS DO FTOBF

Para comprovar a eficácia do equacionamento anteriormente descrito, o LED Luxeon 3014 foi selecionado para ser verificado analiticamente. A carga completa é composta por 9 strings em paralelo com 15 LED em série em cada uma delas. Os parâmetros do modelo equivalente do dispositivo, bem como os parâmetros finais da carga, são mostrados em detalhe através da Tabela 4.

Tabela 4 - Parâmetros das cargas de LED

Carga	Símbolo	Valor	Unidade
1 LED Luxeon 3014	I_{o_l}	0,064	A
	V_{γ_l}	2,73	V
	R_{γ_l}	6,18	Ω
Luxeon 3014	V_{γ}	40,9	V
	R_{γ}	10,3	Ω
9 strings de 15 LEDs em série	I_o	0,575	A
	V_o	46,9	V
	P_o	26,9	W

Como mencionado nos capítulos anteriores, a ideia principal é desenvolver equacionamentos onde não haja nenhum efeito visível do *flicker*. Sendo assim, a partir do nível de baixa percepção humana da cintilação luminosa em 120 Hz, mostrado em (72), encontra-se o limite máximo de ondulação de corrente permitido nos LEDs, através da equação apresentada por (73). Portanto, substituindo este valor na expressão do FTOBF, descrita através de (56), tem-se que o valor máximo de ondulação na tensão de barramento é dado por (74).

$$Mod\% \leq 0,08Freq = 9,6\% \quad (72)$$

$$I_{o_rp}\% = 2Mod\% = 19,2\% \quad (73)$$

$$V_{b_rp_max}\% = \frac{I_{o_rp_lim}\%}{FTOBF} = \frac{19,2\%}{FTOBF} \quad (74)$$

A partir do equacionamento descrito, pode-se por fim estabelecer os resultados em torno do FTOBF. Para isso, utilizando a carga apresentada neste capítulo, são selecionados 3 pontos de operação para os conversores buck e boost, e todos os 6 para o conversor buck-boost, que opera tanto como rebaixador como elevador de tensão. Esses pontos, que são apresentados na Tabela 5, apresentam uma grande variação no valor da tensão de barramento, justamente para verificar o comportamento dessas topologias e se as simulações seguem o método proposto em toda a faixa de operação.

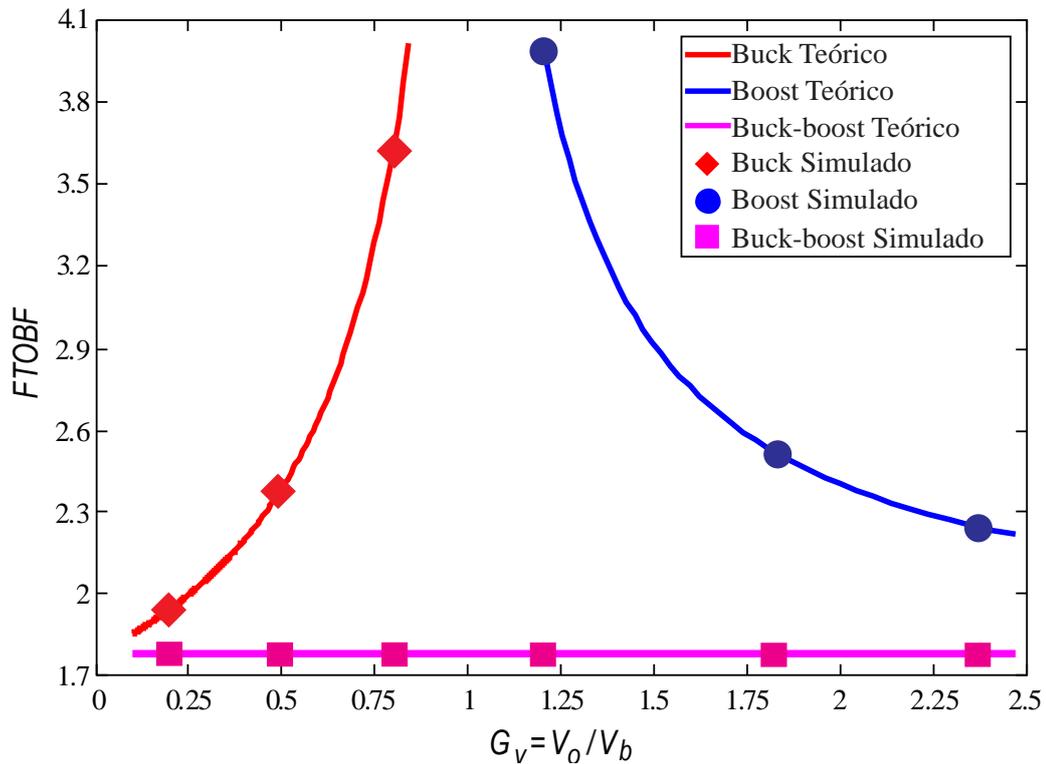
Deste modo, na Figura 23 os resultados comparativos são apresentados. Nota-se que para qualquer valor de tensão de barramento, a ondulação de corrente de saída permanece constante no conversor buck-boost. Por outro lado, para os conversores buck e boost, os valores de FTOBF variam com o ganho de tensão.

No conversor buck, com a redução de G_v (ganho de tensão entre o barramento e a saída), o FTOBF reduz. Já no conversor boost, o aumento de G_v representa a redução da FTOBF, porém o resultado ainda é muito distante do apresentado pelo conversor buck-boost. No entanto, se o ganho G_v se aproxima de um, ambos os conversores, buck e boost, apresentam altos FTOBF.

Tabela 5 - Parâmetros dos conversores do estágio CP

Carga	Símbolo	Valor						Unidade
Buck	V_b	234,4	93,7	58,6	-	-	-	V
	$FTOBF$	1,94	2,39	3,67	-	-	-	-
	C_{bu}	20	20	20	-	-	-	μF
	L_{bu}	660	412	165	-	-	-	μH
	D_{bu}	0,18	0,45	0,72	-	-	-	-
Boost	V_b	-	-	-	39,1	26	19,5	V
	$FTOBF$	-	-	-	3,98	2,53	2,23	-
	C_{bo}	-	-	-	20	20	20	μF
	L_{bo}	-	-	-	96	113	84	μH
	D_{bo}	-	-	-	0,15	0,4	0,52	-
Buck-boost	V_b	234,4	93,7	58,6	39,1	26	19,5	V
	$FTOBF$	1,77	1,77	1,77	1,77	1,77	1,77	-
	C_{bb}	20	20	20	20	20	20	μF
	L_{bb}	599	383	266	178	110	75	μH
	D_{bb}	0,15	0,31	0,41	0,5	0,59	0,65	-

Figura 23 – FTOBF em função de G_v para os três conversores.



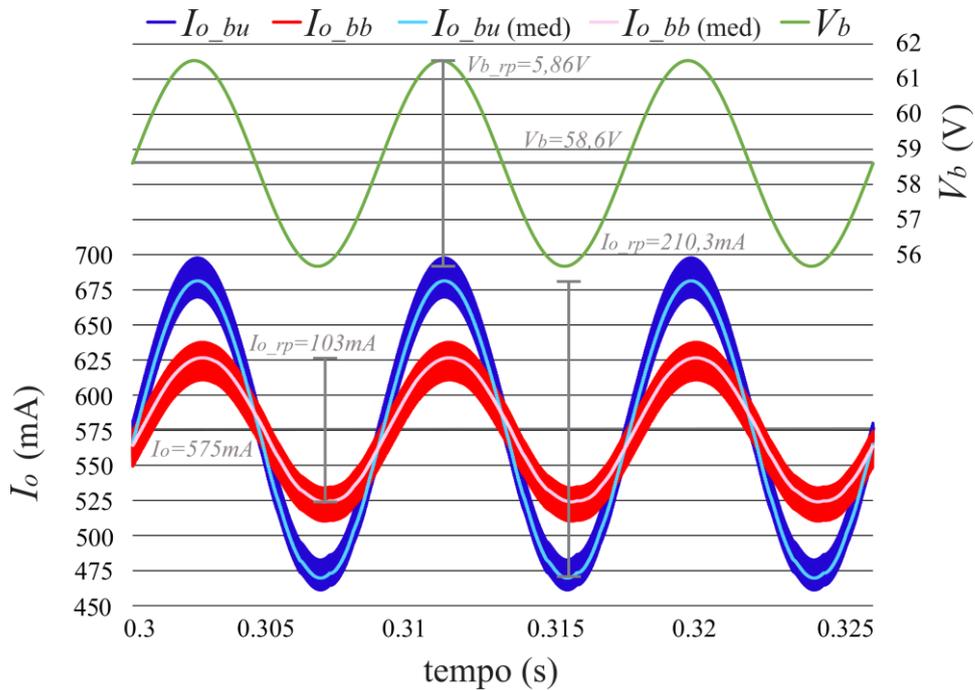
Fonte: Autor.

Para apresentar a diferença entre escolhas de topologias, duas simulações são desenvolvidas. Para uma comparação justa entre todas as topologias, o valor de ondulação da tensão de barramento escolhida foi de 10 %. Os conversores buck e buck-boost operando com ganho de tensão de 0,8 (representando $V_b = 58,6$ V) são mostrados na Figura 24. Os conversores boost e buck-boost são apresentados na Figura 25, operando com ganho de tensão de 1,2 (logo $V_b = 39,1$ V).

Pode-se concluir que o conversor buck operando com $G_v = 0,8$ apresenta FTOBF de 3,67, produzindo, portanto, um $I_{o_rp}\%$ de 36,7 %. Já o conversor boost operando com $G_v = 1,2$ apresenta FTOBF simulada de 3,98, levando a um $I_{o_rp}\%$ de 39,8 %. Por fim, no caso da utilização do conversor buck-boost, tanto em G_v de 0,8 como de 1,2 o FTOBF é de 1,77, produzindo, portanto, $I_{o_rp}\%$ de 17,7 %.

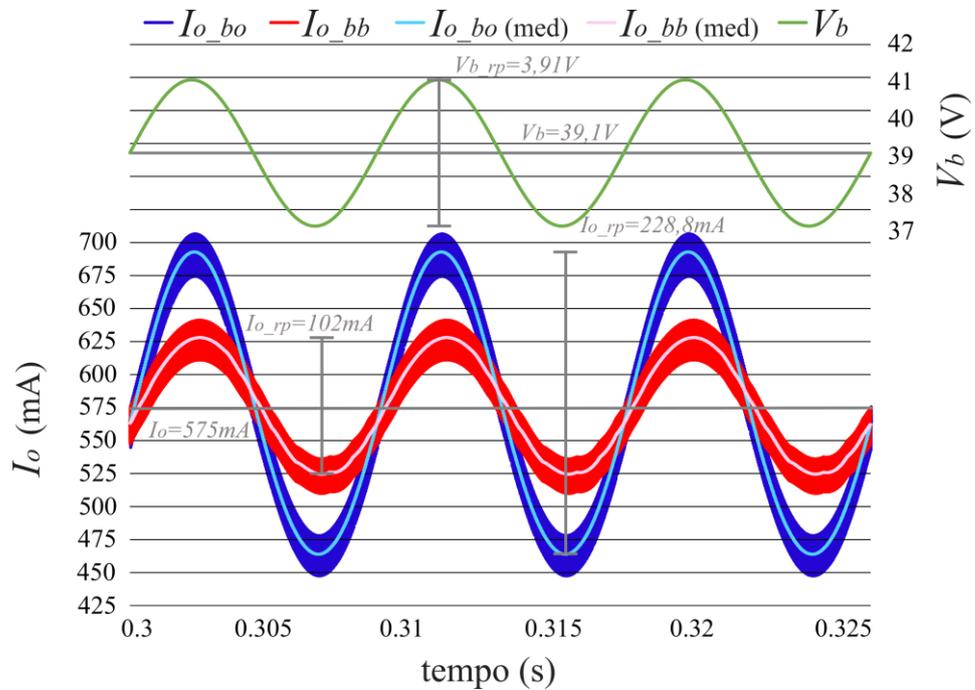
Por outro lado, se o ganho de tensão for extremo os conversores apresentam resultados mais próximos ao do buck-boost. Por exemplo, para o conversor buck, quando $G_v = 0,2$ o FTOBF é de 1,94 e $I_{o_rp}\%$ de 19,4%. Para o conversor boost, quando $G_v = 2,4$ o FTOBF será de 2,23, representando um $I_{o_rp}\%$ de 22,3%.

Figura 24 – Resultados de simulação dos conversores. Tensão de barramento: verde; corrente nos LEDs: azul do conversor buck e vermelho conversor buck-boost.



Fonte: Autor.

Figura 25 – Resultados de simulação dos conversores. Tensão de barramento: verde; corrente nos LEDs: azul do conversor boost e vermelho conversor buck-boost.

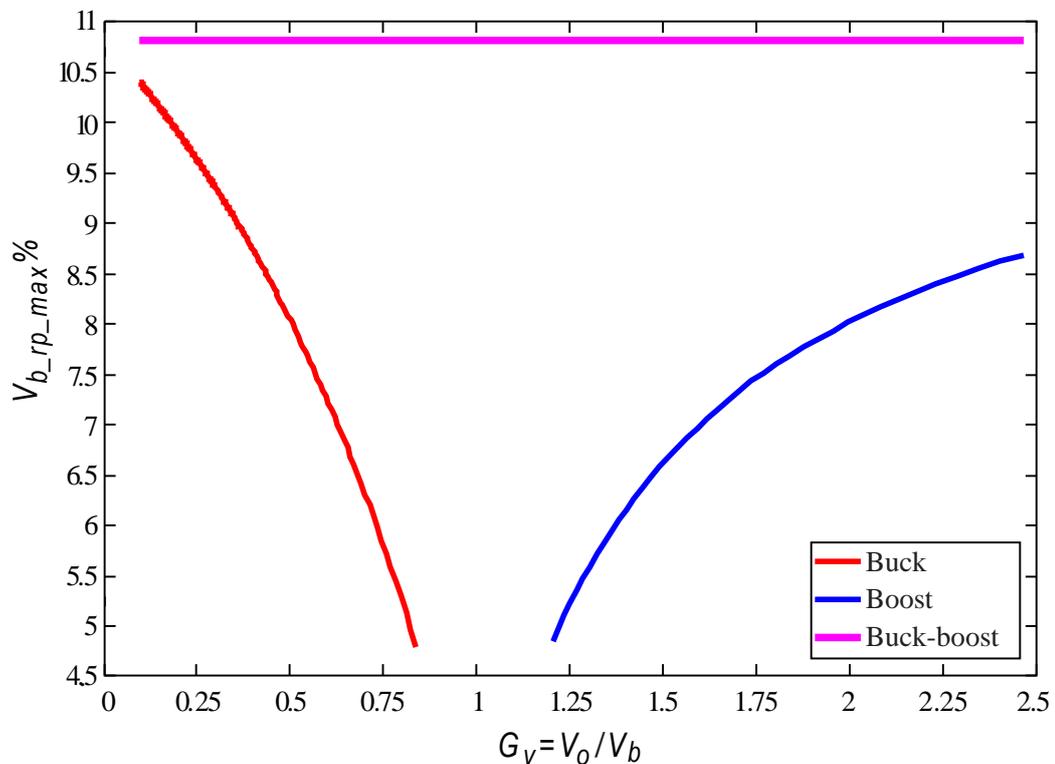


Fonte: Autor.

4.4 ANÁLISE DE CAPACITÂNCIAS

Esta seção mostra a análise da capacitância de barramento para as topologias apresentadas neste trabalho, utilizando a carga de LEDs Luxeon 3014 como exemplo. Um conversor ideal de estágio CFP foi utilizado nesta análise. Dessa forma, torna-se possível comparar os valores necessários para capacitâncias de barramento mínimas (C_{b_min}) nas topologias propostas. O limite de 19,2 % de $I_{o_rp}\%$ gera os valores de $V_{b_rp_max}\%$, calculados por (74). A Figura 26 apresenta os valores máximos de ondulação de tensão de barramento permitidos para cada topologia de conversor, para toda a faixa de operação.

Figura 26 – Máxima ondulação de tensão de barramento permitida em função do ganho de tensão para satisfazer a IEEE Std. 1789-2015.



Fonte: Autor.

Através do gráfico, é possível observar, por exemplo, que para um ganho de tensão de 1,2 (representando $V_b = 39,1V$) o conversor boost pode ter no máximo 4,85 % de ondulação de tensão no barramento. Em contrapartida, o conversor buck-boost permite até 10,83 %. Sendo assim, uma capacitância de barramento muito menor será utilizada para a topologia buck-boost se comparada com a topologia boost. Para ilustrar essa condição em outros pontos os valores de C_{b_min} são calculados por (75).

$$C_{b_min} = \frac{P_b}{2\pi f_r V_b^2 V_{b_rp_max}\%} \quad (75)$$

Onde a frequência da rede (f_r) considerada é de 60Hz. Para definir C_{b_min} , os seguintes passos devem ser seguidos:

1) Definição da carga de LEDs – A carga é selecionada para realizar a análise.

2) Definição da tensão de barramento – A tensão de barramento média é definida. É possível então encontrar $V_{b_rp_max}\%$, obtida através de (74), utilizando as análises apresentadas na Figura 17.

3) Definição da capacitância de barramento – Por meio de (75) e com os valores obtidos a partir dos passos 1 e 2, a capacitância de barramento é determinada.

O comparativo de valor mínimo de capacitância de barramento necessário das topologias, para cumprir os requisitos da IEEE Std. 1789-2015, é mostrado na Tabela 6.

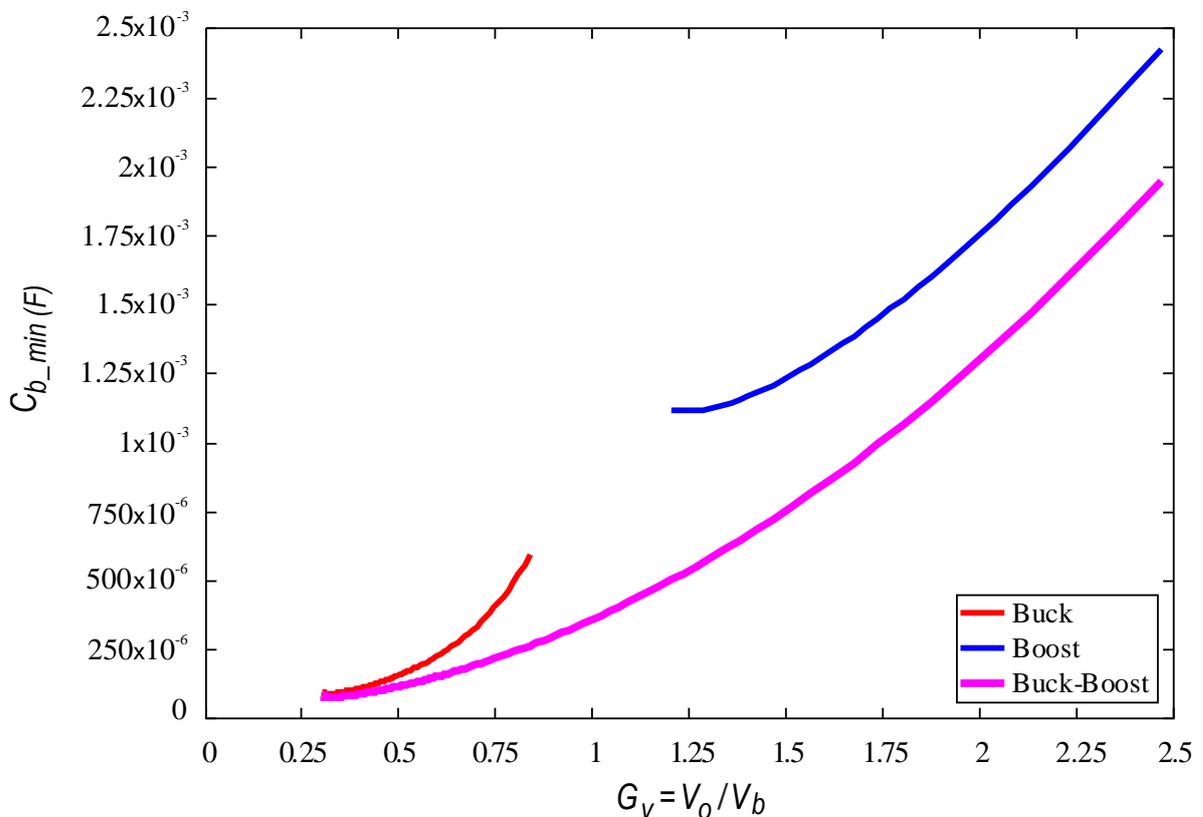
Tabela 6 – Capacitância mínima de barramento necessária

Tensão de barramento	Valor (μF)			
	G_v	Buck	Boost	Buck-boost
18,7	2,5	-	2334	1881
23,5	2	-	1624	1204
31,3	1,5	-	1106	677
46,87	1	-	-	301
55,2	0,85	509,6	-	217,5
67	0,7	253,3	-	147,5
85,3	0,55	129	-	91
117,2	0,4	59,8	-	48,2
187,5	0,25	21,2	-	18,8

Quando se trata de redução de capacitâncias, o ganho em utilizar o conversor buck-boost em relação aos conversores buck e boost é considerável, principalmente quando se observa os conversores operando como elevador de tensão. Percebe-se que uma tensão de barramento baixa, representa a necessidade de uma capacitância de barramento maior. Porém, trabalhar com menores valores de tensão pode ser interessante, tendo em vista que o volume desses componentes é diretamente proporcional a essa grandeza.

Os gráficos completos da análise das capacitâncias, sobre toda a faixa de operação determinadas das topologias buck, boost e buck-boost são apresentados na Figura 27. Através do mesmo fica evidente o ganho, quando se relaciona o buck-boost com o conversor boost, tendo uma redução considerável nos valores de capacitâncias empregadas. Por outro lado, o conversor buck, quando opera com ganhos de tensão baixos, apresenta um comportamento bem semelhante ao do conversor buck-boost, podendo ser considerado como uma ótima opção de substituição dessa topologia para operar como estágio de controle de potência.

Figura 27 – Capacitância mínima de barramento para toda a faixa de operação.



Fonte: Autor.

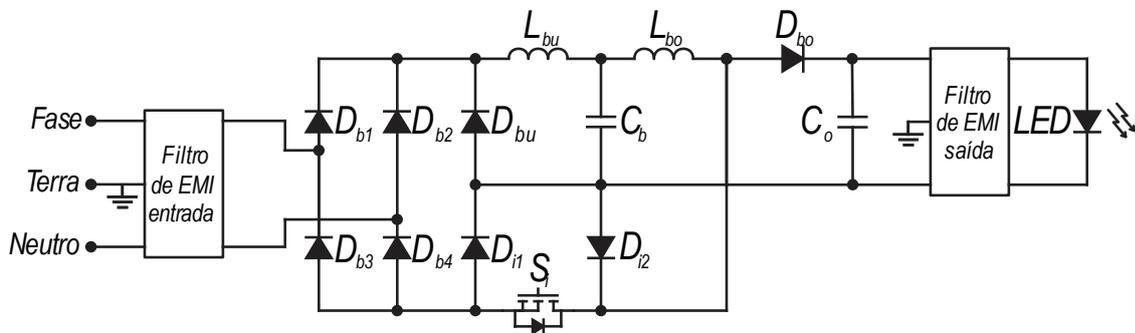
4.5 ESTUDO DE CASO: REDUÇÃO DE CAPACITÂNCIAS DE BARRAMENTO

Nesta seção é apresentado o estudo de caso da otimização do conversor integrado. Em (ABDELMESSIH et al., 2020) foi proposto um novo projeto de conversor integrado para operar como um *driver* de LED, o qual é composto por um conversor buck no estágio CFP e um boost no estágio CP.

Neste trabalho, a relação entre a tensão do barramento e a tensão do LED é de 1,34 ($V_o = 46,9$ V e $V_b = 35$ V), portanto, espera-se que um alto FTOBF seja transferido da tensão do barramento para a corrente do LED. Deste modo, a escolha do conversor buck-boost no estágio CP contribui para um FTOBF e uma capacitância de barramento menor. Portanto, será proposta uma alternativa para que se obtenha uma redução de capacitâncias para o conversor integrado.

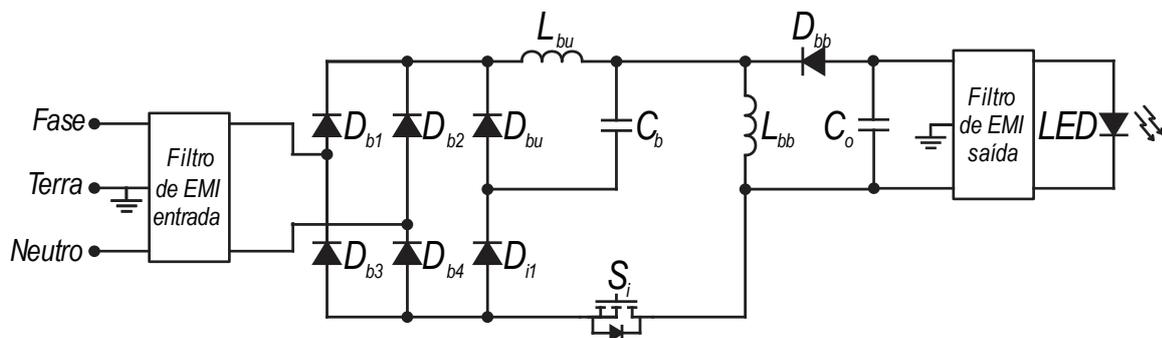
Assim, o estudo de caso compara o uso do CBBI (conversor buck e boost integrado) e do CBBBI (conversor buck e buck-boost integrado) como *drivers* de LED, apresentados na Figura 28 e Figura 29, respectivamente.

Figura 28 – Conversor CBBI.



Fonte: Autor.

Figura 29 – Conversor CBBBI.



Fonte: Autor.

O conversor buck como um estágio CFP garantirá um alto FP e baixo THD para ambos os conversores integrados operando em MCD. A capacitância do barramento depende da ondulação de tensão do barramento permitida, e é calculada através de (76).

$$C_b = \frac{P_b}{4\pi f_r V_b^2 V_{b_rp} \%} \left[2\alpha + \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} \left| \frac{1 - \cos(2\theta) - 2 \sin(\alpha) \sin(\theta)}{1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{\sin(2\alpha)}{\pi}} \right| d\theta \right] \quad (76)$$

onde α é a razão entre a tensão do barramento e a tensão de entrada de pico. O único parâmetro diferente entre o CBBI e o CBBBI é $V_{b_rp}\%$, todos os outros parâmetros de (76) são idênticos.

Para adquirir os resultados experimentais, são projetados dois protótipos para alimentar a luminária LED Luxeon 3014, com tensão de saída de 46,9 V e corrente de saída de 575 mA, resultando na potência de 26,9 W. A lista completa de componentes é mostrada na Tabela 7.

Tabela 7 – Lista dos componentes utilizados no estudo de caso

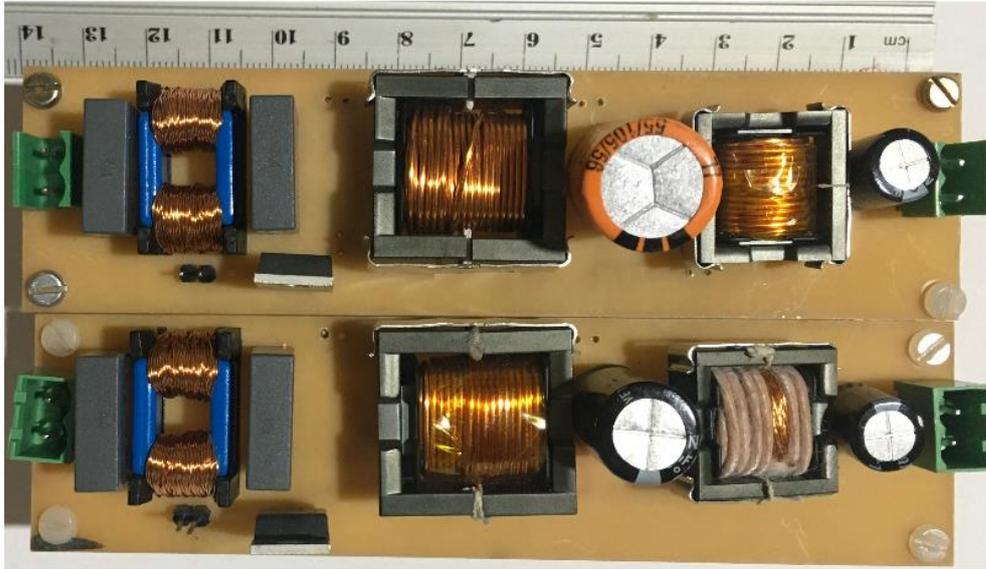
Carga	Componente	Símbolo	Valor
Comum	Indutor do filtro EMI	L_x	TDK B82732F2701B001
	Capacitor do filtro EMI x	C_{x1}, C_{x2}	2x330nF filme
	Capacitor do filtro EMI y	$C_{y1}, C_{y2}, C_{y3}, C_{y4}$	4x10nF filme
	Indutor Buck	L_{bu}	TDK EFD 25x13x9, 125 μ H, N=37, 1xAWG 20, lg=0.79mm
	Capacitor de saída	C_o	33 μ F / 150V eletrolítico
	Interruptor	S_i	Fairchild FCP11N60
	Diodos	$D_{b1}, D_{b2}, D_{b3}, D_{b4},$ $D_{i1}, D_{i2}, D_{bu}, D_{bb}$	STPS2200UF
Boost	Indutor Boost	L_{bo}	TDK EFD 20x10x7, 70 μ H, N=20, 1xAWG 20, lg=0.24mm
	Capacitor de barramento	C_b	1200 μ F / 63V eletrolítico.
Buck-boost	Indutor Buck-boost	L_{bb}	TDK EFD 20x10x7, 18 μ H, N=13, 35xAWG 34, lg=0.61mm
	Capacitor de barramento	C_b	680 μ F / 63V eletrolítico

A tensão da rede de 60 Hz varia de 90 V a 130 V e a frequência de comutação é de 40 kHz. O conversor buck CFP só opera quando $v_g(t)$ é maior que V_b . Aqui V_b é 35 V ($G_v = 1,34$), garantindo o ângulo de condução da corrente de entrada de acordo com os limites de THD.

Pelo estudo da capacitância do barramento da Figura 27, para o boost CP, o FTOBF é de 3,3 e o $V_{b_rp_max}\%$ é de 5,81 %, resultando em uma capacitância mínima de 1137 μ F. Se o buck-boost for usado como um estágio de CP, o FTOBF será de 1,77 e $V_{b_rp_max}\%$ será de 10,83%, resultando em uma capacitância mínima de 600 μ F. Portanto, a redução de capacitância é de quase 50 %, em virtude de o valor comercial mais próximo ser o de 680 μ F.

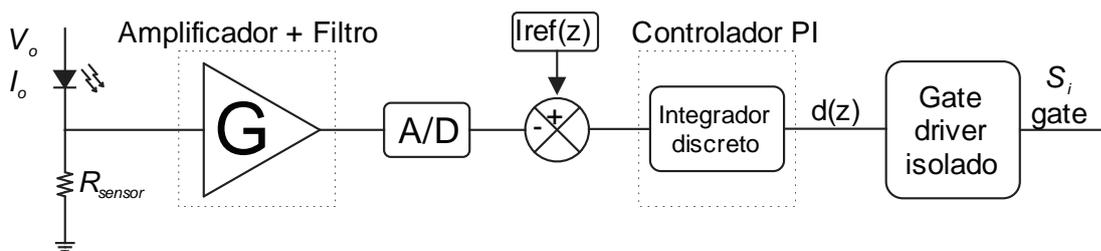
Os protótipos implementados para validar os resultados anteriores são mostrados na Figura 30. O esquema simplificado do controlador PI projetado para regular as correntes de saída dos *drivers* é mostrado na Figura 31.

Figura 30 – Imagem dos protótipos.



Fonte: Autor.

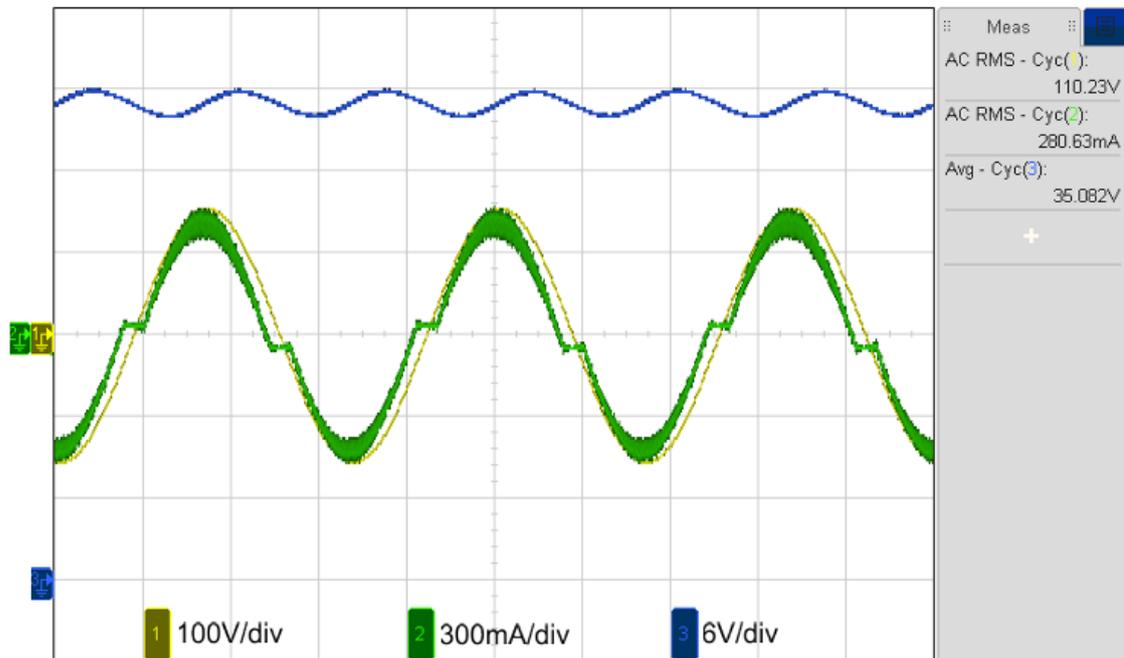
Figura 31 – Diagrama de blocos do controle implementado.



Fonte: Autor.

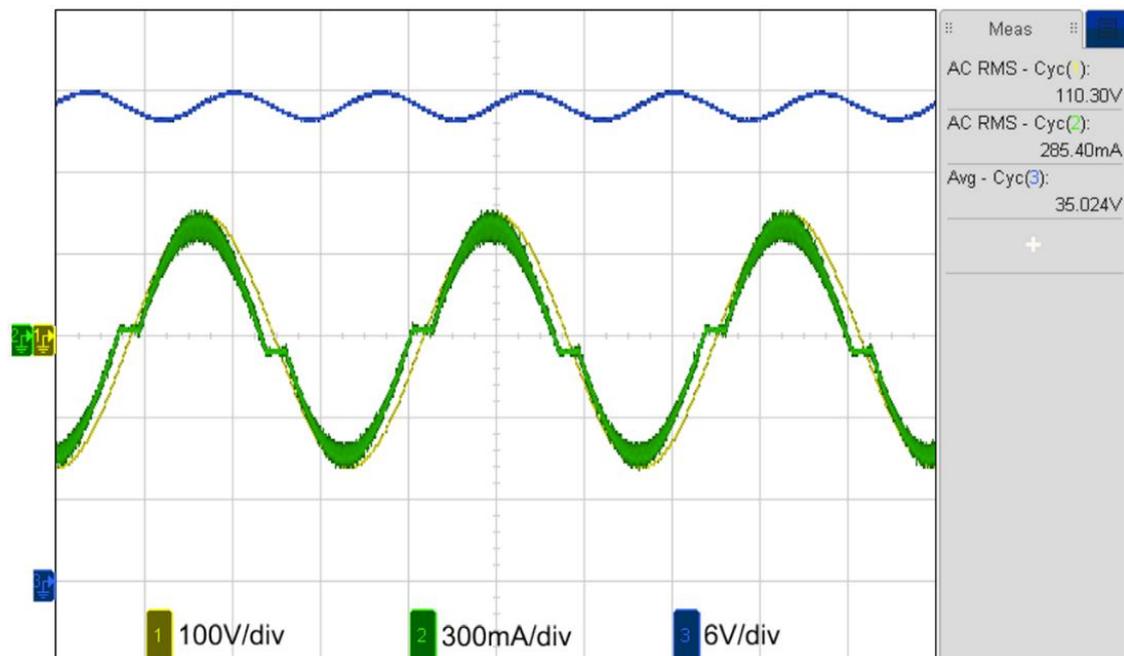
Além disso, os resultados são adquiridos utilizando um osciloscópio digital modelo Keysight DSO-X 4024A e um analisador de potência modelo Yokogawa WT1800. Em relação ao CBBI, a eficiência na tensão e potência nominal é de 88,6%, com FP de 0,98 e THD de 14,22%. A tensão e a corrente da rede e as formas de onda da tensão do barramento do CBBI são mostradas na Figura 32. Em relação ao CBBBI, a tensão e a corrente da rede e as formas de onda da tensão do barramento são mostradas na Figura 33. A eficiência medida é de 86,8%, com FP de 0,98, e o THD é de 13,71%. A Figura 34 mostra que todos os componentes harmônicos de corrente de entrada satisfazem os limites padrão IEC 61000-3-2 Classe C.

Figura 32 – Tensão de entrada (amarelo), corrente de entrada (verde) e tensão de barramento (azul) para o CBBI.



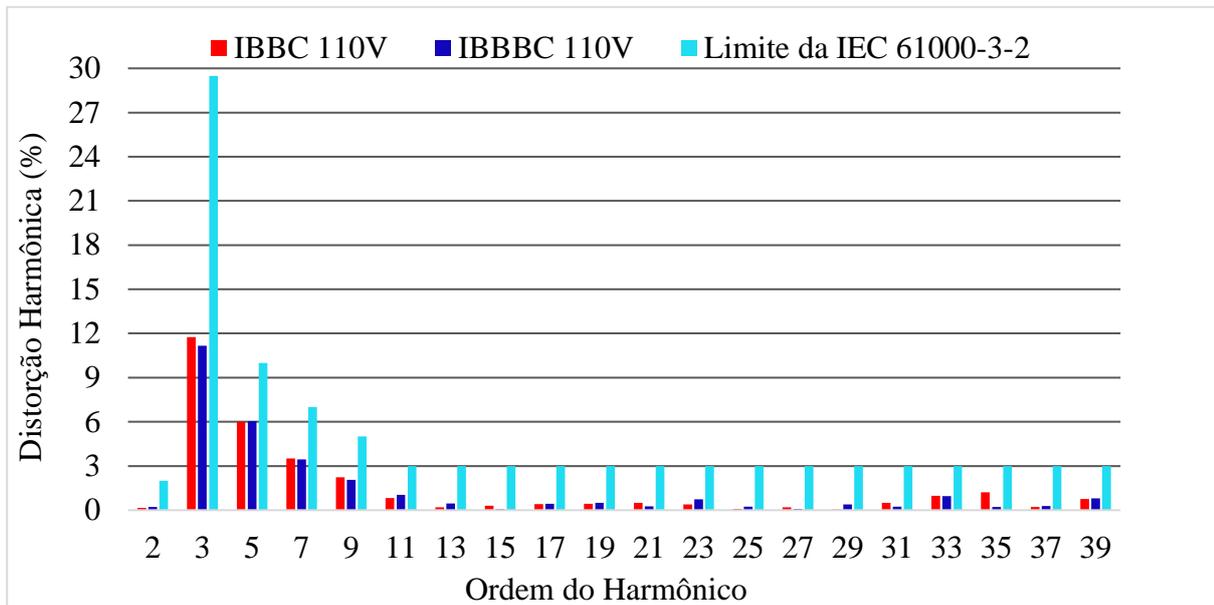
Fonte: Autor.

Figura 33 – Tensão de entrada (amarelo), corrente de entrada (verde) e tensão de barramento (azul) para o CBBBI.



Fonte: Autor.

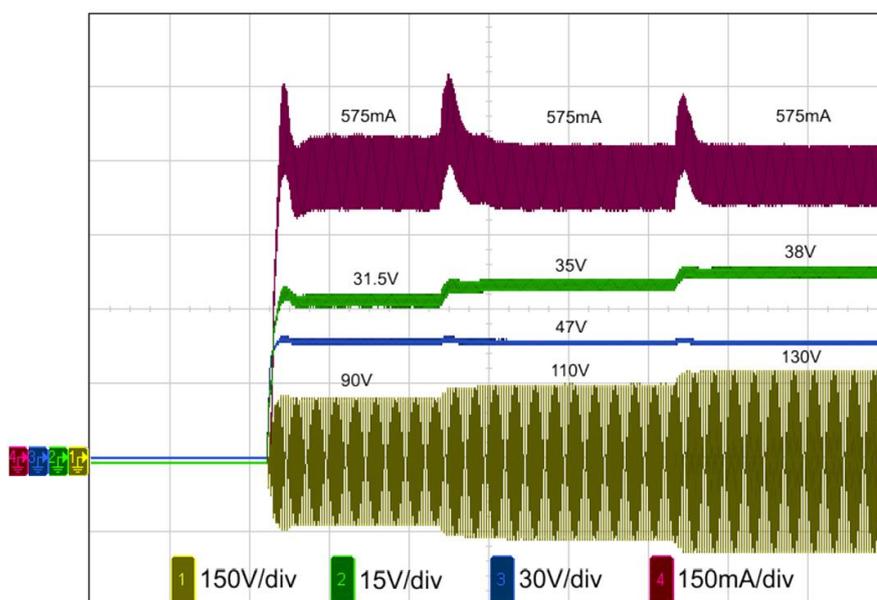
Figura 34 – Conteúdo harmônico da corrente de entrada do IBBC e do IBBBC.



Fonte: Autor.

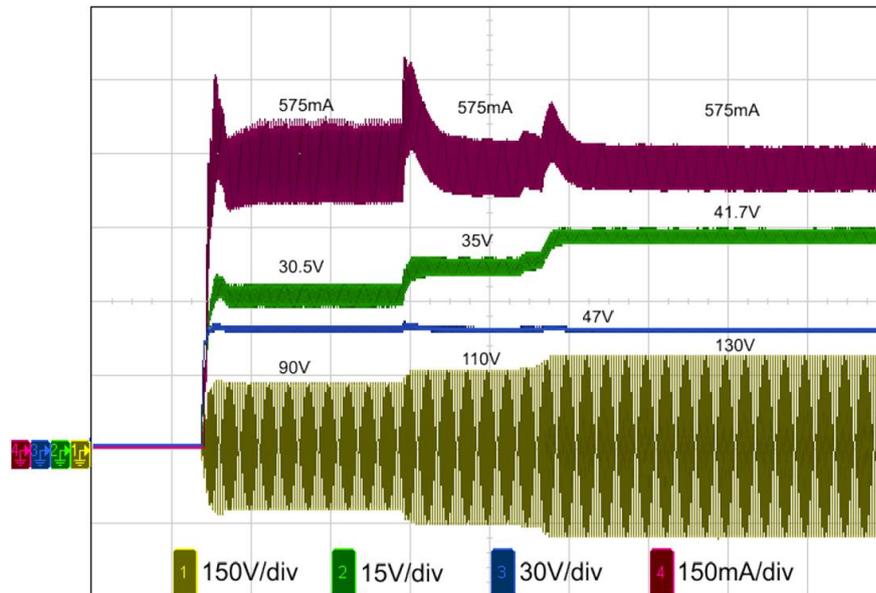
A Figura 35 e a Figura 36 mostram a partida em diferentes tensões de rede do CBBI e CBBBI, respectivamente. Os controles estão funcionando perfeitamente contra variações na rede, visto que as tensões e correntes estão atingindo os valores desejados. Além disso, a Figura 37 mostra a capacidade de dimerização dos *drivers*, exemplificada pelo conversor CBBBI.

Figura 35 – Formas de onda transitórias e de regime permanente do CBBI; de cima para baixo: corrente de LED, tensão de barramento, tensão de LED e tensão de entrada.



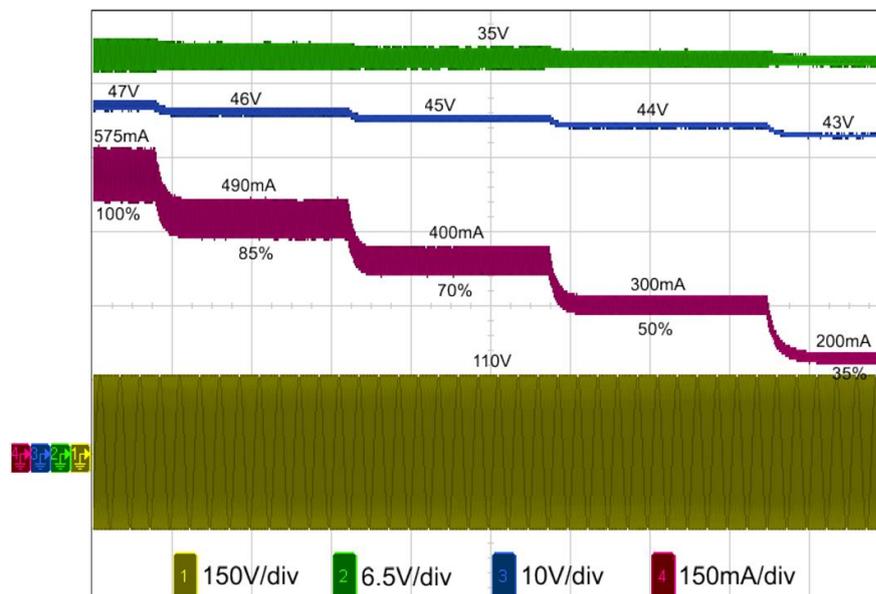
Fonte: Autor.

Figura 36 – Formas de onda transitórias e de regime permanente do CBBI; de cima para baixo: corrente de LED, tensão de barramento, tensão de LED e tensão de entrada.



Fonte: Autor.

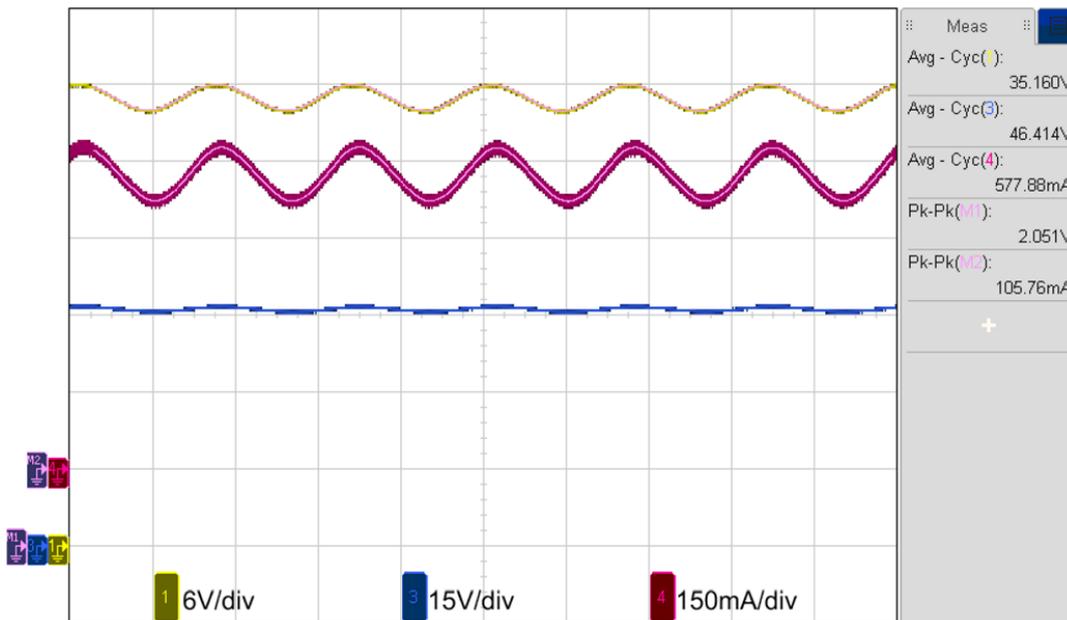
Figura 37 – Os resultados da capacidade de *dimming* do conversor CBBI de cima para baixo: tensão do barramento, tensão do LED, corrente do LED e tensão de entrada.



Fonte: Autor.

Com relação ao FTOBF, a Figura 38 mostra as formas de onda CBBI. O valor de V_b é 35,16 V e V_{b_rp} é 2,05 V. Assim, $V_{b_rp}\%$ é igual a 5,83 %. Com relação à saída, I_o é 577,88 mA enquanto o I_{o_rp} é 105,76 mA. Isso representa $I_{o_rp}\%$ de 18,3 %. Ao dividir $I_{o_rp}\%$ por $V_{b_rp}\%$ o FTOBF resultante é 3,14, próximo ao valor calculado de 3,3.

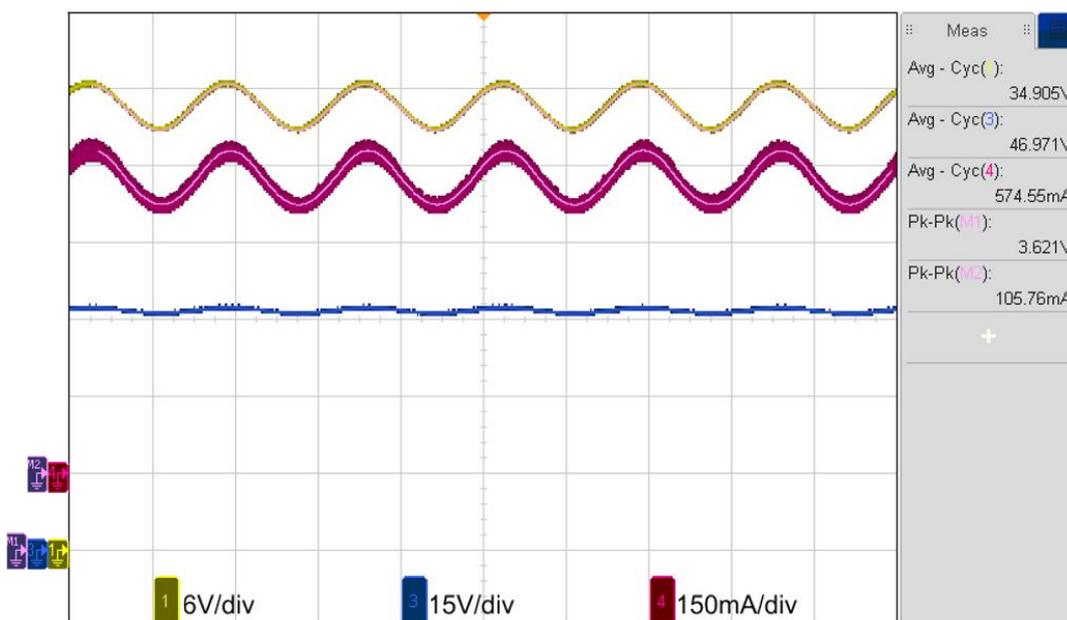
Figura 38 – A tensão do barramento e as formas de onda de saída do CBBI; de cima para baixo são: tensão do barramento, corrente do LED e tensão do LED.



Fonte: Autor.

A Figura 39 mostra as formas de onda CBBBI, onde V_b é 34,90 V e V_{b_rp} é 3,62 V, representando um $V_{b_rp}\%$ de 10,4 %. Com relação à saída, I_o é 574,66 mA e I_{o_rp} é 105,76 mA. Assim, $I_{o_rp}\%$ é 18,4 %, e o FTOBF é 1,77, igual ao valor calculado.

Figura 39 – A tensão do barramento e as formas de onda de saída do CBBBI; de cima para baixo são: tensão do barramento, corrente do LED e tensão do LED.



Fonte: Autor.

Para uma melhor comparação entre os resultados teóricos e experimentais, três pontos adicionais de cada conversor são testados para mostrar a precisão da metodologia apresentada. A Tabela 8 mostra os resultados obtidos.

Os resultados experimentais comprovam que ambos os conversores garantem uma ondulação de corrente do LED abaixo do limite da recomendação. No entanto, o estágio CP boost requer uma capacitância de barramento de 1200 μF , enquanto o estágio CP buck-boost requer uma capacitância de barramento muito menor, de 680 μF com mesmo valor de tensão do caso anterior. Assim, uma redução da capacitância do barramento para quase metade do valor inicial é alcançada apenas movendo-se do conversor boost no estágio CP para o conversor buck-boost. Essa redução leva a uma diminuição no volume final. Como consequência, o custo do conversor diminuirá, pois ambos os indutores do estágio CP usam o mesmo núcleo. Além disso, o CBBBI elimina um diodo do CBBI convencional. Cabe ressaltar que em ambos os casos o valor médio da tensão do barramento é o mesmo.

Tabela 8 – Resultados comparativos dos conversores CP

Conversor	Símbolo	Teor.	Exp.	Teor.	Exp.	Teor.	Exp.	Unidade
		Gv=1,2	Gv=1,8	Gv=2,4				
CBBI	V_b	39	38.7	26	26.3	19.5	19.1	V
	V_{b_rp}	1.85	1.84	1.87	1.9	1.61	1.59	V
	$V_{b_rp}\%$	4.75	4.75	7.2	7.2	8.3	8.3	%
	I_o	575	567	575	583	575	577.8	mA
	I_{o_rp}	108.7	103.7	104.6	93.8	106.4	104.9	mA
	$I_{o_rp}\%$	18.9	18.3	18.2	16.1	18.5	18.2	%
	FTOBF	3.98	3.85	2.53	2.24	2.23	2.18	-
CBBBI	V_b	39	38.4	26	26.9	19.5	19.4	V
	V_{b_rp}	2.81	2.77	2.44	2.56	1.67	1.67	V
	$V_{b_rp}\%$	7.2	7.2	9.4	9.4	8.6	8.6	%
	I_o	575	575.3	575	577	575	576.4	mA
	I_{o_rp}	73.6	78.5	95.4	90.2	87.4	88.8	mA
	$I_{o_rp}\%$	12.8	13.6	16.6	15.6	15.2	15.4	%
	FTOBF	1.77	1.89	1.77	1.65	1.77	1.79	-

4.6 CONCLUSÕES

Neste capítulo, foi apresentado o desenvolvimento para cálculo do fator de transferência da ondulação de baixa frequência entre a tensão de barramento e a corrente nos LEDs. A análise foi desenvolvida para os conversores buck, boost e buck-boost operando em modo de condução descontínuo, porém pode ser estendida para qualquer outro conversor. Essa análise proporciona uma ferramenta para projeto otimizado do estágio de controle de potência, tornando possível a redução de ondulação de baixa frequência na corrente dos LEDs, possibilitando uma redução direta de capacitância necessária para cumprir com as recomendações da IEEE 1789-2015, sem a adição de nenhum componente extra ou estratégias de controle complexas.

Para verificar o equacionamento, foi apresentado um gráfico comparativo entre os valores teóricos e simulados em 3 pontos de cada topologia, apresentando erro nulo, provando a eficácia do método proposto. Após, foram apresentadas simulações com 10 % de ondulação para todas as topologias, mostrando que é possível reduzir em mais de 20 % a ondulação de corrente nos LEDs, apenas pela seleção correta do ponto de operação e conversor do estágio CP. Ao final, uma análise das capacitâncias para os conversores integrados foi apresentada. A partir da mesma, foi provado que o conversor buck-boost é a melhor opção para redução das capacitâncias necessárias, porém em ganhos baixos o conversor buck torna-se uma boa opção.

Por fim, um estudo de caso foi apresentado, utilizando uma carga de 575 mA, 46,9 V, com tensão de entrada nominal de 110 V, foram exploradas possibilidades de conversores integrados, bem como de otimizações. Em um primeiro momento foram apresentados os conversores CBBI e CBBBI, visando uma redução de capacitâncias, como em teoria seria alcançada, através dos resultados da análise da FTOBF. Com a troca da topologia, foi alcançada uma redução de 43,3 % da capacitância necessária, porém com redução de 1,8 % de eficiência.

5 MODELAGEM DO ESTÁGIO DE CONTROLE DE POTÊNCIA

No capítulo anterior, foi apresentado o estudo sobre a transferência de ondulação de baixa frequência do barramento para a carga de LEDs, e como a escolha da topologia e da carga influencia no resultado obtido de ondulação na corrente de saída. Nos casos apresentados, toda a filtragem do *ripple* é realizada através do capacitor de barramento, que apresenta um volume bastante elevado, reduzindo a densidade de potência do circuito. Utilizando a técnica proposta, é possível reduzir para quase metade do valor absoluto comparado a um exemplo apresentado na literatura (ABDELMESSIH et al., 2020). Porém, mesmo aplicando a técnica para seleção de topologia e carga, o conversor irá apresentar um elevado volume quando operado em tensão de entrada universal, tendo em vista que para baixas tensões da rede o barramento necessita de um valor grande de capacitância para executar a filtragem e para alta tensão da rede o capacitor precisará suportar uma tensão bastante elevada.

Neste capítulo a análise proposta tem como objetivo definir a relação entre o barramento e a corrente no LED, para verificar a habilidade do estágio de controle de potência de filtrar a OBF para diferentes combinações de capacitâncias no barramento e na saída. Este capítulo é baseado em (BRAND et al., 2023). A grande contribuição dessa técnica é transferir o máximo possível da filtragem da ondulação de baixa frequência para o capacitor de saída, tendo em vista que o mesmo opera com tensão fixa e menor do que a tensão variável do barramento.

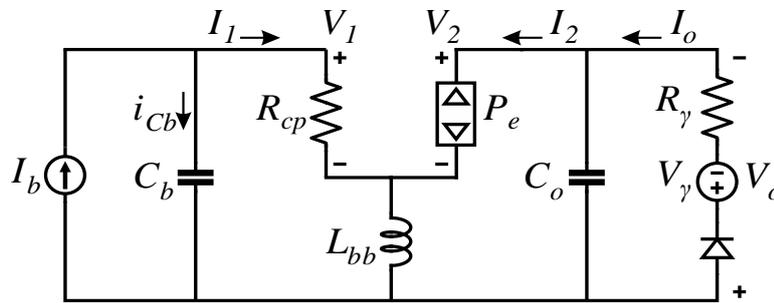
Para realizar a análise proposta de obter a corrente de *ripple* do LED relacionado a ondulação na capacitância de barramento, é necessário encontrar o modelo linear do estágio de controle de potência. Portanto, primeiramente é necessário definir o modelo médio em MCD do estágio de controle de potência, substituindo os interruptores por fontes equivalentes, visando encontrar um circuito linear. Essas fontes são representadas pelos valores médios dos períodos de chaveamento das correntes e tensões nos componentes, dessa forma o conteúdo harmônico resultante do chaveamento é desconsiderado.

No capítulo anterior, através da análise do FTOBF, foi evidenciado que a melhor topologia para ser utilizada no estágio CP em termos de redução de capacitâncias é o buck-boost, portanto será apresentado o modelo dinâmico completo deste conversor enquanto dos conversores buck e boost será apresentado na forma resumida.

5.1 MODELO DO CONVERSOR BUCK-BOOST

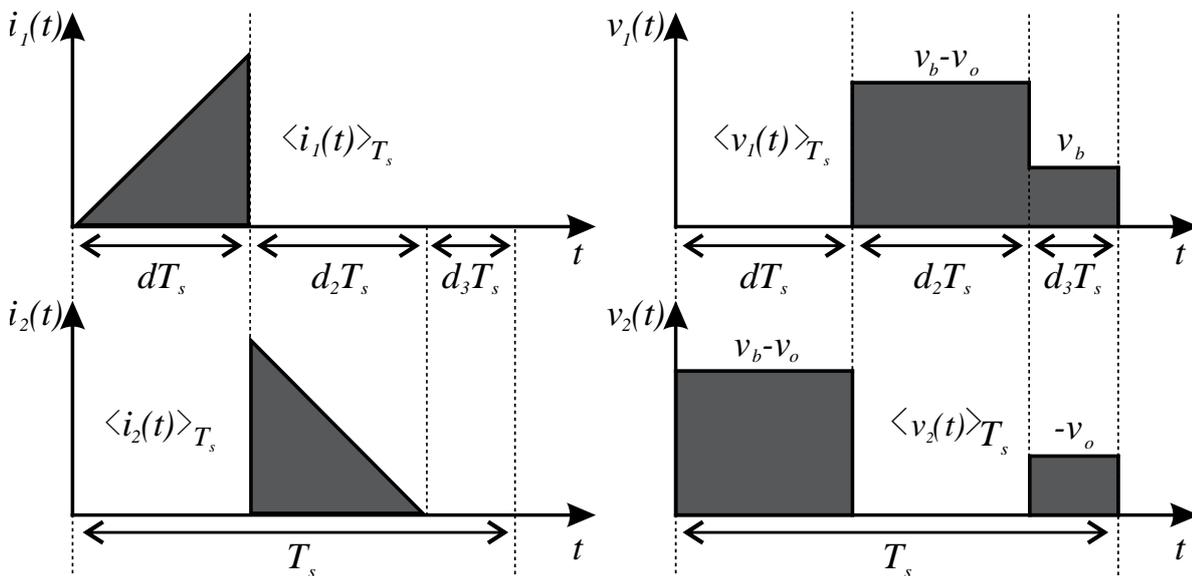
O modelo médio do conversor buck-boost é apresentado na Figura 40, onde o interruptor é modelado como um resistor sem perdas e o diodo é substituído por uma fonte de potência dependente, com valor igual a potência dissipada em R_{cp} . Os terminais I_1 , V_1 , I_2 , e V_2 , são, respectivamente, as tensões e correntes do interruptor e do diodo. A Figura 41 apresenta as formas de onda de corrente e tensão nos diodos e no interruptor, em um período em alta frequência.

Figura 40 – Circuito equivalente do estágio de CP do conversor buck-boost.



Fonte: Autor.

Figura 41 – Formas de onda de alta frequência do conversor buck-boost CP.

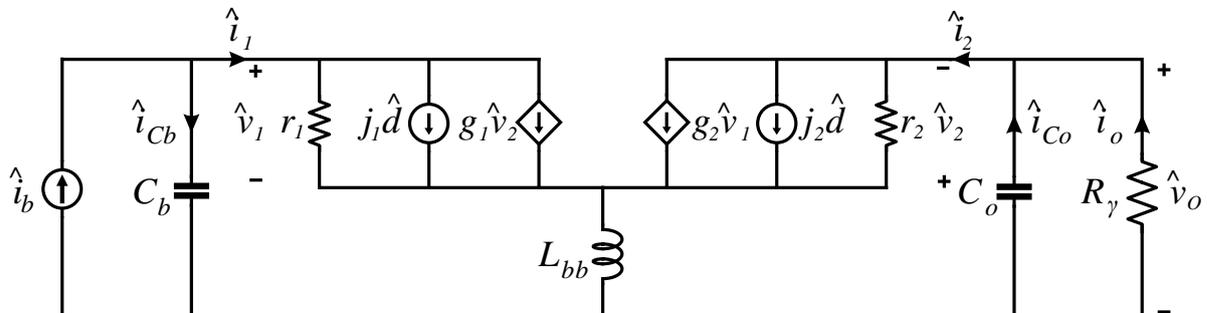


Fonte: Autor.

No entanto o modelo matemático é um modelo não linear, por conter a multiplicação de parâmetros variantes no tempo. Portanto é necessário realizar uma análise de pequenos sinais do estágio CP do conversor buck-boost, através do circuito apresentado na Figura 42. Para encontrar os parâmetros do modelo CA do conversor é necessário fixar um ponto de operação

do modelo médio equivalente (V_1 , V_2 , D), perturbar em torno do ponto de operação e após linearizar.

Figura 42 – Modelo CA do estágio CP do conversor buck-boost.



Fonte: Autor.

Em relação aos valores médios, a tensão no terminal 1 é igual a tensão de barramento, e no terminal 2 é igual a tensão no LED, portanto o ponto de operação é (V_b , V_o , D). Por outro lado, as correntes médias nos terminais são encontradas pela relação da constante e das tensões terminais, como mostram (77) e (78) respectivamente.

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle v_b(t) \rangle_{T_s}}{R_{CP}(d)} = f_1(v_b, v_o, d) \quad (77)$$

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle v_b(t) \rangle_{T_s}^2}{\langle v_o(t) \rangle_{T_s} R_{CP}(d)} = f_2(v_b, v_o, d) \quad (78)$$

Utilizando séries de Taylor e desprezando os termos de ordem superior, a corrente no terminal 1 é dada por (79).

$$I_1 + \hat{i}_1(t) = \frac{V_b}{R_{CP}(D)} + \frac{1}{r_1} \hat{v}_b(t) + g_1 \hat{v}_o(t) + j_1 \hat{d}(t) \quad (79)$$

Portanto os coeficientes CA são como mostram (80), (81) e (82).

$$\frac{1}{r_1} = \left. \frac{\partial f_1(V_b, V_o, D)}{\partial V_b} \right|_{v_b=V_b} = \frac{1}{R_{CP}(D)} \quad (80)$$

$$g_1 = \left. \frac{\partial f_1(V_b, V_o, D)}{\partial V_2} \right|_{v_o=V_o} = 0 \quad (81)$$

$$j_1 = \left. \frac{\partial f_1(V_b, V_o, D)}{\partial D} \right|_{d=D} = \frac{2V_b}{DR_{CP}(D)} \quad (82)$$

Da mesma forma, para o terminal 2 a corrente é encontrada através de (83).

$$I_2 + \hat{i}_2(t) = \frac{V_b^2}{V_o R_{CP}(D)} + \frac{1}{r_2} \hat{v}_o(t) + g_2 \hat{v}_b(t) + j_2 \hat{d}(t) \quad (83)$$

Sendo assim, os coeficientes CA são como mostram (84), (85) e (86).

$$\frac{1}{r_2} = - \left. \frac{\partial f_2(V_b, V_o, D)}{\partial V_o} \right|_{v_o=V_o} = \frac{1}{M^2 R_{CP}(D)} \quad (84)$$

$$g_2 = \left. \frac{\partial f_2(V_b, V_o, D)}{\partial V_b} \right|_{v_b=V_b} = \frac{2}{MR_{CP}(D)} \quad (85)$$

$$j_2 = \left. \frac{\partial f_2(V_b, V_o, D)}{\partial D} \right|_{d=D} = \frac{2V_b}{MDR_{CP}(D)} \quad (86)$$

Onde $M=V_o/V_b$ é o ganho de tensão. Baseado no circuito da Figura 21, para encontrar a função de transferência entre as correntes de entrada e da carga de LED, primeiro deve-se definir a equação da corrente de barramento, encontrada aplicando a lei das correntes de Kirchoff (LCK), como mostrado em (87), produzindo (88) após a substituição das variáveis.

$$\hat{i}_b(t) = \hat{i}_1(t) + \hat{i}_{cb}(t) \quad (87)$$

$$\hat{i}_b(t) = \frac{1}{r_1} \hat{v}_b(t) + g_1 \hat{v}_o(t) + j_1 \hat{d}(t) + C_b \frac{d\hat{v}_1(t)}{dt} \quad (88)$$

Considerando que não há perturbação na razão cíclica e sabendo que $g_I=0$, a equação é reescrita, gerando (89).

$$\hat{i}_b(t) = \frac{1}{R_{PC}} \hat{v}_b(t) + C_b \frac{d\hat{v}_b(t)}{dt} \quad (89)$$

E a transformada de Laplace é como apresenta (90), gerando (91) na forma simplificada.

$$\hat{i}_b(s) = \frac{1}{R_{CP}} \hat{v}_b(s) + sC_b \hat{v}_b(s) \quad (90)$$

$$\hat{i}_b(s) = \hat{v}_b(s) \overbrace{\left[\frac{1}{R_{CP}} + sC_b \right]}^A \quad (91)$$

Do mesmo modo que na análise anterior, a LCK para o nó de saída tem como resultante (92), produzindo (93) após a substituição das variáveis.

$$i_2(t) = i_{Co}(t) + i_o(t) \quad (94)$$

$$\frac{1}{r_2} \hat{v}_o(t) + g_2 \hat{v}_b(t) + j_2 \hat{d}(t) = C_o \frac{d\hat{v}_o(t)}{dt} + \frac{\hat{v}_o(t)}{R_\gamma} \quad (95)$$

Considerando que não há perturbação na razão cíclica e substituindo os coeficientes, a equação resultante é como mostra (96).

$$-\frac{R_\gamma}{M^2 R_{CP}} i_o(t) + \frac{2}{MR_{CP}} \hat{v}_b(t) = C_o \frac{d\hat{v}_o(t)}{dt} + i_o(t) \quad (96)$$

E a transformada de Laplace é como apresenta (97).

$$\hat{i}_o(s) \overbrace{\left[sC_o R_\gamma + \frac{R_\gamma}{M^2 R_{CP}} + 1 \right]}^B = \hat{v}_b(s) \overbrace{\frac{C}{2}}^C \frac{1}{MR_{CP}} \quad (97)$$

Por fim, dividindo (97) por (91), a função de transferência que relaciona a corrente da carga de LED e a corrente no barramento é apresentada por (98). Essa equação permite obter a corrente de *ripple* no LED em função de C_b e C_o , gerado a possibilidade de encontrar o melhor projeto em termos de volume de capacitância.

$$G(s) = \frac{\hat{i}_o(s)}{\hat{i}_b(s)} = \frac{C}{A B} = \frac{2MR_{CP}}{s^2 E + sF + G} \quad (98)$$

$$E = 2M^2 R_{CP}^2 R_\gamma C_b C_o \quad (99)$$

$$F = 2M^2 R_{CP} R_\gamma C_o + R_{PC} R_\gamma C_b + M^2 R_{CP}^2 C_b \quad (100)$$

$$G = M^2 R_{CP} + R_\gamma \quad (101)$$

Portanto, considerando uma frequência da rede de 60 Hz, utilizando as equações anteriores e sabendo que $s=j\omega$ onde $\omega=2\pi 120\text{Hz}$, a função de transferência é como mostra (102).

$$G(j\omega) = \frac{2MR_{CP}}{j\omega^2 E + \omega F + G} \quad (102)$$

A amplitude da componente CA é obtida pelo produto da componente CA do estágio CFP e do módulo de (102), resultando em (103).

$$\hat{I}_o = |G(j\omega)| \hat{I}_b = \sqrt{\text{Re}[G(j2\pi 120)]^2 + \text{Im}[G(j2\pi 120)]^2} \hat{I}_b \quad (103)$$

Por fim, utilizando as equações definidas anteriormente e sabendo que o *ripple* de corrente é o dobro da amplitude da modulação, a equação que descreve o *ripple* de corrente de saída é dada pela divisão do pico a pico do ripple de corrente e o seu valor médio, como mostra (104).

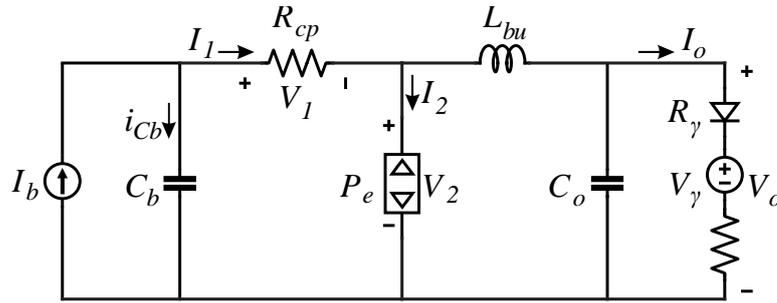
$$I_{o_rp} \% = \frac{\hat{I}_o}{I_o} = \frac{\hat{I}_b}{I_o} \left| \frac{2MR_{PC}}{(j2\pi 120)^2 E + (j2\pi 120)F + G} \right| \quad (104)$$

5.2 MODELO DOS CONVERSORES BUCK E BOOST

Similar ao que ocorre no conversor buck-boost, o método de modelagem dos conversores buck e boost consiste em substituir os interruptores controlados por terminais de acesso. Esse modelo é definido através da substituição destes interruptores por fontes de tensão e corrente equivalentes com o intuito de obter um circuito linear. Essas fontes representam os valores médios de tensão e corrente nos interruptores, isso é, são eliminados os harmônicos gerados pela frequência de comutação.

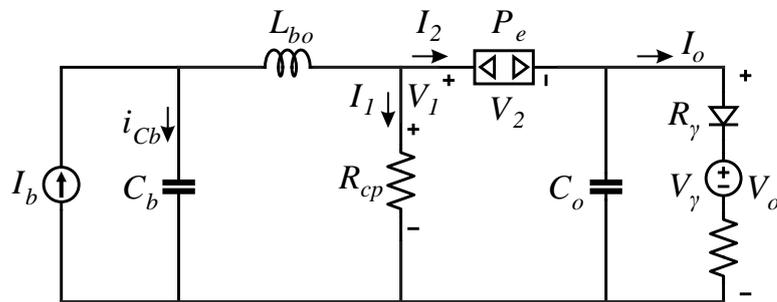
O interruptor controlado é modelado como um resistor equivalente sem perdas. O diodo é substituído por uma fonte de potência dependente com valor igual à potência que seria dissipada no resistor. Os circuitos equivalentes são apresentados na Figura 43 para a topologia buck e na Figura 44 para a topologia boost.

Figura 43 – Circuito equivalente do estágio de CP do conversor buck.



Fonte: Autor.

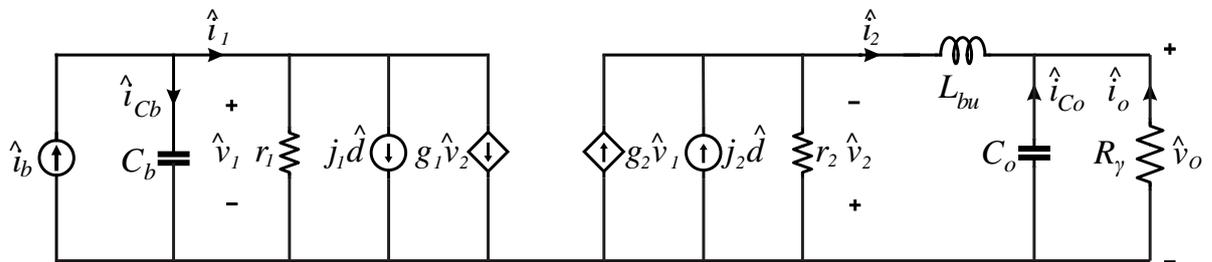
Figura 44 – Circuito equivalente do estágio de CP do conversor boost.



Fonte: Autor.

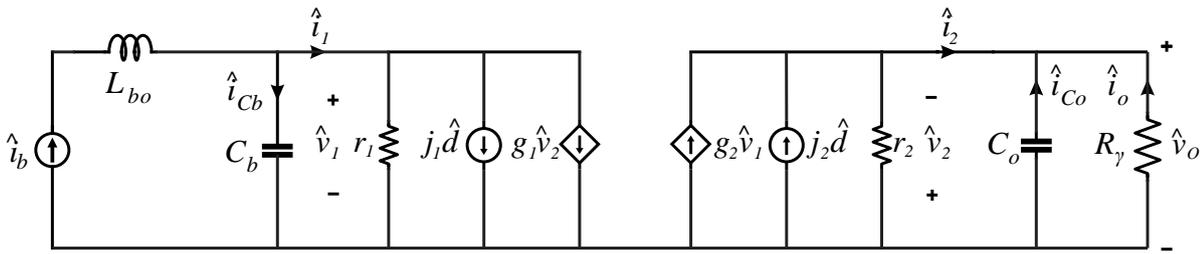
Sendo assim, o comportamento nas variações nos sinais CA de entrada e saída do circuito linear podem ser representados pelos circuitos lineares da Figura 45 para a topologia buck e a Figura 46 para a topologia boost. A partir daí, para obter o modelo CA, é necessário que o modelo médio seja perturbado em torno de um ponto de operação e então linearizado, como mostrado na seção anterior, que usou como exemplo o conversor buck-boost.

Figura 45 – Modelo CA do conversor buck CP.



Fonte: Autor.

Figura 46 – Modelo CA do conversor boost CP.



Fonte: Autor.

A partir da fixação de um ponto de operação e da expansão por série de Taylor, a qual é truncada nos termos de primeira ordem, pode-se extrair as componentes CC e CA das topologias. Os coeficientes resultantes das topologias utilizadas neste trabalho são mostrados na Tabela 9.

Tabela 9 – Coeficientes completos dos conversores

Conversor	g_1	j_1	r_1	g_2	j_2	r_2
Buck-boost	0	$\frac{2V_b}{DR_{PC}}$	R_{PC}	$\frac{2}{MR_{PC}}$	$\frac{2V_b}{MDR_{PC}}$	$M^2 R_{PC}$
Buck	$\frac{1}{R_{PC}}$	$\frac{2(1-M)V_b}{DR_{PC}}$	R_{PC}	$\frac{2-M}{MR_{PC}}$	$\frac{2(1-M)V_b}{MDR_{PC}}$	$M^2 R_{PC}$
Boost	$\frac{1}{(M-1)^2 R_{PC}}$	$\frac{2MV_b}{(M-1)DR_{PC}}$	$\frac{(M-1)^2}{M^2 R_{PC}}$	$\frac{2M-1}{(M-1)^2 R_{PC}}$	$\frac{2V_b}{(M-1)DR_{PC}}$	$(M-1)^2 R_{PC}$

Com os parâmetros do circuito definidos, aplica-se a ferramenta de análise de circuitos ao modelo selecionado, onde determina-se as variáveis de interesse junto com as funções de transferência que descrevem o comportamento do circuito. Em um primeiro momento, utilizando as leis de Kirchhoff são encontradas as correntes nos nós. Posteriormente, aplicando transformada de Laplace, são encontradas as funções de transferência de interesse.

5.3 ESTUDO DE CASO: REDUÇÃO DO VOLUME DO CONVERSOR

Para o estudo de caso o driver composto pela integração do conversor buck CFP com o conversor buck-boost CP foi selecionado, e 4 modelos de LED foram analisados para compor uma luminária de LED de 75 W. Os modelos de cada LED são apresentados na Tabela 10 enquanto as cargas finais são apresentadas na Tabela 11. A ideia principal é verificar a resposta de OBF do estágio CP aos parâmetros intrínsecos da carga e encontrar o modelo que se destaca na redução de capacitâncias.

Tabela 10 – Parâmetros dos LEDs individuais

Modelo do LED	Corrente	Tensão Limiar	Resistência Série
CREE CMA 2550	2,13 A	31,5 V	1,75 Ω
CREE CMT 2870	1,46 A	47,5 V	2,67 Ω
LUMILEDS 1208	1,08 A	29,35 V	5 Ω
LUMILEDS CSP HL1	0,40 A	2,7V	0,33 Ω

Tabela 11 – Parâmetros das cargas de LED

Luminária	Corrente de Saída	Tensão Limiar	Resistência Série	Tensão de Saída
CREE CMA 2550 (1 LED)	2,13 A	31,5 V	1,75 Ω	35,2 V
CREE CMT 2870 (1 LED)	1,46A	47,5 V	2,67 Ω	51,4 V
LUMILEDS 1208 (2 LED)	1,08 A	58,7 V	10 Ω	69,5 V
LUMILEDS CSP HL1 (2 STRINGS/33 LEDs)	0,8 A	89,1V	5,5 Ω	93,5 V

5.3.1 Definição da Máxima Tensão de Barramento

O primeiro passo é definir o valor máximo de tensão de barramento para o conversor. Como o conversor *buck* tem uma característica de uma resistência equivalente em série com uma fonte de tensão, o ponto de operação deve ser escolhido cuidadosamente para evitar que haja um alto conteúdo harmônico. Ao mesmo tempo, o aumento da tensão de barramento do conversor faz com que a capacitância de barramento necessária seja menor. (CALLEJA et al., 1999) define que o ângulo de condução da corrente de entrada deve ser maior do que $129,1^\circ$ para garantir que todas as harmônicas de corrente estejam em conformidade com a IEC 61000-3-2. Portanto, para uma tensão de entrada de $110 V_{rms}$ é possível adotar a relação $V_s = V_b / V_{g_rms}$, onde V_s tem valor de 0,608.

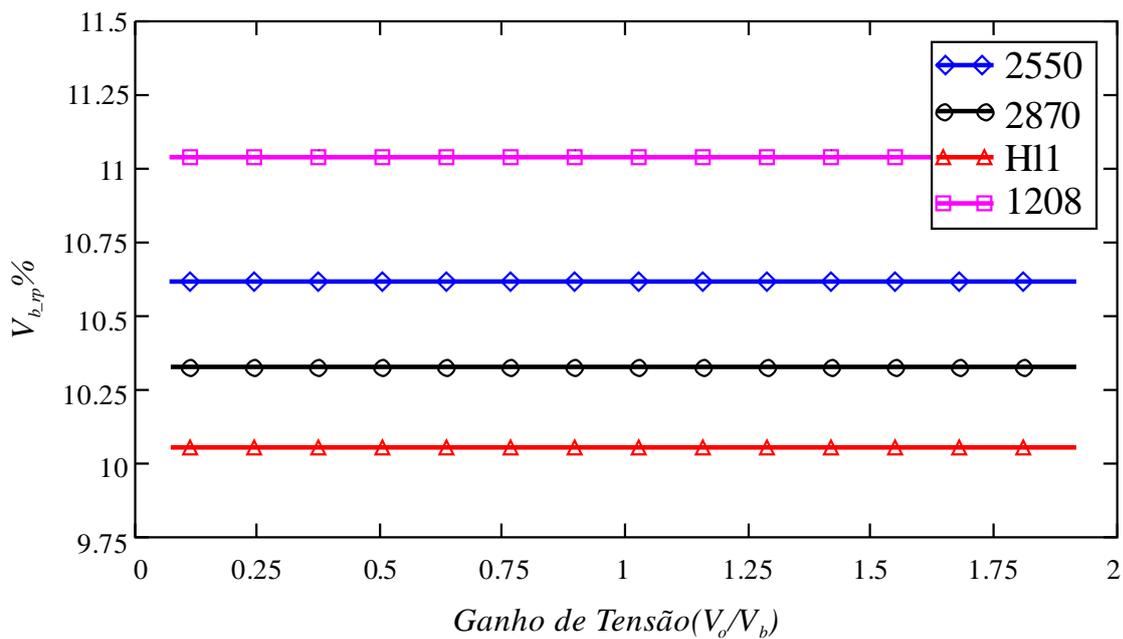
No entanto, em (PEREIRA et al., 2017) foi apresentada a influência da OBF na tensão de barramento nestes resultados. Conforme o ripple aumenta, o conteúdo harmônico da corrente

de entrada aumenta junto. Portanto, considerando a análise e um ripple máximo de 40 % na tensão de barramento, o valor máximo de V_s diminui para 0,587, determinando assim que a tensão de barramento é de 64,57 V quando o conversor é operado em 110 V_{rms} .

5.3.2 Filtragem de OBF Apenas com Capacitor de Barramento

Normalmente, os drivers de LED integrados são projetados com o capacitor de saída como um filtro de alta frequência e o capacitor de barramento como um filtro de baixa frequência. Com base nisso, (BRAND et al., 2021) apresenta a análise da transmissão LFR para o conversor buck-boost do estágio CP, definindo a máxima ondulação de tensão no barramento ($V_{b_rp_max}\%$) para atender a IEEE 1789-2015. Considerando a análise, o $V_{b_rp_max}\%$ para os LEDs mostrados na Tabela 10 é de 10,05 % a 11,1 %, conforme mostra a Figura 47.

Figura 47 – Análise do FTOBF das cargas para o conversor buck-boost.



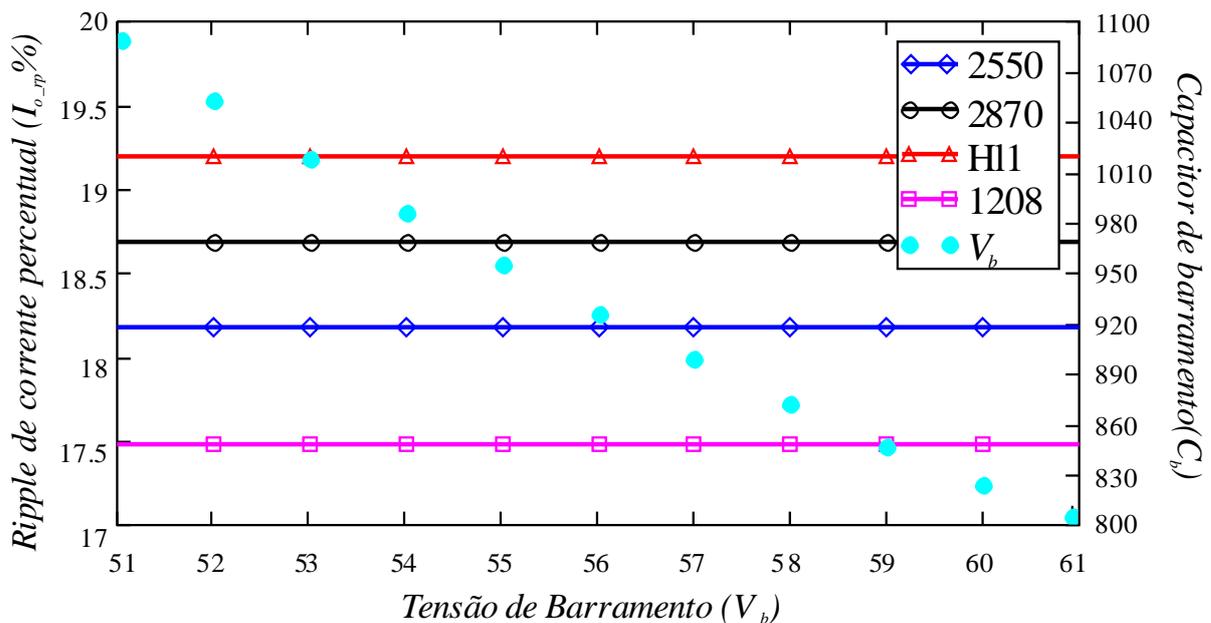
Fonte: Autor.

Portanto, o conversor deve ter uma capacitância volumosa ao operar em 110 V_{rms} e suportar a maior tensão de barramento ao operar em 240 V_{rms} . Além disso, com uma maior tensão no barramento, o ângulo de condução do conversor torna-se menor, levando a um elevado alto conteúdo harmônico e baixo FP. Por outro lado, uma menor tensão no barramento resulta em maiores correntes RMS e de pico nos indutores, tornando a redução de volume dos

capacitores devido à menor tensão de operação desprezível em relação ao aumento de volume dos indutores devido as maiores correntes.

Como a ideia principal é a redução do volume das capacitâncias de armazenamento, o ponto de operação de V_b selecionado é de 61 V para a tensão nominal de entrada de 110 V_{rms} , tendo, portanto, uma razão cíclica de 0,29 para uma frequência de comutação de 60 kHz, levando a uma relação V_s de 0,554, que cumprirá todas as normas de conexão de rede com uma margem segura de mais de 5%. Como V_s é fixo, quando o conversor operar com tensão máxima de entrada de 240 V_{rms} , a tensão média do barramento será de 133V. Assim, usando o $V_{b_rp_max}\%$ previamente definido de 10,05 % até 11,1 %, os capacitores de barramento mínimos calculados são de 801 μF a 725 μF , detalhado no pior caso através da Figura 48. Portanto, o capacitor comercial para todas as luminárias é de 820 $\mu F/160$ V. Para filtrar os componentes de alta frequência, um capacitor de saída de 10 μF é suficiente.

Figura 48 – Capacitâncias em diferentes tensões de barramento.



Fonte: Autor.

5.3.3 Filtragem da OBF utilizando a Modelagem Proposta

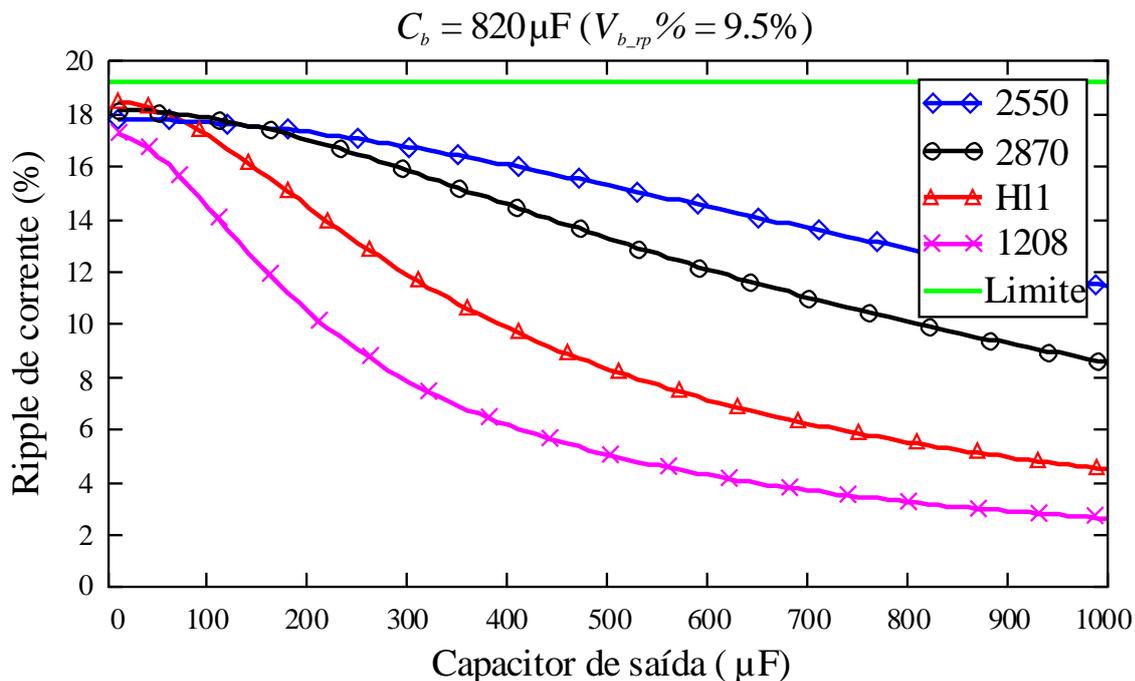
Utilizando a tensão de barramento definida e resolvendo a expressão do *ripple* de corrente de (104) para cada carga de LED, é apresentada a análise da transmissão de OBF, considerando que o capacitor de saída do estágio CP também é utilizado como filtro de OBF. A ideia é transferir o processo de filtragem da OBF o máximo possível para a saída, que

apresenta tensões menores e fixas, levando a uma redução de volume. Além disso, quando o conversor opera sob uma faixa de tensão de entrada universal, a capacitância do barramento deve suportar uma tensão nominal de 160 V, levando a capacitâncias muito volumosas.

Assim, para demonstrar a análise, são utilizados três casos de capacitores comerciais no barramento do estágio CFP enquanto o capacitor de saída é utilizado como uma variável entre 0 e 1000 μF . Além disso, alguns valores são retirados das análises abaixo para a Tabela 11, que apresenta o resumo dos capacitores do IBBC considerando as possíveis opções para atender a IEEE Std. 1789-2015, com os valores mínimos de tensão nominal indicados para cada carga.

A Figura 49 mostra o caso de um capacitor de barramento de 820 $\mu\text{F}/160\text{ V}$, representando 9,5 % da ondulação da tensão do barramento, onde apenas um capacitor de filtro de saída alta frequência de 10 $\mu\text{F}/100\text{ V}$ atende às práticas recomendadas para as 4 cargas de LEDs. Conforme mostra a Tabela 12, o volume total dos capacitores é de 17,9 cm^3 .

Figura 49 – Ripple de corrente considerando C_b de 820 μF .



Fonte: Autor.

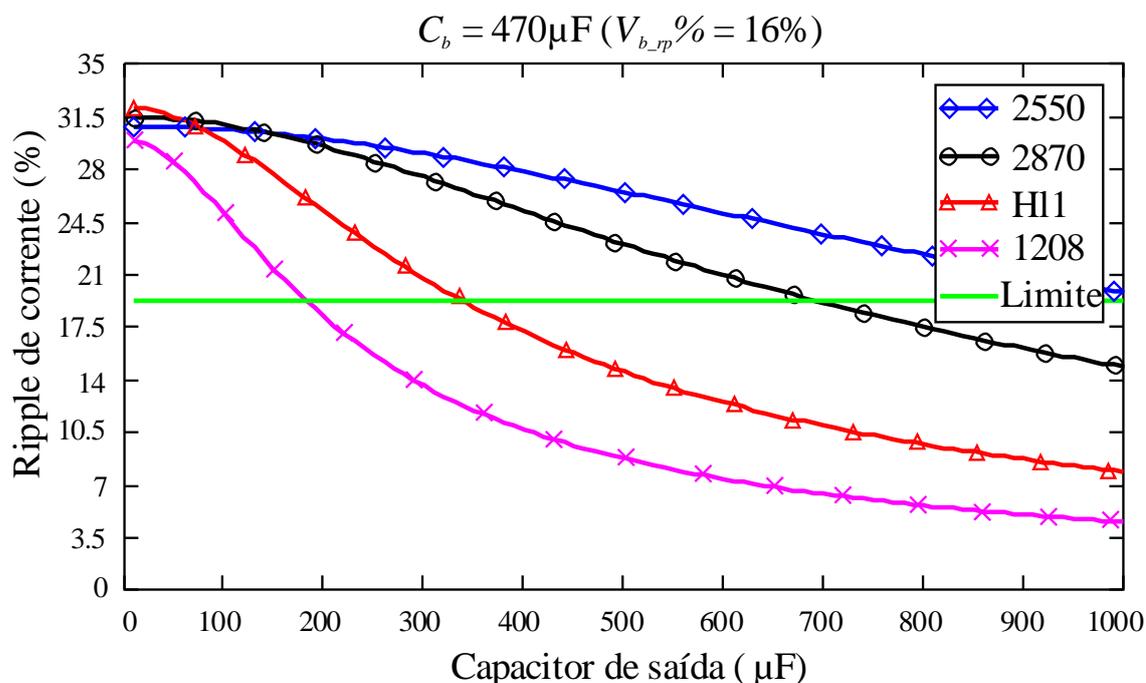
Caso a capacitância do barramento seja reduzida para 470 $\mu\text{F}/160\text{ V}$, a ondulação de tensão aumenta para 16 %. Nesta condição, apenas um capacitor de filtro de saída de alta frequência não é suficiente para ter níveis de modulação seguros. O aumento da capacitância de saída diminui a OBF dos LEDs, principalmente nas cargas de LED com maior resistência série equivalente. Tanto o LED Lumileds 1208 quanto o Lumileds HL1, com resistência série maior que 5 Ω , apresentam melhores resultados em relação aos casos CREE 2550 e CREE

2870, com resistências série abaixo de 3Ω . O LED Lumileds 1208 segue as práticas recomendadas com um capacitor de saída de $220 \mu\text{F}/80 \text{ V}$, resultando em um volume total de capacitância de $11,4 \text{ cm}^3$. Por outro lado, a carga composta pelos Lumileds HL1 necessita de um capacitor de saída de $330 \mu\text{F}/100 \text{ V}$, levando a um volume total de $13,5 \text{ cm}^3$.

Tabela 12 – Resumo das capacitâncias de barramento e de saída para as cargas

160V	2550 (50V)		2870 (63V)		HL1 (100V)		1208 (80V)	
C_b (μF)	C_o (μF)	Vol. cm^3						
820	10	17,9	10	17,9	10	17,9	10	17,9
680	330	16,3	330	16,7	180	17,2	33	15,3
560	680	14,5	560	14,5	330	15,4	150	12,7
470	1000	13,7	680	13,1	470	13,5	220	11,4
330	1800	15	1200	14,2	560	14,2	330	10,3
220	-	-	-	-	820	15,1	470	9,7
100	-	-	-	-	-	-	1000	10

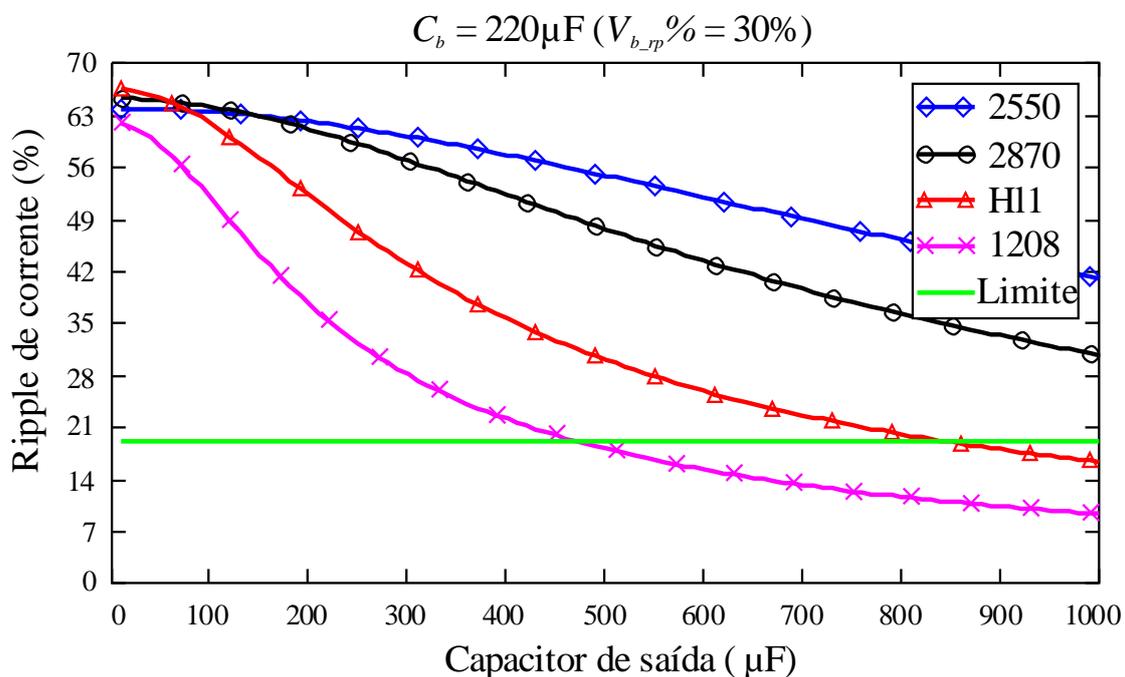
Figura 50 – Ripple de corrente considerando C_b de $470\mu\text{F}$.



Fonte: Autor.

O capacitor do barramento é reduzido para $220\ \mu\text{F}/160\ \text{V}$, representando uma ondulação de tensão do barramento de 30%. Assim como no caso anterior a carga composta pelos LEDs Lumileds 1208 apresentou um bom resultado com um capacitor de saída relativamente pequeno. Utilizando um capacitor de saída de $470\ \mu\text{F}/80\ \text{V}$, a carga Lumileds 1208 apresenta uma redução substancial de volume, levando a um volume de capacitância total no circuito de $9,7\ \text{cm}^3$, representando aproximadamente 45% de redução em relação ao caso com um capacitor de barramento de $820\ \mu\text{F}/160\ \text{V}$ e apenas capacitor de filtro de alta frequência de $10\ \mu\text{F}$.

Figura 51 – Ripple de corrente considerando C_b de $220\ \mu\text{F}$.



Fonte: Autor.

5.3.4 Resultados Experimentais

Para verificar os resultados teóricos anteriormente alcançados, um protótipo de 75 W foi desenvolvido e testado em laboratório, utilizando a carga Lumileds 1208. A lista completa de componentes é descrita na Tabela 13.

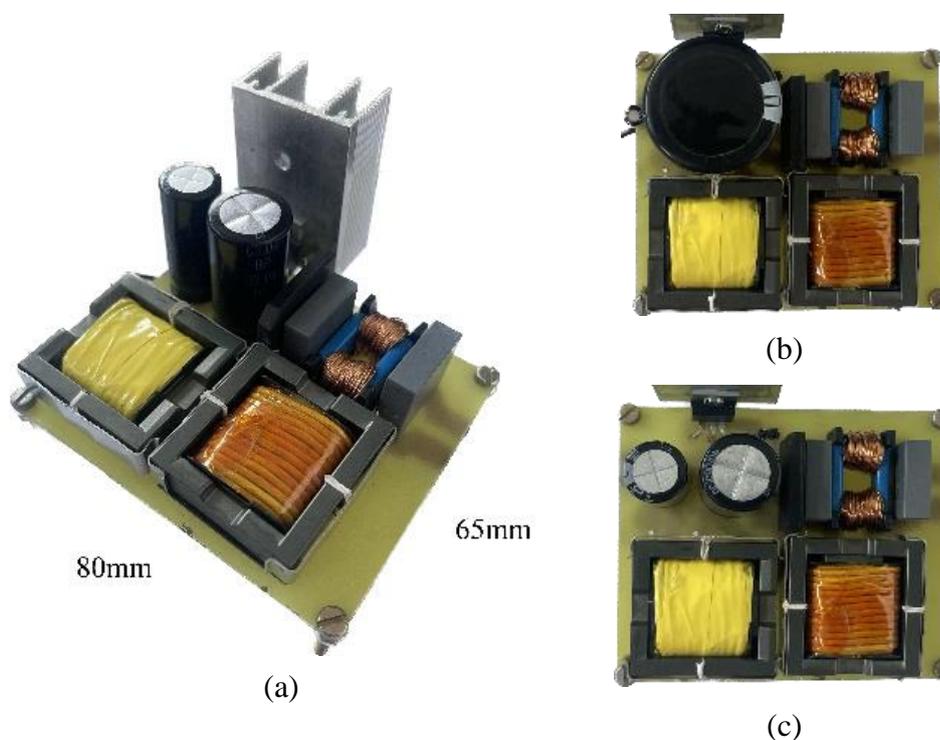
Os resultados foram obtidos utilizando um osciloscópio Keysight DSOX4024A e as eficiências foram medidas com um analisador de potência Yokogawa WT1800. A

Figura 52 apresenta o protótipo completo em (a), enquanto (b) e (c) mostra o comparativo do protótipo com capacitor de saída apenas como filtro de alta frequência usando um capacitor de barramento $820\ \mu\text{F}/160\ \text{V}$ e do projeto alternativo.

Tabela 13 – Lista dos componentes utilizados no protótipo

Componente	Símbolo	Valor
Indutor do filtro EMI	L_x	TDK B82732F2701B001
Capacitor do filtro EMI x	C_{x1}, C_{x2}	2x220nF filme
Indutor Buck	L_{bu}	TDK EFD 30x15x9, 52 μ H, N=37, 55xAWG 34, $l_g=0.79$ mm
Indutor Buck-Boost	L_{bb}	TDK EFD 30x15x9, 31.5 μ H, N=21, 35xAWG 34, $l_g=0.61$ mm
Capacitor de saída	C_o	470 μ F/80V eletrolítico
Interruptor	S_i	Fairchild FCP11N60
Diodos da ponte	$D_{b1}, D_{b2}, D_{b3}, D_{b4}$	GBU806
Diodos buck e int.	$D_{bu} D_{int}$	STTH1R06
Diodo buck-boost	D_{bb}	MUR 460
Capacitor de barramento	C_b	220 μ F/160V eletrolítico

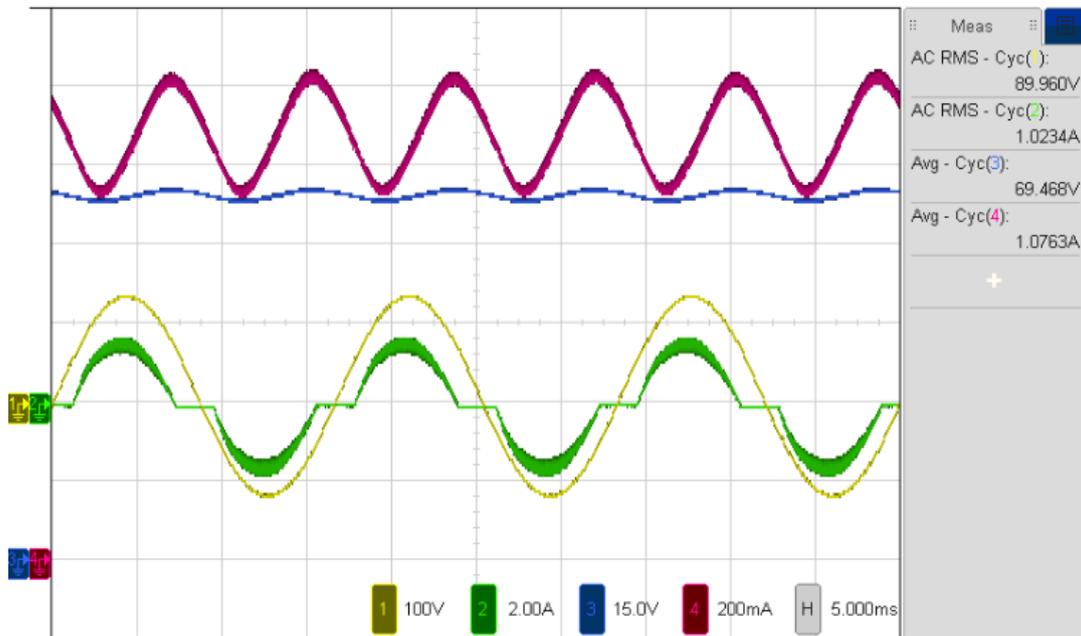
Figura 52 – Imagens do protótipo. (a) Protótipo completo (b) $C_b = 820 \mu\text{F}/160 \text{ V}$ e $C_o = 10 \mu\text{F}/80 \text{ V}$. (c) $C_b = 220 \mu\text{F}/160 \text{ V}$ e $C_o = 470 \mu\text{F}/80 \text{ V}$.



Fonte: Autor.

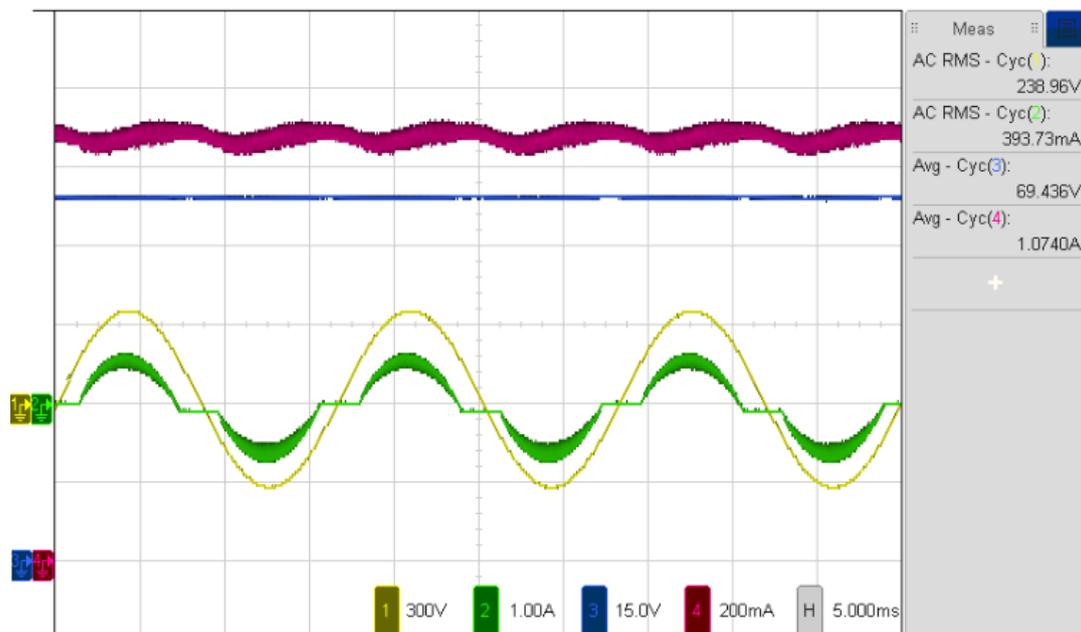
As formas de onda de entrada e saída do conversor a plena carga operando em $90 V_{rms}$ e $240 V_{rms}$ são mostradas na Figura 53 e Figura 54, respectivamente, demonstrando que o IBBC proposto, apresentado na Figura 52.

Figura 53 – IBBC operando em $90 V_{rms}$. Tensão da rede (CH1), Corrente da rede (CH2), Tensão nos LEDs (CH3), e Corrente nos LEDs (CH4).



Fonte: Autor.

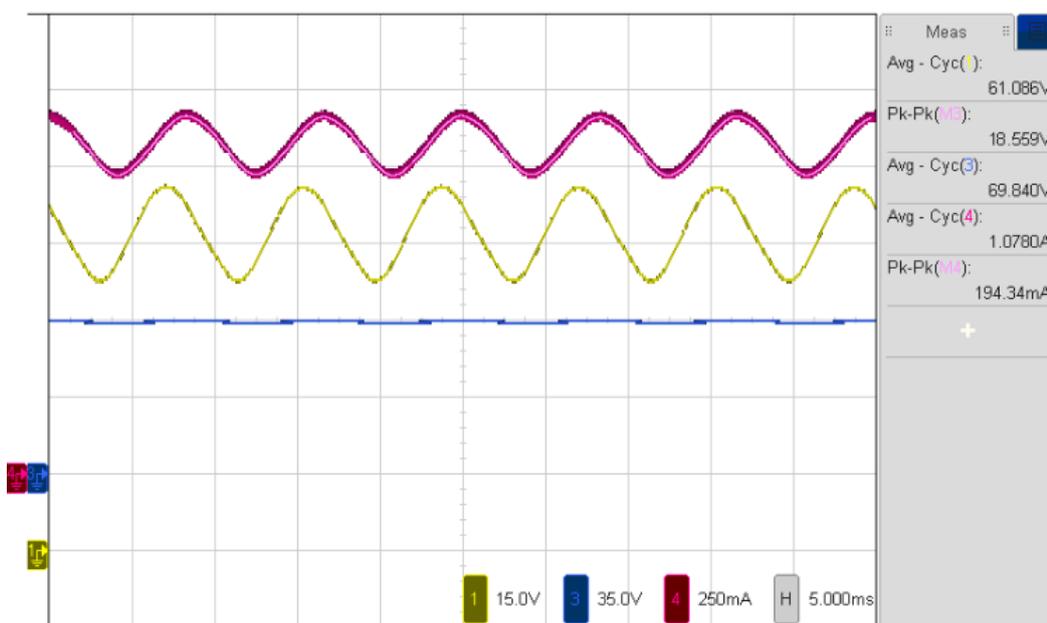
Figura 54 – IBBC operando em $240 V_{rms}$. Tensão da rede (CH1), Corrente da rede (CH2), Tensão nos LEDs (CH3), e Corrente nos LEDs (CH4).



Fonte: Autor.

Com relação à transmissão do *ripple*, a tensão do barramento e a corrente do LED foram testadas experimentalmente. Para a tensão de entrada de $110 V_{rms}$, os resultados são mostrados pela Figura 55 e para $220 V_{rms}$, os resultados são mostrados na Figura 56.

Figura 55 – IBBBC operando em $110 V_{rms}$. Tensão de barramento (CH1), Tensão nos LEDs (CH3), e Corrente nos LEDs (CH4).



Fonte: Autor.

Figura 56 – IBBBC operando em $220 V_{rms}$. Tensão de barramento (CH1), Tensão nos LEDs (CH3), e Corrente nos LEDs (CH4).

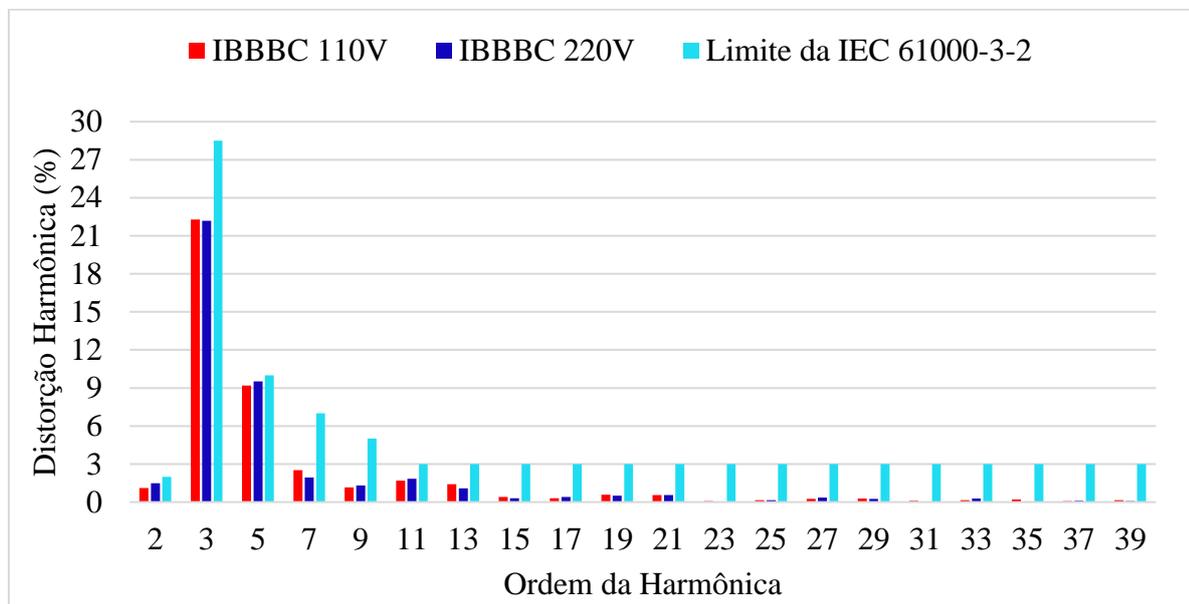


Fonte: Autor.

Conforme mostrado na Figura 55, a ondulação da tensão do barramento é igual a 18,6 V, o que equivale a 30,3 %. Já a ondulação de corrente do LED é igual a 194,3 mA, o que equivale a 18,1 %, atendendo a recomendação IEEE 1789-2015. Da mesma forma, na Figura 56 a ondulação da tensão do barramento é igual a 7,8 V, representando 6,5 % sobre o valor médio. Em relação à ondulação de corrente do LED, o valor é de 40 mA, equivalente a 3,7 %.

Analisando as formas de onda de entrada em plena carga, o FP é igual a 0,95 e a DHT é igual a 25,8 %. Além disso, para condições de dimerização, o resultado é mantido, pois os ângulos de condução do conversor buck não mudam. A divisão do conteúdo harmônico, ilustrada na Figura 57, mostra que o conversor atende ao limite IEC 61000-3-2 Classe C.

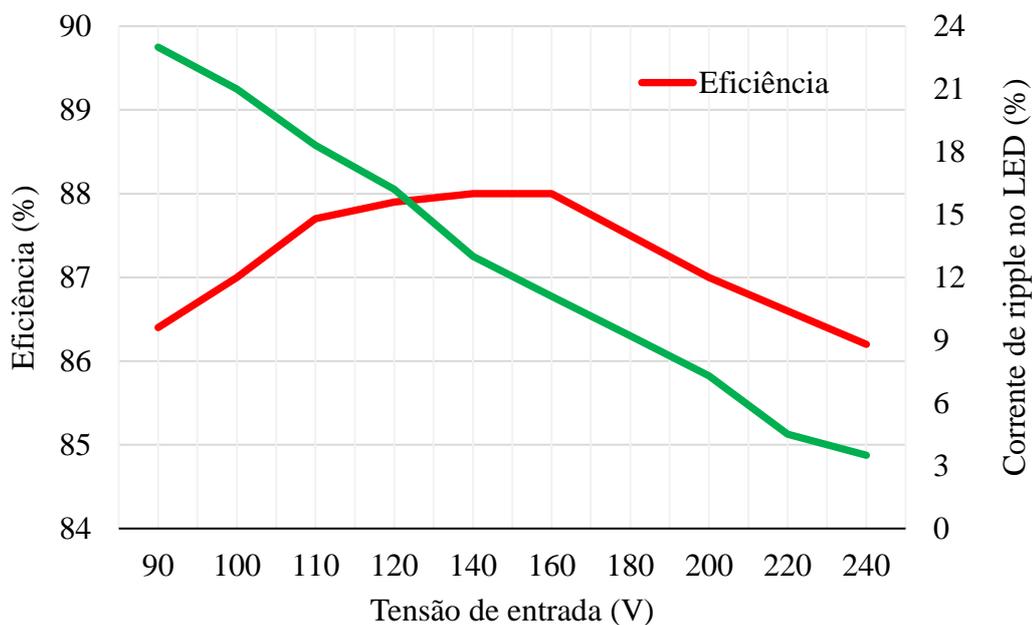
Figura 57 – Conteúdo harmônico da corrente de entrada do IBBBC em 110 V e em 220 V.



Fonte: Autor.

O desempenho do driver também foi testado na faixa de tensão de entrada universal. A Figura 58 mostra a eficiência medida e a ondulação da corrente do LED em relação a tensão de entrada, com valores de pico de eficiência acima de 88 %. O aumento da tensão de entrada diminui a eficiência, mas também diminui a ondulação da corrente do LED.

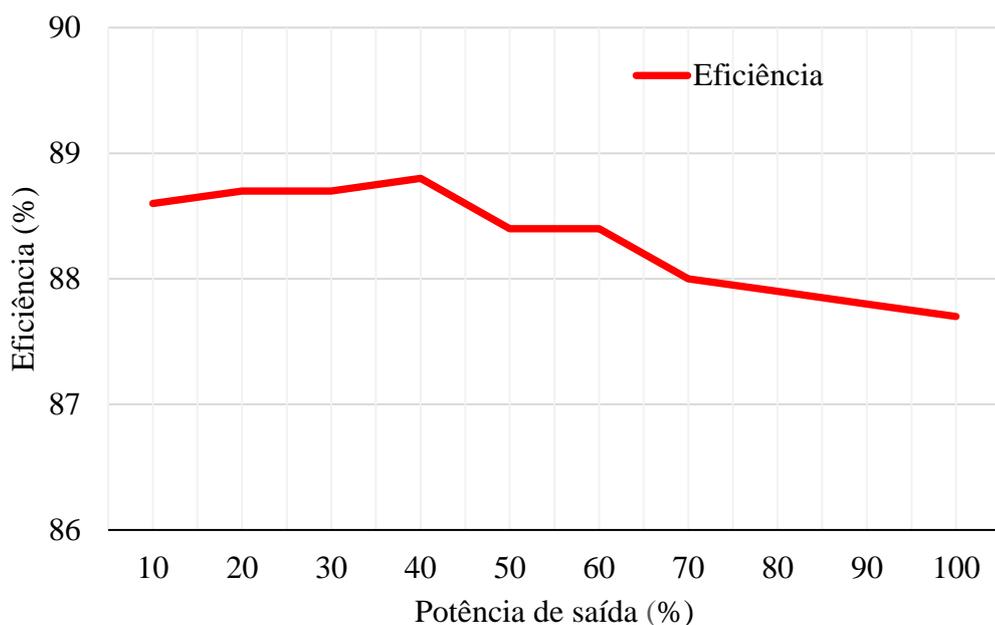
Figura 58 – Eficiência e ripple de corrente em relação a tensão de entrada medidos em 75 W.



Fonte: Autor.

Por fim, a Figura 59 apresenta o resultado da eficiência em relação a potência percentual de saída, obtido experimentalmente. Quanto à eficiência, varia entre 87,7% e 88,8% em 110 V_{rms} .

Figura 59 – Eficiência relacionada a potência de saída para 110 V_{rms} .



Fonte: Autor.

5.4 CONCLUSÕES

Quando os conversores integrados operam com tensão de entrada universal, o capacitor do barramento deve ser superdimensionado, pois a capacitância deve ser projetada para a tensão mínima de entrada e sua tensão nominal para a tensão máxima de entrada. Isso resulta na necessidade de um capacitor muito volumoso. Este capítulo apresentou uma nova abordagem em relação à análise do driver de LED integrado, considerando o capacitor de saída funcionando também como um filtro de baixa frequência.

O modelo do circuito proposto foi desenvolvido, validado e utilizado para determinar o ponto ótimo de operação, onde o processo de filtragem de OBF foi transferido o máximo possível para o capacitor de saída, que trabalha com tensão fixa e menor, proporcionando tanto energia de entrada de alta qualidade como baixos níveis de ondulação de baixa frequência na corrente do LED, enquanto diminui consideravelmente o volume do *driver*.

O trabalho foi realizado utilizando 4 luminárias de LED diferentes, considerando as características elétricas do LED na transmissão da OBF. Primeiro, é mostrado o circuito em que o capacitor de saída funciona apenas como um filtro de alta frequência. Neste caso, é necessário um capacitor de barramento mínimo de 820 $\mu\text{F}/160\text{ V}$ para atender a recomendação IEEE 1789-2015 para os modelos de 4 LEDs, e o volume de capacitância no circuito é igual a 17,9 cm^3 . Filtrando a OBF com os dois capacitores, a maior redução de volume é alcançada quando a carga é composta por 2 LEDs Lumileds 1208 em série. Neste caso, a capacitância do barramento é reduzida para 220 $\mu\text{F}/160\text{ V}$ e o capacitor de saída é aumentado para 470 $\mu\text{F}/80\text{V}$, reduzindo o volume da capacitância total para 9,7 cm^3 , representando aproximadamente 45 %.

A topologia IBBBC é usada para alimentar uma carga de LED de 75W. Os resultados experimentais com tensões de entrada universais de 90 V_{rms} a 240 V_{rms} foram apresentados, com FP de 0,95 e cumprindo os limites da IEC 61000-3-2 Classe C. Para operação em plena carga, a eficiência do circuito é de 86 % até 88 %. A ondulação de corrente do LED é igual a 18,1 % trabalhando com uma tensão de entrada de 110 V_{rms} e 3,7 % quando opera com 220 V_{rms} .

Em comparação com os drivers de LED integrados da literatura, a técnica proposta oferece o uso de aproximadamente metade do volume da capacitância, mantendo as mesmas condições de operação dos conversores anteriormente apresentados. Portanto, a técnica proposta oferece alta densidade de potência e redução de preço por meio da otimização do armazenamento de energia. Além disso, outras tecnologias de semicondutores podem ser exploradas em trabalhos futuros, como chaves SiC e outras tecnologias de diodos, visando melhorar a operação do sistema e o aumento da eficiência global.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

6.1 CONCLUSÕES

Muitas soluções são utilizadas para acionar *drivers* de LED, cada uma apresentando suas respectivas vantagens e desvantagens em relação a outras. Neste trabalho a complexidade é deixada de lado, e o foco é dado aos conversores integrados e a utilização de suas características para buscar um *driver* de qualidade, que esteja em conformidade com todas as normativas de conexão com a rede e com a carga, da mesma forma que seja o mais simples possível.

O problema que é proposto resolver é reduzir a ondulação de baixa frequência de conversores integrados em *drivers* de LED apenas pela investigação das características das topologias. Em um primeiro momento, um estudo entre a transferência de ondulação de baixa frequência foi realizado, através de referências da literatura de conversores operando tanto em MCC como em MCD. A partir desse estudo, percebeu-se que quando se fala em mitigar a ondulação na corrente de saída, os conversores em MCD são melhores, apresentando capacidade de atenuar a OBF mais de 5 vezes em relação ao outro modo de operação investigado. A partir daí, pode-se concluir que a melhor opção a ser seguida é utilizar um conversor que trabalhe ambos os estágios em modo descontínuo, pois se o primeiro estágio operar neste modo, não é preciso de uma malha de controle para efetuar a correção do FP, além de que facilmente é possível estar em conformidade com a IEC 61000-3-2.

A partir disso, foi proposto um modo de projetar conversores integrados operando em MCD/MCD de forma geral, seguindo um algoritmo simples, onde todas as equações necessárias foram descritas. Dessa forma, qualquer combinação de conversor pode ser facilmente projetada, neste trabalho foram exemplificadas pelos conversores buck, boost e buck-boost, totalizando, portanto, 9 combinações possíveis de projeto. Também foi apresentado o equacionamento dos componentes do circuito que possibilita prever a eficiência nos conversores integrados, para qualquer combinação de topologia, bastando combinar as equações em função das escolhas de estágio CFP e CP.

Um estudo sobre a transmissão da ondulação de baixa frequência foi apresentado. A partir de uma metodologia de equacionamento do estágio de controle de potência desacoplado, é possível prever o comportamento das topologias em relação à ondulação transferida do barramento para os LEDs. Para normalizar os resultados dos conversores, foi adotado um modo de apresentação em função dos ganhos de tensão entre a saída e o barramento, possibilitando

comparar as topologias. Neste caso, o conversor buck-boost possibilita valores muito maiores de ondulação na tensão do barramento, para que mesmo assim esteja de acordo com a recomendação da IEEE 1789-2015.

Posteriormente, um estudo sobre as capacitâncias nos conversores foi proposto, baseado nos resultados alcançados pela análise do FTOBF. Percebe-se que o conversor buck, para tensões elevadas de barramento, consegue ter um valor comparável aos resultados do conversor buck-boost, enquanto o conversor boost se mostra como sendo a pior solução para o estágio de controle de potência, quando o *driver* é projetado para estar de acordo com a recomendação da IEEE 1789-2015, sem a utilização de uma correção ativa da corrente de saída.

Um estudo de caso com a carga de LED Luxeon 3014 de 26,9 W foi proposto, baseado em uma publicação de periódico, o qual fez um estudo comparativo levando em conta o projeto dos conversores otimizado, bem como o estudo do FTOBF. O objetivo final deste estudo de caso era alcançar uma redução de capacitância de barramento, a qual foi possível, chegando a quase 50 % de diminuição. Porém este caso reduziu também a eficiência em mais de 1,5 %, tendo em vista que o comparativo foi realizado com os mesmos parâmetros do projeto ideal do conversor boost CP.

Posteriormente, foi iniciada a pesquisa para o aumento da densidade de potência dos conversores integrados. Quando esses circuitos operam com tensão de entrada universal, o capacitor do barramento deve ser superdimensionado, pois a capacitância deve ser projetada para a tensão mínima de entrada e sua tensão nominal para a tensão máxima de entrada. Isso resulta na necessidade de um capacitor muito volumoso. Em uma nova abordagem, foi apresentado um estudo considerando o capacitor de saída funcionando também como um filtro de baixa frequência. Com uma carga composta por 2 LEDs Lumileds 1208 em série, a capacitância do barramento foi reduzida para 220 $\mu\text{F}/160\text{ V}$ e o capacitor de saída é aumentado para 470 $\mu\text{F}/80\text{ V}$, reduzindo o volume da capacitância total para 9,7 cm^3 , em relação ao caso base com um capacitor de barramento mínimo de 820 $\mu\text{F}/160\text{ V}$, representando um volume de capacitância no circuito igual a 17,9 cm^3 . Essa simples abordagem representou uma redução de volume de aproximadamente 45 % utilizando a metodologia proposta.

Também foi apresentado o equacionamento dos componentes do circuito que possibilita prever a eficiência nos conversores integrados, para qualquer combinação de topologia, bastando combinar as equações em função das escolhas de estágio CFP e CP.

6.2 PRODUÇÃO CIENTÍFICA

As publicações desenvolvidas durante o desenvolvimento deste trabalho de tese de doutorado são as seguintes:

Periódico Qualis A1:

J. S. Brand, N. d. S. Spode, G. Z. Abdelmessih, J. M. Alonso, Y. Guan and M. A. Dalla Costa, "*Capacitance Analysis for Volume Reduction Based on Integrated Buck and Buck-Boost LED Driver*" in IEEE Transactions on Industry Applications, doi: 10.1109/TIA.2023.3280469.

Periódico Qualis A1:

J. S. Brand, G. Z. Abdelmessih, J. M. Alonso, Y. Wang, Y. Guan and M. A. Dalla Costa, "*Capacitance Reduction in Flicker-Free Integrated Offline LED Drivers,*" in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 68, no. 12, pp. 11992-12001, Dec. 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.3040695.

Periódico Qualis A4:

Brand, Jean S., Maicol F. de Melo, J. Marcos Alonso, and Marco A. Dalla Costa. "*Análise da transferência de ondulação de baixa frequência em conversores operando em MCD para drivers de LED.*" *Eletrônica de Potência-SOBRAEP* 25, no. 1 (2020): 9-18.

Congresso internacional:

J. S. Brand, F. Loose, G. Z. Abdelmessih, N. da S. Spode, J. M. Alonso and M. A. Dalla Costa, "*Generalized Analysis of Non-Isolated Integrated LED Drivers*" 2020 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Detroit, MI, USA, 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/IAS44978.2020.9334896.

Além disso, destaca-se a como produção acadêmica indireta, destaca-se:

Premiado pela Institute of Electrical and Electronics Engineers – Industry Applications Society (IEEE IAS) com a terceira colocação mundial na categoria de melhor dissertação de mestrado elaborada por membros da IAS no ano de 2020, com cerimonia virtual realizada no dia 11 de outubro de 2020.

6.3 TRABALHOS FUTUROS

Como trabalhos futuros, destaca-se o uso do balanço de capacitâncias para encontrar a máxima potência de um conversor integrado, encontrada a partir da seleção da melhor combinação de topologias, que opere em tensão universal e utilize capacitores de filme, para o aumento da vida útil. Este estudo é extremamente dependente da seleção da carga, tendo em vista que a resposta do conversor para a redução da OBF é muito maior em cargas com resistência série equivalente altas.

Além disso, é possível explorar o cálculo das eficiências dos conversores. As correntes e tensões no circuito foram todas calculadas e o principal ponto que deve ser melhorado é principalmente em relação ao equacionamento dos interruptores e indutores do circuito. Com esses equacionamentos, seguidos de verificações experimentais, é possível alcançar a melhoria da eficiência.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABDELMESSIH, G. Z. et al. Fully Integrated Buck and Boost Converter as a High Efficiency, High-Power-Density Off-Line LED Driver. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 11, p. 12238–12251, 1 nov. 2020.

ALMEIDA, P. S. et al. Matching LED and Driver Life Spans: A Review of Different Techniques. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 9, n. 2, p. 36–47, 2015a.

ALMEIDA, P. S. et al. Static and dynamic photoelectrothermal modeling of LED lamps including low-frequency current ripple effects. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 7, p. 3841–3851, 1 jul. 2015b.

ALONSO, J. M. et al. **A Novel Single-Stage Constant-Wattage High-Power-Factor Electronic Ballast** **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**. [s.l.: s.n.].

ALONSO, J. M. et al. **Analysis and design of the integrated double buck-boost converter operating in full DCM for LED lighting applications**. IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. **Anais...IEEE**, nov. 2011.

ALONSO, J. M. et al. Analysis and design of the integrated double buck-boost converter as a high-power-factor driver for power-led lamps. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 4, p. 1689–1697, abr. 2012a.

ALONSO, J. M. et al. **Reducing storage capacitance in off-line LED power supplies by using integrated converters**. 2012 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. **Anais...IEEE**, out. 2012b.

BENDER, V. C. **Metodologia de Projeto Eletrotérmico de LEDs Aplicada ao Desenvolvimento de Sistemas de Iluminação Pública**. [s.l.] Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2012.

BHATTACHARYA, A. et al. **A Probabilistic Approach of Designing Driving Circuits for Strings of High-Brightness Light Emitting Diodes**. 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference. **Anais...IEEE**, 2007. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4342204/>>

BRANAS, C.; AZCONDO, F. J.; ALONSO, J. M. Solid-state lighting: A system review. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 7, n. 4, p. 8–10, 2013.

BRAND, J. et al. ANÁLISE DA TRANSFERÊNCIA DE ONDULAÇÃO DE BAIXA FREQUÊNCIA EM CONVERSORES OPERANDO EM MCD PARA DRIVERS DE LED. **Eletrônica de Potência**, v. 25, n. 1, p. 9–18, 31 mar. 2020a.

BRAND, J. S. et al. **Generalized Analysis of Non-Isolated Integrated LED Drivers**. 2020 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IAS 2020. **Anais...**Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 10 out. 2020b.

BRAND, J. S. et al. Capacitance Reduction in Flicker-Free Integrated Offline LED Drivers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 68, n. 12, p. 11992–12001, 1 dez. 2021.

BRAND, J. S. et al. Capacitance Analysis for Volume Reduction Based on Integrated Buck and Buck-Boost LED Driver. **IEEE Transactions on Industry Applications**, p. 1–11, 2023.

BROECKL, H. VAN DER et al. **Power driver topologies and control schemes for LEDs**. APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. **Anais...**2007.

BULLOUGH, J. D. et al. Effects of flicker characteristics from solid-state lighting on detection, acceptability and comfort. **Lighting Research & Technology**, v. 43, n. 3, p. 337–348, set. 2011.

CALLEJA, A. J. et al. **Design and experimental results of an input-current-shaper based electronic ballast**. Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society). **Anais...**IEEE, 1999.

CAMPONOGARA, D. et al. Capacitance Reduction With An Optimized Converter Connection Applied to LED Drivers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 1, p. 184–192, jan. 2015.

DONG, H. et al. An Electrolytic Capacitor-Less High Power Factor LED Driver Based on a “One-and-a-Half Stage” Forward-Flyback Topology. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 2, p. 1572–1584, fev. 2018.

DONG, Z.; TSE, C. K.; HUI, S. Y. R. **Circuit Theoretic Considerations of LED Driving: Voltage-Source Versus Current-Source Driving**. IEEE Transactions on Power Electronics. **Anais...**Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 1 maio 2019.

FANG, P.; LIU, Y.-F. Energy Channeling LED Driver Technology to Achieve Flicker-Free Operation With True Single Stage Power Factor Correction. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 5, p. 3892–3907, maio 2017.

GOBBATO, C. et al. Integrated Topology of DC–DC Converter for LED Street Lighting System Based on Modular Drivers. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 4, p. 3881–3889, jul. 2018.

GU, L. et al. Means of Eliminating Electrolytic Capacitor in AC/DC Power Supplies for LED Lightings. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 5, p. 1399–1408, 2009.

HE, J.; RUAN, X.; ZHANG, L. Adaptive Voltage Control for Bidirectional Converter in Flicker-Free Electrolytic Capacitor-Less AC–DC LED Driver. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 1, p. 320–324, jan. 2017.

IEEE POWER ELECTRONICS SOCIETY. **IEEE Recommended Practices for Modulating Current in High-Brightness LEDs for Mitigating Health Risks to Viewers**. [s.l: s.n.].

INMETRO. **Regulamento Técnico da Qualidade e os Requisitos de Avaliação da Conformidade para Luminárias para a Iluminação Pública Viária**. [s.l: s.n.]. Disponível em: <<http://sistema-sil.inmetro.gov.br/rtac/RTAC002921.pdf>>. Acesso em: 6 set. 2023a.

INMETRO. **Regulamento Técnico da Qualidade e os Requisitos de Avaliação da Conformidade para Lâmpadas LED com Dispositivo de Controle Integrado à Base**. [s.l: s.n.]. Disponível em: <<http://sistema-sil.inmetro.gov.br/rtac/RTAC002922.pdf>>. Acesso em: 6 set. 2023b.

KIM, H. C. et al. An AC-DC LED Driver with a Two-Parallel Inverted Buck Topology for Reducing the Light Flicker in Lighting Applications to Low-Risk Levels. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 5, p. 3879–3891, 2017.

KIRSTEN, A. L. **Electronic Ballast for High Intensity Discharge Lamps Based on Biflyback Inverter Topology**. Master Thesis—[s.l.] Federal University of Santa Maria, 2011.

LAMAR, D. G. et al. On the limit of the output capacitor reduction in power-factor correctors by distorting the line input current. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 3, p. 1168–1176, 2012.

LAUBSCH, A. et al. High-Power and High-Efficiency InGaN-Based Light Emitters. **IEEE Transactions on Electron Devices**, v. 57, n. 1, p. 79–87, jan. 2010.

LEE, S. W.; DO, H. L. Boost-Integrated Two-Switch Forward AC-DC LED Driver with High Power Factor and Ripple-Free Output Inductor Current. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 7, p. 5789–5796, 1 jul. 2017.

LEHMAN, B.; WILKINS, A. J. Designing to Mitigate Effects of Flicker in LED Lighting: Reducing risks to health and safety. **IEEE Power Electronics Magazine**, v. 1, n. 3, p. 18–26, set. 2014.

LIN, R.; CHEN, Y.-F. **Equivalent Circuit Model of Light-Emitting-Diode for System Analyses of Lighting Drivers** Yi-Fan Chen. 2009 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. **Anais...**2009.

LI, S. et al. **A Survey, Classification, and Critical Review of Light-Emitting Diode Drivers.** **IEEE Transactions on Power Electronics**Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., , 1 fev. 2016.

LIU, X. et al. Single-Stage Single-Switch Four-Output Resonant LED Driver with High Power Factor and Passive Current Balancing. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 6, p. 4566–4576, 1 jun. 2017.

LUN, W.-K. et al. Bilevel Current Driving Technique for LEDs. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 12, p. 2920–2932, dez. 2009.

LUO, Q. et al. Analysis and Design of a Single-Stage Isolated AC–DC LED Driver With a Voltage Doubler Rectifier. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 7, p. 5807–5817, jul. 2017.

MANGKALAJAN, S. et al. A Single-Stage LED Driver Based on ZCDS Class-E Current-Driven Rectifier as a PFC for Street-Lighting Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 10, p. 8710–8727, out. 2018.

MELO, M. F. DE et al. Analysis of Low Frequency Ripple Transmission in LED Drivers. **IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)**, p. 1–8, 2018.

MENKE, M. F. **Sistema Eletrônico de Alto Fator de Potência com Entrada Universal e Controle de Intensidade Luminosa para o Acionamento de LEDs.** [s.l.] Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2016.

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

PERVAIZ, S.; KUMAR, A.; AFRIDI, K. K. GaN-Based High-Power-Density Electrolytic-Free Universal Input LED Driver. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 4, p. 3890–3901, 1 jul. 2018.

POORALI, B.; ADIB, E.; FARZANEHFARD, H. A Single-Stage Single-Switch Soft-Switching Power-Factor-Correction LED Driver. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 10, p. 7932–7940, out. 2017.

QU, X.; WONG, S.-C.; TSE, C. K. **Electronic ballast for multiple LED lamps with independent brightness control.** 2009 IEEE International Symposium on Circuits and

Systems. **Anais...IEEE**, maio 2009. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5118403/>

RUAN, X. et al. Optimum injected current harmonics to minimize peak-to-average ratio of LED current for electrolytic capacitor-less AC-DC drivers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 7, p. 1820–1825, 2011.

SANTOS ALMEIDA, P. **SÍNTESE DE CONVERSORES RESSONANTES COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA E ALTA EFICIÊNCIA PARA O ACIONAMENTO DE DIODOS EMISSORES DE LUZ**. [s.l.] UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA, 2014.

SCHRATZ, M. et al. A New Way to See the Light: Improving Light Quality with Cost-Effective LED Technology. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 22, n. 4, p. 55–62, 1 jul. 2016.

SCHUBERT, E. FRED. **Light-emitting diodes**. [s.l.] Cambridge University Press, 2006.

SOARES, G. M. et al. Capacitance Minimization in Offline LED Drivers Using an Active-Ripple-Compensation Technique. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 4, p. 3022–3033, abr. 2017.

TSAI-FU WU; TE-HUNG YU. Off-line applications with single-stage converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 44, n. 5, p. 638–647, 1997.

WANG, B. et al. A method of reducing the peak-to-average ratio of LED current for electrolytic capacitor-less AC-DC drivers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 3, p. 592–601, 2010.

WANG, Y.; ALONSO, J. M.; RUAN, X. A Review of LED Drivers and Related Technologies. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 7, p. 5754–5765, jul. 2017.

WEI, H.; BATARSEH, I. **Comparison of basic converter topologies for power factor correction**. Conference Proceedings - IEEE SOUTHEASTCON. **Anais...IEEE**, 1998.

WU, H. et al. Single-Phase LED Drivers with Minimal Power Processing, Constant Output Current, Input Power Factor Correction, and Without Electrolytic Capacitor. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 7, p. 6159–6170, 1 jul. 2018.

WU, T.-F.; CHEN, Y.-K. A systematic and unified approach to modeling PWM DC/DC converters based on the graft scheme. **Proceedings of the 1996 IEEE IECON. 22nd**

International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, v. 2, p. 1041–1046, 1996.

XIE, X. et al. Study on the single-stage forward-flyback PFC converter with QR control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 1, p. 430–442, 1 jan. 2016.

YAO, B. et al. **A prognostics and health management roadmap for LED lighting system**. 2014 10th International Conference on Reliability, Maintainability and Safety (ICRMS). **Anais...IEEE**, ago. 2014. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7107146/>>

YU-KANG LO et al. Design and Implementation of RGB LED Drivers for LCD Backlight Modules. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 12, p. 4862–4871, dez. 2009.

ZHANG, L.; RUAN, X. Control Schemes for Reducing Second Harmonic Current in Two-Stage Single-Phase Converter: An Overview from DC-Bus Port-Impedance Characteristics. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 10, p. 10341–10358, 1 out. 2019.

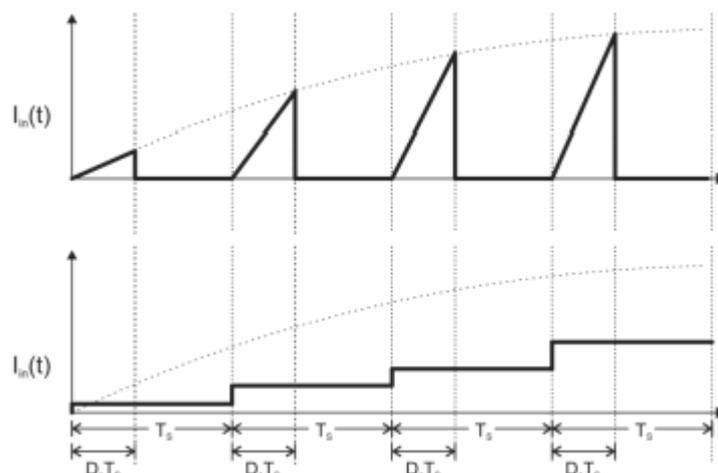
APÊNDICE A

CORRENTES DE ENTRADA DAS TOPOLOGIAS

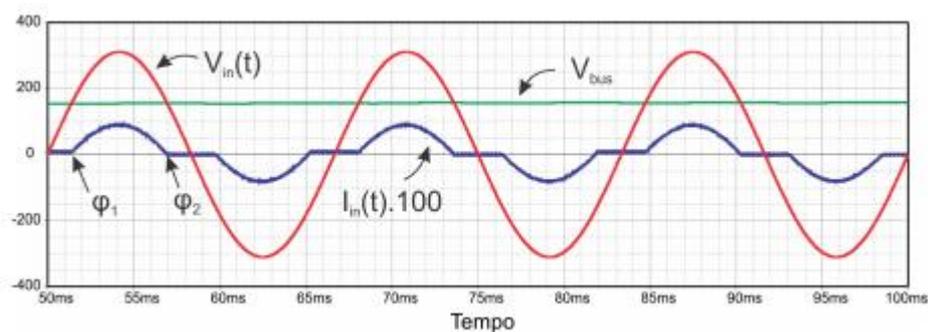
Corrente média de entrada do conversor buck CFP

A corrente de entrada do conversor buck, apresentado por exemplo na Figura 60 (a) é mostrada abaixo, junto da tensão de entrada e tensão de barramento. Enquanto a tensão de entrada for menor que a tensão de barramento, a corrente de entrada tem valor 0. Por outro lado, quando a tensão de entrada for maior que a tensão de barramento, seguirá o envoltório senoidal.

Figura 60 – Formas de onda típicas de tensão e corrente do conversor buck CFP (a) alta frequência (b) baixa frequência filtrada.



(a)



(b)

Fonte: (KIRSTEN, 2011).

Para calcular a corrente média nos diodos da ponte retificadora, o primeiro passo é calcular o valor de pico da corrente na entrada do conversor buck, dentro de um período de chaveamento, como na Figura 60 (a). Esta é calculada como mostra (105).

$$i_{g_{bu}}(\omega t) = \frac{(V_g \text{sen}(\omega t) - V_b)DT_S}{L_{bu}} \quad (105)$$

A partir disso, calcula-se a corrente média de entrada do estágio CFP em um período de chaveamento, como em (106).

$$i_{g_{bu_{per}}}(\omega t) = \frac{(V_g \text{sen}(\omega t) - V_b)D^2T_S}{2L_{bu}} \quad (106)$$

A partir da integração, é encontrado o valor médio da corrente no conversor buck sobre o período da rede, como mostra (107).

$$I_{g_{bu}} = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\frac{\pi+\theta}{2}} \frac{(V_g \text{sen}(\omega t) - V_b)D^2T_S}{2L_{bu}} d(\omega t) \quad (107)$$

Neste caso, o ângulo de condução do conversor buck, operando com CFP é como apresentado em (108).

$$\theta = \pi - 2\text{sen}^{-1}\left(\frac{V_b}{V_g}\right) \quad (108)$$

Corrente média do diodo do conversor buck CFP

Para encontrar a corrente no diodo do estágio CFP, primeiramente é necessário encontrar a período da segunda etapa de chaveamento, que é quando o indutor transfere sua energia para o barramento. Esse período é encontrado através de (109).

$$t_d(\omega t) = \frac{(V_g \text{sen}(\omega t) - V_b)DT_S}{2V_bL_{bu}} \quad (109)$$

Sendo assim, a equação da corrente média em um período de chaveamento no diodo do estágio buck CFP é encontrada por meio de (110).

$$i_{D_{bu_{per}}}(\omega t) = \frac{1}{T_S} \frac{i_{g_{bu}}(\omega t)t_d}{2} = \frac{(V_g \text{sen}(\omega t) - V_b)^2 D^2 T_S}{2V_b L_{bu}} \quad (111)$$

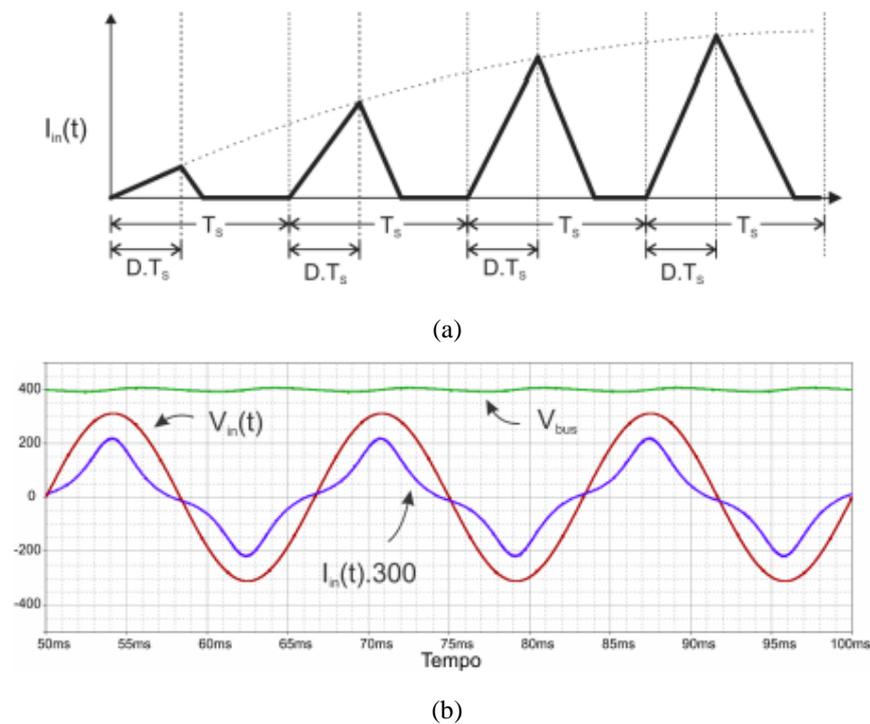
Por fim, integrando a equação anterior, encontra-se o valor médio de corrente no estágio buck CFP, como em (112).

$$I_{D_{bu}} = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\frac{\pi+\theta}{2}} \frac{(V_g \text{sen}(\omega t) - V_b)^2 D^2 T_s}{2V_b L_{bu}} d(\omega t) \quad (112)$$

Corrente média de entrada do conversor boost CFP

A corrente de entrada do conversor boost é mostrada abaixo, junto da tensão de entrada e tensão de barramento. Essa topologia apresenta a característica de apresentar uma rampa de corrente de descida, como mostra a Figura 61 (a), a qual proporciona uma não linearidade na equação de corrente de entrada. A forma de onda em baixa frequência, após filtragem, é mostrada na Figura 61 (b). A corrente apresenta uma deformação em virtude das harmônicas de baixa frequência.

Figura 61 – Formas de onda típicas de tensão e corrente do conversor boost CFP. (a) alta frequência (b) baixa frequência filtrada.



Fonte: (KIRSTEN, 2011).

A expressão que determina a corrente de pico dentro de um período de chaveamento drenada da fonte pelo conversor boost é como mostra (113).

$$i_{g_{bo}}(\omega t) = \frac{V_g \text{sen}(\omega t) D T_S}{L_{bo}} \quad (113)$$

A partir disso, calcula-se a corrente média de entrada no período de chaveamento do conversor boost CFP, por meio de (114).

$$i_{g_{bo_{per}}}(\omega t) = \frac{V_g D^2 T_S}{2L_{bo}} \frac{\text{sen}(\omega t)}{1 - \alpha \text{sen}(\omega t)} \quad (114)$$

Onde α é considerado V_g/V_b . A partir da integração da expressão anterior, é encontrado o valor médio da corrente drenada da fonte pelo conversor boost, através de (115).

$$I_{g_{bo}} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{V_g D^2 T_S}{2L_{bo}} \frac{\text{sen}(\omega t)}{1 - \alpha \text{sen}(\omega t)} d(\omega t) \quad (115)$$

Corrente média do diodo do conversor boost CFP

Da mesma forma que para o conversor anterior, para encontrar a corrente média no diodo do estágio CFP, primeiro é necessário determinar o período de descarga da segunda etapa, quando o indutor transfere sua energia para o barramento. Esse período é encontrado por meio de (116).

$$t_d(\omega t) = \frac{V_g \text{sen}(\omega t) D T_S}{2L_{bo}(V_b - V_g \text{sen}(\omega t))} \quad (116)$$

Sendo assim, a equação da corrente média do diodo do estágio boost CFP em um período de comutação é como apresentado em (117).

$$i_{D_{bo_{per}}}(\omega t) = \frac{1}{T_S} \frac{i_{g_{bo}}(\omega t) t_d}{2} = \frac{V_g \text{sen}(\omega t) (V_b - V_g \text{sen}(\omega t)) D^2 T_S}{2L_{bo}(V_b - V_g \text{sen}(\omega t))} \quad (117)$$

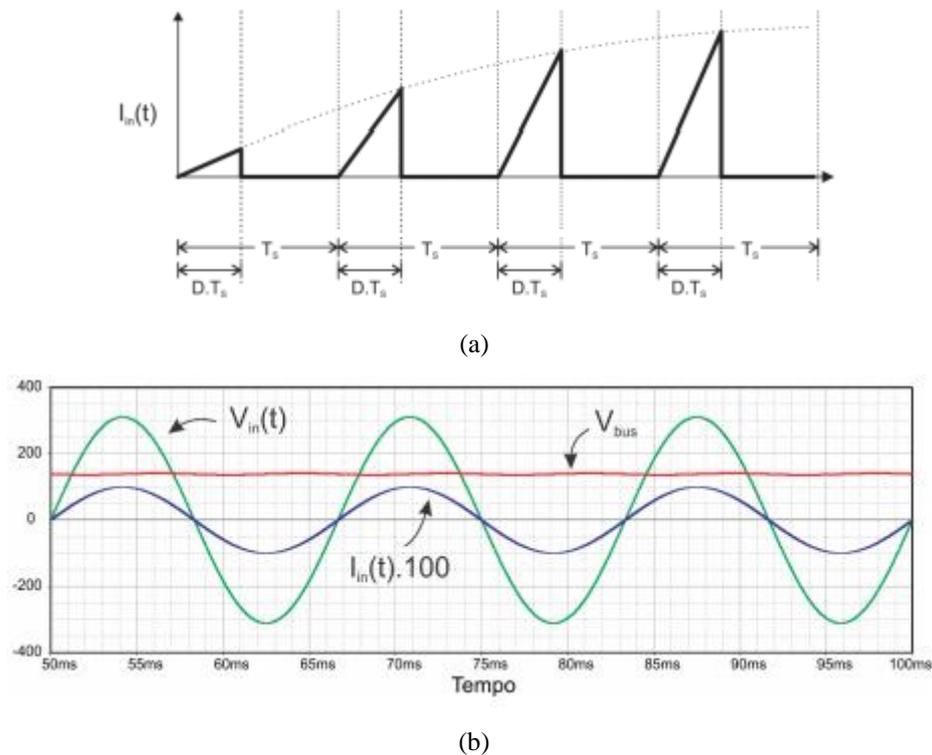
Por fim, integrando a equação anterior, é encontrado o valor médio de corrente no estágio boost CFP, como apresenta (118).

$$I_{D_{bo}} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{V_g \text{sen}(\omega t) (V_b - V_g \text{sen}(\omega t)) D^2 T_S}{2L_{bo}(V_b - V_g \text{sen}(\omega t))} d(\omega t) \quad (118)$$

Corrente média de entrada do conversor buck-boost CFP

A corrente de entrada do conversor buck-boost é mostrada abaixo, junto da tensão de entrada e tensão de barramento. A forma de onda em baixa frequência, após filtragem, é mostrada na Figura 62 (b). Essa topologia é conhecida como o estágio CFP ideal, por apresentar uma corrente praticamente senoidal.

Figura 62 – Formas de onda típicas de tensão e corrente do conversor buck-boost CFP. (a) alta frequência (b) baixa frequência filtrada.



Fonte: (KIRSTEN, 2011).

Portanto, o valor de pico da corrente de entrada do conversor em cada período de chaveamento é como apresenta (119).

$$i_{g_{bb}}(\omega t) = \frac{V_g \text{sen}(\omega t) DT_S}{L_{bb}} \quad (119)$$

A corrente média drenada da fonte em um período de comutação é como mostra (120).

$$i_{g_{bb_{per}}}(\omega t) = \frac{V_g \text{sen}(\omega t) D^2 T_S}{2L_{bb}} \quad (120)$$

A partir da integração da expressão anterior, é encontrado o valor médio da corrente de entrada no conversor buck-boost, conforme definido em (121).

$$I_{g_{bb}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{V_g \text{sen}(\omega t) D^2 T_S}{2L_{bb}} d(\omega t) \quad (121)$$

CORRENTES NOS DIODOS

Corrente média do diodo do conversor buck-boost CFP

Para encontrar a corrente no diodo, calcula-se o período de descarga da segunda etapa de comutação, quando o indutor transfere sua energia ao barramento, por meio de (122).

$$t_d(\omega t) = \frac{V_g \text{sen}(\omega t) D T_S}{2V_b L_{bb}} \quad (122)$$

Dessa forma, a equação da corrente no diodo do conversor buck-boost operando como estágio CFP em um período de comutação é como apresentado em (123).

$$i_{D_{bb_{per}}}(\omega t) = \frac{1}{T_S} \frac{i_{g_{bb}}(\omega t) t_d}{2} = \frac{(V_g \text{sen}(\omega t))^2 D^2 T_S}{2V_b L_{bb}} \quad (123)$$

Finalmente, por meio da integração da equação anterior em relação ao período da rede, encontra-se o valor médio de corrente no diodo do estágio buck-boost CFP.

$$I_{D_{bb}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{(V_g \text{sen}(\omega t))^2 D^2 T_S}{2V_b L_{bb}} d(\omega t) \quad (124)$$

Corrente média do diodo do conversor buck CP

Dando sequência nas equações de correntes nos diodos dos estágios, agora são calculadas as grandezas do estágio de controle de potência considerando que a tensão de barramento possui ondulação desprezível. Portanto, primeiramente é calculada a corrente de pico da entrada do conversor buck é como mostra (125).

$$i_{bu_{CP_{pk}}} = \frac{(V_b - V_o)DT_S}{L_{bu}} \quad (125)$$

Para encontrar a corrente média no diodo do estágio CP, é preciso definir o período da segunda etapa de chaveamento, de quando o indutor transfere sua energia para a carga de LEDs. Esse período é como apresentado em (126).

$$t_d = \frac{(V_b - V_o)DT_S}{V_o} \quad (126)$$

Dessa forma, a equação da corrente média no diodo do estágio buck CP, que é um estágio CC-CC, é como definido em (127).

$$I_{D_{bu}} = \frac{1}{T_S} \frac{i_{bu_{pk}} t_d}{2} = \frac{(V_b - V_o)^2 D^2 T_S}{2V_o L_{bu}} \quad (127)$$

Corrente média do diodo do conversor boost CP

A corrente de pico da entrada do conversor boost operando como estágio CP é como mostra (128).

$$i_{bo_{CP_{pk}}} = \frac{V_b DT_S}{L_{bo}} \quad (128)$$

O diodo desse estágio conduz durante o período da segunda etapa de chaveamento, de quando o indutor transfere sua energia para o barramento. Esse período é encontrado por meio de (129).

$$t_d = \frac{V_b}{V_o - V_b} DT_S \quad (129)$$

Dessa forma, a equação da corrente média no diodo do estágio boost CP é como apresentado em (130).

$$I_{D_{bo}} = \frac{1}{T_S} \frac{i_{bo_{pk}} t_d}{2} = \frac{V_b^2 D^2 T_S}{(V_o - V_b) 2L_{bo}} \quad (130)$$

Corrente média do diodo do conversor buck-boost CP

Por fim, o conversor buck-boost operando como estágio de controle de potência é apresentado. A corrente de pico da entrada, é como mostra (131).

$$i_{bbCPpk} = \frac{V_b DT_S}{L_{bb}} \quad (131)$$

O período em que o diodo dessa topologia irá conduzir, durante a descarga no indutor na carga LED, é apresentado por meio de (132).

$$t_d = \frac{V_b}{V_o} DT_S \quad (132)$$

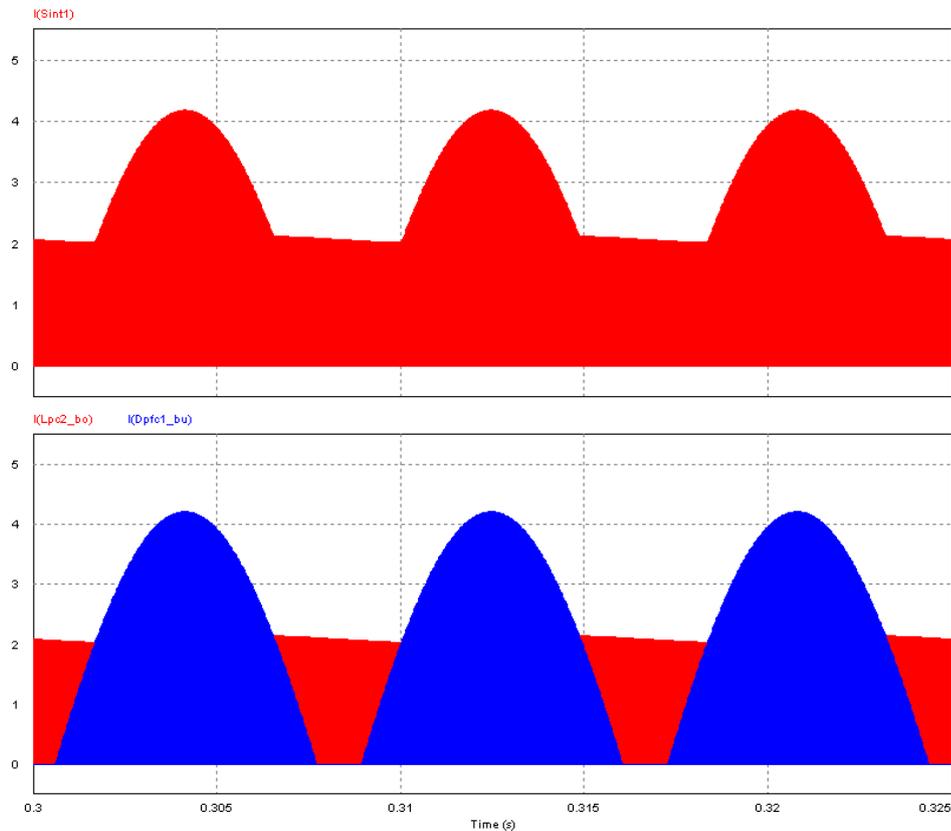
Dessa forma, a equação da corrente média no diodo do estágio buck-boost CP é encontrada através de (133).

$$I_{D_{bb}} = \frac{1}{T_S} \frac{i_{bb_pk} t_d}{2} = \frac{V_b^2 D^2 T_S}{V_o 2L_{bb}} \quad (133)$$

Correntes médias dos diodos do conversor buck/buck

Por se tratar de uma integração por sobreposição, a corrente do interruptor do conversor buck/buck integrado é a maior corrente média do período entre os dois conversores, como mostra o exemplo da Figura 63. Dessa forma, a corrente no interruptor não segue os ângulos da rede, portanto, a corrente dos diodos também não irá seguir.

Figura 63 – Correntes no conversor buck/boost integrado. Em cima: em vermelho a corrente no interruptor integrado; em baixo: em vermelho, a corrente do indutor do estágio CP; em azul a corrente do indutor do estágio CFP



Fonte: Autor.

Portanto, para definir a corrente nos componentes integrados, o primeiro passo é descobrir o ângulo de condução em que o interruptor irá conduzir. Esse ângulo é encontrado através de (134).

$$\delta = \pi - 2 \operatorname{sen}^{-1} \left[\frac{V_g - V_b}{V_g} \left(1 + \frac{L_{bu}}{L_{bu_{CP}}} \right) \right] \quad (134)$$

Onde L_{bu} é o indutor do estágio CFP e $L_{bu_{CP}}$ é o indutor do estágio CP. Para o diodo integrado 1, a condução irá ocorrer apenas quando a corrente de pico do período do conversor do estágio CP for maior do que a do estágio CFP, portanto, a equação que define essa condução é como mostra (135). Sendo assim, para encontrar o valor médio da corrente, basta integrar pela expressão de (136).

$$i_{D_{int1}}(\omega t) = \begin{cases} i_{bu_{CPpk}} & \text{caso } 0 < \omega t < \frac{\pi - \theta}{2} \& \frac{\pi + \theta}{2} < \omega t < \pi \\ i_{bu_{CPpk}} - i_{g_{bu}}(\omega t) & \text{caso } \frac{\pi - \theta}{2} < \omega t < \frac{\pi - \delta}{2} \& \frac{\pi + \delta}{2} < \omega t < \frac{\pi + \theta}{2} \end{cases} \quad (135)$$

$$I_{D_{intx}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_{D_{intx}}(\omega t) \frac{D}{2} d(\omega t) \quad (136)$$

O diodo integrado 2 só irá conduzir quando a corrente de pico do período no indutor do estágio CFP for maior do que a do estágio CP. Portanto, o intervalo em que essa situação ocorre é descrito através de (137).

$$i_{D_{int2}}(\omega t) = \begin{cases} i_{g_{bu}}(\omega t) - i_{bu_{CPpk}} & \text{caso } \frac{\pi - \delta}{2} < \omega t < \frac{\pi + \delta}{2} \end{cases} \quad (137)$$

Correntes médias dos diodos do conversor buck/boost

A condução do interruptor da integração dos conversores buck e boost é idêntica ao apresentado no caso anterior, da Figura 63. Dessa forma, o diodo integrado 1 irá conduzir quando a corrente média do período do estágio CP for maior que a do estágio CFP. Para o caso contrário o diodo integrado 2 irá conduzir. Os ângulos de condução em que o interruptor irá conduzir são encontrados através de (138).

$$\delta = \pi - 2 \operatorname{sen}^{-1} \left[\frac{V_b}{V_g} \left(1 + \frac{L_{bu}}{L_{bo}} \right) \right] \quad (138)$$

A corrente média no diodo integrado do é obtida pelos ângulos de condução calculados anteriormente. Para o diodo integrado 1, a condução irá ocorrer apenas quando a corrente de pico do conversor do estágio CP for maior do que a do estágio CFP, portanto, a equação que define essa condução é como mostra (139). Sendo assim, para encontrar o valor médio da corrente, basta integrar pela expressão de (136).

$$i_{D_{int1}}(\omega t) = \begin{cases} i_{bo_{CPpk}} & \text{caso } 0 < \omega t < \frac{\pi - \theta}{2} \& \frac{\pi + \theta}{2} < \omega t < \pi \\ i_{bo_{CPpk}} - i_{g_{bu}}(\omega t) & \text{caso } \frac{\pi - \theta}{2} < \omega t < \frac{\pi - \delta}{2} \& \frac{\pi + \delta}{2} < \omega t < \frac{\pi + \theta}{2} \end{cases} \quad (139)$$

O diodo integrado 2 também conduz apenas quando a corrente de pico do período no indutor do estágio CFP for maior do que a do estágio CP. Dessa forma, a equação que descreve esse intervalo é mostrada através de (140).

$$i_{D_{int2}}(\omega t) = \begin{cases} i_{g_{bu}}(\omega t) - i_{bo_{CPpk}} & \text{caso } \frac{\pi - \delta}{2} < \omega t < \frac{\pi + \delta}{2} \end{cases} \quad (140)$$

Correntes médias dos diodos do conversor buck/buck-boost

Para a integração dos conversores buck e buck-boost o ângulo de condução em que o interruptor irá conduzir são calculados através de (141).

$$\delta = \pi - 2\text{sen}^{-1} \left[\frac{V_b}{V_g} \left(1 + \frac{L_{bu}}{L_{bb}} \right) \right] \quad (141)$$

Novamente a condução do diodo integrado 1 irá ocorrer quando a corrente de pico do conversor do estágio CP for maior do que a do estágio CFP conforme mostra (150). O valor médio da corrente é encontrado integrando (142) através de (136).

$$I_{D_{int1}}(\omega t) = \begin{cases} i_{bb_{CPpk}} & \text{caso } 0 < \omega t < \frac{\pi - \theta}{2} \& \frac{\pi + \theta}{2} < \omega t < \pi \\ i_{bb_{CPpk}} - i_{g_{bu}}(\omega t) & \text{caso } \frac{\pi - \theta}{2} < \omega t < \frac{\pi - \delta}{2} \& \frac{\pi + \delta}{2} < \omega t < \frac{\pi + \theta}{2} \end{cases} \quad (142)$$

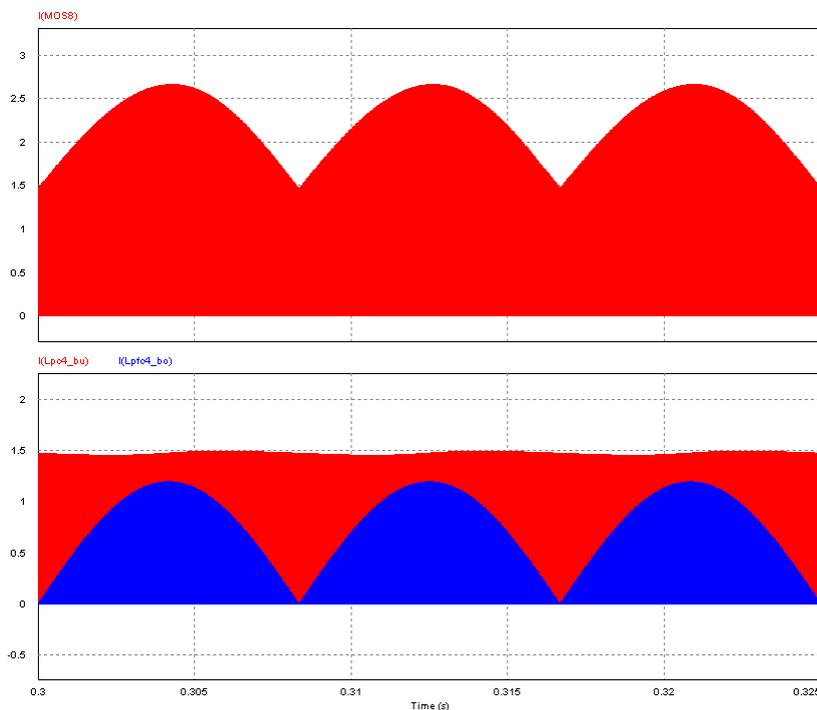
O diodo integrado 2 irá conduzir no caso contrário. Portanto, o intervalo em que essa situação ocorre é descrito através de (143).

$$I_{D_{int2}}(\omega t) = \begin{cases} i_{g_{bu}}(\omega t) - i_{bb_{CPpk}} & \text{caso } \frac{\pi - \delta}{2} < \omega t < \frac{\pi + \delta}{2} \end{cases} \quad (143)$$

Correntes médias dos diodos do conversor boost/estágio CP

Utilizando o conversor boost como estágio CFP, a corrente do interruptor integrado será o somatório das correntes dos dois conversores, como mostra a Figura 64. Portanto, as equações de correntes dos diodos integrados de um conversor boost CFP são muito mais simples do que para os casos anteriormente apresentados.

Figura 64 – Correntes no conversor boost/buck integrado. Em cima: em vermelho a corrente no interruptor integrado; em baixo: em vermelho, a corrente do indutor do estágio CP; em azul a corrente do indutor do estágio CFP.



Fonte: Autor.

O diodo integrado 1 irá conduzir no período em que o interruptor conduz, e a corrente terá valor igual à corrente drenada da fonte para qualquer um dos 3 conversores operando como estágio CP, como mostra (144). Por outro lado, o diodo integrado 2 também irá conduzir no período em que o interruptor conduz, com a corrente igual ao da entrada do estágio CP. Portanto, a expressão que define essa corrente é apresentada em (145).

$$I_{D_{int1}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_{g_{bo}}(\omega t) \frac{D}{2} d(\omega t) \quad (144)$$

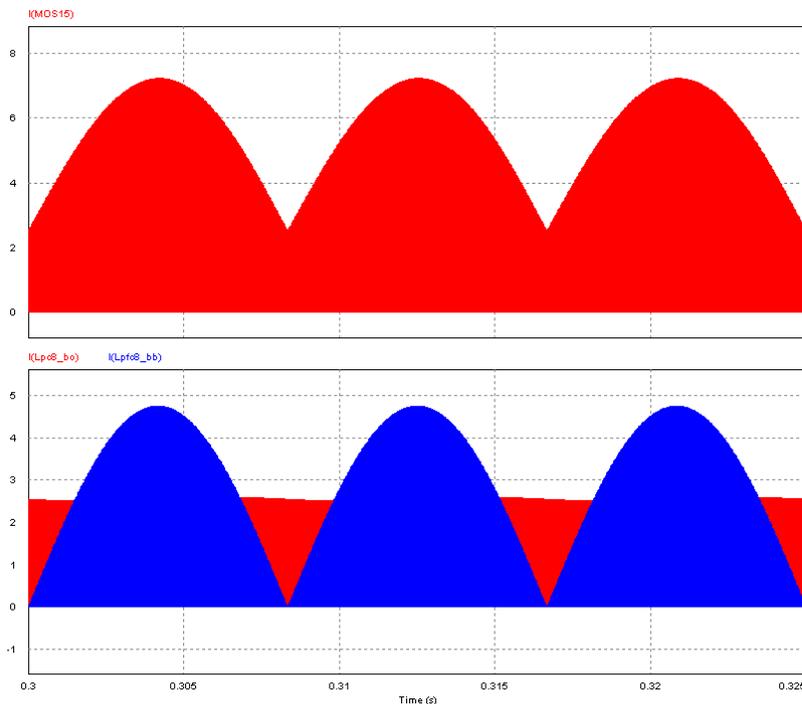
$$I_{D_{intz}} = i_{x_{CPpk}} \frac{D}{2} \quad (145)$$

Onde $i_{x_{CPpk}}$ significa a corrente de pico de entrada da topologia selecionada.

Correntes médias dos diodos do conversor buck-boost/estágio CP

Nesta seção são apresentados todos os conversores integrados que têm a topologia buck-boost como CFP, os quais apresentam 1 diodo integrado. Nesses conversores, a corrente do interruptor integrado também é o somatório das correntes dos dois conversores, como mostra a Figura 65. O único diodo integrado dessas topologias irá conduzir no período em que o interruptor conduz, com a corrente igual ao da entrada do estágio CP, como mostra (146).

Figura 65 – Correntes no conversor buck-boost/boost integrado. Em cima: em vermelho a corrente no interruptor integrado; em baixo: em vermelho, a corrente do estágio CP; em azul a corrente do estágio CFP



Fonte: Autor.

$$I_{D_{intz}} = i_{x_{CPpk}} \frac{D}{2} \quad (146)$$

CORRENTES NOS INTERRUPTORES

Conversores buck/estágio CP

Os conversores que apresentam a topologia buck no estágio CFP, serão analisados. Como a corrente do interruptor não segue os ângulos da rede da forma de onda típica da topologia buck CFP, foram calculados na seção anterior os ângulos de condução do interruptor, em função das topologias, através de (134) para o conversor buck CP, (138) para o boost CP e de (141) para o buck-boost CP.

Dessa forma é possível deduzir que a corrente no interruptor acontecerá em 3 intervalos, um onde a corrente do indutor do estágio CFP for maior e os outros 2 nas bordas, quando a corrente no indutor do estágio CP for maior, produzindo a equação (147) para a topologia buck operando como CFP e qualquer topologia operando como CP.

$$I_{S_{bu/x}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi-\delta}{2}} i_{x_{CPpk}}^2 \frac{D}{3} d(\omega t) + \int_{\frac{\pi-\delta}{2}}^{\frac{\pi+\delta}{2}} i_{g_{bu}}(\omega t)^2 \frac{D}{3} d(\omega t) + \int_{\frac{\pi+\delta}{2}}^{\pi} i_{x_{CPpk}}^2 \frac{D}{3} d(\omega t)} \quad (147)$$

Para as perdas por condução, também é possível estabelecer uma correlação entre as topologias de conversores integrados. Para calcular a primeira parcela dessas perdas, que são oriundas da saída de comutação dos interruptores, é necessário calcular os valores de pico ao longo de meio período da rede de $I_{D_{OFF}}$, $V_{D_{OFF}}$. Portanto os valores de pico de $I_{D_{OFF}}$ são dadas pelo comparativo de correntes dos indutores, apresentados através de (148). Por outro lado, como a integração é feita por sobreensão, $V_{D_{OFF}}$ é igual a tensão de barramento nas bordas e o somatório da tensão de entrada e de barramento dentro dos ângulos de condução de corrente de entrada do conversor, como mostra (149).

$$i_{D_{OFF}}(\omega t) = \begin{cases} i_{x_{CPpk}} & \text{caso } 0 < \omega t < \frac{\pi-\delta}{2} \text{ \& } \frac{\pi+\delta}{2} < \omega t < \pi \\ i_{g_{bu}}(\omega t) & \text{caso } \frac{\pi-\delta}{2} < \omega t < \frac{\pi+\delta}{2} \end{cases} \quad (148)$$

$$v_{D_{OFF}}(\omega t) = \begin{cases} V_b & \text{caso } 0 < \omega t < \frac{\pi - \theta}{2} \& \frac{\pi + \theta}{2} < \omega t < \pi \\ V_{g_{bu}}(\omega t) + V_b & \text{caso } \frac{\pi - \theta}{2} < \omega t < \frac{\pi + \theta}{2} \end{cases} \quad (149)$$

Com ambos os valores definidos, é utilizado (150) para pôr fim encontrar a o valor médio já multiplicado.

$$P_{D_{OFF}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_{D_{OFF}}(\omega t) v_{D_{OFF}}(\omega t) \frac{D}{2} d(\omega t) \quad (150)$$

A segunda parcela das perdas em condução, ocorrem por causa da capacitância intrínseca do semiconductor. Para isso é preciso encontrar os intervalos de $V_{D_{ON}}$ como mostra (151). Para encontrar seu valor absoluto, basta integrar o resultado em meio período da rede.

$$v_{D_{ON}}(\omega t) = \begin{cases} V_o & \text{caso } 0 < \omega t < \frac{\pi - \theta}{2} \& \frac{\pi + \theta}{2} < \omega t < \pi \\ V_{g_{bu}}(\omega t) + V_b + V_o & \text{caso } \frac{\pi - \theta}{2} < \omega t < \frac{\pi + \theta}{2} \end{cases} \quad (151)$$

Conversores boost ou buck-boost/estágio CP

Conforme mencionado na seção anterior, ambos os conversores boost ou buck-boost operando como estágio CFP, apresentam como corrente RMS do interruptor integrado o somatório das correntes RMS dos interruptores em 2 estágios separados.

Portanto, para o conversor boost/buck, a corrente no interruptor é como mostra (152); a equação que determina a corrente RMS nos conversores boost/buck-boost é apresentada em (153); o interruptor dos conversores buck-boost/buck seguem (154); para o interruptor da topologia integrada buck-boost/boost, a equação é como em (155); por último, a equação dos conversores buck-boost/buck-boost é como mostra (156).

$$I_{S_{bo/bu}} = \sqrt{\int_0^{\pi} i_{g_{bo}}(\omega t)^2 \frac{D}{3} d(\omega t)} + \sqrt{\int_0^{\pi} i_{bu_{CPpk}}^2 \frac{D}{3} d(\omega t)} \quad (152)$$

$$I_{S_{bo/bb}} = \sqrt{\int_0^{\pi} i_{g_{bo}}(\omega t)^2 \frac{D}{3} d(\omega t)} + \sqrt{\int_0^{\pi} i_{bb_{CPpk}}^2 \frac{D}{3} d(\omega t)} \quad (153)$$

$$I_{S_{bb/bu}} = \sqrt{\int_0^\pi i_{g_{bb}}(\omega t)^2 \frac{D}{3} d(\omega t)} + \sqrt{\int_0^\pi i_{bu_{CPpk}}^2 \frac{D}{3} d(\omega t)} \quad (154)$$

$$I_{S_{bb/bo}} = \sqrt{\int_0^\pi i_{g_{bb}}(\omega t)^2 \frac{D}{3} d(\omega t)} + \sqrt{\int_0^\pi i_{bo_{CPpk}}^2 \frac{D}{3} d(\omega t)} \quad (155)$$

$$I_{S_{bb/bb}} = \sqrt{\int_0^\pi i_{g_{bb}}(\omega t)^2 \frac{D}{3} d(\omega t)} + \sqrt{\int_0^\pi i_{bb_{CPpk}}^2 \frac{D}{3} d(\omega t)} \quad (156)$$

Como essa integração é feita por sobrecorrente, $I_{D_{OFF}}$ é o somatório das correntes do circuito, dadas pelo comparativo de correntes dos indutores, apresentados através de (157). Por outro lado, $V_{D_{OFF}}$ é dado pela tensão de barramento, como mostra (158).

$$I_{D_{OFF}}(\omega t) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi (i_{g_x}(\omega t) + i_{x_{CPpk}}) \frac{D}{2} d(\omega t) \quad (157)$$

$$V_{D_{OFF}} = V_b \frac{D}{2} \quad (158)$$

A parcela das perdas que ocorre por causa da capacitância intrínseca do semiconductor é encontrada a seguir. O valor médio de $V_{D_{ON}}$ é como mostra (159).

$$V_{D_{ON}} = (V_o + V_b) \frac{D}{2} \quad (159)$$

CORRENTES NOS INDUTORES

Corrente RMS do indutor do conversor buck CFP

Para encontrar qualquer corrente RMS do circuito, deve-se primeiramente encontrar o valor RMS da corrente por período de chaveamento em termos dos parâmetros do conversor e do tempo, e posteriormente integrar sobre o período da rede. τ é caracterizado como o tempo de carga e o tempo de descarga do indutor dividido pelo período de chaveamento, como mostra (160).

$$\tau = \frac{t_{ON}}{T_S} = \frac{V_g \text{sen}(\omega t) D}{V_b} \quad (160)$$

Portanto, a corrente RMS é encontrada através da multiplicação do quadrado da corrente instantânea e da expressão de τ , resultando em (161).

$$I_{CFP_{bu} \text{ per}}^2(\omega t) = (V_g \text{sen}(\omega t) - V_b)^2 \frac{D^3 T_S^2 V_g \text{sen}(\omega t)}{3L_{bu}^2 V_b} \quad (161)$$

Portanto, o valor RMS final da corrente no indutor é como mostra a expressão (162).

$$I_{LCFP_{bu}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\frac{\pi+\theta}{2}} (V_g \text{sen}(\omega t) - V_b)^2 \frac{D^3 T_S^2 V_g \text{sen}(\omega t)}{3L_{bu}^2 V_b} d(\omega t)} \quad (162)$$

Corrente RMS do indutor do conversor boost CFP

Neste caso, τ , que é o tempo de carga e o tempo de descarga do indutor dividido pelo período de chaveamento, é como mostra (163).

$$\tau_{bo} = \frac{t_{ON}}{T_S} = \frac{V_b D}{V_b - V_g \text{sen}(\omega t)} \quad (163)$$

Dessa forma, a corrente no indutor do conversor boost de um período tem como equação final (164).

$$I_{CFP_{bo} \text{ per}}^2(\omega t) = \frac{(V_g \text{sen}(\omega t))^2 D^3 T_S^2}{3L_{bo}^2} \frac{V_b}{V_b - V_g \text{sen}(\omega t)} \quad (164)$$

Portanto, o valor RMS resultante da corrente no indutor do estágio boost CFP é encontrado através de (165).

$$I_{LCFP_{bo}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{(V_g \text{sen}(\omega t))^2 D^3 T_S^2}{3L_{bo}^2} \frac{V_b}{V_b - V_g \text{sen}(\omega t)} d(\omega t)} \quad (165)$$

Corrente RMS do indutor do conversor buck-boost CFP

Para o conversor buck-boost CFP, τ é caracterizado como o tempo em que o indutor está em carga ou descarga ao longo do período, como mostra (166).

$$\tau_{bb} = \frac{t_{ON}}{T_S} = \frac{V_g \text{sen}(\omega t) D}{V_b} \quad (166)$$

Logo, a corrente no indutor do conversor buck-boost em um período de comutação tem como equação final (167).

$$I_{CFP_{bbPer}}^2(\omega t) = \frac{(V_g \text{sen}(\omega t))^2 D^3 T_S^2 V_g \text{sen}(\omega t)}{3L_{bb}^2 V_b} \quad (167)$$

Por fim, para encontrar o valor RMS da corrente no indutor basta fazer a integração no período da rede, como mostrado através de (168).

$$I_{L_{CFP_{bb}}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{(V_g \text{sen}(\omega t))^2 D^3 T_S^2 V_g \text{sen}(\omega t)}{3L_{bb}^2 V_b} d(\omega t)} \quad (168)$$

Corrente RMS do indutor do conversor buck CP

Para o conversor buck no estágio CP calcula-se τ do estágio, para encontrar a corrente RMS no indutor. A expressão resultante é como mostra (169).

$$\tau_{bb} = \frac{t_{ON}}{T_S} = \frac{V_b D}{V_o} \quad (169)$$

Por fim, substituindo os valores instantâneos de corrente e de τ do estágio, é encontrada a expressão que define a corrente RMS do indutor buck CP, por meio de (170).

$$I_{L_{CP_{bu}}} = \sqrt{\frac{(V_b - V_o)^2 D^3 T_S^2 V_b}{3L_{bu}^2 V_o}} \quad (170)$$

Corrente RMS do indutor do conversor boost CP

Utilizando a topologia do conversor boost, τ é como apresenta (171).

$$\tau_{bb} = \frac{t_{ON}}{T_S} = \frac{V_o D}{V_o - V_b} \quad (171)$$

Substituindo os resultados anteriores de corrente de pico e de τ , a corrente RMS do indutor do conversor tem como equação final (172).

$$I_{LCP_{bo}} = \sqrt{\frac{V_b^2 D^3 T_S^2}{3L_{bo}^2} \frac{V_o}{V_o - V_b}} \quad (172)$$

Corrente RMS do indutor do conversor buck-boost CP

Para o conversor buck-boost, a equação que define τ ao longo do período de comutação, é como mostra (173).

$$\tau_{bb} = \frac{t_{ON}}{T_S} = \frac{(V_b + V_o)D}{V_o} \quad (173)$$

Portanto, a corrente RMS no indutor do conversor buck-boost operando como estágio CP de um período tem como equação final (174).

$$I_{LCP_{bb}} = \sqrt{\frac{V_b^2 D^3 T_S^2}{3L_{bb}^2} \frac{V_b + V_o}{V_o}} \quad (174)$$