

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

**SISTEMA ELETRÔNICO ISOLADO COM  
ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA E REDUZIDAS  
CAPACITÂNCIAS PARA ALIMENTAÇÃO DE LEDS  
APLICADO À ILUMINAÇÃO PÚBLICA**

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO**

**Paulo Cesar Vargas Luz**

**Santa Maria, RS, Brasil**

**2013**



**PPGEE / UFSM, RS**

**LUZ, Paulo Cesar Vargas**

**Mestre**

**2013**



**SISTEMA ELETRÔNICO ISOLADO COM ELEVADO  
FATOR DE POTÊNCIA E REDUZIDAS CAPACITÂNCIAS  
PARA ALIMENTAÇÃO DE LEDS APLICADO À  
ILUMINAÇÃO PÚBLICA**

**Paulo Cesar Vargas Luz**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia: Eletrônica de Potência, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica.**

**Orientador: Prof. Dr. Ricardo Nederson do Prado**

**Santa Maria, RS, Brasil**

**2013**

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Vargas Luz, Paulo Cesar

SISTEMA ELETRÔNICO ISOLADO COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA E REDUZIDAS CAPACITÂNCIAS PARA ALIMENTAÇÃO DE LEDS APLICADO À ILUMINAÇÃO PÚBLICA / Paulo Cesar Vargas Luz.-2013.

129 p.; 30cm

Orientador: Ricardo Nederson do Prado

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2013

1. Sistemas eletrônicos para acionamento de LEDs 2. Correção do fator de potência 3. Integração de conversores 4. Iluminação pública I. Nederson do Prado, Ricardo II. Titulo.

**Universidade Federal de Santa Maria  
Centro de Tecnologia  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,  
aprova a Dissertação de Mestrado

**SISTEMA ELETRÔNICO ISOLADO COM ELEVADO FATOR DE  
POTÊNCIA E REDUZIDAS CAPACITÂNCIAS PARA ALIMENTAÇÃO  
DE LEDS APLICADO À ILUMINAÇÃO PÚBLICA**

elaborada por  
**Paulo Cesar Vargas Luz**

como requisito parcial para obtenção do grau de  
**Mestre em Engenharia Elétrica**

**COMISSÃO EXAMINADORA:**

---

**Ricardo Nederson do Prado, Dr. (UFSM)**  
(Presidente/Orientador)

---

**Henrique Antônio Carvalho Braga, Dr. (UFJF)**

---

**Marco Antônio Dalla Costa, Dr. (UFSM)**

---

**Rafael Adaime Pinto, Dr. (UFSM)**

Santa Maria, 31 de julho de 2013.





*À memória do meu avô,  
Ivo Luz,  
por me passar os valores da vida  
e por ter sido o exemplo de pessoa e pai.*



*À minha tia,  
Eliana Dellinghausen Luz,  
pelo amor, amizade e incentivo incondicionais.*



*“Do.  
Or do not.  
There is no try!”*

*Yoda, Mestre Jedi*



## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço a minha família pelo amor incondicional, apoio, incentivo e educação.

Agradeço ao meu orientador, amigo e professor Ricardo Nederson do Prado por acreditar em minhas capacidades e sempre me incentivar e apoiar durante a realização deste trabalho. Agradeço aos colegas de trabalho da família GEDRE pelo apoio, troca de conhecimento e amizade imensurável.

Ao engenheiro Marcelo Rafael Cosetin pelo coleguismo e amizade desde o tempo de graduação. Aos alunos de iniciação científica Thiago Maboni, Eduardo Arthur Bitencourt e Thais Ertmann Bolzan pelo suporte no desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço em especial à acadêmica, amiga e linda colega de trabalho Priscila Ertmann Bolzan, pela imensa ajuda no decorrer deste trabalho.

À Universidade Federal de Santa Maria, a qual forneceu as ferramentas necessárias para minha formação.

Aos membros da banca examinadora por compartilhar suas considerações para a melhoria deste trabalho.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo suporte financeiro.





## **RESUMO**

Dissertação de Mestrado  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
Universidade Federal de Santa Maria

### **SISTEMA ELETRÔNICO ISOLADO COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA E REDUZIDAS CAPACITÂNCIAS PARA ALIMENTAÇÃO DE LEDS APLICADO À ILUMINAÇÃO PÚBLICA**

AUTOR: PAULO CESAR VARGAS LUZ  
ORIENTADOR: RICARDO NEDERSON DO PRADO  
Local da Defesa e Data: Santa Maria – RS, 06 de agosto de 2013.

Este trabalho visa o desenvolvimento de uma família de conversores eletrônicos com isolamento elétrica para o acionamento de um conjunto de diodos emissores de luz de potência, aplicados à iluminação pública. Estes sistemas devem possuir elevado fator de potência e ainda estar de acordo com a norma IEC 61000-3-2, para equipamentos de iluminação. É realizada a integração entre os estágios de potência, de tal forma a reduzir o número de semicondutores ativos das topologias. As topologias são modeladas, considerando o modelo elétrico dos diodos emissores de luz, e é proposto o uso de controladores, visando possibilitar a redução dos valores de capacitâncias das topologias analisadas. Esta redução possibilita a substituição de capacitores eletrolíticos por capacitores de filme, com maior vida útil. Um protótipo para 70 W foi implementado, alimentando 32 LEDs de potência com 700 mA, foram utilizados os conversores Boost-Flyback, Buck-Flyback e Buck-Boost Flyback, além disso o conversor Flyback foi implementado visando a comparação entre conversores integrados e de estágio único. Os resultados experimentais comprovam a metodologia de projeto, apresentando as características desejadas, como elevado fator de potência (0,962), concordância com a norma IEC 6100-3-2 e rendimento de 88%.

Palavras-chave: Conversores eletrônicos com isolamento. Correção do fator de potência. Integração de conversores. LEDs para iluminação pública.



## **ABSTRACT**

Master Thesis  
Post-Graduation Program in Electrical Engineering  
Federal University of Santa Maria

### **ISOLATED ELECTRONIC SYSTEM WITH HIGH POWER FACTOR AND REDUCED CAPACITANCES TO SUPPLY LEDS APPLIED TO STREET LIGHTING**

AUTHOR: PAULO CESAR VARGAS LUZ  
ADVISOR: RICARDO NEDERSON DO PRADO  
Place and Date: Santa Maria, RS, August 6<sup>th</sup>, 2013

This work aims to develop a family of electronic converters with electrical isolation to supply a group of power light emitting diodes, applied to street lighting systems. The converters have high power factor and still meets the IEC61000-3-2, for lighting equipment. The integration between the power stages is realized to decrease the number of active semiconductors in the topologies. The topologies are modeled, considering the electrical model of light emitting diodes, and controllers are proposed to turns possible the reduction of the capacitances values in the analyzed topologies. This reduction aims to turns possible the replacement of the electrolytic capacitors for film capacitors, with higher lifetime. The implemented topology is a converter with 70 W of power, supplying 32 power LEDs with 700 mA. The experimental results prove the design methodology, presenting the desired characteristics, like high power factor (0.962), agreement with the standard IEC 61000-3-2 and high efficiency (88%).

**Keywords:** Electronic converters with isolation. LEDs to street lighting. Power factor correction. Integrated converters.



## LISTA DE FIGURAS

### CAPÍTULO 1

Figura 1.1 – Tipos de LEDs e exemplos de suas aplicações (a) Indicativos, (b) Alto Brilho e (c) de Potência .....	29
Figura 1.2 – Princípio de funcionamento dos LEDs.....	30
Figura 1.3 – Comprimento de onda em que os compostos de AlInP e de InGaN são utilizados (BENDER, 2012) .....	31
Figura 1.4 – Diferentes ângulos de abertura para diferentes modelos de LEDs.....	32
Figura 1.5 – Evolução das diferentes formas de iluminação artificial (adaptado de (SÁ JUNIOR, 2010)) .....	33
Figura 1.6 – Comparativo entre a emissão de um LED branco e uma lâmpada HPS, em comparação com o ganho da visão escotópica e mesópica (adaptado de FRAYTAG, 2010).....	34
Figura 1.7 – Característica V-I de um LED de potência (ALMEIDA, 2011a) .....	35
Figura 1.8 – Comparação entre modelo aproximado e real da curva V-I (ALMEIDA, 2012) .....	36
Figura 1.9 – Modelo elétrico simplificado para um LED de potência .....	36
Figura 1.10 - Resposta V-I do LED em diferentes temperaturas (BENDER, 2012) .....	37
Figura 1.11 – Exemplo de formas de onda de corrente para alimentar LEDs .....	38
Figura 1.12 - Exemplo de LEDs ligados em (a) Série, (b) Série-paralelo e (c) Paralelo .....	39

### CAPÍTULO 2

Figura 2.1 – Diagrama de blocos de sistemas para acionamento de LEDs .....	43
Figura 2.2 – Circuito retificador com capacitor de filtro e suas formas de onda .....	44
Figura 2.3 – Conversores Boost aplicados ao estágio de correção do fator de potência, operando em (a) MCD, (b) MCC e (c) MCR .....	46
Figura 2.4 – Formas de ondas típicas da corrente de entrada de conversores Boost operando em MCC, MCR e MCD.....	47
Figura 2.5 – Exemplo de conversores aptos a serem aplicados no estágio de controle de potência (a) Buck (b) Buck-Boost (c) Flyback (d) Forward. ....	49
Figura 2.6 – Possibilidades de integração entre conversores estáticos .....	52

### CAPÍTULO 3

Figura 3.1 – Conversor Buck aplicado ao estágio PFC .....	56
---	----

Figura 3.2 – Conversor Boost aplicado ao estágio PFC .....	57
Figura 3.3 – Conversor Buck-Boost aplicado ao estágio PFC.....	57
Figura 3.4 – Retificador com filtro de entrada e representação equivalente .....	58
Figura 3.5 – Topologias propostas .....	59
Figura 3.6 – Topologia integrada Buck-Flyback (BuFly) .....	60
Figura 3.7 – Topologia integrada Boost-Flyback (BoFly).....	61
Figura 3.8 – Topologia integrada Buck-Boost-Flyback (BuBoFly) .....	61
Figura 3.9 – Etapa 1 do conversor BoFly .....	62
Figura 3.10 – Etapa 2 do conversor BoFly .....	63
Figura 3.11 – Etapa 3 do conversor BoFly .....	63
Figura 3.12 – Etapa 4 do conversor BoFly .....	64
Figura 3.13 – Principais formas de onda do conversor BoFly, em escala de frequência ilustrativa. ....	64
Figura 3.14 – Forma de onda da corrente do indutor Boost em baixa e alta frequência .....	68
Figura 3.15 – Forma de onda da corrente no enrolamento primário do acoplamento Flyback	69
Figura 3.16 – Forma de onda da corrente no enrolamento secundário do acoplamento Flyback .....	70
Figura 3.17 – Ondulação da corrente de saída .....	72
Figura 3.18 – Formas de onda da corrente em $L_S$ e corrente de saída .....	73
Figura 3.19 – Corrente fornecida pelo estágio PFC .....	74
Figura 3.20 – Etapa 1 do conversor BuFly .....	78
Figura 3.21 – Etapa 2 do conversor BuFly .....	78
Figura 3.22 – Etapa 3 do conversor BuFly .....	79
Figura 3.23 – Etapa 4 do conversor BuFly .....	79
Figura 3.24 – Principais formas de onda do conversor BoFly em escala de frequência ilustrativa .....	80
Figura 3.25 – Ângulos de condução do conversor BuFly .....	82
Figura 3.26 – Forma de onda da corrente de entrada do estágio PFC .....	83
Figura 3.27 – Forma de onda no indutor $L_{Bu}$ .....	84
Figura 3.28 – Formas de onda pertinentes ao cálculo do capacitor de barramento .....	84
Figura 3.29 – Etapa 1 do conversor BuBoFly.....	86
Figura 3.30 – Etapa 2 do conversor BuBoFly.....	86
Figura 3.31 – Etapa 3 do conversor BuBoFly.....	87
Figura 3.32 – Etapa 4 do conversor BuBoFly.....	87

Figura 3.33 - Principais formas de onda do conversor BoFly em escala de frequência ilustrativa .....	88
Figura 3.34 – Formas de onda da corrente de entrada do conversor BuBoFly .....	90
Figura 3.35 – Forma de onda da corrente do diodo do conversor Buck-Boost .....	91
Figura 3.36 – Formas de onda das correntes para o cálculo de $C_{BUS}$ .....	91
Figura 3.37 – Etapa 1 do conversor Flyback .....	93
Figura 3.38 – Etapa 2 do conversor Flyback .....	93
Figura 3.39 – Etapa 3 do conversor Flyback .....	94
Figura 3.40 – Principais formas de onda do conversor Flyback .....	94
Figura 3.41 – Forma de onda da corrente de entrada do conversor Flyback .....	95
Figura 3.42 – Forma de onda da corrente no enrolamento secundário do acoplamento do Flyback .....	96

## CAPÍTULO 4

Figura 4.1 – Circuito simplificado do estágio PC para as topologias a serem modeladas .....	100
Figura 4.2 – Sistema simplificado com rede de interruptores .....	101
Figura 4.3 – Modelo médio dos conversores propostos .....	102
Figura 4.4 – Modelo de pequenos sinais do conversor Flyback .....	105
Figura 4.5 – Modelo simplificado de pequenos sinais do conversor Flyback .....	105
Figura 4.6 – Conversor Flyback e funções de transferência simulados .....	108
Figura 4.7 – Resultados de simulação do modelo proposto .....	108
Figura 4.8 – Diagrama de blocos do sistema de controle da corrente de saída .....	110
Figura 4.9 – Lugar das raízes e diagrama de Bode da topologia BoFly não compensada .....	111
Figura 4.10 – Compensador PI .....	112
Figura 4.11 – Lugar das raízes e diagrama de Bode do sistema BoFly compensado .....	113
Figura 4.12 – Comparação entre a simulação do conversor BoFly em malha aberta e fechada .....	114
Figura 4.13 – Relação entre redução do capacitor de barramento e ganho do compensador em 120 Hz .....	115
Figura 4.14 – Circuito de realimentação .....	116

## CAPÍTULO 5

Figura 5.1 – Conversor Flyback estágio único para alimentação de LEDs .....	119
Figura 5.2 – Conversor Flyback estágio único .....	121

Figura 5.3– Corrente de saída (CH 2 – 200 mA/div), Tensão de saída (CH 1 – 50 V/div) e Potência de saída (CH M – 50 W/div) – Escala de tempo 4 ms/div .....	121
Figura 5.4– Corrente de saída (CH 2 – 200 mA/div) e Tensão de saída (CH 1 – 50 V/div) – .....	122
Figura 5.5– Corrente de entrada (CH 2 – 500 mA/div), Tensão de entrada (CH 1 – 250 V/div) e Potência de entrada (CH M – 50 W/div) – Escala de tempo 4 ms/div .....	122
Figura 5.6 – Conteúdo harmônico da corrente de entrada do conversor Flyback estágio único .....	123
Figura 5.7 – Tensão sobre o interruptor $S_{Fly}$ (CH 1 – 250 V/div) e Corrente no interruptor $S_{Fly}$ .....	123
Figura 5.8 – Tensão sobre o interruptor $S_{Fly}$ (CH 1 – 250 V/div) e Corrente no interruptor $S_{Fly}$ .....	124
Figura 5.9 – Corrente no enrolamento primário $L_P$ (CH 2 – 2.A/div) e Corrente no enrolamento secundário $L_S$ (CH 4 – 2 A/div) – Escala de tempo 10 $\mu$ s/div .....	124
Figura 5.10 - Esquemático do conversor Boost-Flyback .....	125
Figura 5.11 – Foto do protótipo implementado BoFly .....	127
Figura 5.12 – Corrente de saída (CH 2 – 200 mA/div), Tensão de saída (CH 1 – 50 V/div) e Potência de saída (CH M – 50 W/div) – Escala de tempo 4 ms/div .....	128
Figura 5.13 – Tensão de barramento (CH 1 – 100 V/div) e Corrente de saída (CH 2 – 500 mA/div) – .....	128
Figura 5.14 – Corrente de saída (CH 2 – 200 mA/div) e Tensão de saída (CH 1 – 50 V/div) – .....	129
Figura 5.15 – Tensão de entrada (CH 1 – 200 V/div), Corrente de entrada (CH 2 – 500 mA/div) e Potência de entrada (CH M – 100 W/div) – Escala de tempo 4 ms/div ..	129
Figura 5.16 – Conteúdo harmônico da corrente de entrada do conversor BoFly operando em malha aberta .....	130
Figura 5.17 - Corrente de saída (CH 2 – 200 mA/div), Tensão de saída (CH 1 – 50 V/div) e Potência de saída (CH M – 50 W/div) – Escala de tempo 4 ms/div .....	130
Figura 5.18 – Corrente de saída (CH 2 – 200 mA/div) e Tensão de saída (CH 1 – 50 V/div) – .....	131
Figura 5.19 – Tensão de barramento (CH 1 – 100 V/div) e Corrente de saída (CH 2 – 500 mA/div) – .....	131
Figura 5.20 Tensão de entrada (CH 1 – 250 V/div), Corrente de entrada (CH 2 – 500 mA/div) e Potência de entrada (CH M – 100 W/div) – Escala de tempo 4 ms/div .....	132



Figura 5.21 – Conteúdo harmônico da corrente de entrada do conversor BoFly operando em malha fechada .....	132
Figura 5.22– Corrente de saída (CH 2 – 200 mA/div), Tensão de saída (CH 1 – 50 V/div) e Potência de saída (CH M – 50 W/div) – Escala de tempo 4 ms/div .....	133
Figura 5.23 – Corrente de saída (CH 2 – 200 mA/div) e Tensão de saída (CH 1 – 50 V/div) – .....	134
Figura 5.24 – Tensão de barramento (CH 1 – 100 V/div) e Corrente de saída (CH 2 – 500 mA/div) – .....	134
Figura 5.25 Tensão de entrada (CH 1 – 200 V/div), Corrente de entrada (CH 2 – 500 mA/div) e Potência de entrada (CH M – 100 W/div) – Escala de tempo 4 ms/div .....	135
Figura 5.26 – Conteúdo harmônico da corrente de entrada do conversor BoFly operando com capacitor reduzido .....	135
Figura 5.27 – Tensão de entrada (CH 1 – 500 V/div) e Corrente no indutor $L_{BO}$ (CH 2 – 500 mA/div) – .....	136
Figura 5.28 – Tensão de entrada (CH 1 – 500 V/div) e Corrente no indutor $L_{BO}$ (CH 2 – 500 mA/div) – .....	136
Figura 5.29 – Tensão sobre o interruptor $S_{BoFly}$ (CH 1 – 250 V/div) e Corrente no interruptor $S_{BoFly}$ .....	137
Figura 5.30 – Tensão sobre o interruptor $S_{BoFly}$ (CH 1 – 250 V/div) e Corrente no interruptor $S_{BoFly}$ .....	137
Figura 5.31 – Corrente no enrolamento primário $L_P$ (CH 2 – 1.A/div) e Corrente no enrolamento secundário $L_S$ (CH 4 – 1 A/div) – Escala de tempo 10 $\mu$ s/div .....	138



## LISTA DE TABELAS

### CAPÍTULO 2

Tabela 2.1 – Limites para harmônicas da corrente de alimentação segundo a norma IEC 61000-3-2, Classe C .....	44
Tabela 2.2 – Comparativo entre os modos de operação de conversores para PFC .....	48
Tabela 2.3 – Principais topologias aplicadas ao estágio de controle de potência.....	50

### CAPÍTULO 3

Tabela 3.1 – Dados de projeto .....	92
Tabela 3.2 – Resultados de projeto .....	92
Tabela 3.3 Resultados de projeto do conversor Flyback .....	97

### CAPÍTULO 4

Tabela 4.1 – Valores dos compensadores projetados .....	115
Tabela 4.2 – Valores do compensador projetado.....	116

### CAPÍTULO 5

Tabela 5.1 – Resultados de Projeto para o conversor Flyback .....	120
Tabela 5.2 – Resultados comparativos entre as topologias .....	139
Tabela 5.3 – Parâmetros de projeto .....	125
Tabela 5.4 – Resultados de projeto para o conversor BoFly .....	126
Tabela 5.5 – Resultados da atuação do compensador para topologia BoFly.....	138



# SUMÁRIO

<b>INTRODUÇÃO</b> .....	<b>27</b>
<b>CAPÍTULO 1 - Diodos Emissores de Luz</b> .....	<b>29</b>
1.1 <i>Introdução</i> .....	29
1.2 <i>Características construtivas e luminotécnicas</i> .....	30
1.3 <i>Características elétricas</i> .....	35
1.4 <i>Formas de acionamento</i> .....	37
1.5 <i>Capacitores</i> .....	39
1.6 <i>Conclusão</i> .....	41
<b>CAPÍTULO 2 - Circuitos Eletrônicos para Acionamento de LEDs</b> .....	<b>43</b>
2.1 <i>Introdução</i> .....	43
2.2 <i>Estágio de correção do fator de Potência (PFC)</i> .....	43
2.3 <i>Estágio de controle de potência (PC)</i> .....	49
2.4 <i>Integração de conversores</i> .....	51
2.5 <i>Conclusão</i> .....	53
<b>CAPÍTULO 3 - Topologias Propostas</b> .....	<b>55</b>
3.1 <i>Introdução</i> .....	55
3.2 <i>Estágio PFC</i> .....	55
3.3 <i>Estágio PC</i> .....	59
3.4 <i>Topologias integradas propostas</i> .....	60
3.5 <i>Projeto das topologias propostas</i> .....	61

3.5.1	<i>Projeto do conversor Boost-Flyback integrado (BoFly)</i>	61
3.5.2	<i>Projeto do conversor Buck-Flyback integrado (BuFly)</i>	77
3.5.3	<i>Projeto do conversor Buck-Boost-Flyback integrado (BuBoFly)</i>	85
3.5.4	<i>Projeto do conversor Flyback</i>	92
3.6	<i>Conclusão</i>	97
<b>CAPÍTULO 4 - Modelagem e Controle</b>		<b>99</b>
4.1	<i>Introdução</i>	99
4.2	<i>Modelagem</i>	99
4.3	<i>Controle</i>	109
4.4	<i>Conclusão</i>	117
<b>CAPÍTULO 5 - Resultados Experimentais</b>		<b>119</b>
5.1	<i>Introdução</i>	119
5.2	<i>Conversor Flyback estágio único</i>	119
5.3	<i>Conversor BoFly em malha aberta</i>	127
5.4	<i>Conversor BoFly em malha fechada</i>	130
5.5	<i>Conversor BoFly em malha fechada com <math>C_{BUS}</math> reduzido</i>	133
5.6	<i>Conclusão</i>	140
<b>CONCLUSÃO</b>		<b>141</b>
<b>REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICAS</b>		<b>143</b>
<b>APÊNDICE A - TRABALHOS FUTUROS</b>		<b>147</b>

## INTRODUÇÃO

A iluminação artificial é de inegável importância para a vida contemporânea, sendo indispensável para nossas atividades diárias. Como resultado dessa dependência, estima-se que o consumo mundial de energia elétrica por sistemas de iluminação seja entre 15% e 20%, sendo que, dessa parcela, aproximadamente um quinto é dedicado à iluminação pública (LI et al, 2009) (INTERNATIONAL ENERGY AGENCY, 2005).

Desde a criação da lâmpada incandescente, em meados do século XIX, as fontes artificiais de iluminação têm evoluído consideravelmente, tanto na questão de eficiência quanto na durabilidade desses sistemas. Atualmente as lâmpadas mais utilizadas são as de descarga, tanto em baixa como em alta pressão. Existem diversos tipos de lâmpadas de descarga, tais como as fluorescentes, as de vapor de sódio e as de vapor de mercúrio, altamente utilizadas para iluminação de interiores e iluminação pública, respectivamente.

Uma recente fonte de iluminação são os diodos emissores de luz, do inglês, *Light Emitting Diode* (LED), que foram concebidas na década de 1960 (BULLOUGH, 2003). Estes semicondutores foram utilizados inicialmente apenas como dispositivos sinalizadores, devido à pouca luminosidade gerada por eles. No entanto, a evolução da tecnologia permitiu que a eficiência luminosa destes dispositivos fosse aumentada para valores tão grandes quanto os de fontes como as lâmpadas fluorescentes ou de sódio em alta pressão. Os LEDs são dotados de relativa simplicidade de acionamento quando comparados às lâmpadas de descarga, e ainda possuem outras características, como elevada vida útil e robustez, o que os tornam atrativos para sistemas de iluminação.

Atualmente os LEDs de potência podem alcançar a vida útil de 60.000 horas, mantendo até 80% de sua luminosidade nominal (PHILIPS LUMILEDS, 2010). Associado a isso, a eficiência luminosa destes dispositivos pode ser superior a 200 lm/W (OSRAM OPTO SEMICONDUCTORS, 2011) (CREE, 2011). Por outro lado, a vida útil de uma lâmpada fluorescente convencional é de 10.000 horas e de uma lâmpada de vapor de sódio até 32.000 horas, e eficiências de até 90 lm/W e 140 lm/W, respectivamente (OSRAM, 2007).

Com isso, soluções para iluminação à base de LEDs têm sido cada vez mais procuradas, com o intuito de reduzir o consumo e aumentar a eficiência dos sistemas atuais. Embora já existam circuitos oferecidos comercialmente para o controle de potência nas mais diversas aplicações, o estudo de topologias para ao acionamento destes semicondutores ainda é um assunto a ser estudado com maior profundidade.

Devido às características de elevada vida útil e eficiência luminosa, os LEDs são dispositivos altamente atrativos para aplicações em iluminação pública. E com isso se faz necessário o desenvolvimento de circuitos de acionamento para estes semicondutores. Tais circuitos de acionamento, ou *drivers*, consistem em conversores estáticos que controlam a potência fornecida aos LEDs. Este *driver* deve atender à norma IEC 61000-3-2 Classe C, que regulamenta limites para o conteúdo harmônico da corrente absorvida pelo conversor da rede.

Um problema decorrente da aplicação de conversores estáticos para o acionamento dos LEDs é a utilização de capacitores eletrolíticos nos circuitos. Isso ocorre pois a vida útil de um capacitor dessa tecnologia é limitada em 15.000 horas (EPCOS, 2012), que é inferior à vida útil dos LEDs. Embora existam capacitores eletrolíticos de elevada vida útil, o custo desses ainda é muito superior aos tradicionais. Assim, busca-se a substituição de capacitores eletrolíticos por outros de tecnologia com maior vida útil, como os capacitores de filme, por exemplo. Como os valores de capacitância para a tecnologia de filme são reduzidos, para os valores de tensão maiores, pode ser necessária a redução das capacitâncias do sistema.

Neste trabalho é apresentada uma família de soluções para o acionamento de LEDs para aplicação em iluminação pública. São propostos *drivers* que estejam de acordo com a normativa com relação à distorção harmônica da corrente de alimentação e que possuam reduzidos valores de capacitâncias. Ainda, as topologias propostas apresentam isolamento elétrica entre a alimentação (rede elétrica) e os LEDs, aumentando assim a segurança dos sistemas.

No primeiro capítulo deste trabalho é feita uma breve revisão sobre os diodos emissores de luz, salientando suas características elétricas e luminotécnicas. O segundo capítulo apresenta um estudo sobre os sistemas para o acionamento de LEDs, focando o uso de conversores eletrônicos aplicados aos estágios de potência do *driver*. No terceiro capítulo é feita a apresentação das topologias propostas, apresentando o projeto de cada uma delas. No quarto capítulo é realizada a modelagem dos conversores e é feita a proposta de um sistema de controle de corrente nos LEDs capaz de atuar sobre a ondulação de corrente, tornando possível a redução de capacitâncias de filtragem. No quinto capítulo são apresentados os resultados experimentais de uma das topologias propostas, e ainda são avaliados e comparados com resultados de um conversor único aplicado para a mesma funcionalidade.



# CAPÍTULO 1

## DIODOS EMISSORES DE LUZ

### 1.1 Introdução

Os diodos emissores de luz surgiram na década de 1960 (BULLOUGH, 2003) e são semicondutores muito semelhantes aos diodos convencionais, com a diferença de que emitem luz quando polarizados diretamente.

Inicialmente, a aplicação desses dispositivos se limitava à iluminação indicativa, sinalizando funcionalidades de equipamentos eletrônicos. Classificados como LEDs de sinalização, esses modelos ainda são muito utilizados em painéis e visores dos mais diversos equipamentos. Com a evolução da tecnologia, surgiram os LEDs de alto-brilho, capazes de emitir uma quantidade maior de luz, e assim expandindo a aplicação dos diodos emissores de luz para sistemas como os de iluminação de emergência, decorativos e iluminação semafórica. Com maior capacidade do que os de alto-brilho, ainda têm-se os LEDs de potência, que aumentam ainda mais as aplicações destes dispositivos, como por exemplo, para sistemas de iluminação interna e externa. Na Figura 1.1 são apresentados alguns exemplos de cada tipo dessa classificação e suas aplicações.

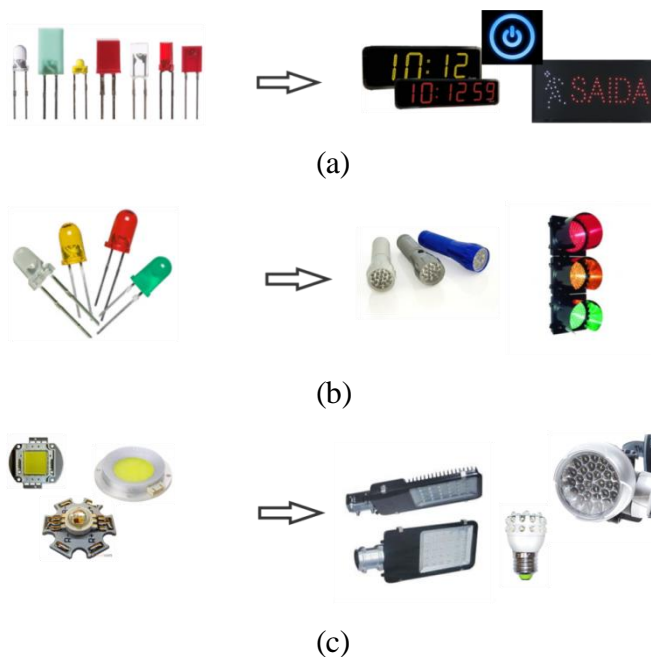


Figura 1.1 – Tipos de LEDs e exemplos de suas aplicações (a) Indicativos, (b) Alto Brilho e (c) de Potência

Esse capítulo apresenta algumas peculiaridades pertinentes aos LEDs, como suas características elétricas e construtivas, além das possíveis formas de realizar seu acionamento. Ainda é realizado um estudo referente aos tipos de capacitores utilizados em circuito para acionamento de LEDs, para que se determine qual a melhor tecnologia de capacitores a ser utilizada.

## 1.2 Características construtivas e luminotécnicas

Os LEDs são compostos por uma junção semicondutora do tipo  $pn$ , assim como um diodo convencional. Nessa junção a parte  $p$  é dopada positivamente, apresentando excesso de lacunas (falta de elétrons), enquanto a parte  $n$  é dopada negativamente, apresentando excesso de elétrons (falta de lacunas). Quando polarizado diretamente, as lacunas do lado  $p$  se recombinam com os elétrons da parte  $n$ . Tal recombinação resulta na emissão de energia, pois os elétrons viajam de uma camada de maior valência para a de energia inferior. Essa energia emitida são os fótons (luz) (BULLOUGH, 2003). Na Figura 1.2 tem-se a representação gráfica desse processo.

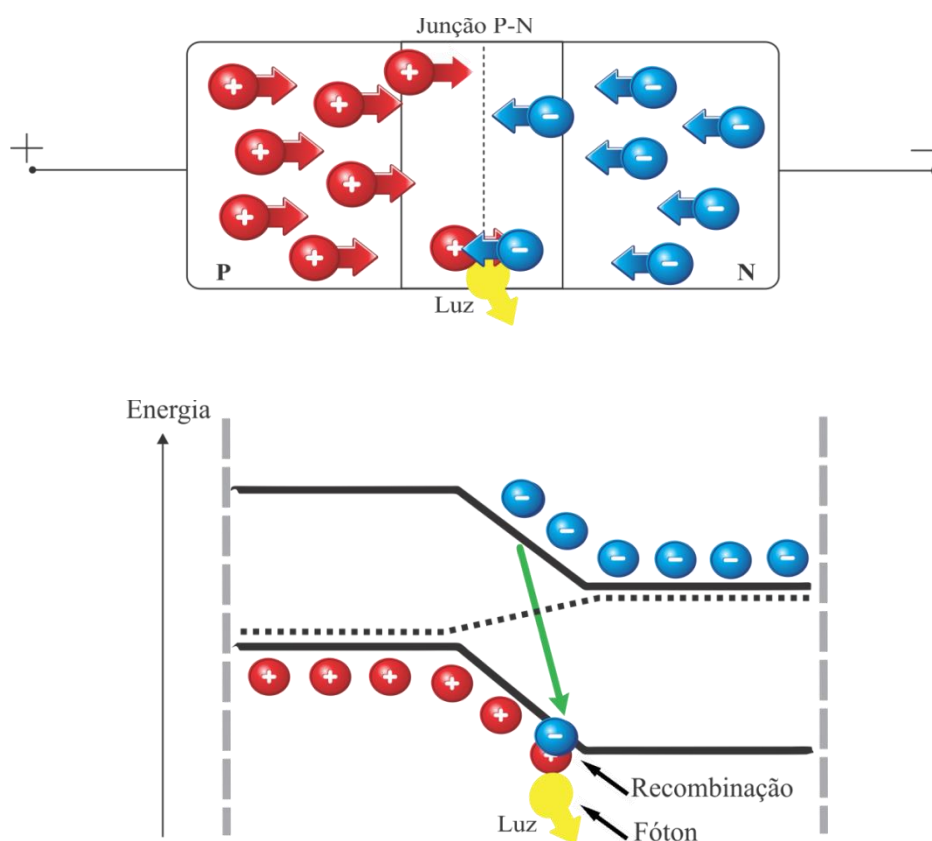


Figura 1.2 – Princípio de funcionamento dos LEDs

Os LEDs emitem luz monocromática, ou seja, em apenas um comprimento de onda. Tal cor é definida pela dopagem e componentes químicos utilizados na construção desses dispositivos. Esses elementos podem ser o fosfeto de alumínio, índio, gálio (AlInGaP) e nitrito de índio gálio (InGaN). Na Figura 1.3 tem-se a representação no espectro da cor emitida pelo diodo, dependendo dos materiais utilizados (BENDER, 2012).

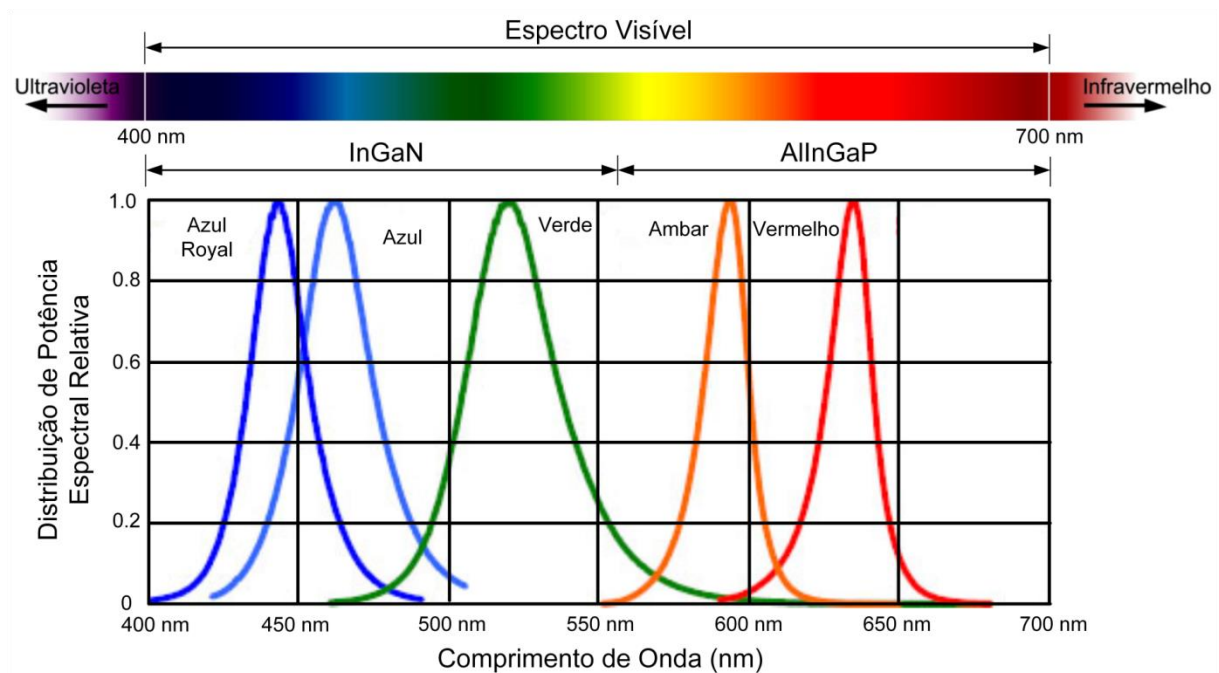


Figura 1.3 – Comprimento de onda em que os compostos de AlInP e de InGaN são utilizados (BENDER, 2012)

Devido a esta característica, os LEDs são amplamente utilizados em iluminação decorativa. Outra característica que torna estes semicondutores atrativos para sistemas de decoração é o ângulo de emissão. O ângulo de abertura pode variar desde 20° e 30°, para LEDs de alto brilho até 150° para LEDs de potência (PINTO, 2012), como exemplificado na Figura 1.4.

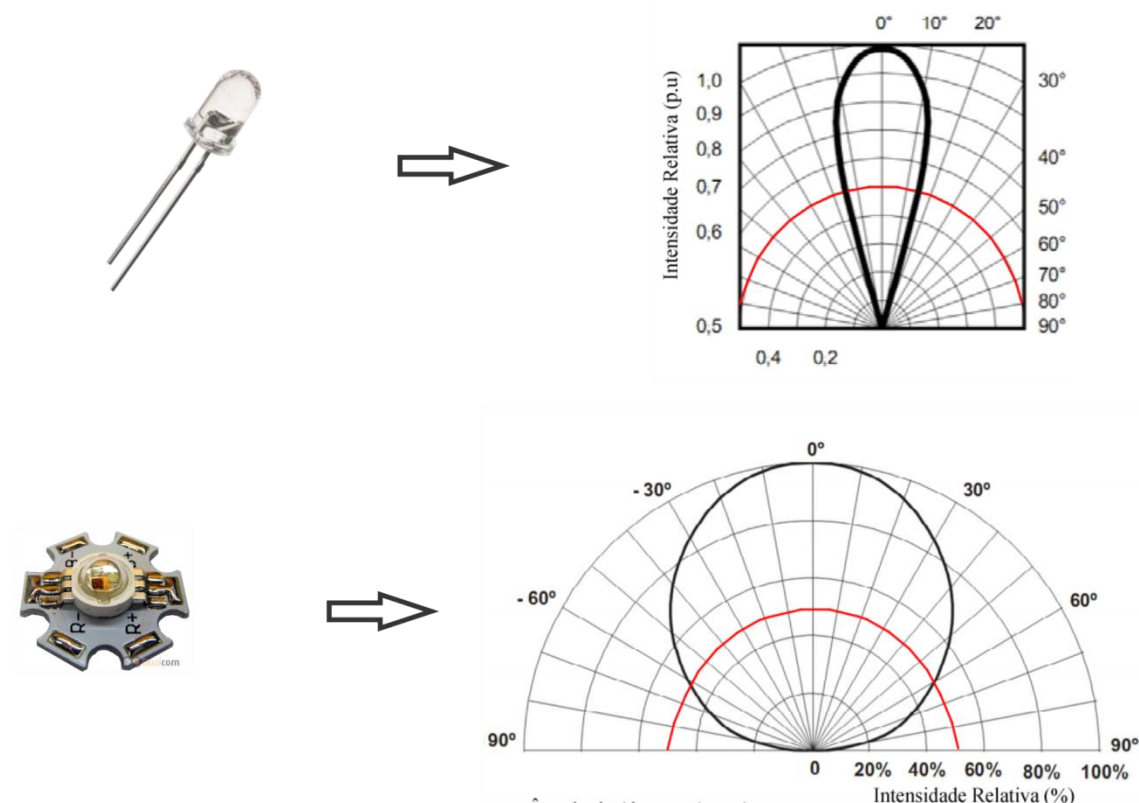


Figura 1.4 – Diferentes ângulos de abertura para diferentes modelos de LEDs

Embora esses dispositivos emitam luz monocromática, certas técnicas permitem a sintetização de LEDs que emitem luz branca. Uma dessas técnicas é a utilização de um processo semelhante ao utilizado em lâmpadas fluorescentes, onde uma camada de fósforo é utilizada como filtro. Tal camada de fósforo é aplicada sobre um LED azul e absorve parte da energia luminosa emitindo novamente nos comprimentos de onda complementares ao azul (CERVI, 2005).

Outra maneira de se obter a luz branca é a combinação de três LEDs, um vermelho, um verde e um azul, formando um conjunto RGB (Red Green Blue). Assim, com a combinação desses três pode-se gerar além do branco, qualquer outra cor do espectro, dependendo da intensidade definida para cada um deles (CERVI, 2005).

Os LEDs são dispositivos dotados de elevada eficiência luminosa. Atualmente esse valor pode chegar a até 200 lm/W (OSRAM OPTO SEMICONDUCTORS, 2011) e 231 lm/W (CREE, 2011), que é maior do que muitas outras fontes de iluminação artificial, como as lâmpadas fluorescentes (90 lm/W) e vapor metálico (140 lm/W) (OSRAM, 2007). A rápida evolução da eficiência desses dispositivos em contraste a de diversas fontes artificiais de luz pode ser observada na Figura 1.5.

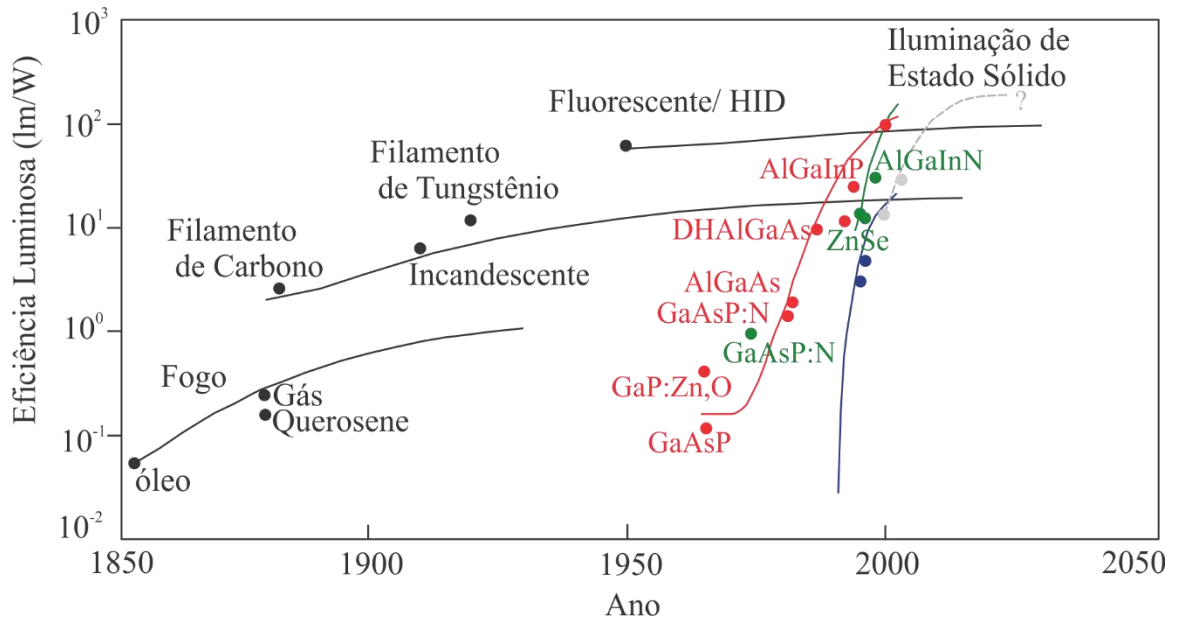


Figura 1.5 – Evolução das diferentes formas de iluminação artificial (adaptado de (TSAO, 2004))

Associado a tal eficiência, ainda tem-se a elevada vida útil desses semicondutores, quando comparados com as demais fontes artificiais de iluminação. A vida útil dos LEDs pode superar 60.000 horas (PHILIPS LUMILEDS, 2010), enquanto a de lâmpadas fluorescentes convencionais chega a 10.000 horas e a de vapor metálico pode atingir 32.000 horas (OSRAM, 2007).

Essas duas características, elevado rendimento luminoso e elevada vida útil, tornam os LEDs altamente atrativos para sistemas de iluminação pública, pois implica em redução do consumo e do custo com manutenção do sistema.

Outra característica que tornaria os LEDs ainda mais atrativos para aplicações em iluminação pública seria a avaliação desses quanto às condições fotópica (ambiente altamente iluminado) e escotópica (ambiente com baixa luminosidade). Quando exposta a condições de baixa luminosidade (condição escotópica), a visão humana se torna mais sensível a temperaturas de cor mais elevadas, cores que os LEDs de potência são capazes de emitir com elevada eficiência. Sendo assim, os diodos emissores de luz têm um relativo ganho quando utilizados como substitutos de lâmpadas de descarga em sódio em alta pressão (HPS – muito utilizadas em sistemas de iluminação pública). Na Figura 1.6 é apresentada a curva da sensibilidade do olho humano para as condições escotópica e fotópica, a emissão dos LEDs de potência e a de uma lâmpada HPS.

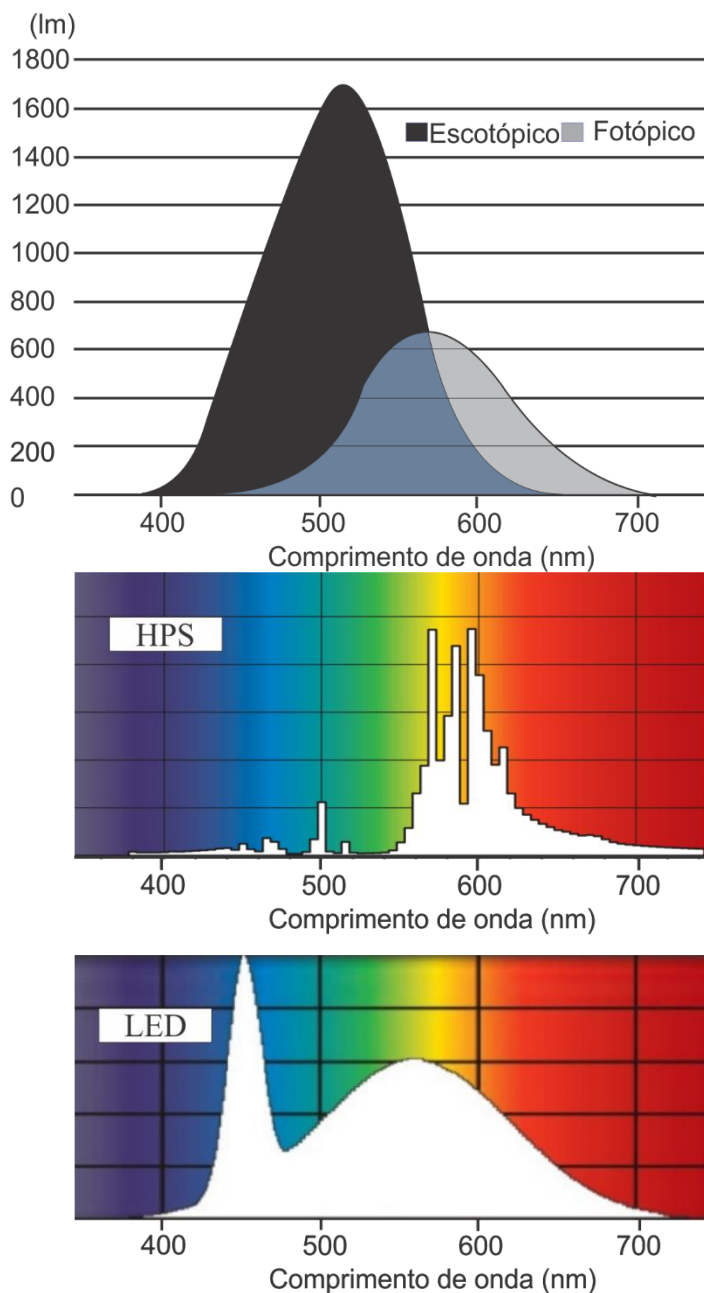


Figura 1.6 – Comparativo entre o espectro radiométrico de um LED branco e uma lâmpada HPS, em comparação com o ganho da visão escotópica e mesópica (adaptado de FRAYTAG, 2010)

Observa-se que para condições de baixa luminosidade, o olho humano apresenta maior sensibilidade nos comprimentos de onda próximos a 510 nm, enquanto em condições fotópicas a maior sensibilidade fica em 560 nm. O elevado ganho relacionado aos níveis de iluminação se dá nos comprimentos de onda emitidos pelos LEDs brancos. Estudos mostram que, em condições escotópicas, os LEDs podem alcançar um ganho de eficiência luminosa até 2,3 vezes aquele em condições fotópicas, enquanto para lâmpadas HPS tal ganho fica em 1,5 vezes (LEDS MAGAZINE, 2012) (FRAYTAG, 2010).

### 1.3 Características elétricas

Como os LEDs são diodos, pode-se representar seu comportamento tensão-corrente (V-I) pela equação de Shockley modificada (SCHUBERT, 2003). Tal equação é apresentada em (1.1).

$$i = I_S \cdot \left( e^{\frac{v}{n \cdot k \cdot T}} - 1 \right) \quad (1.1)$$

Onde  $I_S$  é a corrente de saturação reversa,  $v$  é a queda de tensão do diodo,  $n$  é o fator de idealidade,  $k$  é a constante de Boltzmann,  $T$  é a temperatura em Kelvin e  $q$  é a carga do elétron.

Decorrente de (1.1) é obtido o gráfico que representa a característica V-I do LED, apresentado na Figura 1.7 (ALMEIDA, 2011).

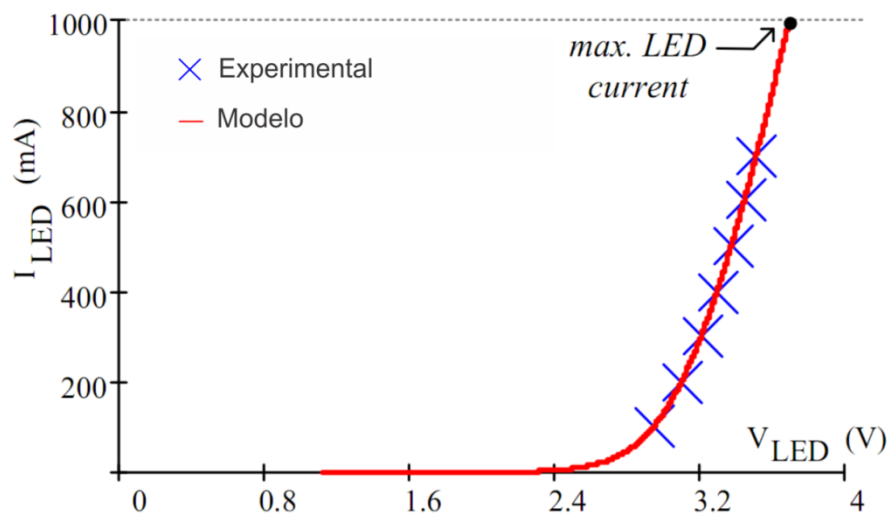


Figura 1.7 – Característica V-I de um LED de potência (ALMEIDA, 2011a)

Esse comportamento pode ser aproximado pela resposta de uma resistência em série com uma fonte de tensão e um diodo ideal, como mostrado na Figura 1.8 (ALMEIDA, 2012)

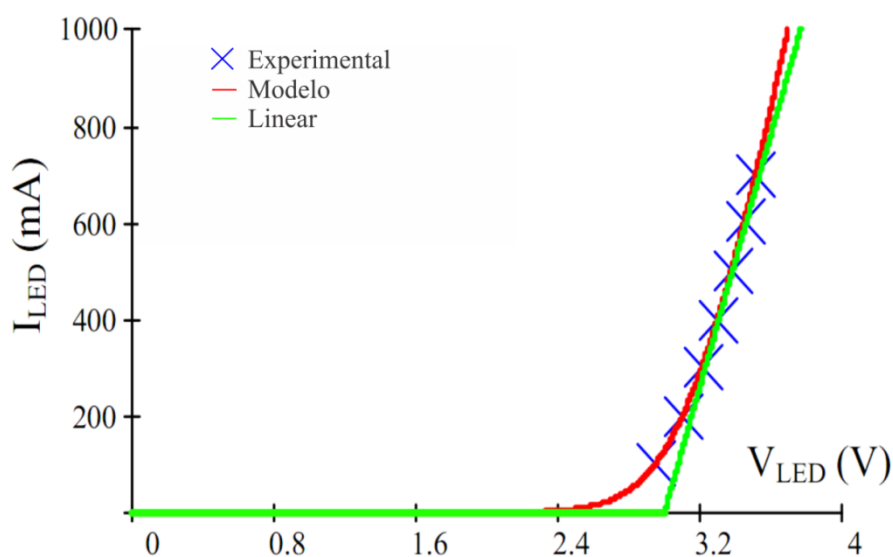


Figura 1.8 – Comparação entre modelo aproximado e real da curva V-I (ALMEIDA, 2012)

Assim tem-se o modelo elétrico simplificado do LED, Figura 1.9, representado por (1.2).

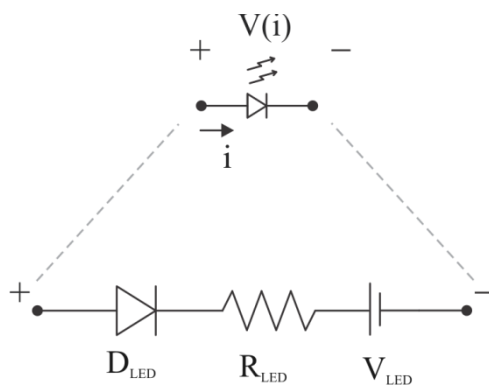


Figura 1.9 – Modelo elétrico simplificado para um LED de potência

$$V(i) = V_{LED} + R_{LED} \cdot i \quad (1.2)$$

Embora seja possível representar o LED com seu modelo simplificado, deve ser considerada a existência de variações na resposta tensão-corrente do dispositivo. O principal exemplo é a influência da temperatura de junção do dispositivo. Considerando a equação (1.1) é levantado o conjunto de curvas apresentado na Figura 1.10, relacionando a resposta V-I do LED para diferentes temperaturas de junção.



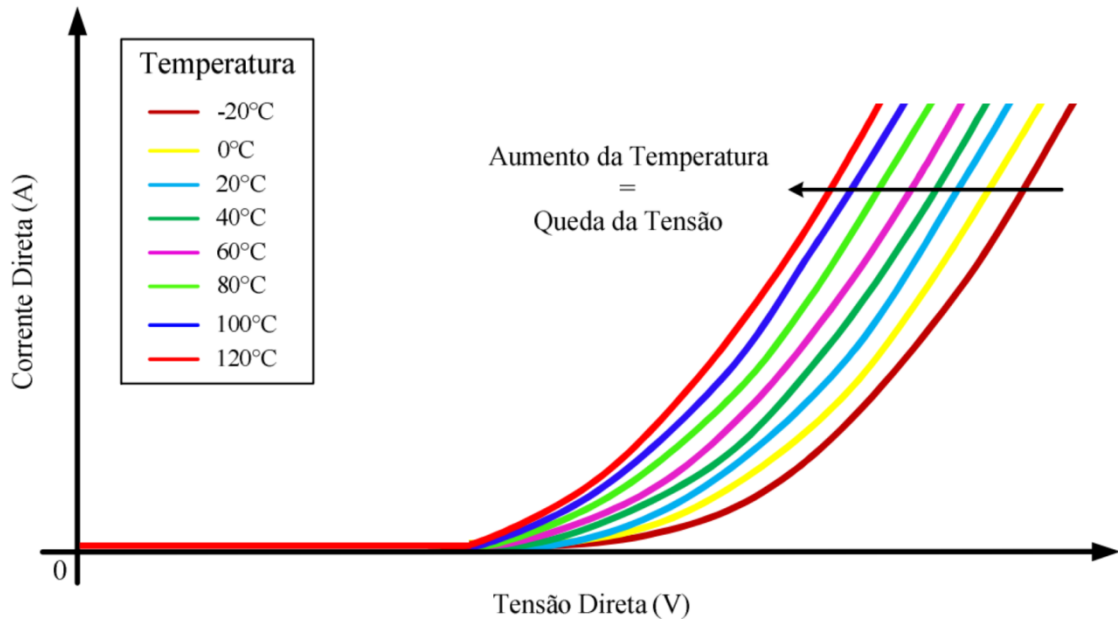


Figura 1.10 - Resposta V-I do LED em diferentes temperaturas (BENDER, 2012)

Como pode ser observado, o valor da tensão de joelho, representada no modelo simplificado pela fonte de tensão série, diminui com o aumento da temperatura. Com isso, a corrente direta do semiconductor aumenta, aumentando também a temperatura de junção, gerando, assim, um ciclo progressivo, até a queima do dispositivo. Assim, conclui-se que para acionar esses dispositivos é necessário que seja realizado o controle de corrente.

#### 1.4 Formas de acionamento

Para o acionamento dos LEDs é necessário o controle de corrente, principalmente porque o dispositivo possui coeficiente de temperatura negativo e ainda porque a luminosidade emitida por eles é diretamente dependente do valor médio de sua corrente. Para realizar tal controle, pode ser utilizada uma série de circuitos, discutidos em (CERVI, 2005) e também em (PINTO, 2008).

Como estes dispositivos são geralmente acionados por conversores estáticos conectados à rede elétrica, a forma de onda da corrente nestes semicondutores geralmente apresenta uma ondulação senoidal com o dobro da frequência da tensão da rede, como ilustrado na Figura 1.11. Essa é uma ondulação em baixa frequência, com relação à frequência de comutação do conversor, e dependendo de sua amplitude pode ocasionar flutuações no fluxo luminoso do LED. Estudos mostram que se acionados com ondulação de corrente

inferior a 50% do valor médio, tais flutuações não são perceptíveis ao olho humano (BENDER, 2012).

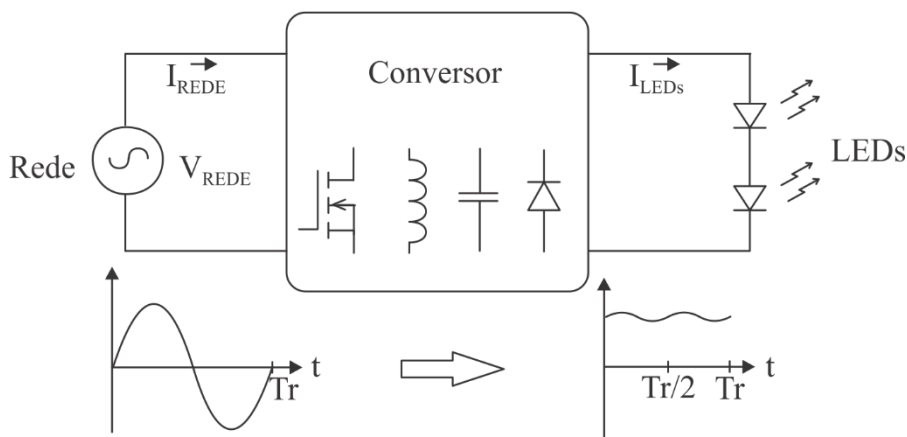


Figura 1.11 – Exemplo de formas de onda de corrente para alimentar LEDs

Para que se tenha a mesma potência luminosa de uma lâmpada fluorescente ou HPS, por exemplo, é necessário que seja utilizado um conjunto de vários LEDs. A associação dos LEDs nesse conjunto pode ser de diferentes formas. Se associados todos em série, a tensão necessária para acionar o conjunto é maior do que se acionados em paralelo. E ainda, caso, um dos LEDs do conjunto série queimar e se tornar um circuito aberto, o conjunto todo para de funcionar. Uma solução para esse problema seria utilizar um DIAC em paralelo com cada um dos LEDs (PINTO, 2008), assegurando assim que o possível circuito aberto que se tornaria o LED queimado seja substituído por um curto circuito.

Outra possibilidade é acionar todos os LEDs em paralelo. Porém, desta maneira seria necessário um circuito de controle de corrente para cada LED. Um meio termo é encontrado quando se utiliza a associação série-paralelo, onde ramos de LEDs em série são conectados em paralelo. Assim tem-se menor número de controladores do que o esquema paralelo e é necessária uma menor tensão de acionamento quando comparado ao esquema série. Na Figura 1.12 tem-se o exemplo de cada ligação.

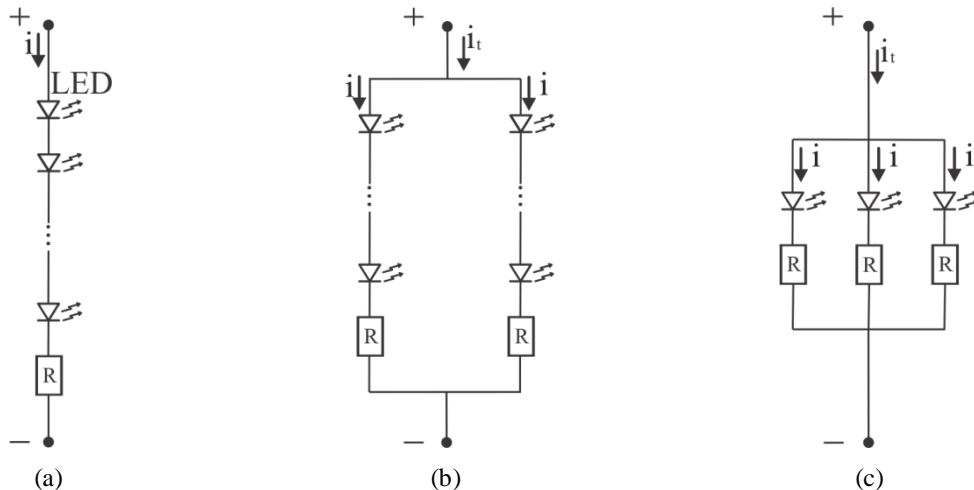


Figura 1.12 - Exemplo de LEDs ligados em (a) Série, (b) Série-paralelo e (c) Paralelo

Um estudo feito em (MAGGI, 2013) exemplifica que, embora a utilização de LEDs para iluminação pública ainda possua um custo inicial maior do que os sistemas baseados em lâmpadas HPS, o investimento seria reembolsado em um tempo de 11,9 anos, considerando apenas a economia de energia consumida pelos sistemas. Entretanto, os LEDs ainda são uma tecnologia recente e seu preço ainda é elevado, mas estima-se que seu custo se reduza a 66% de seu custo atual em 3 anos e a 34% de seu custo em 8 anos enquanto o preço das lâmpadas HPS tende a se manter, desta maneira, em 2015 o retorno do investimento se daria em cerca de 7 anos e em 2020 pode chegar a apenas 3 anos.

## 1.5 Capacitores

Capacitores são componentes largamente utilizados em sistemas eletrônicos, inclusive em sistemas de iluminação. A escolha de um tipo específico de capacitor leva em conta características necessárias para sua aplicação como capacitância, tensão nominal, tensão de pico, corrente nominal, frequência e temperatura de operação e vida operacional.

O foco deste trabalho será a integração de conversores, o que irá resultar em uma elevada ondulação da tensão de barramento decorrente da potência de entrada ser pulsante. Devido a este fator, o valor de capacitância utilizada para filtrar essa ondulação será elevado. Como os capacitores eletrolíticos possuem, facilmente, elevados valores de capacitância associado a elevados valores de tensão de operação, esta tecnologia geralmente é utilizada para estes sistemas.

Porém, os capacitores eletrolíticos são componentes de menor vida útil em um circuito eletrônico, quando comparados com os semicondutores, resistores e capacitores de outras

tecnologias. Os capacitores eletrolíticos irão se deteriorar muito antes dos outros componentes, mesmo que alguns capacitores apresentem alta confiabilidade com vida útil de 10 anos, os capacitores mais comuns não alcançam mais que 5 anos (MEHL, 2012).

O grande problema, então, imposto com o uso de capacitores eletrolíticos é a vida útil estimado do circuito que irá acionar a lâmpada, pois os LEDs podem durar até 60.000 horas e a do circuito ficará limitada a vida do capacitor.

Como solução para este problema enfrentado mundialmente, podem ser utilizadas outras tecnologias de capacitores, com maior durabilidade e é neste âmbito que são considerados os capacitores de filme. Capacitores de filme possuem elevada vida útil, tornando-se uma boa escolha para o circuito em questão, porém são maiores, mais pesados e mais caros. Na Tabela 1.1 é possível observar uma comparação entre um capacitor eletrolítico e um de filme de mesmo valor de capacitância.

Tabela 1.1 - Comparação entre capacitor eletrolítico e de filme de 47  $\mu$ F

	<b>Capacitor de Filme</b>	<b>Capacitor Eletrolítico</b>
Capacitância ( $\mu$ F)	47	47
Tensão (V)	300	450
Altura (mm)	50	25
Comprimento (mm)	57.5	-
Largura (mm)	35	-
Diâmetro (mm)	-	22
Valor (R\$)	19,03	2,23

Para a comparação foram utilizados dois capacitores da mesma fabricante, a EPCOS, cujos códigos dos produtos são: capacitor eletrolítico: B43821F4476M000 e capacitor de filme: B32678G3476K000. Conforme mostrado na Tabela 1.1, o preço de um capacitor de filme é bastante superior ao de um eletrolítico, motivo que limita sua aplicação, assim como possui um volume superior, podendo inviabilizar seu uso dentro de equipamentos que são compactos.

O capacitor de filme utilizado na análise tem vida útil de 200.000 horas para operação em 85°C, sendo, portanto, superior a vida útil dos LEDs e uma boa escolha visando aumentar a durabilidade do circuito como um todo.

O circuito irá precisar de um alto valor de capacitância para filtrar a ondulação de tensão no barramento, mas os capacitores de filme não abrangem altos valores de capacitâncias para elevados valores de tensão. Como forma de solucionar o problema, deve-se, portanto, diminuir o valor de capacitância que o circuito precisa, para isso será utilizada uma malha de controle, visando diminuir a ondulação através do controle e não apenas através da ação do capacitor. Sendo possível utilizar valores reduzidos de capacitância, torna-se viável a utilização de capacitores de filme e, assim, aumentando a vida útil de todo o circuito de acionamento dos LEDs.

## **1.6 Conclusão**

Este capítulo explanou as principais características dos diodos emissores de luz, que são o foco de aplicação deste trabalho. Foram apresentadas as características luminotécnicas e de construção dos LEDs, bem como seu comportamento elétrico e sua relação com a temperatura de junção.

Pode-se notar que a utilização de LEDs representa o futuro de sistemas de iluminação, em especial iluminação pública, principalmente devido a elevada vida útil destes semicondutores. Associada a essa característica, é criada a necessidade de sistemas eletrônicos para acionamento dos LEDs com vida útil tão elevada quanto desses semicondutores. Assim, é buscada a utilização de capacitores da tecnologia de filme.

Ainda podemos concluir deste capítulo que os LEDs podem ser acionados com ondulação em 120 Hz de até 50% do valor médio, sem causar variações perceptíveis à visão humana. E, ainda, que o acionamento dos LEDs em série pode ser a mais indicada, uma vez que exige apenas um sistema regulador para garantir o valor da corrente de alimentação dos dispositivos.



## CAPÍTULO 2

# CIRCUITOS ELETRÔNICOS PARA ACIONAMENTO DE LEDS

### 2.1 Introdução

Os LEDs são dispositivos que necessitam de um circuito de acionamento que os conecte com a rede elétrica ou a uma bateria, por exemplo. Tal circuito deve ser capaz de processar a energia da fonte e fornecer ao LED a corrente necessária para seu acionamento. Para isso existem diversas soluções, entre circuitos passivos (HUI, 2010) (BYUNGHUM, 2011) e ativos (ALONSO, 2012a) (PINTO, 2008) (ALMEIDA, 2012). Nesse trabalho será apresentada uma solução eletrônica para o acionamento de LEDs. O sistema eletrônico convencional para alimentar LEDs a partir da rede elétrica é apresentado na Figura 2.1.

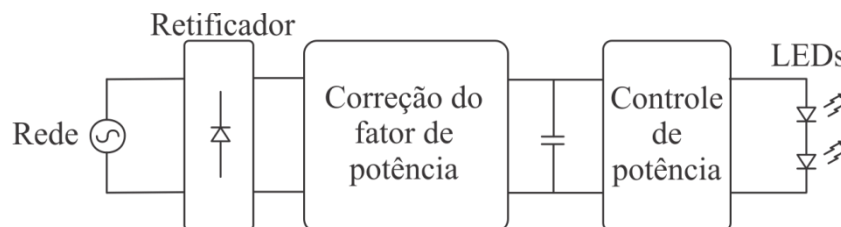


Figura 2.1 – Diagrama de blocos de sistemas para acionamento de LEDs

Este capítulo apresenta uma discussão a respeito do sistema de acionamento para LEDs apresentado na Figura 2.1. Será discutido o estágio de correção do fator de potência e o estágio de controle de potência, analisando a viabilidade de conversores apresentados na literatura para suprir cada um desses estágios. Ainda, será apresentado um estudo a respeito da integração de conversores, com o intuito de reduzir o número de semicondutores controlados no sistema e seus respectivos circuitos de comando.

### 2.2 Estágio de correção do fator de potência (PFC)

Circuitos dedicados à iluminação estão sujeitos à norma IEC 61000-3-2, Classe C. Para equipamentos com potência superior a 25 W esta norma especifica limites para o

conteúdo harmônico da corrente de entrada absorvida da rede elétrica por tais equipamentos. A Tabela 2.1 apresenta estes limites.

Tabela 2.1 – Limites para harmônicas da corrente de alimentação segundo a norma IEC 61000-3-2, Classe C

Ordem da Harmônica	Máximo valor percentual da harmônica de corrente em relação ao valor da fundamental
2 <sup>a</sup>	2%
3 <sup>a</sup>	30% x Fator de potência
5 <sup>a</sup>	10%
7 <sup>a</sup>	7%
9 <sup>a</sup>	5%
11 <sup>a</sup> ≤ n ≤ 39 <sup>a</sup> (somente ímpares)	3%

A forma convencional de se obter a tensão retificada e de baixa ondulação para operação do estágio de controle de potência é um retificador de onda completa seguido de um capacitor de barramento ( $C_{BUS}$ ). Este circuito é apresentado na Figura 2.2, juntamente com a forma de onda da tensão de saída e de entrada, da corrente absorvida da rede e seu conteúdo harmônico. O capacitor de barramento atua como filtro para ondulação no dobro da frequência da rede e geralmente possui valor elevado de capacitância.

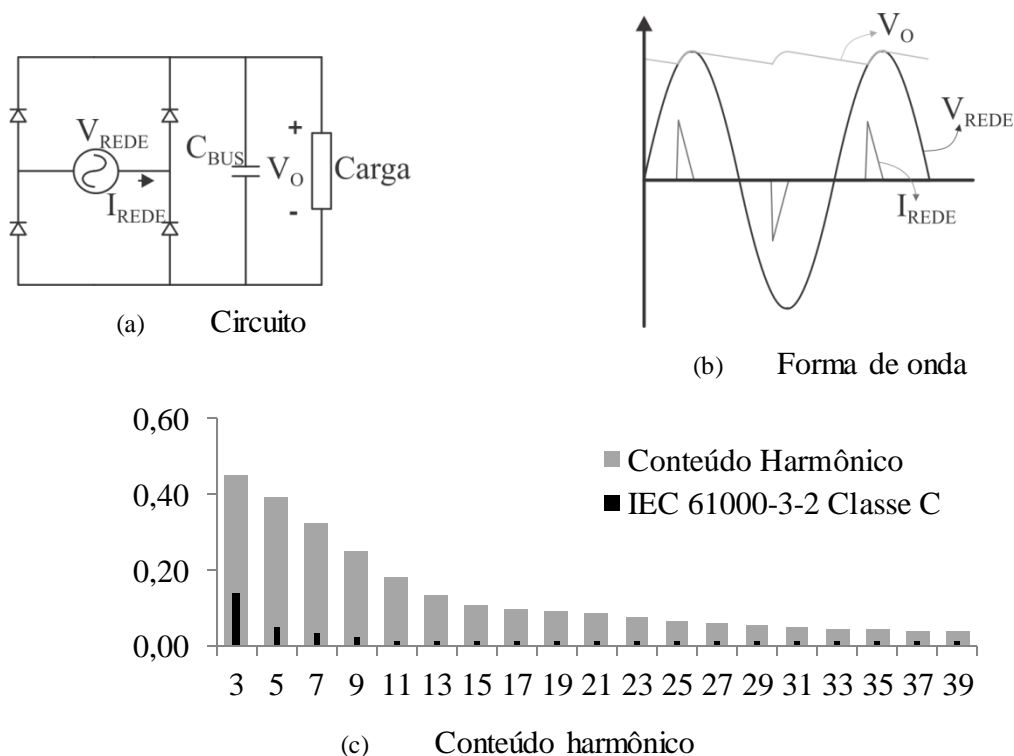


Figura 2.2 – Circuito retificador com capacitor de filtro e suas formas de onda



Observa-se que a corrente de entrada é basicamente a corrente de carga do capacitor, isto é, pulsante na frequência da rede. Quanto menor a ondulação da tensão de barramento exigida, maior o valor de pico e maior a distorção da corrente de entrada, isto é, mais diferente de uma senoidal pura ela se torna, e assim com maior conteúdo harmônico.

O problema desse circuito é que a rede está sujeita à circulação dessas harmônicas de corrente que não geram potência ativa, pois a tensão da rede possui apenas a fundamental. Assim, os cabos da rede devem ser sobre-dimensionados para suportar tais correntes. Outro fenômeno decorrente desse elevado conteúdo harmônico injetado na rede é a possível geração de interferência eletromagnética (EMI), o que afeta o funcionamento de outros equipamentos eletrônicos também conectados à rede elétrica.

Para solucionar tal problema, podem ser utilizados conversores CC/CC, de tal forma a manterem a corrente de entrada o mais próximo de uma senóide, isto é, com baixo conteúdo harmônico. Se valendo de soluções ativas para o estágio PFC, é possível operar estes conversores nas diferentes formas de acionamento, ou seja, modo de condução contínua (MCC), modo de condução descontínua (MCD) ou ainda modo de condução crítico (MCR).

Para exemplificar, foram projetados e simulados três conversores Boost, cada um operando em um dos modos de condução mencionados. Na Figura 2.3 são apresentadas as três topologias simuladas, ressaltando que todos os conversores foram projetados e simulados sem o filtro de entrada.

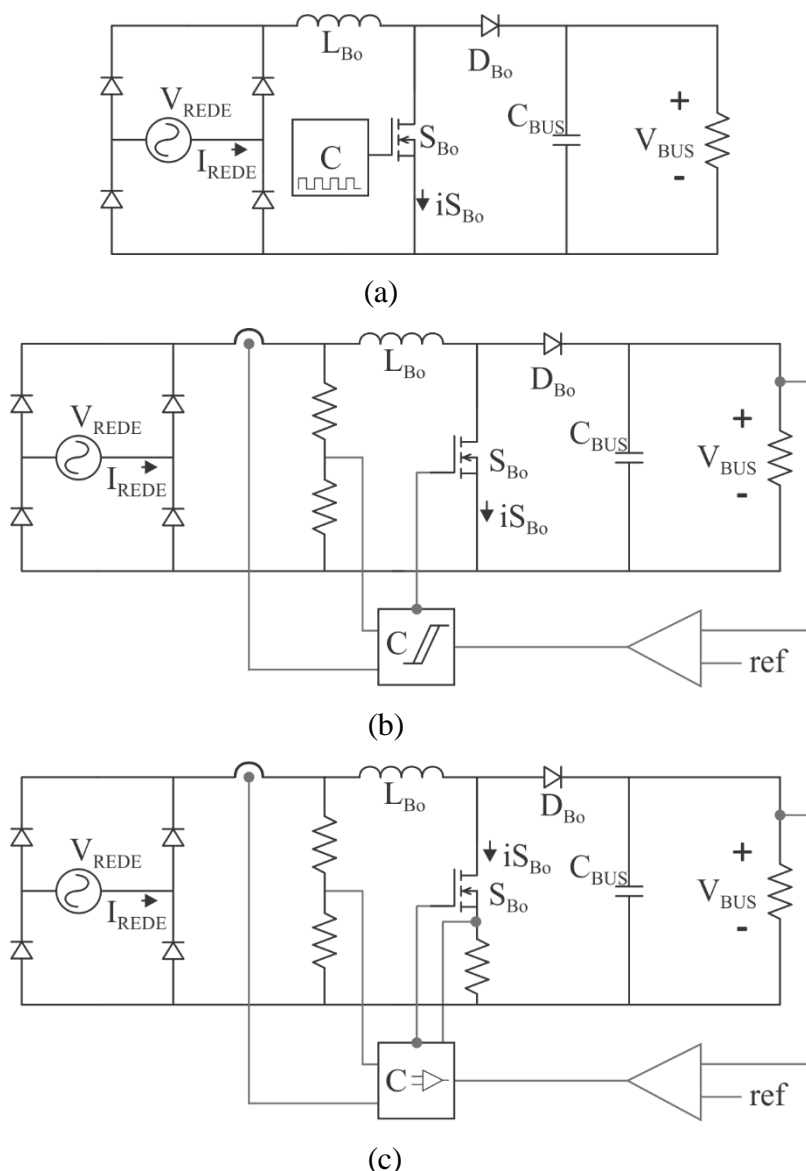


Figura 2.3 – Conversores Boost aplicados ao estágio de correção do fator de potência, operando em (a) MCD, (b) MCC e (c) MCR

Para a solução em modo de condução contínua, Figura 2.3 (b), faz-se necessária uma malha de controle dedicado para que o conversor funcione como PFC, isto é, para que a corrente de entrada siga a forma senoidal. Tal malha de controle pode consistir basicamente de um controlador por histerese, que mantém a ondulação de alta frequência dentro de um limite pré-definido em torno de uma referência senoidal (geralmente extraída por uma medida da tensão de entrada).

O controle do conversor operando em modo de condução crítico gera uma referência de corrente de pico do indutor. O interruptor está em condução no exato instante em que a corrente no indutor atinge o valor zero, e só é desligado quando a corrente no indutor alcança o valor de referência, garantindo a envoltória senoidal.

Para realizar tais modos de operação existem circuitos integrados comerciais dedicados ao acionamento de conversores em modo de condução contínuo e crítico para correção do fator de potência, como é o caso dos circuitos integrados NCP 1653 e L6562, respectivamente.

Em condução descontínua, o conversor corrige o fator de potência em malha aberta, isto é, sem que seja necessário um circuito de realimentação. Isso ocorre porque a corrente de entrada segue a envoltória senoidal naturalmente, apresentando outras harmônicas apenas nas múltiplas da frequência de comutação (com exceção do Boost e do Buck, pois eles ainda apresentam distorção em baixa frequência referente ao valor da tensão de saída).

Porém, operando em MCC os picos de corrente nos semicondutores são menores, se comparados aos outros dois métodos. Como a operação em MCD não exige a realimentação do sistema para que garanta a correção do fator de potência, diversos geradores de sinais modulados em amplitude (PWM) podem ser utilizados, tais como o SG 3524. Na Figura 2.4 são apresentadas as formas de onda da corrente de entrada, onde  $T_r$  é o período da rede.

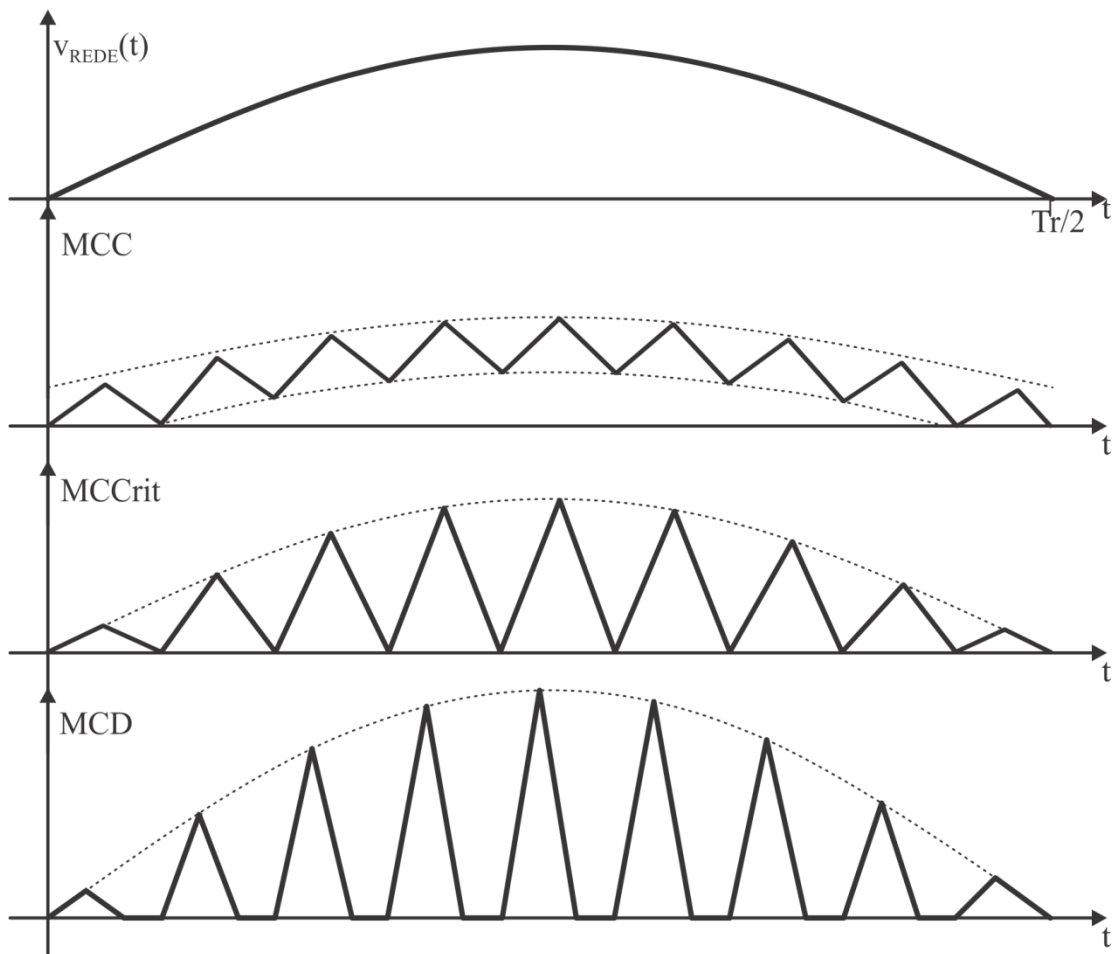


Figura 2.4 – Formas de ondas típicas da corrente de entrada de conversores Boost operando em MCC, MCR e MCD

Na Tabela 2.2 tem-se um comparativo entre algumas características dos conversores operando nos três modos de condução, aplicados para a correção do fator de potência. Tais conversores foram projetados para suprir uma carga de 100 W, com uma tensão de rede de 220 V<sub>RMS</sub> e 500 V de saída. Adotou-se uma frequência de comutação de 80 kHz.

Tabela 2.2 – Comparativo entre os modos de operação de conversores para PFC

Parâmetro	MCC	MCR	MCD
$L_{Bo}$	42,3 mH	818 $\mu$ H	818 $\mu$ H
Núcleo	42/12/15	30/15/7	30/15/7
Nº de espiras/ AWG	701 esp/26	91 esp/25	114 esp/25
$C_{BUS}$	5 $\mu$ F	5 $\mu$ F	5 $\mu$ F
$iS_{BoMAX}$	0,677 A	1,34 A	1,67 A
$iS_{BoRMS}$	0,313 A	0,36 A	0,4 A
$V_{SBoMAX}$	500 V	500 V	500 V
$iD_{BoMAX}$	0,677 A	1,34 A	1,67 A
$iD_{BoMED}$	0,2 A	0,2 A	0,2 A
$V_{DMAX}$	500 V	500 V	500 V
THD	4,1%	62%	85%
FP	0,99	0,85	0,75
IEC 61000-3-2	Atende	Atende	Atende

Pode ser observado que o valor da indutância  $L_{Bo}$  é maior para o modo de condução contínua, isso porque a variação da corrente sobre tal indutância é bem reduzida quando comparada aos outros modos de operação. Decorrente desta característica, o volume do magnético para o Boost em MCC é maior que para os outros modos, como também pode ser observado na tabela. Por outro lado, observa-se uma grande diferença entre os valores dos esforços de corrente no semicondutor controlado. A corrente de pico no interruptor ( $iS_{BoMAX}$ ) tem o maior valor quando o conversor opera em MCD, assim como o valor eficaz dessa corrente ( $iS_{BoRMS}$ ), isto identifica que operando neste modo de condução o interruptor apresentará maiores perdas em condução e em MCC o interruptor irá apresentar um aumento das perdas de comutação devido ao chaveamento *hard* do interruptor. Ainda pode-se observar que o fator de potência (FP) é maior para operação em MCC. Isto ocorre devido ao menor conteúdo harmônico da corrente nesse modo de operação, ou seja, a forma de onda da corrente de entrada está mais próxima de uma senóide. Com a utilização de um filtro LC, é

possível eliminar as componentes de alta frequência da corrente de entrada, isto é, reduzir o conteúdo harmônico total desta, aumentando significativamente o valor do fator de potência do sistema.

### 2.3 Estágio de controle de potência (PC)

O estágio de controle de potência é dedicado a manter a potência constante na carga, isto é, nos LEDs. Assim, tal sistema deve ser capaz de controlar a corrente de saída. Para tanto, geralmente são utilizados conversores com característica de fonte de corrente na saída. Nesse âmbito podem-se citar os conversores Buck, Forward, entre outros. Estes conversores são apresentados na Figura 2.5.

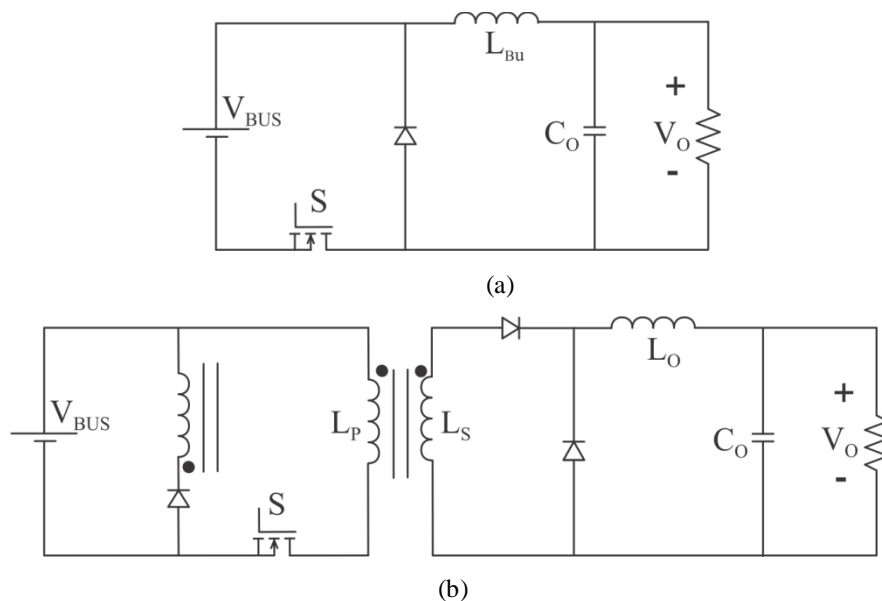


Figura 2.5 – Exemplo de conversores aptos a serem aplicados no estágio de controle de potência (a) Buck (b) Forward.

Tendo em vista que é buscada a integração dos estágios de potência, pode-se afirmar que o conversor aplicado a este estágio pode operar tanto em modo de condução contínua como em modo de condução descontínua. Porém, estudos apontam que a operação em MCD pode implicar na redução de capacitância de saída do estágio (ALONSO, 2012b) (ALMEIDA, 2012). Ainda tem-se que, no caso do conversor Flyback, a operação em modo de condução contínua não é indicada, devido ao problema de sobretensão gerada sobre o interruptor.

Trabalhos recentes se valem do conversor Buck-Boost para o estágio de controle de potência, como em (ALMEIDA, 2012) e (ALONSO, 2012). Estudos com o conversor Buck também estão sendo desenvolvidos (COSETIN, 2012). Esses trabalhos apresentam soluções muito bem estudadas e que atingem os objetivos, porém são soluções não isoladas, o que pode ser um problema, dependendo das especificações do projeto.

Utilizando soluções como os conversores Flyback, Forward e Push-Pull tem-se a característica de isolamento elétrica entre a entrada e saída do sistema, o que pode ser um grande atrativo para estas topologias.

A Tabela 2.3 apresenta uma breve comparação entre algumas características destas topologias (BELL e AJAY, 2011) (BABA, 2009).

Tabela 2.3 – Principais topologias aplicadas ao estágio de controle de potência

<b>Topologia</b>	<b>Faixa de potência geralmente utilizado</b>	<b>Número de enrolamentos do transformador</b>	<b>Nº de interruptores ativos</b>	<b>Tensão de bloqueio do(s) interruptor(es) ativo(s)</b>	<b>Custo</b>
Flyback	< 100 W	2 ( $L_P/L_S$ )	1	$> V_{BUS} + n \cdot V_O$	Menor
Forward	50 W – 200 W	3 ( $L_P/L_S/L_D$ )	1	$> 2 \cdot V_{BUS}$	> Flyback
Push-Pull	50 W – 300 W	4 ( $L_{P1-2} / L_{S1-2}$ )	2	$\frac{V_{BUS}}{(1-D)}$	> Forward
Half-Bridge (HB)	100 W – 500 W	3 ( $L_P/L_{S1}/L_{S2}$ )	2	$\geq 2 \cdot V_{BUS}$	> Push-Pull
Full-Bridge	> 500 W	3 ( $L_P/L_{S1}/L_{S2}$ )	4	$\geq V_{BUS}$	> HB

Como pode ser observado na Tabela 2.3, o conversor Flyback é indicado para aplicações de menor potência, e ainda é o que possui menor número de interruptores e custo, quando comparado aos demais conversores. O conversor Full-Bridge é indicado para elevadas potências, e o que possui o maior número de interruptores controlados, bem como o maior custo entre as topologias.

## 2.4 Integração de conversores

Com o intuito de reduzir o número de semicondutores controlados, e ainda os circuitos de comando associado a cada semicondutor, é avaliada a integração de conversores estáticos. Tal técnica, proposta por (WU, 1998), mostra que é possível substituir dois interruptores controlados de um sistema por apenas um, associado a uma rede de diodos.

Essa integração é possível desde que ambos os interruptores possuam um ponto em comum, e ainda que operem com mesma frequência de comutação e mesma razão cíclica. Dependendo do ponto em comum dos semicondutores são possíveis diferentes resultados da integração, sendo elas: tipo  $\pi$ , tipo  $i-\pi$ , tipo T e  $i-T$ .

Considerando-se o semicondutor MOSFET, tem-se a integração do tipo  $\pi$  quando o ponto em comum dos semicondutores é o terminal fonte do interruptor do primeiro conversor e o terminal dreno do interruptor do segundo conversor. De modo análogo a conexão  $i-\pi$  ocorre quando o ponto em comum é o dreno do primeiro e o terminal fonte do segundo. Quando o ponto em comum é o terminal fonte de ambos os interruptores temos a integração do tipo T. E, tem-se integração do tipo  $i-T$  quando o ponto em comum é o dreno de ambos os interruptores.

Na Figura 2.6, são apresentadas as diferentes possibilidades de integração entre os estágios de correção do fator de potência (PFC) e controle de potência (PC), conectados em cascata.

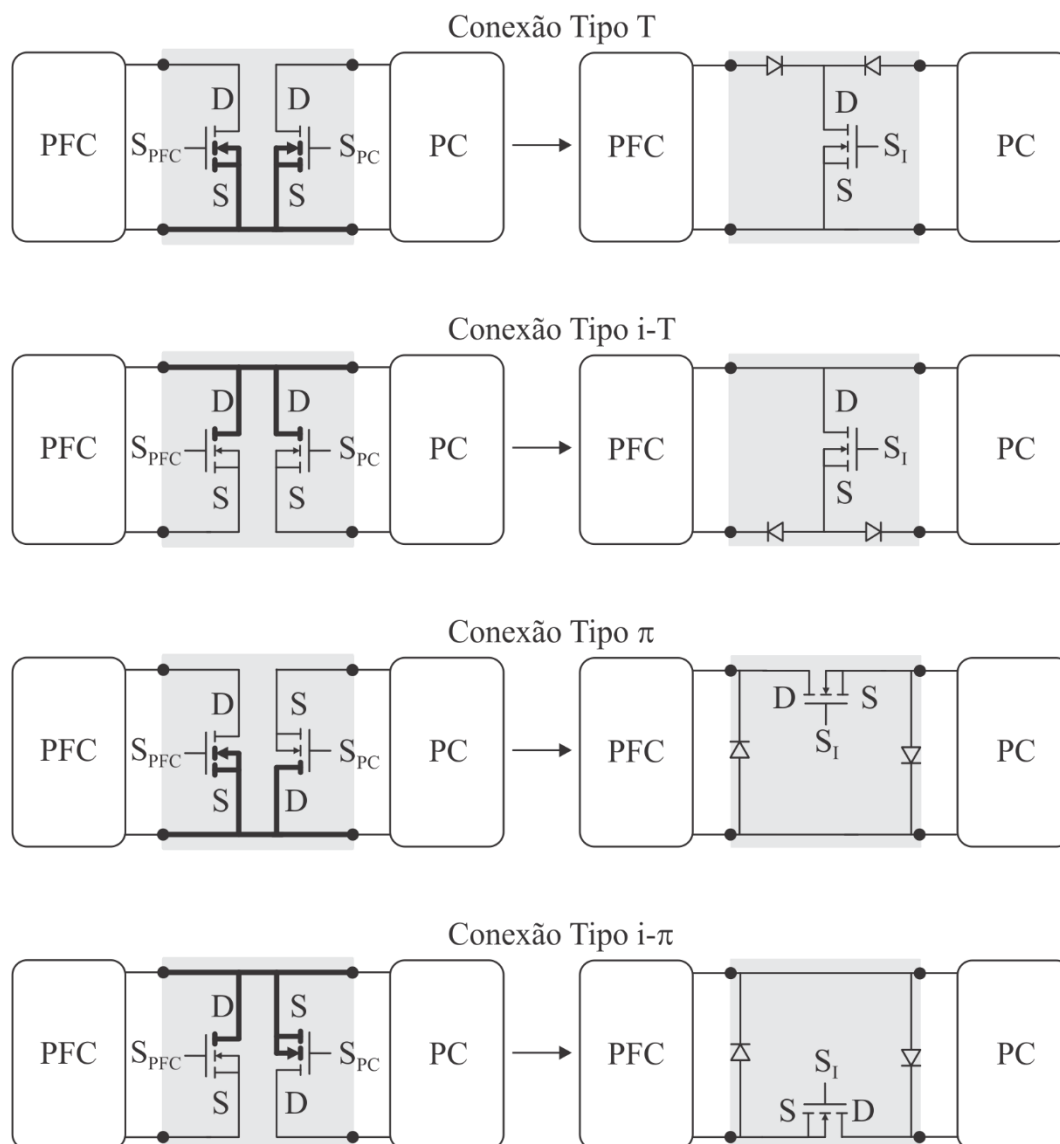


Figura 2.6 – Possibilidades de integração entre conversores estáticos

O interruptor integrado estará sempre sujeito a um esforço maior do que os interruptores não integrados. Isso é, dependendo da integração realizada, ou o interruptor integrado estará sujeito à soma das correntes que circulavam nos interruptores não integrados, ou então a soma das tensões aplicadas a cada um deles. No primeiro caso tem-se a integração por sobre corrente (SC), que são as integrações do tipo T e i-T. No segundo caso tem-se a integração por sobre tensão (ST), que são as integrações do tipo  $\pi$  e i- $\pi$ .

Assim tem-se que, embora seja reduzido um dos interruptores e seus circuitos de acionamento, o interruptor resultante poderá ter que ser mais robusto que os originais, o que pode aumentar as perdas deste semiconductor. Sendo assim, a viabilidade de integrar ou não conversores depende de caso a caso.



Outra característica decorrente da integração de conversores é a perda de uma variável de controle. Isto é, quando se reduz um dos interruptores controlados, tem-se a limitação de controle, uma vez que se tem apenas uma razão cíclica a ser corrigida.

## 2.5 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado um sistema eletrônico para alimentar LEDs a partir da rede elétrica, composto por um estágio de correção do fator de potência e do estágio de controle de potência.

O estágio PFC deve garantir que a corrente de entrada tenha baixo conteúdo harmônico, conforme prevê a norma IEC 61000-3-2, Classe C. De forma a exemplificar seu funcionamento em cada modo de operação foram projetados e simulados três conversores Boost e posteriormente foi realizado um comparativo entre os possíveis modos de operação.

Pode-se concluir que operar o estágio de correção do fator de potência em modo de condução descontinua é a melhor opção, visando realizar a integração entre os estágios de potência. Isso porque nos demais modos de condução é exigida realimentação do estágio PFC, limitando dessa forma o controle da corrente de saída, uma vez que com a integração é perdida uma variável de controle. Ainda foi optado pela utilização do conversor Flyback no estágio PC, devido principalmente a simplicidade e faixa de potência que se pretende trabalhar.



## CAPÍTULO 3

### TOPOLOGIAS PROPOSTAS

#### 3.1 Introdução

Neste capítulo são apresentadas as topologias propostas para o acionamento de LEDs aplicados a iluminação pública. Primeiramente é feita uma discussão perante as topologias de conversores utilizados em cada estágio de potência, e então são apresentados os circuitos propostos resultantes da integração dos conversores. Ainda são apresentadas as etapas de operação e o projeto detalhado de cada uma das topologias.

#### 3.2 Estágio PFC

Neste estágio os conversores irão operar em modo de condução descontínua, uma vez que se pretende realizar a integração entre este e o estágio de controle de potência, e ainda seja mantida a liberdade de controle relacionada ao estágio de controle de potência.

Para operar como circuito de correção do fator de potência foram utilizados os conversores Buck, Boost e Buck-Boost. Estes foram escolhidos pelo seu menor número de componentes, quando comparado aos conversores SEPIC e Ćuk, por exemplo. A relativa simplicidade desses conversores também colabora para a escolha.

Os conversores Buck e Boost apresentam limitação quanto ao valor da tensão de barramento para que atendam à norma IEC 61000-3-2, classe C. No conversor Buck esta limitação se dá pelo fato do conversor absorver corrente da rede apenas quando o valor da tensão da rede é maior que a tensão da saída, criando uma descontinuidade da corrente de entrada, limitando-a entre ângulos de condução. Quanto maior a tensão de saída do conversor Buck, maiores serão tais ângulos de condução, e maior a descontinuidade da corrente, implicando em maior conteúdo harmônico desta. Assim, existe um valor máximo para a tensão de saída do conversor Buck, tal que este opere como PFC. Para o valor de tensão de entrada de 220 V<sub>RMS</sub> em 60 Hz tal limite para o valor da tensão de saída é 130 V (KIRSTEN, 2011). Na Figura 3.1 pode-se observar a representação dessa característica. Nesta figura também é mostrado o conteúdo harmônico da corrente de entrada para um exemplo de

conversor projetado para 70 W e tensão de barramento de 100 V, que, como pode ser observado, está de acordo com os limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2.

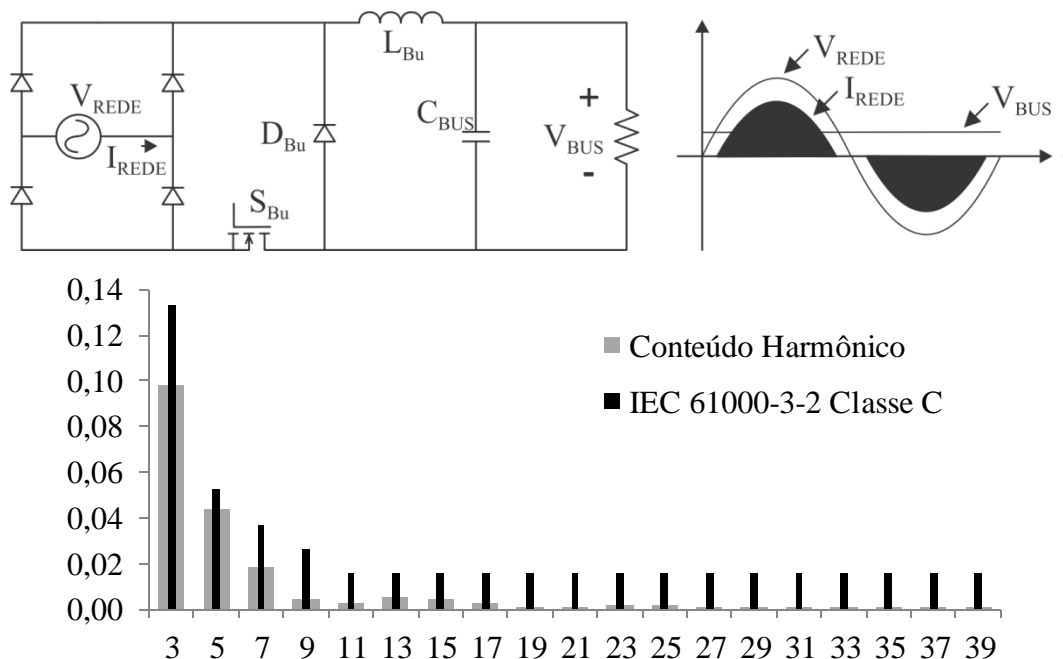


Figura 3.1 – Conversor Buck aplicado ao estágio PFC

No conversor Boost também existe a dependência da tensão de barramento quanto à operação como PFC. Esta dependência ocorre devido à corrente de desmagnetização do indutor Boost, e por conseguinte da corrente de entrada do conversor. A dependência é definida pela diferença entre os valores de tensão de saída e entrada do estágio. Diferente do conversor Buck, este possui um valor mínimo de tensão de saída para que atenda à norma IEC 61000-3-2, Classe C. O mínimo valor da tensão de saída é de 400 V, considerando o valor da tensão de entrada igual a 220  $V_{RMS}$  em 60 Hz (KIRSTEN, 2011). Na Figura 3.2 é apresentado tal conversor e suas principais formas de onda.

Diferente do conversor Buck e do conversor Boost, o conversor Buck-Boost não apresenta nenhuma limitação quanto ao valor da tensão de saída para que atenda à IEC 61000-3-2. Este conversor apresenta fator de potência unitário independentemente do valor da tensão de saída, desde que opere em modo de condução descontínua. O conversor Buck-Boost ainda possui a tensão de saída invertida com relação à tensão de alimentação. O circuito, juntamente com as principais formas de onda é apresentado na Figura 3.3. Como possui fator de potência próximo ao unitário, este conversor não apresenta componentes harmônicas nas múltiplas avaliadas pela norma, como também pode ser observado na Figura 3.3 (quando operando com

elevado valor da frequência de comutação, isto é, maior que a 39ª harmônica da frequência da rede).

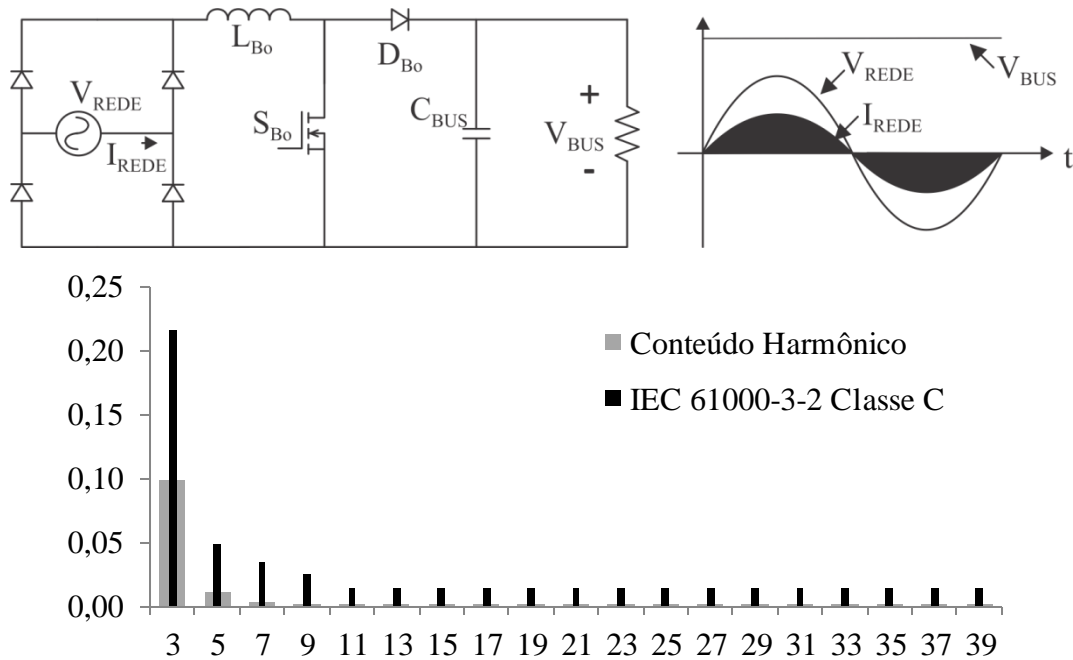


Figura 3.2 – Conversor Boost aplicado ao estágio PFC

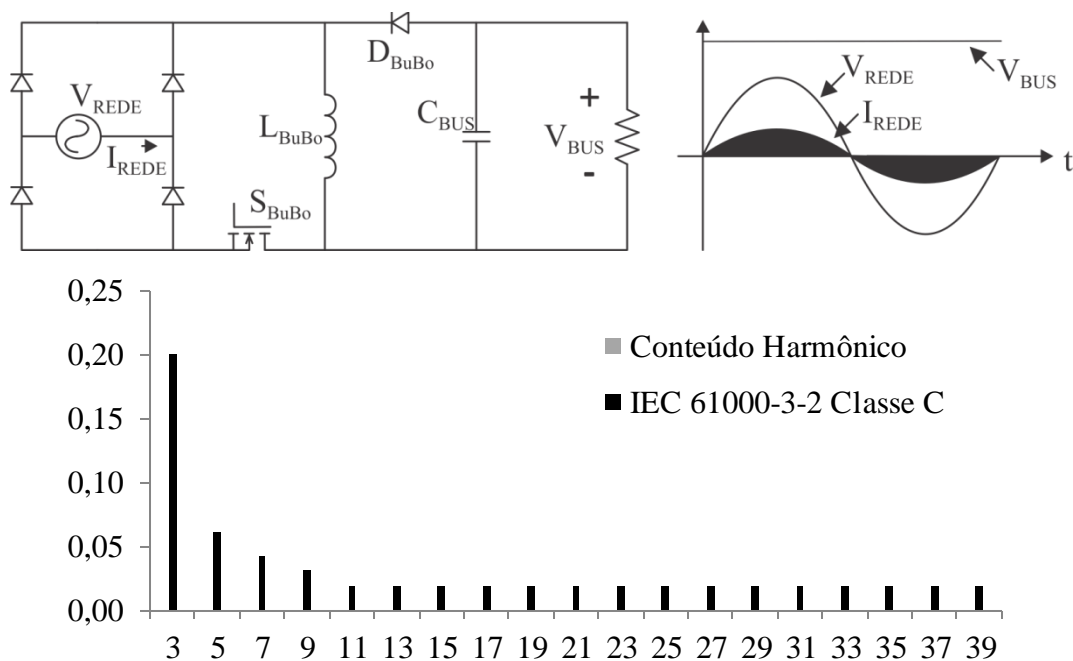


Figura 3.3 – Conversor Buck-Boost aplicado ao estágio PFC

Ao estágio de retificação ainda é adicionado um filtro LC, mostrado na Figura 3.4, juntamente com o símbolo que será utilizado para representar este circuito posteriormente. Tal

filtro, composto pelo indutor  $L_f$  e o capacitor  $C_f$  tem por finalidade filtrar as harmônicas da corrente de entrada nas frequências múltiplas da frequência de comutação. Isso é feito para que se obtenha fator de potência (FP) elevado, pois esse é dependente da taxa de distorção harmônica da corrente (THD), como mostrado em (3.1), que por sua vez é determinada pelo somatório (3.2).

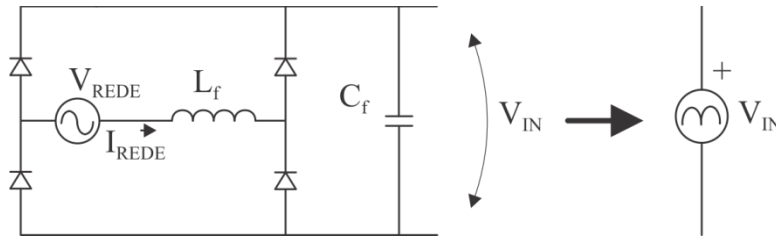


Figura 3.4 – Retificador com filtro de entrada e representação equivalente

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\cos(\phi)}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (3.1)$$

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (3.2)$$

Onde  $P$  é a potência ativa fornecida pela rede ao circuito,  $S$  é a potência aparente e  $\cos(\phi)$  é o ângulo de defasagem entre as formas de onda da tensão e corrente fundamentais de entrada. E  $I_n$  é o valor eficaz da  $n$ -ésima componente harmônica da corrente de entrada, o que evidencia que quanto maior o conteúdo harmônico da corrente de entrada, maior a THD e, por conseguinte, menor é o fator de potência.

O projeto dos componentes do filtro é dependente da frequência de comutação do sistema, bem como da potência, e é muito bem abordado por (ERICKSON, 2001). Como o filtro é calculado para altas frequências o indutor  $L_f$  e o capacitor  $C_f$  possuem indutância e capacitância reduzidas e são definidos por (3.3) e (3.4), respectivamente.

$$C_f = \frac{1}{4 \cdot \xi \cdot \pi \cdot f_c} \quad (3.3)$$

$$L_f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_f} \quad (3.4)$$

Onde  $\xi$  é o coeficiente de amortecimento e  $f_c$  é a frequência de corte do filtro, definida, geralmente, em uma década abaixo da frequência de comutação do conversor.

### 3.3 Estágio PC

Para este estágio foram buscadas topologias que apresentassem isolamento galvânica entre entrada e saída. Conforme apresentado no capítulo 2, existem várias topologias que podem ser aplicadas nesse estágio, cada qual com suas características. Nesse trabalho foi escolhido o conversor Flyback, principalmente pelo seu reduzido número de componentes, quando comparado às outras topologias. Este conversor também foi escolhido devido à relativa baixa potência do sistema a ser projetado. Ainda foi escolhida a forma de operação em modo de condução descontínua do conversor, de tal forma a minimizar as perdas por comutação, as quais são relativamente elevadas nessa topologia.

Na Figura 3.5 são apresentadas as topologias propostas utilizando o conversor Flyback para o estágio PC e os conversores Buck, Boost e Buck-Boost para o estágio PFC, além disso foram destacados os interruptores que constituem os estágios PFC e PC.

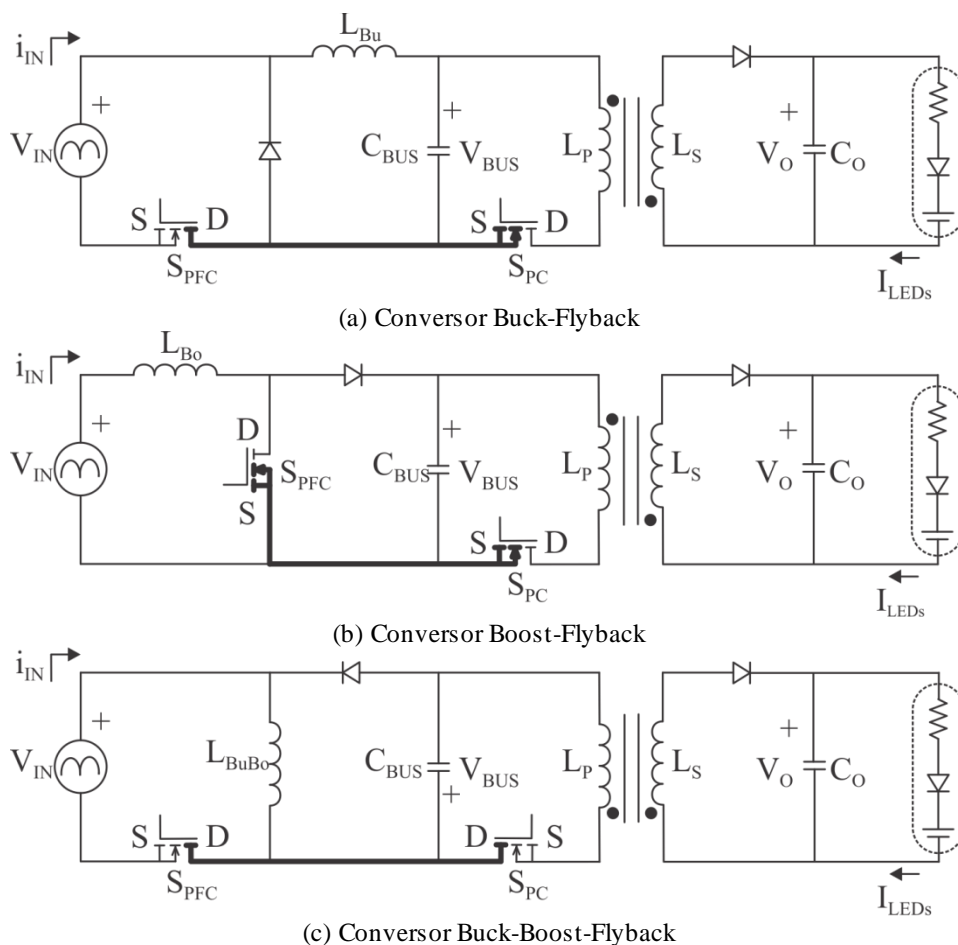


Figura 3.5 – Topologias propostas

### 3.4 Topologias integradas propostas

Com base nas topologias apresentadas na Figura 3.5, foi aplicada a técnica de integração de conversores, resultando assim em três novos circuitos, como mostrado na Figura 3.6, Figura 3.7 e Figura 3.8. No circuito Buck-Flyback (BuFly) o ponto em comum é o dreno do interruptor do estágio PFC com o terminal fonte do interruptor do estágio PC, evidenciando a integração do tipo  $i-\pi$ . Assim, o interruptor compartilhado da topologia integrada BuFly estará sujeito a soma das tensões que antes cada semicondutor suportava. Já o ponto em comum na topologia Boost-Flyback (BoFly) é a fonte dos interruptores de cada estágio, evidenciando a integração do tipo T. E ainda o ponto em comum da topologia Buck-Boost-Flyback (BuBoFly) é o dreno dos interruptores de cada estágio, sendo a integração do tipo  $i-T$ . Ambas integrações BoFly e BuBoFly são integrações por sobrecorrente, isto é, o interruptor das topologias integradas está sujeito à passagem da soma das correntes que originalmente passavam em cada um dos interruptores não integrados.

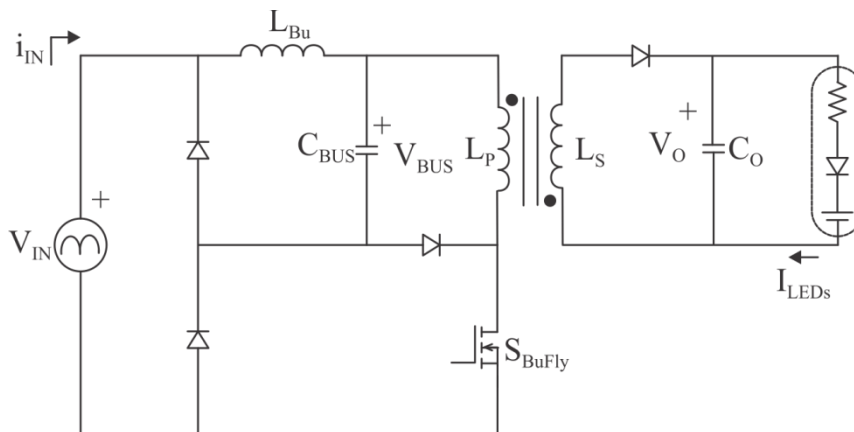


Figura 3.6 – Topologia integrada Buck-Flyback (BuFly)



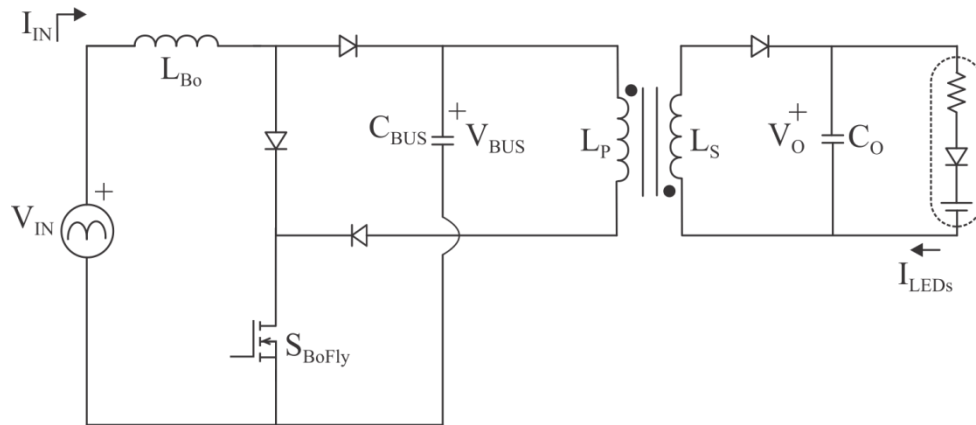


Figura 3.7 – Topologia integrada Boost-Flyback (BoFly)

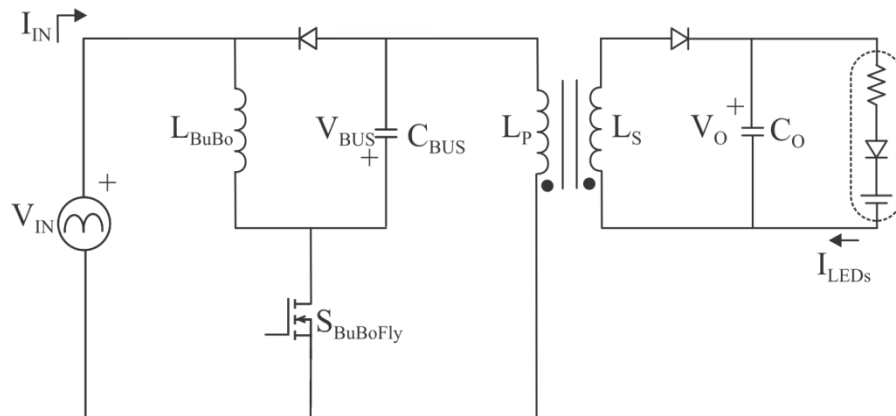


Figura 3.8 – Topologia integrada Buck-Boost-Flyback (BuBoFly)

### 3.5 Projeto das topologias propostas

O projeto das três topologias segue basicamente o mesmo princípio. A seguir é apresentado o projeto detalhado da topologia BoFly, e após isso são salientadas as diferenças entre o projeto das demais topologias. Para todos os cálculos são feitas algumas considerações: a corrente nos LEDs é considerada constante (sem ondulação), a tensão de barramento é constante conforme o valor definido no projeto e os componentes são considerados ideais, sem perdas.

#### 3.5.1 Projeto do conversor Boost-Flyback integrado (BoFly)

Este conversor possui quatro etapas de operação, as quais serão elucidadas a seguir. Serão apresentadas as imagens do circuito e suas principais formas de onda. A frequência de comutação do conversor é muito maior que a frequência da rede, por isso o valor da tensão de

entrada do sistema pode ser considerado constante durante um período de comutação. Sendo assim, segue a análise de cada uma das etapas. As principais formas de onda são apresentadas posteriormente na Figura 3.13.

Etapa 1: Duração da razão cíclica,  $D.T_s$ . Durante este intervalo o interruptor  $S_{BoFly}$  está fechado, aplicando sobre o indutor  $L_{Bo}$  a tensão de entrada,  $V_{IN}$ , e sobre o enrolamento  $L_P$  a tensão de barramento,  $V_{BUS}$ . Ocorre a carga linear de ambos indutores, enquanto a carga, nesse caso os LEDs, é suprida pelo capacitor de saída  $C_O$ . Esta etapa é representada na Figura 3.9.

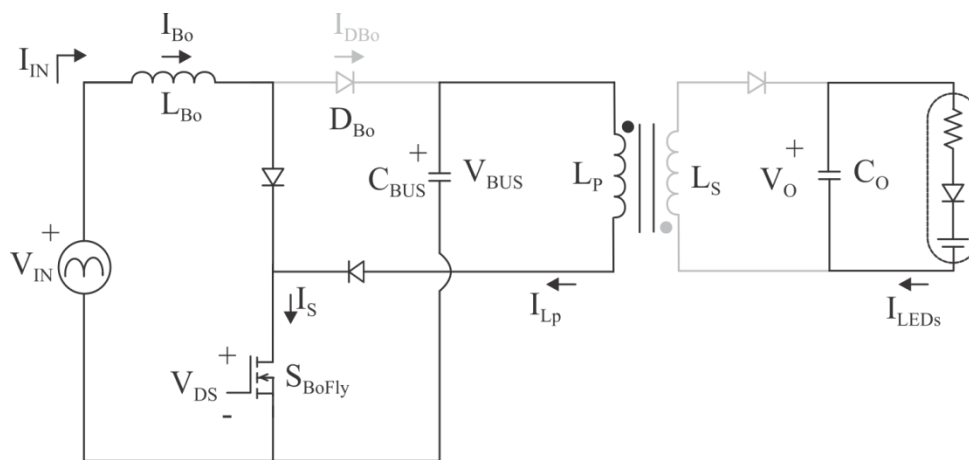


Figura 3.9 – Etapa 1 do conversor BoFly

Etapa 2: Começa quando o interruptor  $S_{BoFly}$  é bloqueado. Inicia então a carga do capacitor de barramento pelo estágio PFC, juntamente com o início da transferência da energia armazenada no acoplamento Flyback para o capacitor de saída e para os LEDs. Esta etapa termina no instante que a corrente no indutor  $L_{Bo}$  chega a zero, no tempo  $t_{Bo}$ . A etapa 2 é representada na Figura 3.10.

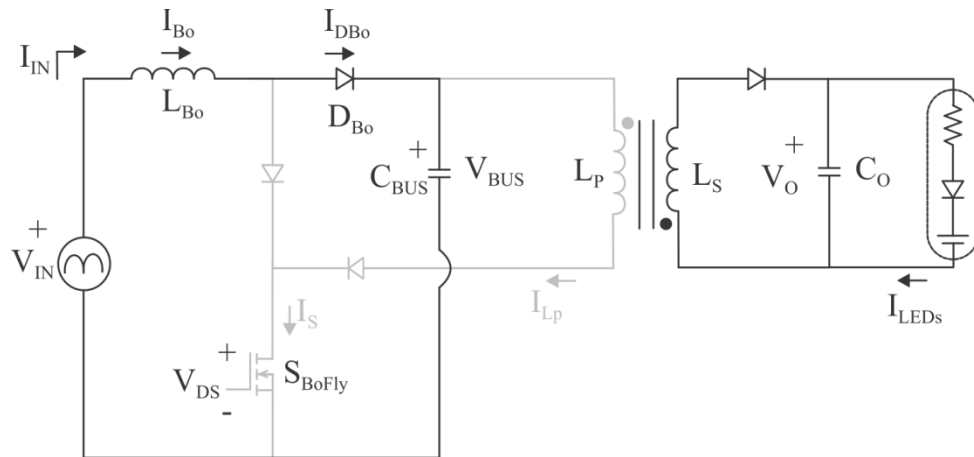


Figura 3.10 – Etapa 2 do conversor BoFly

Etapa 3: A corrente no indutor  $L_{Bo}$  chega a zero devido ao funcionamento em MCD do estágio PFC. A transferência de energia do acoplamento Flyback continua até que a corrente no enrolamento secundário ( $L_S$ ) chegue a zero, encerrando a etapa. Essa etapa é representada conforme mostrado na Figura 3.11.

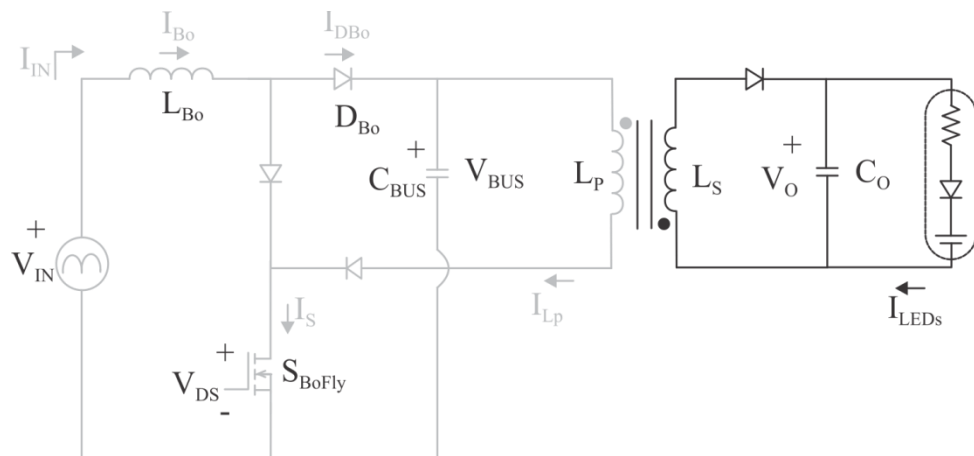


Figura 3.11 – Etapa 3 do conversor BoFly

Etapa 4: Nesta etapa a corrente do indutor Boost e da indutância magnetizante do Flyback são nulas, evidenciando a operação em MCD de ambos os estágios. Esta etapa, representada na Figura 3.12, persiste até que o interruptor seja novamente comutado, voltando para a etapa 1.

Na Figura 3.13 têm-se as formas de onda das principais variantes do circuito, sendo a escala de frequências ilustrativa.

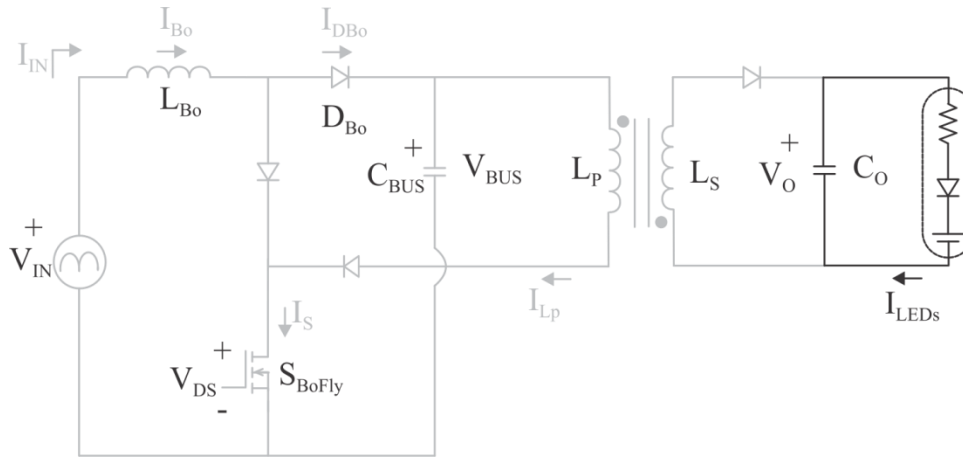


Figura 3.12 – Etapa 4 do conversor BoFly

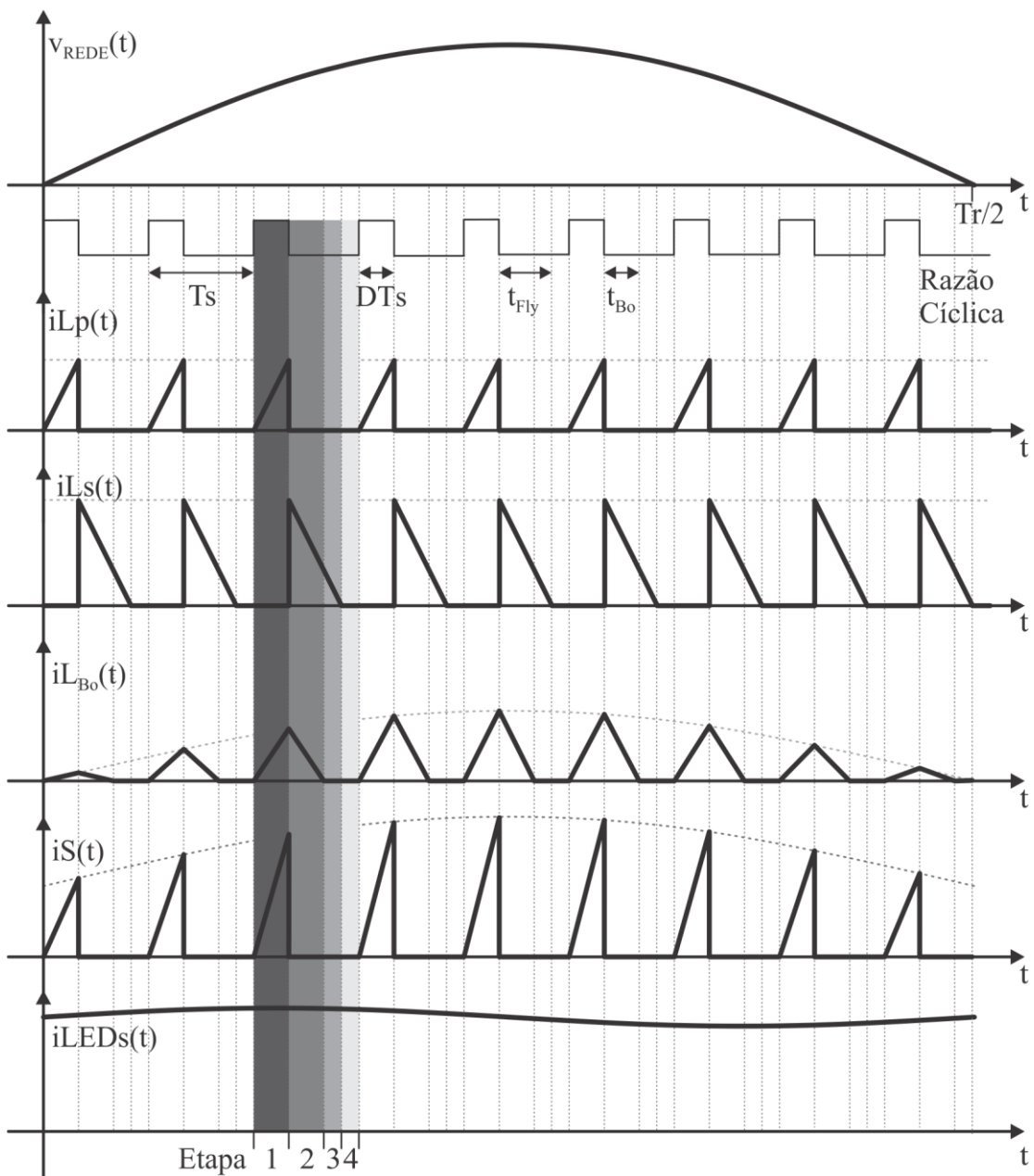


Figura 3.13 – Principais formas de onda do conversor BoFly, em escala de frequência ilustrativa.

As etapas de operação foram definidas considerando que o indutor do Boost irá descarregar antes do indutor do Flyback, porém isso não irá acontecer necessariamente durante todo o período da rede. O tempo de descarga do indutor do Boost é definido por (3.5) e o tempo de descarga do Flyback é definido por (3.6)

$$t_{Boost}(t) = \frac{Vin(t) \cdot D \cdot Ts}{(V_{BUS} - Vin(t))} \quad (3.5)$$

$$t_{Fly}(t) = \frac{V_{BUS} \cdot D \cdot Ts \cdot Np \cdot Ls}{Vo \cdot Lp \cdot Ns} \quad (3.6)$$

Pode-se notar que do tempo de descarga do indutor do conversor Boost, (3.5), depende do valor da tensão de entrada, a qual é variante no tempo. Assim o tempo de descarga deste indutor também é variante no tempo. Assim, para validar a sequência de etapas apresentada, são plotadas as duas equações, (3.5) e (3.6), de forma a verificar se o tempo de descarga do indutor Boost é sempre menor que o tempo do indutor Flyback, para todo ciclo da tensão de entrada. Tal gráfico é mostrado na Figura 3.14. Com o intuito de verificar o comportamento para diferentes valores da tensão de barramento, são apresentados três pares de curvas, para tensões de 430, 450 e 470 V.

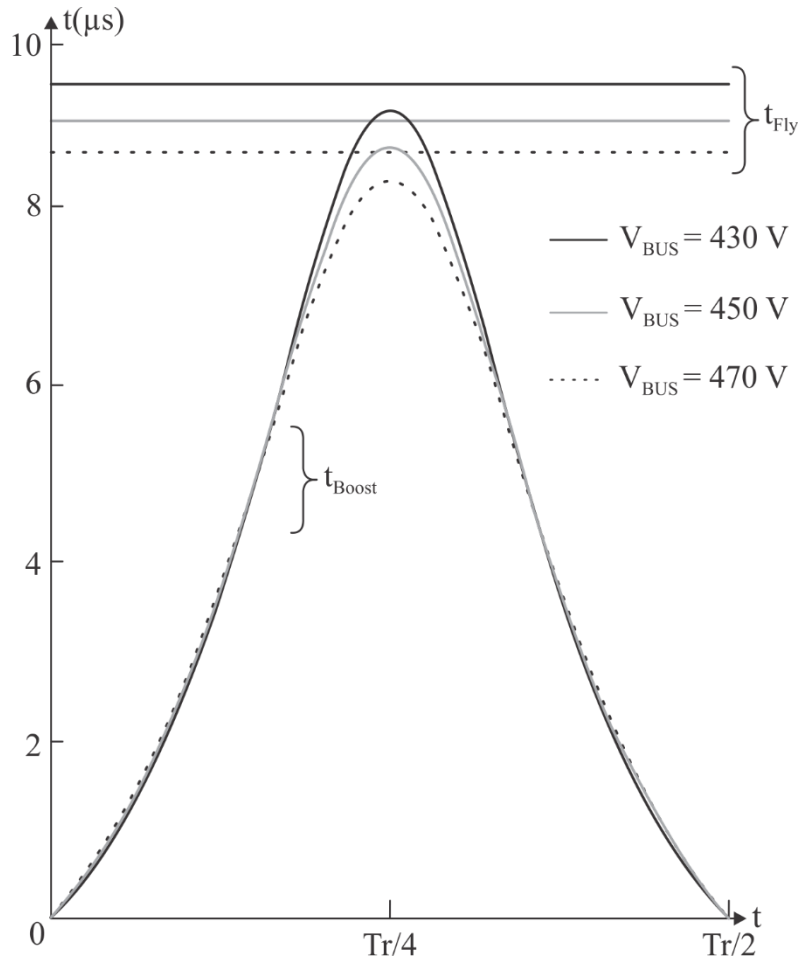


Figura 3.14 - Tempo de descarga do indutor do Boost e do Flyback

Pode-se perceber que o tempo para o indutor do Flyback descarregar é constante para cada valor de tensão de barramento, ao contrário do indutor do Boost, que depende da tensão de entrada. Assim, vê-se que o indutor do Boost sempre irá descarregar antes do indutor do Flyback, provando que as etapas de operação seguirão a ordem à qual estão apresentadas anteriormente.

Ao se partir para o projeto dos componentes da topologia, o primeiro ponto a ser determinado é o valor de razão cíclica que garanta o modo de condução descontínuo do estágio de correção de fator de potência. Para tanto, pode-se determinar o valor máximo da razão de trabalho ( $D_{MAX}$ ) por (3.7), decorrente do ganho estático do conversor Boost.

$$D_{MAX} = \frac{V_{BUS} - V_{in_{pk}}}{V_{BUS}} \quad (3.7)$$

Onde  $V_{in_{pk}}$  é o valor de pico da tensão da rede e  $V_{BUS}$  é o valor da tensão de barramento, a ser determinada.

O valor da tensão de barramento deve ser escolhido de tal forma a garantir a operação do conversor Boost dentro dos limites da norma IEC 61000-3-2, como mencionado no capítulo 2, e ainda que não gere valores de tensões muito elevadas sobre o interruptor.

Para determinação do indutor do estágio PFC,  $L_{Bo}$ , parte-se da definição da potência média de entrada do conversor,  $P_{in}$ , dada por (3.8).

$$P_{in} = \frac{2}{T_r} \cdot \int_0^{\frac{T_r}{2}} p(t) dt \quad (3.8)$$

Onde  $p(t)$  é a potência instantânea de entrada do conversor, dada por (3.9) e  $T_r$  é o período da rede.

$$p(t) = V_{in}(t) \cdot I_{in}(t) \quad (3.9)$$

Onde  $V_{in}(t)$  é a tensão da rede e  $I_{in}(t)$  a corrente de entrada do conversor. A corrente de entrada do conversor é a mesma do indutor do filtro de entrada utilizado. A corrente neste indutor é basicamente a componente em 60 Hz da corrente na entrada do estágio de correção do fator de potência. Assim, pode-se aproximar a corrente de entrada ( $I_{in}(t)$ ) pelo valor médio por período de comutação ( $T_s$ ) da corrente no indutor Boost do estágio PFC, ou seja, desconsiderando as componentes de alta frequência desta. Na Figura 3.15 é apresentada a corrente do indutor Boost do estágio PFC e a aproximação por valor médio por período de comutação da corrente de entrada.

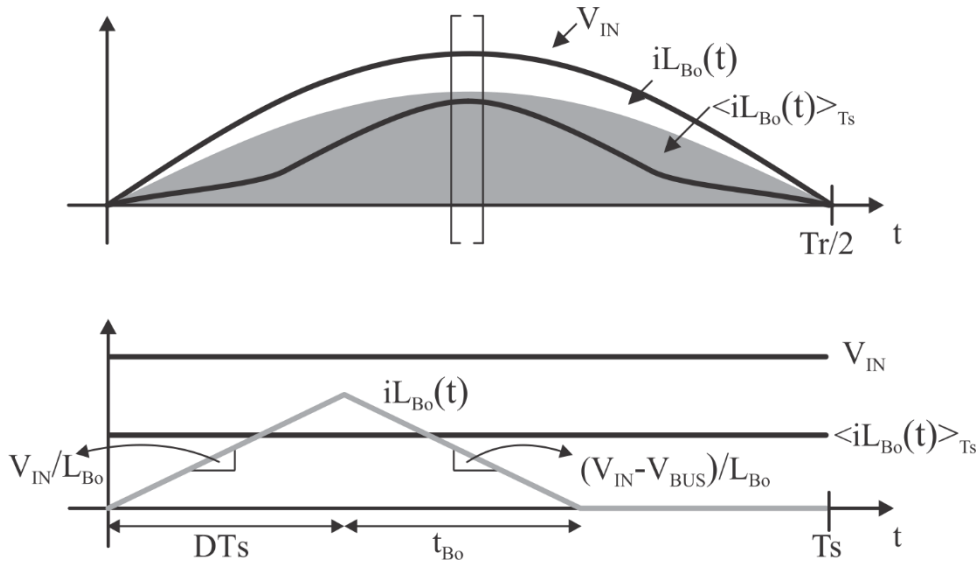


Figura 3.15 – Forma de onda da corrente do indutor Boost em baixa e alta frequência

Com base na Figura 3.15, o valor médio por período de comutação da corrente no indutor Boost,  $\langle i_{L_{Bo}}(t) \rangle_{T_s}$  pode ser calculado por (3.10).

$$\langle i_{L_{Bo}}(t) \rangle_{T_s} = \frac{V_{in}(t) \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot L_{Bo}} \cdot \left( 1 + \frac{V_{in}(t)}{(V_{BUS} - V_{in}(t))} \right) \quad (3.10)$$

Onde  $D$  é a razão cíclica de operação do conversor, que deve ser inferior ao valor já calculado,  $D_{MAX}$ . Assim, substituído  $i_{in}(t)$  pelo valor médio por período de comutação da corrente no indutor do estágio PFC ( $\langle i_{L_{Bo}}(t) \rangle_{T_s}$ ) em (3.9) e em (3.8), tem-se (3.11), donde pode-se isolar o valor da indutância  $L_{Bo}$ , mostrado em (3.12).

$$P_{in} = \frac{2}{T_r} \cdot \int_0^{\frac{T_r}{2}} V_{in}(t) \cdot \frac{V_{in}(t) \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot L_{Bo}} \cdot \left( 1 + \frac{V_{in}(t)}{(V_{BUS} - V_{in}(t))} \right) dt \quad (3.11)$$

$$L_{Bo} = \frac{D^2 \cdot T_s}{T_r \cdot P_{in}} \cdot \int_0^{\frac{T_r}{2}} V_{in}(t)^2 \cdot \left( 1 + \frac{V_{in}(t)}{(V_{BUS} - V_{in}(t))} \right) dt \quad (3.12)$$

Para determinação da indutância magnetizante do acoplamento magnético do estágio de controle de potência ( $L_P$ ) pode-se partir da potência média a ser processada pelo estágio, definida por (3.13).



$$P_{in_{Fly}} = \frac{P_o}{\eta_{Fly}} = \frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{T_S} p_{Fly}(t) dt \quad (3.13)$$

Onde  $P_{in_{Fly}}$  é a potência de entrada do estágio de controle de potência,  $P_o$  é a potência de saída do conversor,  $\eta_{Fly}$  é o rendimento estimado para o estágio PC e  $p_{Fly}(t)$  é a potência instantânea processada pelo acoplamento Flyback, dada por (3.14)

$$p_{Fly}(t) = V_{BUS} \cdot \langle iL_p(t) \rangle_{T_S} \quad (3.14)$$

Onde  $\langle iL_p(t) \rangle_{T_S}$  é o valor médio por período de comutação da corrente no enrolamento primário ( $L_P$ ) do acoplamento do conversor Flyback.

Com base na Figura 3.16, que apresenta a corrente no indutor primário do conversor Flyback, pode-se calcular o valor médio de  $iL_p$  por (3.15).

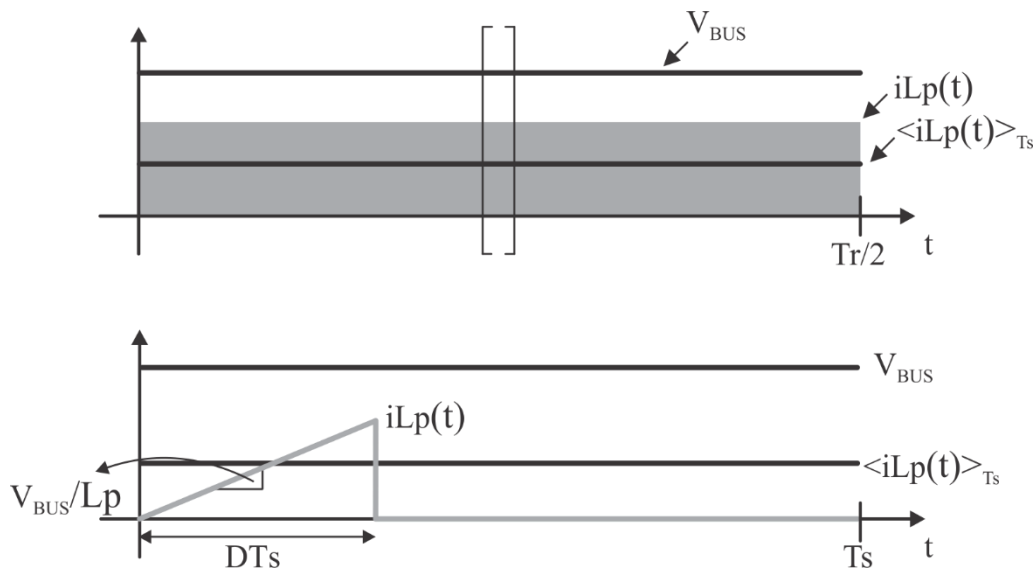


Figura 3.16 – Forma de onda da corrente no enrolamento primário do acoplamento Flyback

$$\langle iL_p(t) \rangle_{T_S} = \frac{V_{BUS} \cdot D^2 \cdot T_S}{2 \cdot L_P} \quad (3.15)$$

Substituindo (3.15) em (3.9), tem-se a equação para o valor da indutância do enrolamento primário do acoplamento Flyback, (3.16).

$$L_P = \frac{V_{BUS}^2 \cdot D^2 \cdot T_S}{2 \cdot P_o} \quad (3.16)$$

Para a determinação da indutância do enrolamento secundário do acoplamento Flyback ( $L_s$ ), pode-se partir do cálculo da potência de saída do conversor, ou seja, a energia processada pelo enrolamento, (3.17).

$$P_o = \frac{1}{2} \cdot L_s \cdot i_{L_{SPICO}}^2 \cdot f_s \quad (3.17)$$

Onde  $f_s$  é a frequência de comutação do conversor,  $i_{L_{SPICO}}$ , é o valor de pico da corrente do enrolamento secundário, e esta tem valor médio igual ao valor da corrente de saída do conversor,  $I_o$ . Os valores instantâneos da corrente no enrolamento secundário e o de saída do conversor podem ser observados na Figura 3.17, donde se obtém (3.18).

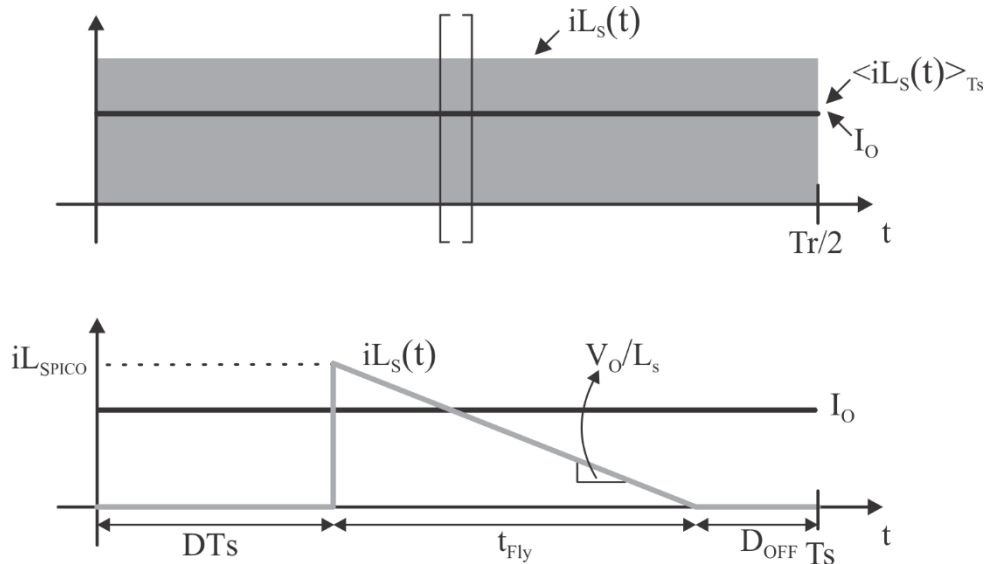


Figura 3.17 – Forma de onda da corrente no enrolamento secundário do acoplamento Flyback

$$\langle i_{L_s}(t) \rangle_{T_s} = \frac{t_{Fly} \cdot i_{L_{SPICO}}}{2 \cdot T_s} \quad (3.18)$$

Onde  $t_{Fly}$  é o tempo máximo de descarga da energia armazenada no acoplamento Flyback, isto é, o tempo em que a corrente no enrolamento secundário vai a zero. Esse tempo deve ser menor que o complemento do valor da razão cíclica, para garantir a operação em modo de condução descontínua do estágio PC. Assim, pode-se definir um valor máximo para tal tempo, como sendo uma parcela do complemento da razão cíclica, (3.19).

$$t_{Fly} = (1 - D - D_{OFF}) \quad (3.19)$$

Onde  $D_{OFF}$  é a parcela do complemento da razão cíclica,  $(1-D)$ . Assim, substituído em (3.18) e manipulando essa equação tem-se a indutância do enrolamento secundário ( $L_S$ ) apresentada em (3.20).

$$L_S = \frac{Po \cdot (1 - D - D_{OFF})^2}{2 \cdot I_o^2 \cdot f_s} \quad (3.20)$$

E pode-se determinar a relação de espiras entre enrolamento primário e secundário por (3.21)

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} \quad (3.21)$$

Para o cálculo do capacitor de barramento ( $C_{BUS}$ ) e capacitor de saída ( $C_o$ ) do conversor, foi considerada a equação (3.22), derivada da equação que relaciona tensão e corrente no capacitor.

$$C = \frac{1}{\Delta V_C} \cdot \int_{t_1}^{t_2} i_C(t) dt \quad (3.22)$$

Onde  $C$  é o valor da capacitância,  $t_1$  e  $t_2$  são os limites de integração dados pelo tempo de carga do capacitor,  $i_C(t)$  é a corrente de carga desse componente e  $\Delta V_C$  é o valor da ondulação de tensão aceitável na tensão do capacitor. Essas grandezas são definidas adiante.

Inicialmente é feita a consideração de que a ondulação da corrente de saída do conversor (corrente nos LEDs) possui duas componentes, uma em alta frequência (de comutação) e outra em baixa frequência (dobro da frequência da rede). A Figura 3.18 representa essa separação em duas componentes. Também é considerado que o capacitor de barramento é o responsável pela filtragem da ondulação no dobro da frequência da rede, e que o capacitor de saída é responsável pela filtragem da ondulação na frequência de comutação.

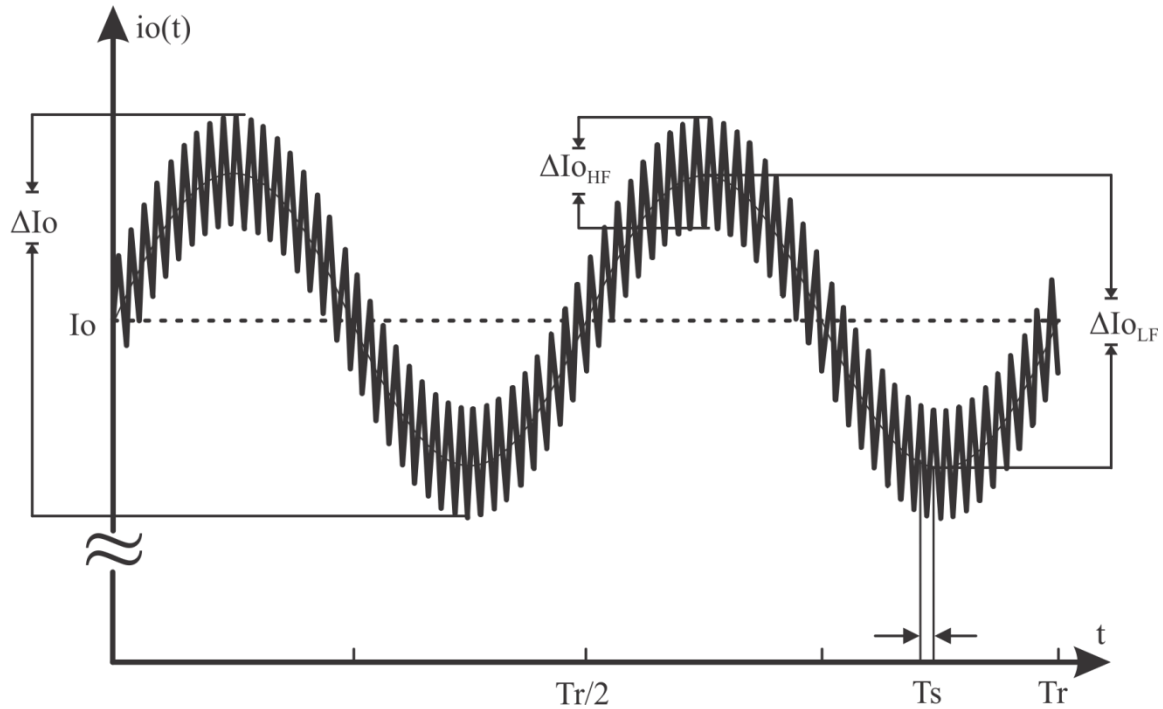


Figura 3.18 – Ondulação da corrente de saída

Onde  $\Delta I_o$  é ondulação total da corrente de saída, isto é, nos LEDs. E ainda  $\Delta I_{o_{HF}}$  e  $\Delta I_{o_{LF}}$  representam o valor da ondulação da corrente em alta frequência (frequência de comutação) e em baixa frequência (dobro da frequência da rede). O valor médio da corrente de saída é representado por  $I_o$ .

Com base na Figura 3.18 e no modelo elétrico do LED apresentado na Figura 1.9, pode-se chegar à relação apresentada em (3.23).

$$\Delta V_o = \Delta V_{o_{HF}} + \Delta V_{o_{LF}} \quad (3.23)$$

Assim, é possível calcular o valor da capacitância de  $C_o$ , como mostrado em (3.24).

$$C_o = \frac{1}{\Delta V_{o_{HF}}} \cdot \int_{t_{o1}}^{t_{o2}} i_{C_o}(t) dt \quad (3.24)$$

Onde  $i_{C_o}(t)$  é a corrente de carga do capacitor de saída e os tempos  $t_{o1}$  e  $t_{o2}$  representam o intervalo de carga de  $C_o$ . Na Figura 3.9 pode-se concluir que a corrente no capacitor de saída é a diferença entre a corrente do enrolamento secundário do acoplamento Flyback e o valor médio da corrente de saída. As formas de onda dessas correntes são apresentadas na Figura 3.19.

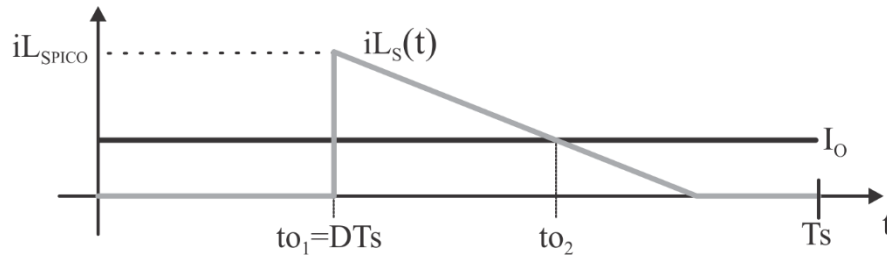


Figura 3.19 – Formas de onda da corrente em  $L_S$  e corrente de saída

Onde  $iL_{SPICO}$  é a corrente de pico em  $L_S$ , calculada por (3.25) e os tempos  $t_{01}$  por (3.26) e  $t_{02}$  por (3.27).

$$iL_{SPICO} = iL_{PPICO} \cdot \eta = \frac{2 \cdot I_O \cdot T_S}{t_{Fly}} \quad (3.25)$$

$$iL_{PPICO} = \frac{V_{BUS} \cdot D \cdot T_S}{L_P}$$

$$t_{01} = D \cdot T_S \quad (3.26)$$

$$t_{02} = \frac{V_{BUS} \cdot D \cdot T_S}{V_O \cdot \eta} - L_S \cdot \frac{I_O}{V_O} \quad (3.27)$$

Assim a corrente de carga do capacitor pode ser definida por (3.28). E, portanto o valor da capacitância de saída do conversor pode ser determinado por (3.24).

$$iC_o(t) = iL_S - I_O \quad (3.28)$$

Para a determinação do valor do capacitor de barramento é seguido o mesmo raciocínio do capacitor de saída do conversor, seguindo o que foi apresentado em (3.22), como mostrado em (3.29). Neste caso, a corrente no capacitor de barramento ( $iC_{BUS}(t)$ ) é a diferença entre a corrente drenada pelo estágio PC ( $iL_P$ ) e a corrente fornecida pelo estágio PFC (3.30), como pode ser observado na Figura 3.19.

$$C_{BUS} = \frac{1}{\Delta V_{BUS}} \cdot \int_{t_{B01}}^{t_{B02}} iC_{BUS}(t) dt \quad (3.29)$$

$$iC_{BUS}(t) = \langle iD_{Bo}(t) \rangle_{T_s} - iL_p \quad (3.30)$$

Onde  $\langle iD_{Bo}(t) \rangle_{T_s}$  é a corrente média do diodo do conversor Boost, com forma de onda apresentada na Figura 3.20, e calculada por (3.31). Os tempos  $t_{Bo1}$  e  $t_{Bo2}$  representam o intervalo de carga do capacitor de barramento, isto é, o intervalo de tempo em que a corrente fornecida ao capacitor ( $\langle iD_{Bo}(t) \rangle_{T_s}$ ) é maior que a corrente drenada dele ( $iL_p$ ).

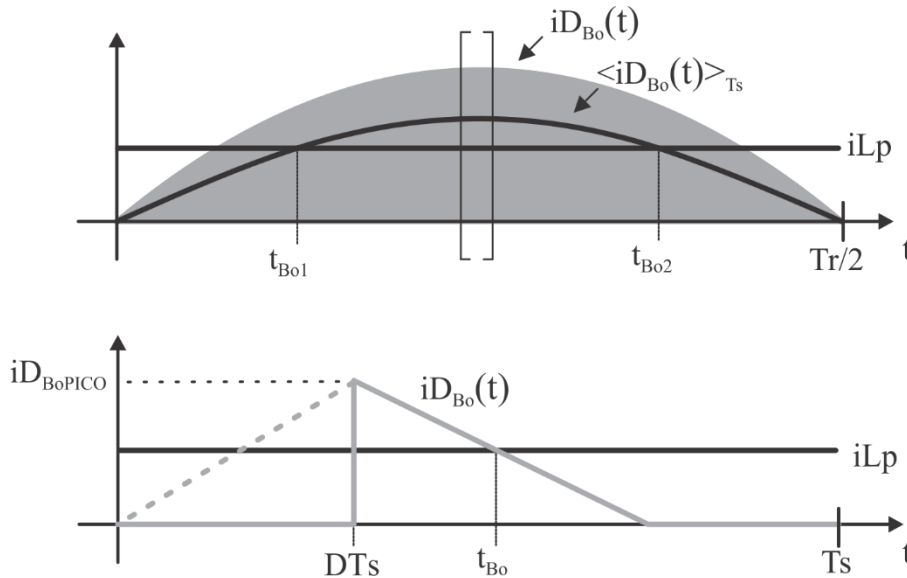


Figura 3.20 – Corrente fornecida pelo estágio PFC

$$\langle iD_{Bo}(t) \rangle_{T_s} = \frac{t_{Bo} \cdot iD_{BoPICO}}{2 \cdot T_s} \quad (3.31)$$

Onde  $t_{Bo}$  é o tempo de descarga do indutor Boost, e é calculado por (3.32), e o valor de pico da corrente dado por (3.33). A partir disso obtém-se (3.34).

$$t_{Bo} = \frac{Vin(t) \cdot D \cdot T_s}{(V_{BUS} - Vin(t))} \quad (3.32)$$

$$iD_{BoPICO} = \frac{Vin(t) \cdot D \cdot T_s}{L_{Bo}} \quad (3.33)$$

$$\langle iD_{Bo}(t) \rangle_{T_s} = \frac{Vin(t)^2}{(V_{BUS} - Vin(t))} \cdot \frac{D^2 \cdot T_s}{2 \cdot L_{Bo}} \quad (3.34)$$

Os tempos  $t_{Bo1}$  e  $t_{Bo2}$  são os instantes em que a corrente  $\langle iD_{Bo}(t) \rangle_{T_s}$  é igual a  $iL_p$ . Assim, esses tempos são calculados pela resolução da equação de segundo grau apresentada em (3.35). Tal equação é resolvida para o valor da tensão da rede, e com base na solução os tempos são encontrados, como mostrado em (3.36).

$$Vin(t)^2 + \frac{L_{Bo}}{L_p} \cdot V_{BUS} \cdot Vin(t) - \frac{L_{Bo}}{L_p} \cdot V_{BUS}^2 = 0$$

$$Vin(t_{Bo1}) = \frac{-\frac{L_{Bo}}{L_p} \cdot V_{BUS} + \sqrt{\frac{L_{Bo}}{L_p} \cdot V_{BUS}^2 + 4 \cdot \frac{L_{Bo}}{L_p} \cdot V_{BUS}^2}}{2} \quad (3.35)$$

$$t_{Bo1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot fr} \cdot \sin^{-1} \left( \frac{Vin(t_{Bo1})}{Vin_{pk}} \right) \quad (3.36)$$

$$t_{Bo2} = \frac{Tr}{2} - t_{Bo1}$$

Assim, para a determinação do capacitor de barramento ainda falta definir a ondulação da tensão de barramento. Tal ondulação é determinada em função da ondulação em baixa frequência da corrente de saída do conversor, a qual é dado de projeto.

Para tanto, é considerado que a ondulação de tensão no barramento é uma perturbação aplicada ao conversor Flyback do estágio PC, e como resposta gera a ondulação em baixa frequência na tensão aplicada aos LEDs e, por consequência, na corrente dos mesmos. Assim, através da função de transferência do estágio PC, a ser apresentada no capítulo 4, é possível se determinar a máxima ondulação da tensão no barramento ( $\Delta V_{BUS}$ ) em função da ondulação da tensão aplicada sobre os LEDs ( $\Delta V_{OLF}$ ), como mostrado em (3.37).

$$\Delta V_{BUS} = \frac{\Delta V_{OLF}}{G_{vovb}} \quad (3.37)$$

Onde  $G_{vovb}$  é a função de transferência do estágio PC e  $\Delta V_{OLF}$  é a ondulação em baixa frequência da tensão de saída (determinada em (3.23)).

Considerando que a ondulação em baixa frequência na corrente dos LEDs é senoidal com frequência no dobro da frequência da rede, pode-se representar tal perturbação por (3.38), ou ainda, no domínio  $s$ , por (3.39).

$$\Delta V_{OLF}(t) = \frac{\Delta V_{OLF}}{2} \cdot \sin(4 \cdot \pi \cdot fr \cdot t) \quad (3.38)$$

$$\Delta V_{OLF}(s) = \frac{\Delta V_{OLF} \cdot 2 \cdot \pi \cdot fr}{s^2 + (4 \cdot \pi \cdot fr)^2} \quad (3.39)$$

Sendo a função de transferência do estágio PC dada por (3.40), pode-se substituir esta e (3.39) em (3.37) e isolar a ondulação da tensão de barramento, resultando em (3.41), que no domínio do tempo é representada por (3.42).

$$G_{vovb}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_b(s)} = \frac{\Delta V_{OLF}(s)}{\Delta V_{BUS}(s)} \quad (3.40)$$

$$\begin{aligned} \Delta V_{BUS}(s) = & \Delta V_{OLF} \cdot \pi \cdot fr \cdot C_O \cdot \frac{V_O}{V_{BUS}} \cdot \frac{2 \cdot L_P \cdot fs}{D^2} \cdot \frac{s}{s^2 + (4 \cdot \pi \cdot fr)^2} \\ & + \Delta V_{OLF} \cdot \frac{\left( \left( \frac{V_O}{V_{BUS}} \right)^2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot fr + R_{LEDs} \right) \cdot V_{BUS}}{V_O} \cdot \frac{\pi \cdot fr}{s^2 + (4 \cdot \pi \cdot fr)^2} \end{aligned} \quad (3.41)$$

$$\begin{aligned} \Delta V_{BUS}(t) = & \Delta V_{OLF} \cdot \pi \cdot fr \cdot C_O \cdot \frac{V_O}{V_{BUS}} \cdot \frac{2 \cdot L_P \cdot fs}{D^2} \cdot \cos(4 \cdot \pi \cdot fr \cdot t) \\ & + \frac{\Delta V_{OLF}}{4} \cdot \frac{\left( \left( \frac{V_O}{V_{BUS}} \right)^2 \cdot \frac{2 \cdot L_P \cdot fs}{D^2} + R_{LEDs} \right) \cdot V_{BUS}}{V_O \cdot R_{LEDs}} \cdot \sin(4 \cdot \pi \cdot fr \cdot t) \end{aligned} \quad (3.42)$$

Como se percebe, a ondulação da tensão de barramento é variante no tempo, porém para o cálculo do capacitor de barramento, precisa-se do valor máximo da ondulação. Para tanto, pode ser aplicado o teste da derivada primeira, (3.43), e assim pode-se encontrar o instante em que ocorre a máxima amplitude da tensão de barramento, (3.44). Assim, o valor do capacitor de barramento pode ser definido como segue em (3.45).



$$\frac{d}{dt}\Delta V_{BUS}(t) = 0 \quad (3.43)$$

$$t_{MAX} = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot fr} \cdot \tan^{-1} \left( \frac{\frac{V_O^2}{V_{BUS}} \cdot \frac{2 \cdot L_P \cdot fS}{D^2} + R_{LEDs}}{2 \cdot \frac{V_O^2}{V_{BUS}} \cdot R_{LEDs} \cdot \frac{2 \cdot L_P \cdot fS}{D^2} \cdot 2 \cdot \pi \cdot fr \cdot C_O} \right) \quad (3.44)$$

$$C_{BUS} = \frac{1}{2 \cdot \Delta V_{BUS}(t_{MAX})} \cdot \int_{t_{Bo1}}^{t_{Bo2}} i_{CBUS}(t) dt \quad (3.45)$$

### 3.5.2 Projeto do conversor Buck-Flyback integrado (BuFly)

O conversor BuFly possui quatro etapas de operação, assim como o conversor BoFly. A seguir tais etapas são ilustradas, e as principais formas de onda são mostradas logo após, na Figura 3.25. Assim como feito anteriormente, pode-se considerar a tensão de barramento com valor constante dentro de um período de comutação, uma vez que a frequência de comutação é muito maior que a frequência da rede.

Etapa 1: Duração da razão cíclica. Durante esta etapa o interruptor  $S_{BuFly}$  está em condução. O valor da corrente do indutor  $L_{Bu}$  aumenta linearmente com taxa de crescimento definida pela diferença no valor da tensão de entrada e de barramento. A tensão de barramento é aplicada no enrolamento primário do indutor Flyback, acumulando energia no acoplamento, enquanto a corrente de saída é suprida pelo capacitor de saída. Tal etapa pode ser observada na Figura 3.21.

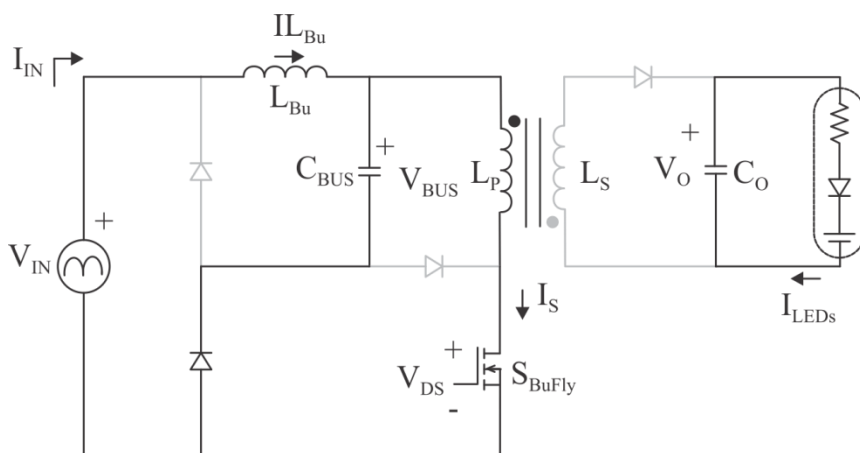


Figura 3.21 – Etapa 1 do conversor BuFly

Etapa 2: Quando o interruptor é aberto, o indutor  $L_{Bu}$  desmagnetiza para o capacitor de barramento, enquanto a energia armazenada na primeira etapa no acoplamento Flyback é transferida pelo enrolamento secundário para o capacitor de saída e para os LEDs. Esta etapa termina quando a corrente no indutor do estágio PFC chega a zero. A Figura 3.22 ilustra esta etapa.

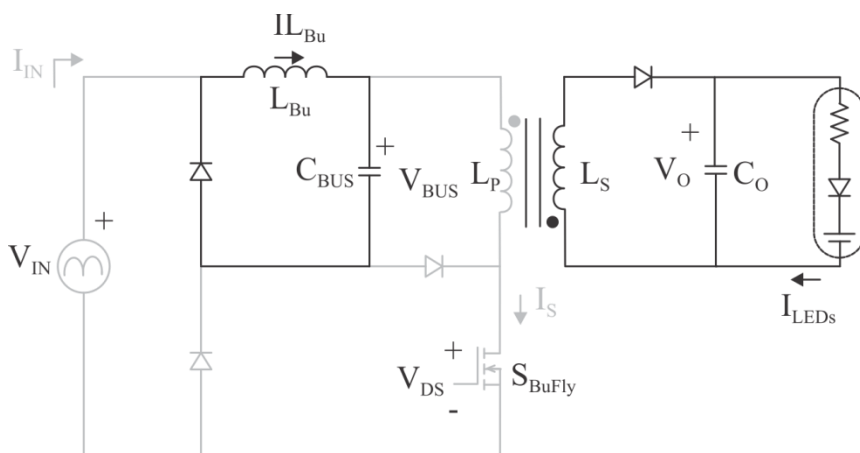


Figura 3.22 – Etapa 2 do conversor BuFly

Etapa 3: Durante a esta etapa continua a desmagnetização do acoplamento magnético para o estágio de saída do conversor. A corrente no indutor Buck permanece em zero, identificando a operação em modo de condução descontinua do estágio PFC. A etapa 3 é apresentada na Figura 3.23. Esta etapa encerra quando a corrente em  $L_S$  zera.

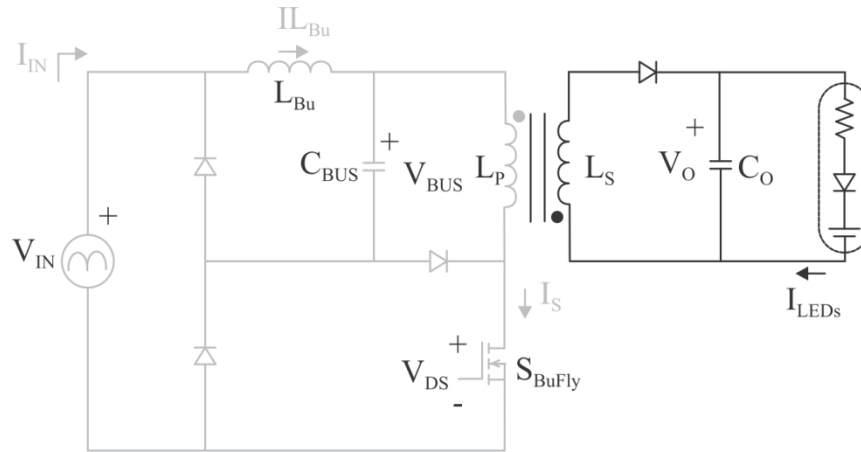


Figura 3.23 – Etapa 3 do conversor BuFly

Etapa 4: Nesta etapa a corrente nos dois indutores do sistema são nulas, caracterizando a operação em modo de condução descontinua das duas etapas de potência do sistema. A corrente de saída é então suprida pelo capacitor de saída, e esta etapa termina no final do período de comutação, quando o interruptor é comutado novamente, retornando para a primeira etapa. Esta etapa é demonstrada na Figura 3.24.

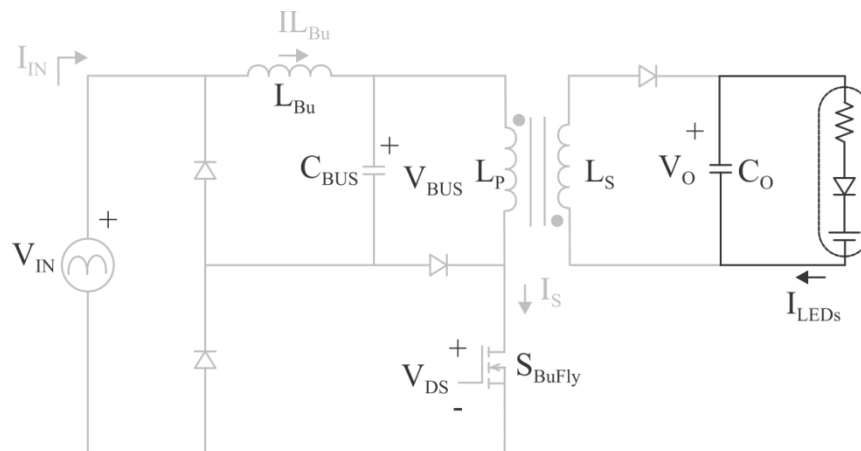


Figura 3.24 – Etapa 4 do conversor BuFly

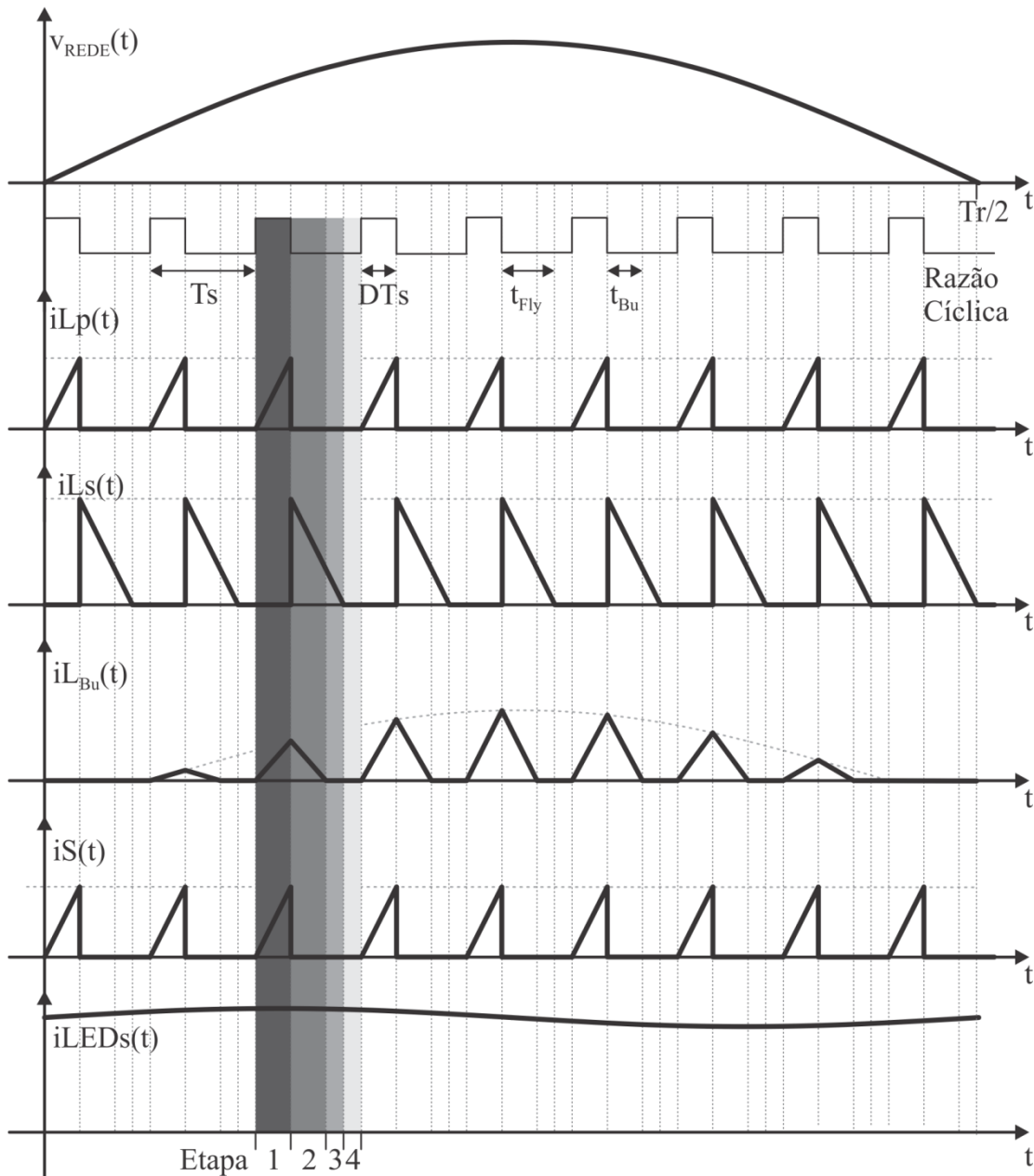


Figura 3.25 – Principais formas de onda do conversor BuFly em escala de frequência ilustrativa

Semelhante ao caso do conversor BoFly, as etapas de operação foram definidas assumindo que a corrente do estágio PFC chega a zero antes da corrente do estágio PC. Porém os tempos de descarga de cada um dos indutores da topologia são definidos em (3.46) e (3.47), para o indutor Buck e Flyback, respectivamente.

$$t_{Buck}(t) = \frac{(V_{in}(t) - V_{BUS}) \cdot D \cdot T_s}{V_{BUS}} \quad (3.46)$$

$$t_{Fly}(t) = \frac{V_{BUS} \cdot D \cdot T_s \cdot N_p \cdot L_S}{V_o \cdot L_p \cdot N_s} \quad (3.47)$$

Plotando a evolução destes tempos definidos em (3.46) e (3.47) pode-se saber se haverá alteração nas etapas apresentadas anteriormente, isto é mostrado na Figura 3.26. Foi realizada a análise para diferentes valores de tensão de barramento, para se avaliar as variações para diferentes condições.

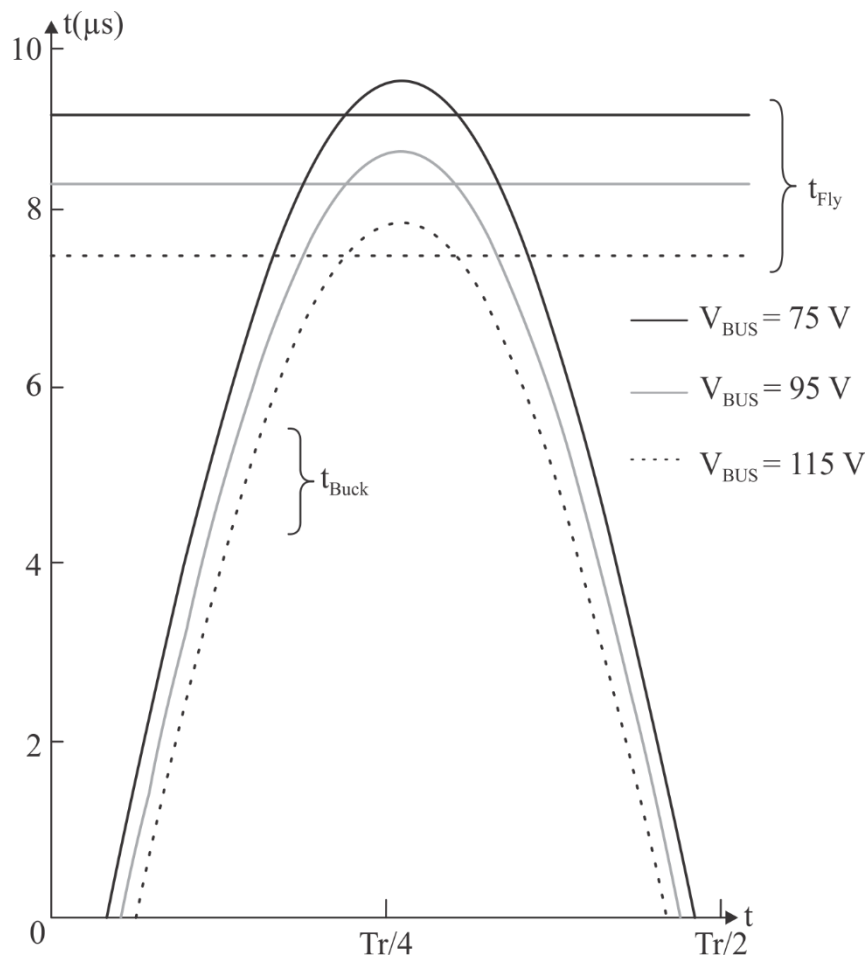


Figura 3.26 - Tempo de descarga do indutor do Buck e do Flyback

Pode-se observar que o tempo de descarga do indutor Buck é quase sempre menor que a corrente de descarga do Flyback, a não ser durante um intervalo de tempo próximo ao valor de pico da tensão da rede. Durante este intervalo em que o tempo de descarga do indutor do Buck é maior que o tempo do indutor do Flyback ocorre alteração nas etapas de operação da topologia. Assim, para valores da tensão de entrada próximos ao pico, o final da etapa 2 é quando a corrente no indutor primário chega a zero, e durante a etapa 3 o indutor do estágio

PFC ainda esta descarregando, sendo que a etapa acaba quando este indutor termina a descarga.

Assim, pode-se partir para o projeto de tal topologia, onde primeiramente definimos o valor da tensão de barramento, a fim de se obter a máxima razão cíclica.

O valor máximo da razão cíclica desta topologia é definido por (3.48).

$$D_{MAX} = \frac{V_{BUS}}{V_{in_{pk}}} \quad (3.48)$$

Com a determinação do valor da tensão de barramento encontra-se o valor da razão cíclica. Sendo que o valor máximo da tensão de barramento para esta topologia é 130 V, como já foi salientado. Assim é possível determinar os ângulos de condução da corrente de entrada por (3.49), que são mostrados na Figura 3.27.

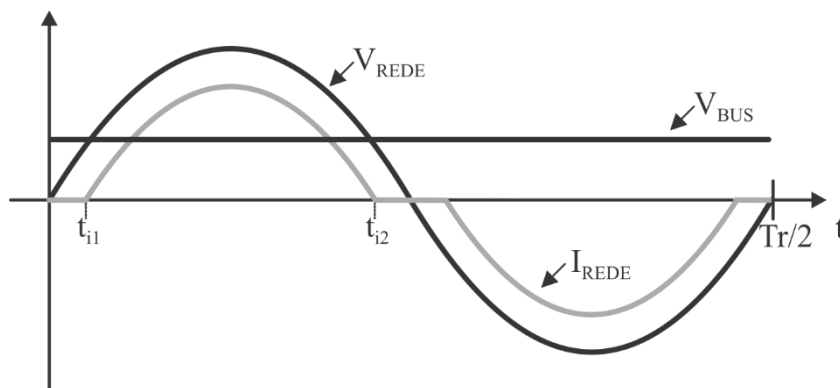


Figura 3.27 – Ângulos de condução do conversor BuFly

$$t_{i1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot fr} \cdot \sin^{-1} \left( \frac{V_{BUS}}{V_{in_{pk}}} \right) \quad (3.49)$$

$$t_{i2} = \frac{Tr}{2} - t_{i1}$$

Seguindo o mesmo raciocínio aplicado para o cálculo do indutor Boost da topologia BoFly, para a determinação do valor do indutor do Buck utiliza-se (3.8) e (3.9). Sendo agora os limites de integração iguais aos ângulos de condução e a corrente de entrada igual ao valor médio por período de comutação da corrente de entrada do conversor Buck, isto é, valor

médio por período de comutação da corrente no indutor  $L_{Bu}$  durante a primeira etapa ( $0 < t < DT_s$ ). A Figura 3.28 ilustra este cálculo, mostrado em (3.50).

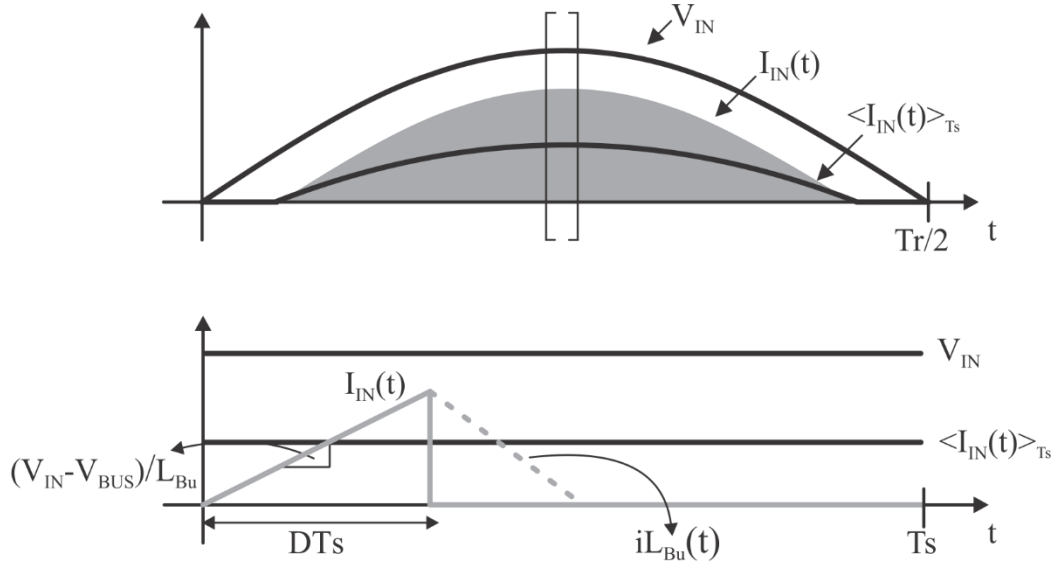


Figura 3.28 – Forma de onda da corrente de entrada do estágio PFC

$$P_{in} = \frac{2}{Tr} \cdot \int_0^{\frac{Tr}{2}} V_{in}(t) \cdot \frac{(V_{in}(t) - V_{BUS}) \cdot D^2 \cdot Ts}{2 \cdot L_{Bu}} dt \quad (3.50)$$

Assim o indutor  $L_{Bu}$  pode ser calculado por (3.51).

$$L_{Bu} = \frac{D^2 \cdot Ts}{Tr \cdot P_{in}} \cdot \int_{t_{i1}}^{t_{i2}} V_{in}(t) (V_{in}(t) - V_{BUS}) \cdot dt \quad (3.51)$$

A determinação dos valores dos componentes do estágio PC não sofre alteração com a troca do conversor aplicado ao estágio PFC, pois as variáveis envolvidas nos cálculos continuam as mesmas para as três topologias. Sendo assim, os valores de  $L_p$ ,  $L_s$ , da relação de espiras e do capacitor de saída são definidos por (3.16), (3.20), (3.21) e (3.24), respectivamente.

Porém, no cálculo do capacitor de barramento ocorre uma alteração, pois a corrente deste capacitor, que é a diferença entre a corrente fornecida pelo estágio PFC e a drenada pelo estágio PC, agora é definida por (3.52).

$$i_{C_{BUS}}(t) = \langle i_{L_{Bu}}(t) \rangle_{Ts} - i_{Lp} \quad (3.52)$$

Onde  $i_{Lp}$  é a corrente drenada pelo estágio PC, definida por (3.15) e  $\langle i_{L_{Bu}}(t) \rangle_{T_s}$  é o valor médio por período de comutação da corrente no indutor  $L_{Bu}$ , que é a corrente fornecida pelo estágio PFC, calculada por (3.53) e ilustrada na Figura 3.29.

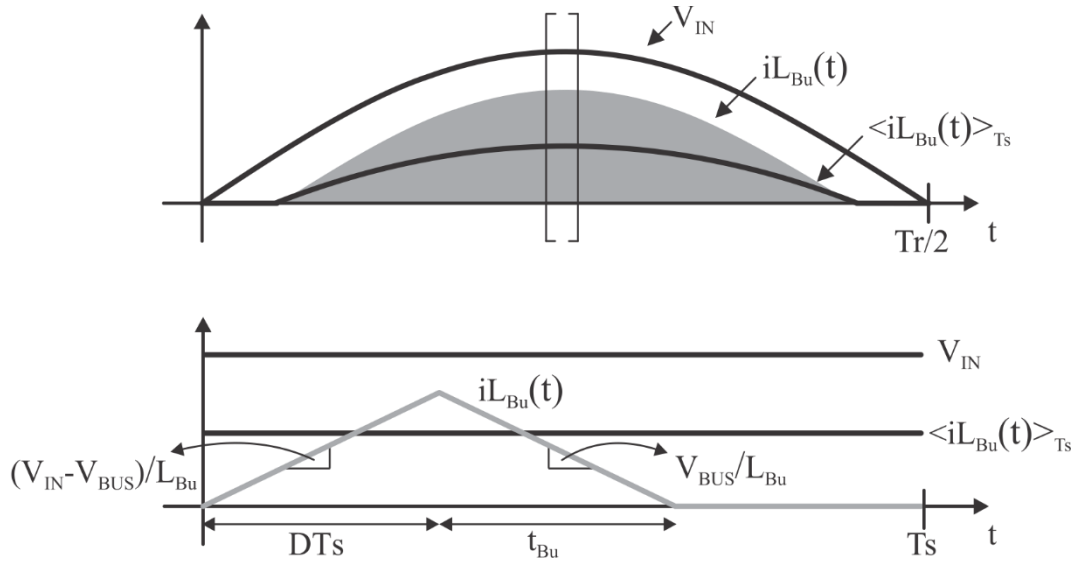


Figura 3.29 – Forma de onda no indutor  $L_{Bu}$

$$\langle i_{L_{Bu}}(t) \rangle_{T_s} = \frac{V_{in}(t) \cdot (V_{in}(t) - V_{BUS}) \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot L_{Bu} \cdot V_{BUS}} \quad (3.53)$$

Na Figura 3.30 são mostradas as formas de onda das correntes  $i_{Lp}$  e  $\langle i_{L_{Bu}}(t) \rangle_{T_s}$ , ainda são evidenciados os limites de integração ( $t_{Bu1}$  e  $t_{Bu2}$ ), que representam o intervalo de carga do capacitor.

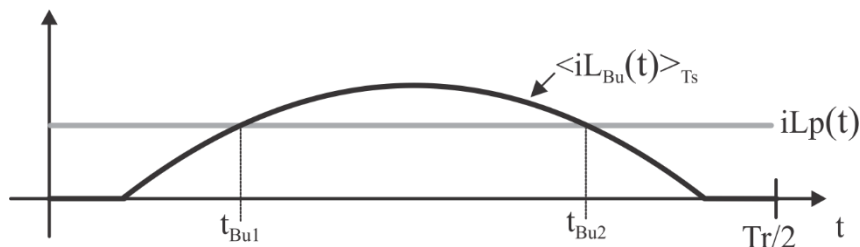


Figura 3.30 – Formas de onda pertinentes ao cálculo do capacitor de barramento

Os limites de integração,  $t_{Bu1}$  e  $t_{Bu2}$ , são os tempos em que a corrente  $i_{Lp}$  é igual a  $\langle i_{L_{Bu}}(t) \rangle_{T_s}$ , isto é, quando a corrente no capacitor é zero. Assim, fazendo  $i_{C_{BUS}}(t)$  igual a



zero, e simplificando os termos é obtida a equação de segundo grau (3.54). Acharo as raízes de (3.54) e isolando o tempo para uma delas têm-se os tempos de integração em (3.55).

$$Vin(t)^2 - V_{BUS} \cdot Vin(t) - \frac{L_{Bu}}{L_P} \cdot V_{BUS}^2 = 0$$

$$Vin(t_{Bu1}) = \frac{V_{BUS} + \sqrt{(-V_{BUS})^2 + 4 \cdot \frac{L_{Bu}}{L_P} \cdot V_{BUS}^2}}{2} \quad (3.54)$$

$$t_{Bu1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot fr} \cdot \sin^{-1} \left( \frac{Vin(t_{Bu1})}{Vin_{pk}} \right)$$

$$t_{Bu2} = \frac{Tr}{2} - t_{Bu1} \quad (3.55)$$

O valor da ondulação da tensão de barramento depende apenas da definição da máxima ondulação em baixa frequência da corrente nos LEDs e da função de transferência do estágio PC, estes valores são mantidos constantes para todas as topologias. Assim, pode-se definir o valor do capacitor de barramento para a topologia BuFly por (3.56).

$$C_{BUS} = \frac{1}{2 \cdot \Delta V_{BUS}(t_{MAX})} \cdot \int_{t_{Bu1}}^{t_{Bu2}} iC_{BUS}(t) dt \quad (3.56)$$

### 3.5.3 Projeto do conversor Buck-Boost-Flyback integrado (BuBoFly)

Assim como os demais conversores propostos, o BuBoFly também possui quatro etapas de operação, sendo ambos os estágios de potência operando em modo de condução descontínua. A seguir cada etapa de operação é destacada, ilustrada com circuito e na Figura 3.35 são apresentadas as principais formas de onda em escala de frequência representativa.

ETAPA 1: Durante esta etapa o interruptor  $S_{\text{BuBoFly}}$  está em condução, aplicando sobre o indutor  $L_{\text{BuBo}}$  a tensão de entrada e sobre o indutor primário do Flyback a tensão de barramento. O interruptor conduz ambas correntes de carga destes indutores, evidenciando a integração por sobre corrente. Durante esta etapa a corrente de saída é suprida pelo capacitor de saída. Esta etapa termina com o final da razão cíclica. A Figura 3.31 apresenta a ilustração desta etapa.

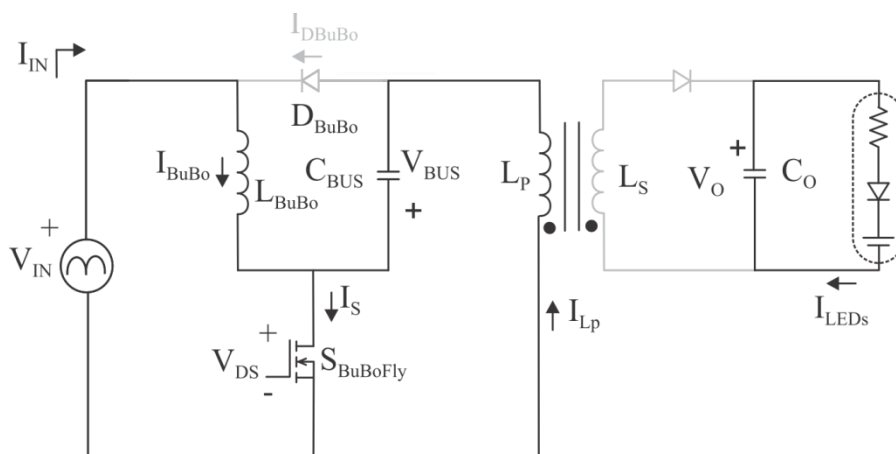


Figura 3.31 – Etapa 1 do conversor BoBuFly

Etapa 2: Começa com o bloqueio do interruptor  $S_{\text{BuBoFly}}$ , e então começa a desmagnetização dos indutores  $L_{\text{BuBo}}$  e  $L_{\text{Fly}}$ , ocorrendo a transferência do estágio PFC para o capacitor de barramento e do acoplamento magnético do Flyback para os LEDs e para o capacitor de saída. Esta etapa termina quando o indutor do estágio PFC termina a desmagnetização, zerando assim a corrente  $I_{\text{BuBo}}$ . Esta etapa é ilustrada na Figura 3.32.

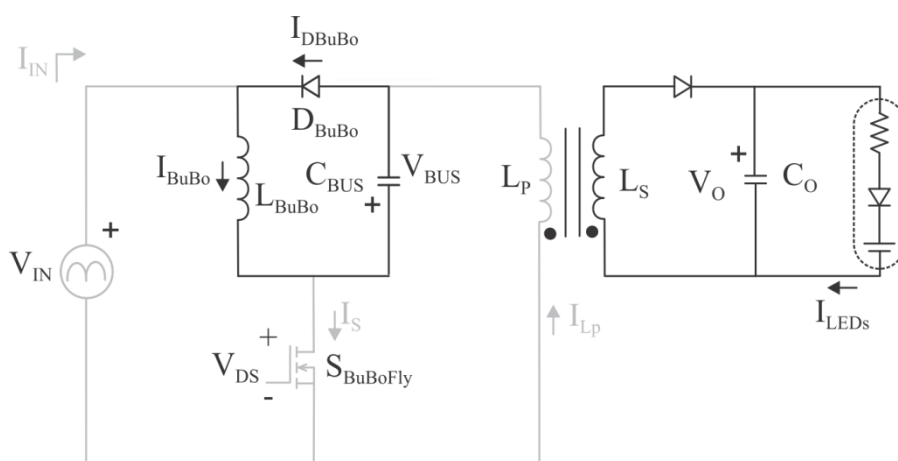


Figura 3.32 – Etapa 2 do conversor BuBoFly

Etapa 3: Esta etapa é consiste no termino da desmagnetização da indutância do indutor do conversor Flyback, e termina quando a corrente do enrolamento secundário do

acoplamento chega a zero. Durante esta etapa a corrente no indutor  $L_{\text{BuBo}}$  permanece nula, evidenciando a operação em modo de condução descontinua do estágio de correção do fator de potência. Esta etapa é mostrada na Figura 3.33.

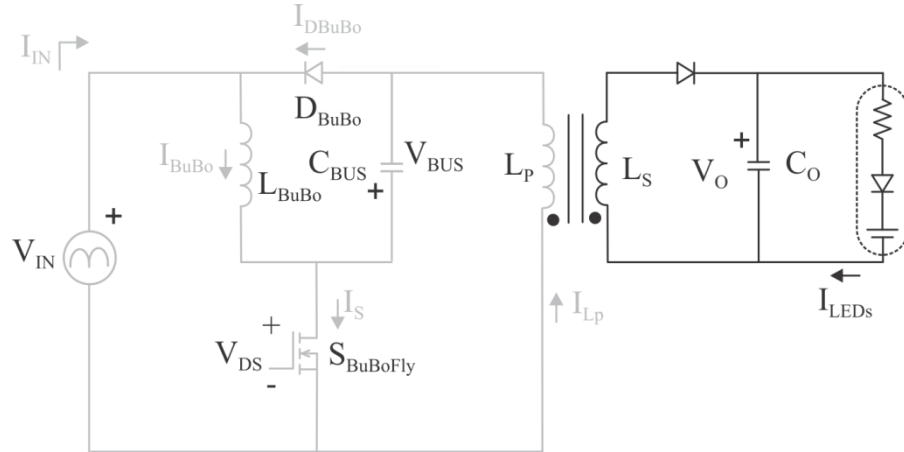


Figura 3.33 – Etapa 3 do conversor BuBoFly

Etapa 4: Durante esta etapa não existe corrente em ambos os indutores, sendo a carga suprida pelo capacitor de saída. Caracteriza-se assim a operação em modo de condução descontinua para os dois estágios de potência do sistema. A Figura 3.34 ilustra a etapa 4.

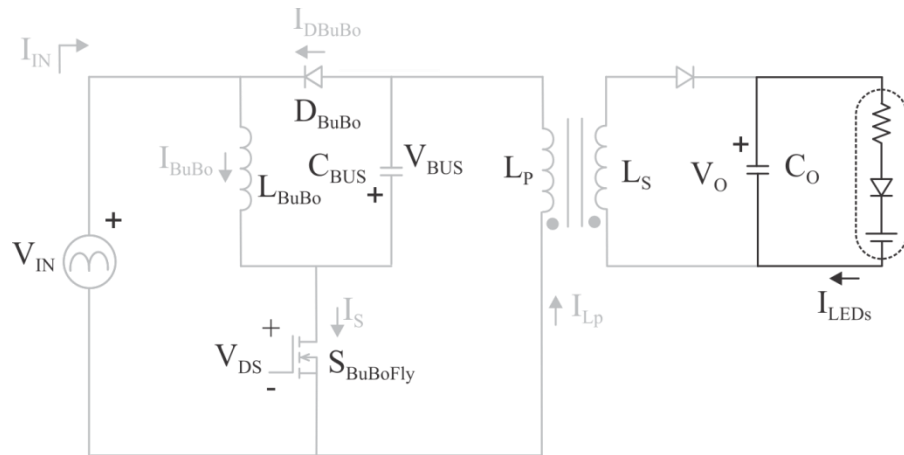


Figura 3.34 – Etapa 4 do conversor BuBoFly

Na Figura 3.35 são apresentadas as principais formas de onda desse sistema, sendo em escala de frequências ilustrativa.

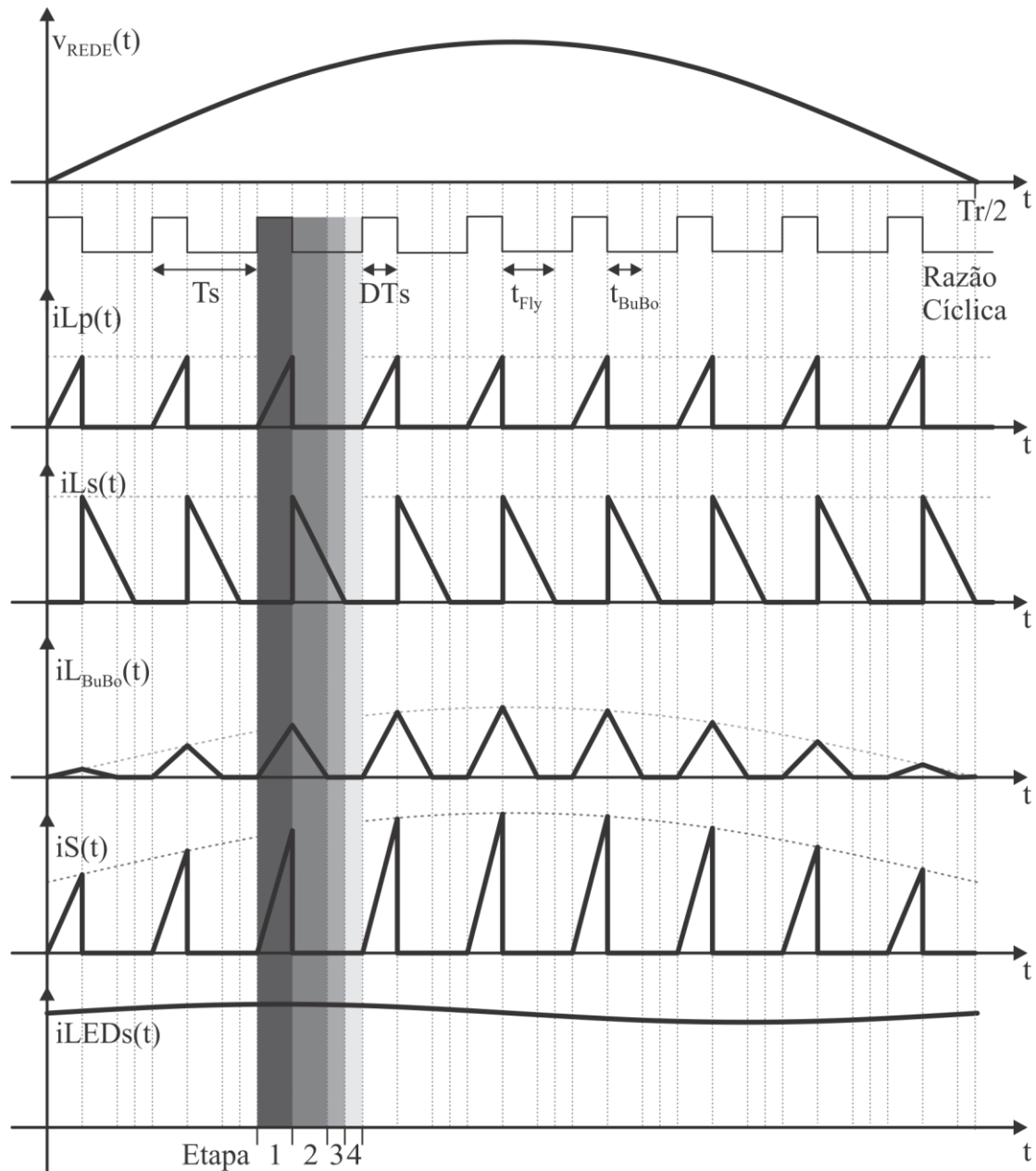


Figura 3.35 - Principais formas de onda do conversor BuBoFly em escala de frequência ilustrativa

Para a análise das etapas de operação foi considerado que o indutor do Buck-Boost irá sempre descarregar antes do indutor do Flyback, porém isso é definido de acordo com (3.57) e (3.58) e pode não seguir necessariamente a ordem mostrada acima.

$$t_{BB}(t) = \frac{V_{in}(t) \cdot D \cdot T_s}{(V_{BUS} - V_{in}(t))} \quad (3.57)$$

$$t_{Fly}(t) = \frac{V_{BUS} \cdot D \cdot T_s \cdot N_p \cdot L_s}{V_o \cdot L_p \cdot N_s} \quad (3.58)$$

A partir das equações que definem o tempo de descarga de cada indutor pode-se fazer a análise gráfica desses tempos, conforme mostrado na Figura 3.36. Para um melhor entendimento do comportamento das curvas, estas foram plotas para três diferentes valores de tensão de barramento.

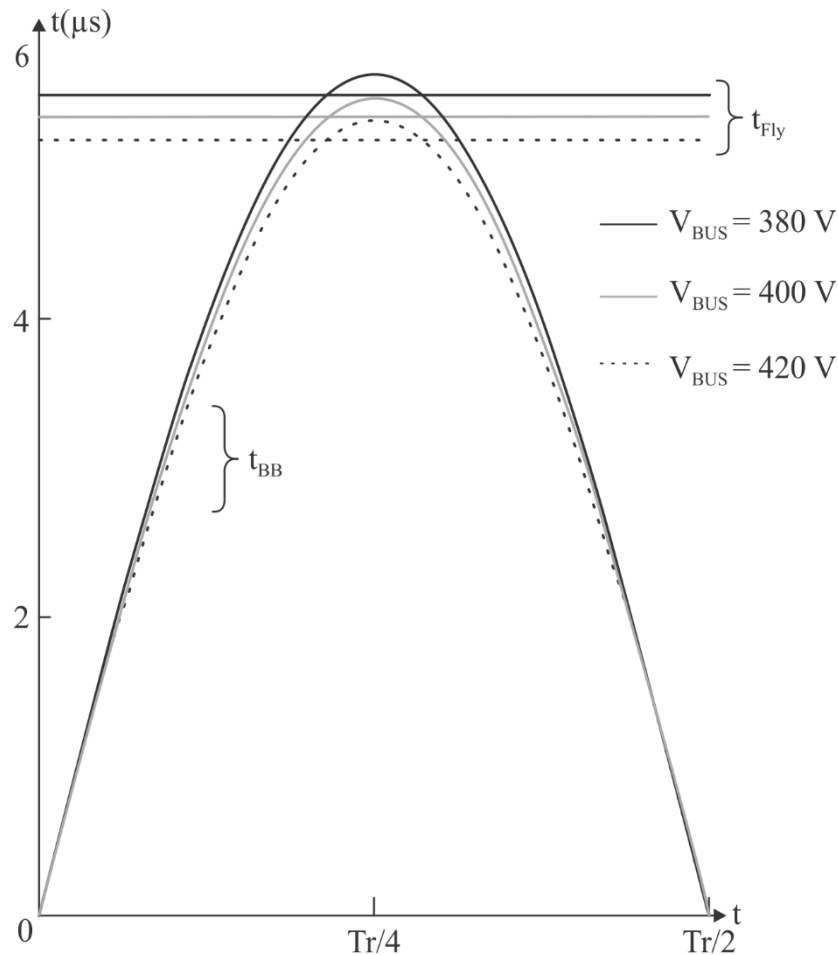


Figura 3.36 - Tempos de descarga do indutor do Buck-Boost e do Flyback

Com isso, é possível perceber que, próximo ao pico da tensão da rede, o tempo de descarga do indutor do Flyback se torna menor que o tempo de descarga do indutor do Boost, alterando assim as etapas de operação. Assim, na etapa 3 o indutor do Boost ainda está descarregando e o indutor do Flyback está inativo.

O projeto da topologia BuBoFly segue exatamente a mesma lógica dos outros dois projetos apresentados. Primeiramente é determinada a máxima razão cíclica através da definição da tensão de barramento, conforme (3.59).

$$D_{MAX} = \frac{V_{BUS}}{V_{BUS} + Vin_{pk}} \quad (3.59)$$

Para determinação do valor do indutor do estágio PFC, utiliza-se a definição da potência de entrada do conversor (3.8). O valor da corrente de entrada  $I_{in}(t)$  pode ser substituído pelo valor médio por período de comutação da corrente de entrada do estágio PFC, que no caso do BuBoFly é igual a corrente no indutor  $L_{BuBo}$  durante a condução do interruptor ( $0 < t < DT_s$ ), calculado por (3.60). Na Figura 3.37 são apresentadas estas formas de onda.

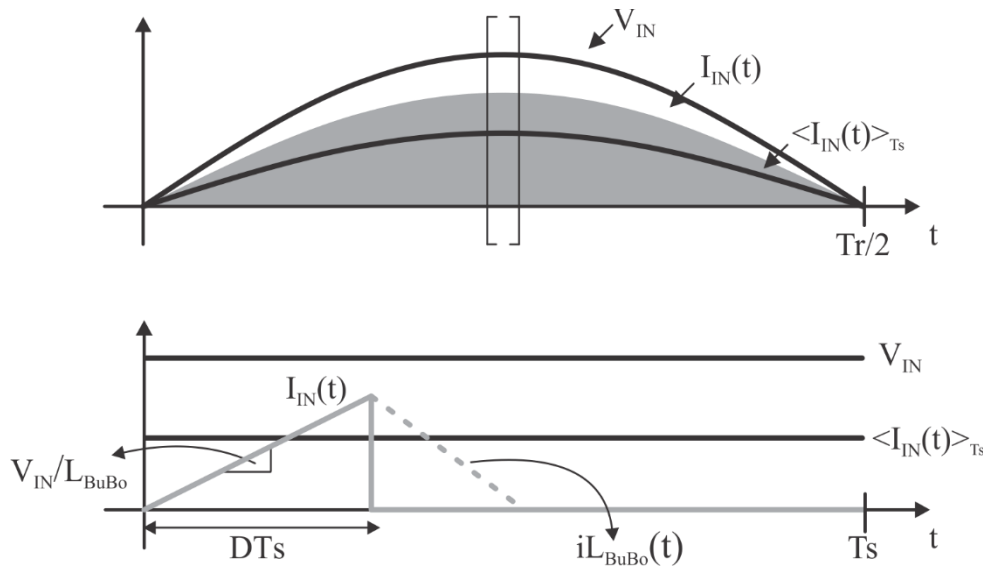


Figura 3.37 – Formas de onda da corrente de entrada do conversor BuBoFly

$$\langle I_{in}(t) \rangle_{T_s} = \frac{V_{in}(t) \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot L_{BuBo}} \quad (3.60)$$

Assim, substituído (3.60) em (3.8) e isolando o valor da indutância  $L_{BuBo}$ , obtém-se (3.61).

$$L_{BuBo} = \frac{D^2 \cdot T_s}{Tr \cdot Pin} \cdot \int_0^{Tr/2} V_{in}(t)^2 \cdot dt \quad (3.61)$$

Os cálculos dos valores dos componentes do estágio de controle de potência não sofrem alterações, sendo de  $L_p$ ,  $L_s$ , da relação de espiras e do capacitor de saída são definidos por (3.16), (3.20), (3.21) e (3.24), respectivamente.

Para o cálculo do capacitor de barramento é utilizada (3.22), sendo que a corrente no capacitor de barramento é dada pela diferença entre a corrente fornecida pelo estágio PFC e a absorvida pelo estágio PC. No caso da topologia BuBoFly, a corrente fornecida pelo estágio PFC é igual ao valor médio por período de comutação da corrente no diodo do conversor

BuBo,  $\langle i_{D_{BuBo}}(t) \rangle_{T_s}$ , mostrada na Figura 3.38 e é calculada por (3.62). A Figura 3.39 apresenta as formas de onda destas correntes.

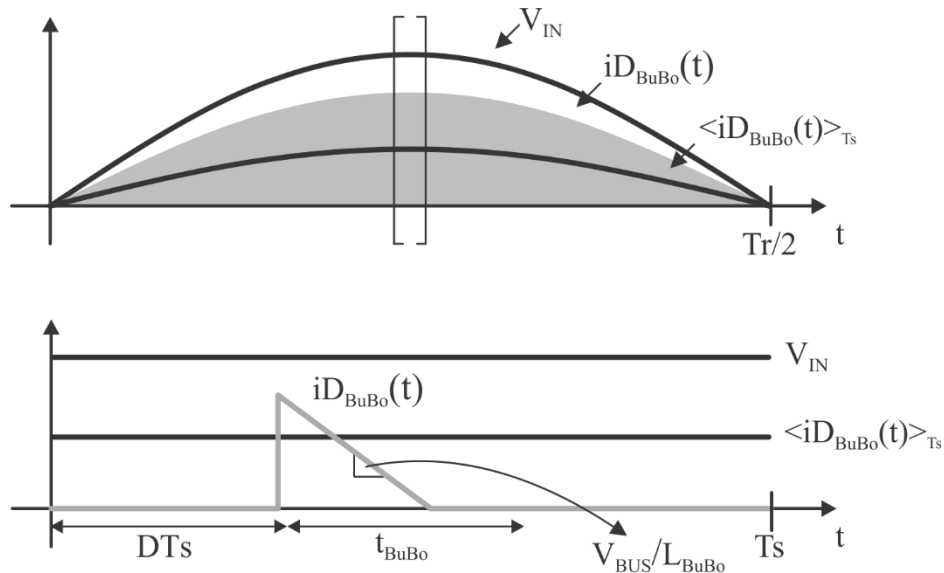


Figura 3.38 – Forma de onda da corrente do diodo do conversor Buck-Boost

$$\langle i_{D_{BuBo}}(t) \rangle_{T_s} = \frac{V_{in}(t)^2 \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot L_{BuBo} \cdot V_{BUS}} \quad (3.62)$$

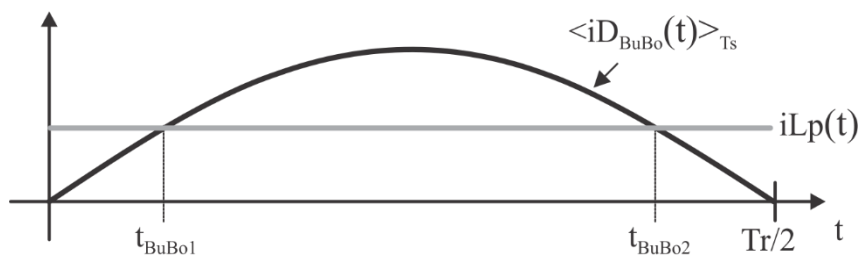


Figura 3.39 – Formas de onda das correntes para o cálculo de  $C_{BUS}$

Todas as topologias foram projetadas para os dados de projeto apresentados na Tabela 3.1, e os resultados de projeto são apresentados na Tabela 3.2.

Tabela 3.1 – Dados de projeto

Parâmetro	Abreviatura	Valor		
Número de LEDs	-	32 LEDs		
Corrente de saída	$I_O$	700 mA		
Potência de saída	$P_O$	70 W		
Ripple de corrente nos LEDs	$\Delta I_O$	50%		
Tensão de Entrada	$V_{REDE}$	220 $V_{RMS}$		
Frequência da Rede	fr	60 Hz		
Frequência de comutação	fs	80 kHz		
Rendimento estimado do conversor PFC	$\eta_{PFC}$	95%		
Rendimento estimado do conversor PC	$\eta_{PC}$	90%		
		<b>BuFly</b>	<b>BoFly</b>	<b>BuBoFly</b>
Tensão de barramento	$V_{BUS}$	95 V	450 V	400 V

Tabela 3.2 – Resultados de projeto

Parâmetro	Abreviatura	Valor		
		BuFly	BoFly	BuBoFly
Razão Cíclica Máxima	$D_{MAX}$	28%	28%	40%
Indutância do PFC	$L_{PFC}$ ( $\mu H$ )	212	856	677
Indutância do primário	$L_P$ (mH)	0,055	1,38	2,23
Indutância do secundário	$L_S$ ( $\mu H$ )	311,79	79,76	219,14
Relação de transformação	n	0,42	4,24	3,19
Capacitor de saída	$C_O$ ( $\mu F$ )	10	1	1
Capacitor de barramento	$C_{BUS}$ ( $\mu F$ )	100	10	13

### 3.5.4 Projeto do conversor Flyback

Este conversor possui três etapas de operação, conforme será apresentado a seguir, juntamente com suas principais formas de onda, ilustradas na Figura 3.43. A tensão de entrada é considerada constante durante um período de comutação, já que a frequência de comutação é muito maior que a frequência da rede.

Etapa 1: Ocorre durante o tempo em que o interruptor estiver fechado, ou seja, é a duração da razão cíclica. Durante esta etapa o valor da corrente no primário do indutor



acoplado,  $L_p$ , aumenta linearmente com uma taxa de crescimento dada pelo valor da tensão de entrada. Enquanto isso os LEDs são supridos pelo capacitor de saída. Esta etapa é ilustrada na Figura 3.40.

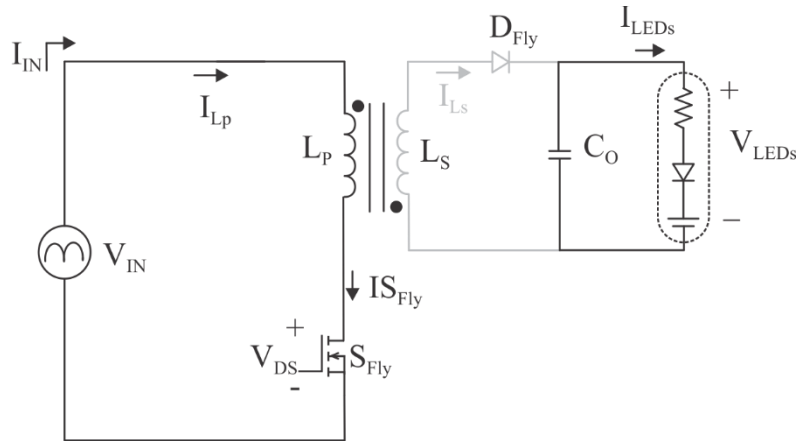


Figura 3.40 – Etapa 1 do conversor Flyback

Etapa 2: Esta etapa começa quando o interruptor é aberto. A energia armazenada no primário do indutor acoplado do Flyback é transferida pelo enrolamento secundário para o capacitor de saída e para os LEDs. O final desta etapa é definido quando a corrente no indutor acoplado chega a zero. A Figura 3.41 demonstra esta etapa.

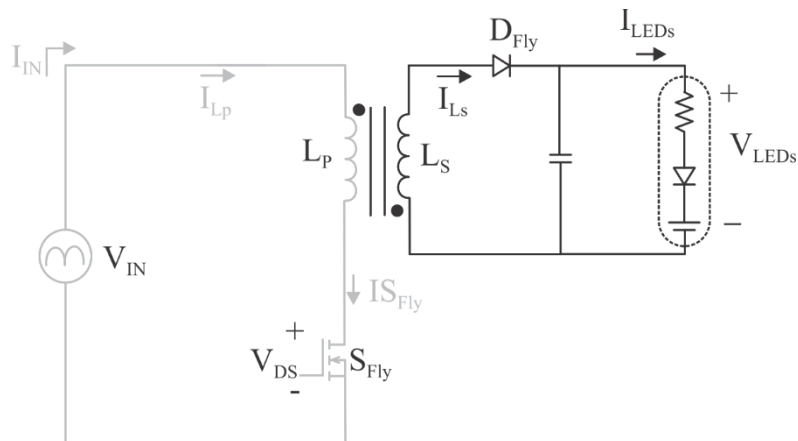


Figura 3.41 – Etapa 2 do conversor Flyback

Etapa 3: Nesta etapa não existe corrente no indutor acoplado do Flyback, caracterizando a operação em modo de condução descontínuo do conversor. A corrente nos LEDs é suprida pelo capacitor de saída. A etapa termina no final do período de comutação, quando o interruptor será fechado e as etapas irão se repetir. Esta etapa é ilustrada na Figura 3.42.

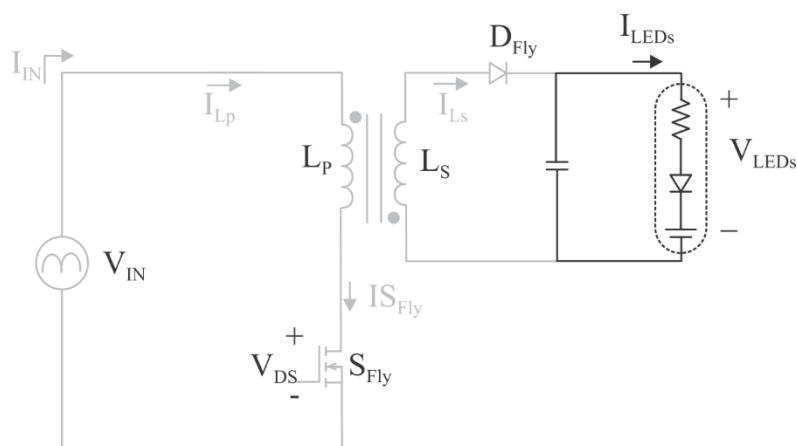


Figura 3.42 – Etapa 3 do conversor Flyback

A Figura 3.43 demonstra as principais formas de onda do circuito, tomando como base meio ciclo da rede. A escala de frequência é ilustrativa, serve apenas para demonstrar as formas de onda do conversor.

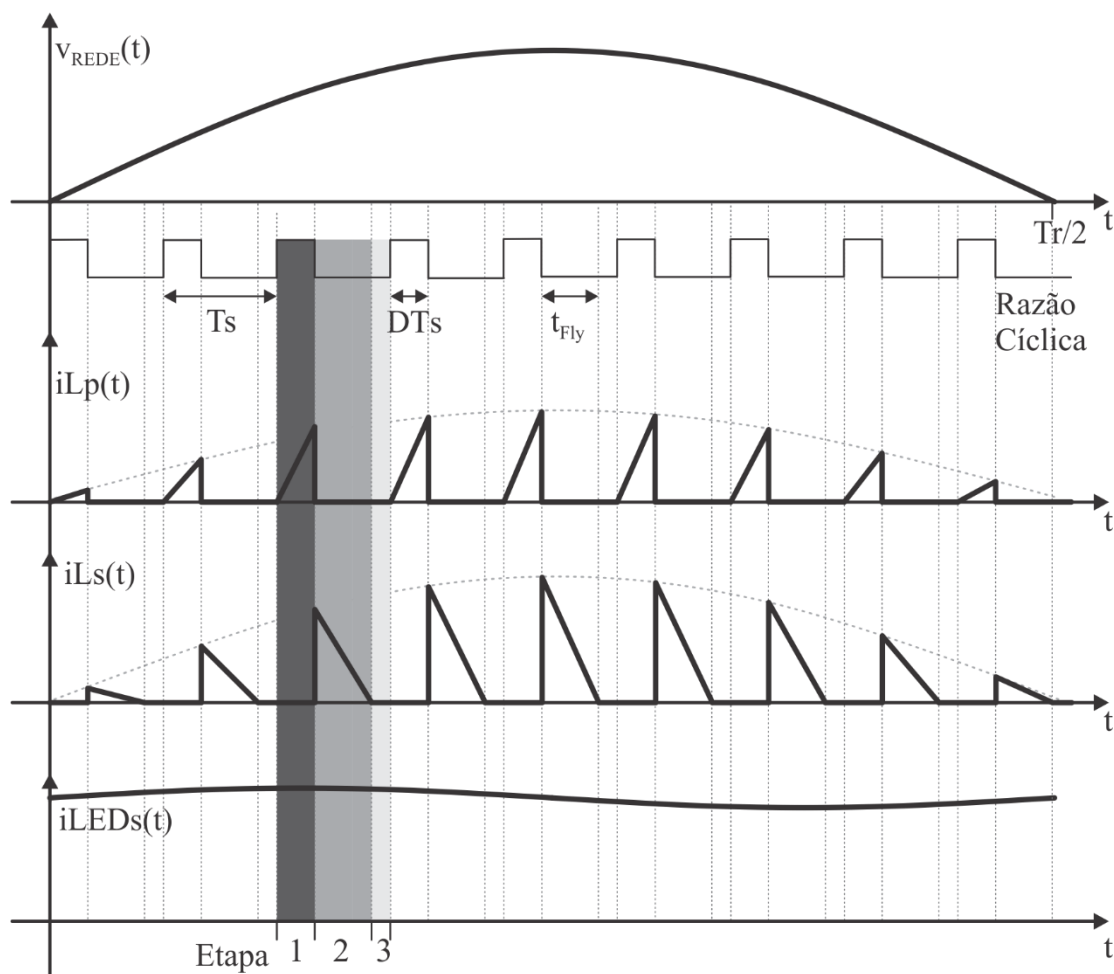


Figura 3.43 – Principais formas de onda do conversor Flyback

O valor da razão cíclica deste conversor, ao contrário das outras três topologias apresentadas, é um valor a ser definido pelo projetista, pois a relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída será dada pela relação de espiras do indutor acoplado.

Para a determinação do valor da indutância do primário, utiliza-se a definição de potência de entrada do conversor, definida em (3.8). A corrente de entrada do conversor Flyback pode ser substituída pelo valor médio por período de comutação da corrente no primário do indutor acoplado  $L_p$  durante o tempo em que o interruptor permanece fechado ( $0 < t < DT_s$ ). Na Figura 3.44 são mostradas essas formas de onda.

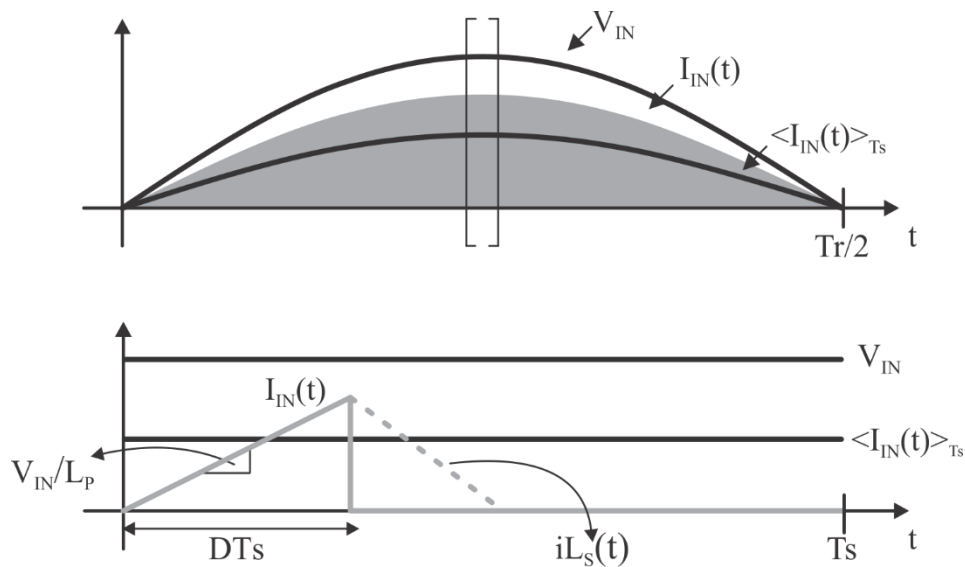


Figura 3.44 – Forma de onda da corrente de entrada do conversor Flyback

A equação (3.63) define o valor médio da corrente no primário do indutor acoplado.

$$\langle i_{in}(t) \rangle_{T_s} = \frac{V_{in}(t) \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot L_p} \quad (3.63)$$

Desta maneira, substituindo (3.63) em (3.8) e isolando a variável de interesse, neste caso,  $L_p$ , obtém-se (3.64).

$$L_p = \frac{D^2 \cdot T_s}{Tr \cdot P_{in}} \cdot \int_0^{\frac{Tr}{2}} V_{in}(t)^2 \cdot dt \quad (3.64)$$

Para a determinação da indutância secundária do indutor acoplado ( $L_s$ ) pode-se utilizar o cálculo da potência de saída do conversor, conforme foi apresentado em (3.17). O

cálculo da indutância secundária e da relação de espiras entre o enrolamento primário e secundário são calculados da mesma maneira que mostrado anteriormente, logo, são definidos por (3.20) e (3.21), respectivamente.

Para o cálculo do capacitor de saída ( $C_O$ ) utiliza-se a equação que relaciona tensão e corrente no capacitor, mostrada em (3.65).

$$C_O = \frac{1}{\Delta V_O} \cdot \int_{t_1}^{t_2} i_{C_O}(t) dt \quad (3.65)$$

Onde  $\Delta V_O$  é a ondulação da tensão de saída, definida por (3.66).

$$\Delta V_O = \Delta I_O \cdot R_{LEDs} \quad (3.66)$$

A corrente  $i_{C_O}(t)$  é a diferença entre a corrente dos LEDs e a corrente fornecida pelo secundário do indutor, conforme mostrado em (3.67).

$$i_{C_O}(t) = \langle i_{Ls}(t) \rangle_{T_s} - I_O \quad (3.67)$$

Os tempos  $t_1$  e  $t_2$  definem o momento em que a corrente  $\langle i_{Ls}(t) \rangle_{T_s}$  é maior que  $I_O$ . Esses tempos podem ser visualizados na Figura 3.45.

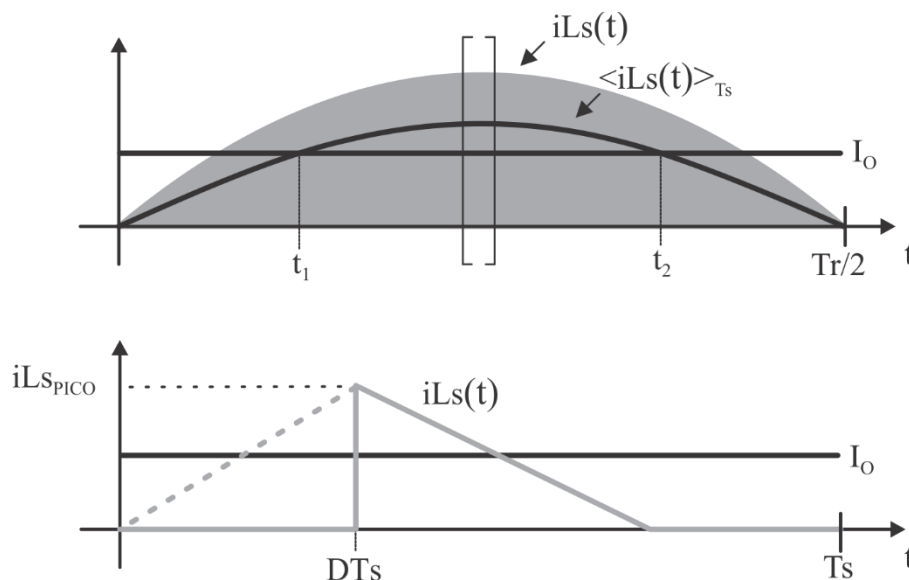


Figura 3.45 – Forma de onda da corrente no enrolamento secundário do acoplamento do Flyback

A corrente no secundário do indutor acoplado é definida por (3.68)

$$\langle iL_S(t) \rangle_{T_S} = \frac{Vin(t)^2 \cdot D^2 \cdot T_S}{Vo \cdot 2 \cdot L_P} \quad (3.68)$$

Os tempos  $t_1$  e  $t_2$  são definidos conforme (3.69) e (3.70).

$$Vin(t_1) = \sqrt{\frac{I_O \cdot Vo \cdot 2 \cdot L_P}{D^2 \cdot T_S}} \quad (3.69)$$

$$t_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot fr} \cdot \sin^{-1} \left( \frac{Vin(t_1)}{Vin_{pk}} \right)$$

$$t_2 = \frac{T_S}{2} - t_1 \quad (3.70)$$

Desta maneira todas as variáveis para o cálculo dos componentes do capacitor de saída e de todos os outros componentes do conversor Flyback já estão definidos. Os dados de projeto seguem os mesmos valores mostrados na Tabela 3.1, enquanto os resultados do projeto são mostrados na Tabela 3.3.

Tabela 3.3 Resultados de projeto do conversor Flyback

Parâmetro	Abreviatura	Valor
Razão Cíclica	D	40%
Indutância do primário	$L_P$ ( $\mu$ H)	625
Indutância do secundário	$L_S$ ( $\mu$ H)	142
Relação de transformação	n	2,09
Capacitor de saída	$C_O$ ( $\mu$ F)	280

### 3.6 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas as topologias propostas, resultantes da integração de três diferentes conversores aplicados ao estágio de correção do fator de potência e com o conversor Flyback aplicado ao estágio de controle de potência. Foram analisadas as etapas de operação e ainda feita uma discussão sobre a sequência destas para cada topologia.

É apresentado o projeto detalhado dos componentes de cada uma das topologias propostas. Ainda é aplicada a metodologia de projeto para um conversor estágio único, a título de avaliação e comparação. Todas as topologias foram projetadas respeitando os mesmos dados de projeto, e os resultados para cada uma foi apresentado. Pode-se notar que a topologia estágio único apresenta valor de capacitância muito maior que as topologias integradas. Este fato ocorre porque na topologia estado único o capacitor de saída é o único elemento responsável pela filtragem da potência pulsante de entrada, enquanto nas demais topologias integradas apresentadas existe dois estágios de potência, onde cada um fica responsável por parte desta filtragem.

Como o conversor BoFly apresentou menor valor de capacitância dentre as topologias, esta foi escolhida para ser implementada. Outro fator decisivo para tal escolha é o fato de a topologia integrada com conversor Boost operando em MCD aplicado ao estágio PFC não ser muito abordado atualmente na literatura.

No capítulo 5 serão apresentados os resultados experimentais das topologias implementadas, bem como uma avaliação dos dados obtidos. Assim, no próximo capítulo é apresentada a modelagem das topologias, bem como a definição do sistema de controle destas.

## CAPÍTULO 4

### MODELAGEM E CONTROLE

#### 4.1 Introdução

Para que a corrente de alimentação dos LEDs, isto é, a corrente de saída dos sistemas propostos, seja mantida constante independente de variações paramétricas do conjunto de LEDs e demais perturbações do sistema, faz-se necessária a aplicação de uma estratégia de controle desta variável. Para que seja definido um controlador para o sistema, inicialmente é necessária a modelagem dos conversores.

Além de manter o valor médio de corrente sobre os LEDs, o controlador ainda tem como objetivo atuar na ondulação da corrente de saída, de tal forma que se torne possível a redução do valor das capacitâncias das topologias. Isto para que possibilite a substituição de capacitores eletrolíticos por capacitores de maior vida útil, como os capacitores de filme. Isto porque capacitores de filme são comercializados geralmente em reduzidos valores de capacitância para mesmas aplicações, quando comparados com os eletrolíticos (PINTO, 2012). Tal substituição de tecnologia de capacitores é buscada devido à discordância entre a vida útil entre capacitores eletrolíticos (em torno de 10.000 horas) e a dos LEDs (em torno de 50.000 horas).

#### 4.2 Modelagem

Para se aplicar uma técnica de controle às topologias propostas, inicialmente se faz necessária a modelagem dos conversores. O objetivo da modelagem dos sistemas propostos é encontrar a função de transferência que relacione as perturbações da corrente nos LEDs (variável a ser controlada) com as perturbações na razão cíclica (variável de controle). Também é buscada a função de transferência que relacione as perturbações na tensão de barramento com a tensão de saída do conversor, a fim de se definir a ondulação da tensão de barramento em função da ondulação da tensão sobre os LEDs, utilizada no cálculo do capacitor de barramento.

Apesar de os estágios de potência dos sistemas terem sido integrados, cada um ainda opera como se estivesse desacoplado. Isto é, o conversor PFC enxerga o segundo estágio como uma carga equivalente, que devido à operação em MCD deste, se comporta como uma resistência equivalente. E a saída do estágio de correção do fator de potência atua como uma fonte de tensão para o estágio PC. Assim, pode-se simplificar o estágio de saída do PFC por uma fonte de tensão, com o valor igual ao da tensão de barramento, e então modelar apenas o estágio de controle de potência.

Esta aproximação é válida porque a tensão de barramento independe da razão cíclica em topologias integradas, com o estágio PFC operando em MCD (DALLA COSTA, 2008). Então, o circuito PC a ser modelado é basicamente um conversor Flyback para as três topologias propostas e é apresentado na Figura 4.1. Para o modelamento é considerada a carga do conversor como sendo um conjunto equivalente ao grupo de LEDs a ser simulado.

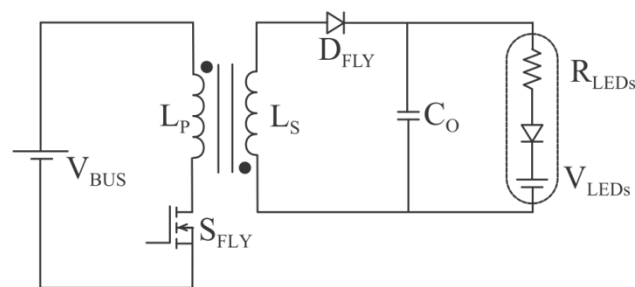


Figura 4.1 – Circuito simplificado do estágio PC para as topologias a serem modeladas

Onde  $R_{LEDs}$  e  $V_{LEDs}$  são, respectivamente, a resistência e a queda de tensão equivalente do grupo de LEDs a ser acionado, isto é, a resistência e a queda de tensão de um dos LEDs a ser utilizado multiplicado pelo número total de LEDs, no arranjo série.

Para a determinação do modelo médio do conversor é utilizada a metodologia do modelo médio do interruptor PWM, que consiste em substituir a rede de interruptores do sistema por fontes dependentes de tensão e/ou corrente que representem os valores médios de tensão e corrente em cada uma desses (ERICKSON, 2001).

Neste método de modelagem os interruptores controlados e não controlados são substituídos por “terminais de acesso”. Este modelo é definido através da substituição destes interruptores por fontes de tensão e corrente equivalentes (para obter um circuito linear) no cálculo da média das formas de onda (eliminando os harmônicos produzidos pelas comutações).

O interruptor é modelado como um resistor sem perdas equivalente ( $R_e$ ). Já o diodo é substituído por uma fonte de potência dependente, com potência igual à potência que seria



“dissipada” em Re. O primeiro passo é identificar os terminais de acesso do modelo, como demonstrado na Figura 4.2.

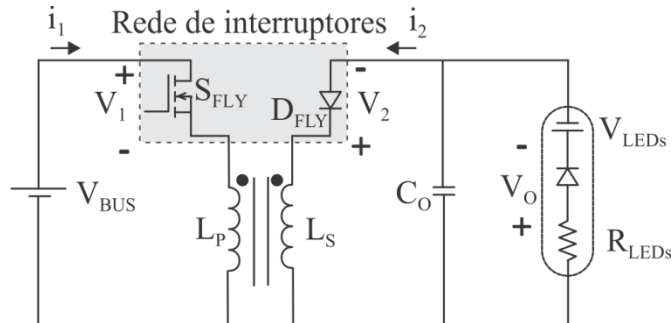


Figura 4.2 – Sistema simplificado com rede de interruptores

O segundo passo é calcular o valor médio das formas de onda nos terminais de acesso 1 e 2. O valor médio da tensão no terminal de acesso 1 é igual à tensão média da fonte  $V_{BUS}$ , (4.1), visto que a tensão média no indutor é zero. O mesmo raciocínio pode ser empregado para determinar que a tensão média do terminal de acesso 2 é igual à tensão média na carga, (4.2).

$$\langle v_1(t) \rangle_{T_S} = V_{BUS} \quad (4.1)$$

$$\langle v_2(t) \rangle_{T_S} = V_O \quad (4.2)$$

A equação (4.3) define o valor médio da corrente no terminal de acesso 1. E o valor médio da corrente no terminal de acesso 2 é dado por (4.4)

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_S} = \frac{i_{pk} \cdot d_1(t)}{2} \quad (4.3)$$

$$i_{pk} = \frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_S} \cdot d_1(t) \cdot T_S}{L_{Fly}}$$

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_S} = \frac{i_{pk} \cdot d_2(t)}{2} \quad (4.4)$$

$$d_2(t) = \frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_S} \cdot n}{\langle v_2(t) \rangle_{T_S}} \cdot d_1(t)$$

Onde  $d_1(t)$  é o valor da razão cíclica e  $L_{Fly}$  é o valor da indutância magnetizante do indutor  $L_P$ .

A tensão e corrente no terminal de acesso 1 mostram uma relação linear, isto é, a entrada do conversor se comporta como uma resistência equivalente, de valor definido por (4.5). Assim, pode-se substituir o interruptor no terminal de acesso 1 por um resistor equivalente,  $R_e$ . Já o diodo de saída pode ser substituído por uma fonte de potência de valor determinado por (4.6), que representa a potência que seria consumida pelo resistor equivalente  $R_e$ . Com a definição desses valores pode-se determinar o modelo médio do conversor Flyback em MCD, mostrado na Figura 4.3.

$$R_e = \frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_S}}{\langle i_1(t) \rangle_{T_S}} = \frac{2 \cdot L_{Fly}}{D^2 \cdot T_S} \quad (4.5)$$

$$P = \langle i_2(t) \rangle_{T_S} \cdot \langle v_2(t) \rangle_{T_S} = \frac{\langle v_{BUS}(t) \rangle_{T_S}^2}{R_e} \quad (4.6)$$

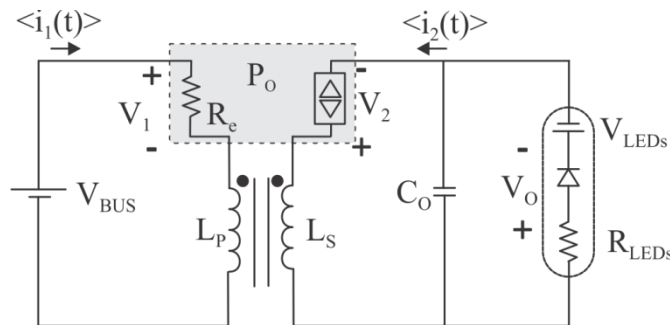


Figura 4.3 – Modelo médio dos conversores propostos

Para a obtenção do modelo CA de pequenos sinais é necessário que o modelo médio seja perturbado e linearizado. Contudo, a perturbação deste modelo demonstra que o mesmo é não linear. Para que se possam utilizar técnicas tradicionais de controle se faz necessária a linearização do mesmo. Em (4.7) são apresentadas as perturbações realizadas nos sinais do modelo médio.

$$\begin{aligned}
\langle v_1(t) \rangle_{Ts} &= V_1 + \hat{v}_1(t) \\
\langle i_1(t) \rangle_{Ts} &= I_1 + \hat{i}_1(t) \\
\langle v_2(t) \rangle_{Ts} &= V_2 + \hat{v}_2(t) \\
\langle i_2(t) \rangle_{Ts} &= I_2 + \hat{i}_2(t) \\
d(t) &= D + \hat{d}(t)
\end{aligned} \tag{4.7}$$

Considerando a equação da corrente de entrada como uma função da tensão de barramento, tensão de saída e da razão cíclica, pode-se escrever esta equação como segue em (4.8).

$$\langle i_1(t) \rangle_{Ts} = \frac{\langle v_1(t) \rangle_{Ts}}{R_e(d)} = f_1(\langle v_1(t) \rangle_{Ts}, \langle v_2(t) \rangle_{Ts}, d(t)) \tag{4.8}$$

Fixando um ponto de operação ( $V_1, V_2, D$ ) é possível expandir a equação (4.8) pela série de Taylor. Este processo é mostrado em (4.9), sendo eliminados os termos de ordem superior.

$$\begin{aligned}
I_1 + \hat{i}_1(t) &= f_1(V_1, V_2, D) + \hat{v}_1(t) \cdot \left. \frac{\partial f_1(V_1, V_2, D)}{\partial v_1} \right|_{v_1 = V_1} \\
&+ \hat{v}_2(t) \cdot \left. \frac{\partial f_1(V_1, V_2, D)}{\partial v_2} \right|_{v_2 = V_2} + \hat{d}(t) \cdot \left. \frac{\partial f_1(V_1, V_2, D)}{\partial d} \right|_{d = D}
\end{aligned} \tag{4.9}$$

De (4.9) pode-se extrair o termo CC, definido por (4.10), e o termo CA que é dado por (4.11).

$$I_1 = f_1(V_1, V_2, D) = \frac{V_1}{R_e(D)} \tag{4.10}$$

$$\hat{i}_1(t) = \hat{v}_1(t) \cdot \frac{1}{r_1} + \hat{v}_2(t) \cdot g_1 + \hat{d}(t) \cdot j_1 \tag{4.11}$$

Sendo:

$$g_1 = \left. \frac{\partial f_1(V_1, V_2, D)}{\partial v_2} \right|_{v_2 = V_2} = 0$$

$$\frac{1}{r_1} = \left. \frac{\partial f_1(V_1, V_2, D)}{\partial v_1} \right|_{v_1 = V_1} = \frac{1}{R_e(D)}$$

$$j_1 = \left. \frac{\partial f_1(V_1, V_2, D)}{\partial d} \right|_{d = D} = \frac{V_1 \cdot D \cdot T_s}{L_{Fly}}$$

Utilizando a mesma lógica aplicada à corrente de entrada para a corrente de saída do conversor, pode-se definir esta corrente como uma função da tensão de entrada, tensão de saída e corrente de entrada do sistema, conforme (4.12).

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s} = \frac{n \cdot \langle v_1(t) \rangle_{T_s}^2}{\langle v_2(t) \rangle_{T_s} \cdot R_e(d)} = f_2(\langle v_1(t) \rangle_{T_s}, \langle v_2(t) \rangle_{T_s}, d(t)) \quad (4.12)$$

E considerando o ponto de operação ( $V_1, V_2, D$ ), é feita a expansão pela série de Taylor, mostrada em (4.13). Sendo o termo CC dado por (4.14) e os termos CA de pequenos sinais dados por (4.15).

$$I_2 + \hat{i}_2(t) = f_2(V_1, V_2, D) + \hat{v}_1(t) \cdot \left. \frac{\partial f_2(V_1, V_2, D)}{\partial v_1} \right|_{v_1 = V_1} \quad (4.13)$$

$$+ \hat{v}_2(t) \cdot \left. \frac{\partial f_2(V_1, V_2, D)}{\partial v_2} \right|_{v_2 = V_2} + \hat{d}(t) \cdot \left. \frac{\partial f_2(V_1, V_2, D)}{\partial d} \right|_{d = D}$$

$$I_2 = f_2(V_1, V_2, D) = \frac{V_1^2}{V_2 \cdot R_e(D)} \quad (4.14)$$

$$\hat{i}_2(t) = \hat{v}_1(t) \cdot g_2 + \hat{v}_2(t) \cdot \frac{1}{r_2} + \hat{d}(t) \cdot j_2 \quad (4.15)$$

Sendo:

$$g_2 = \left. \frac{\partial f_2(V_1, V_2, D)}{\partial v_1} \right|_{v_1 = V_1} = \frac{2 \cdot V_1}{V_2 \cdot R_e(D)}$$

$$\frac{1}{r_2} = \left. \frac{\partial f_2(V_1, V_2, D)}{\partial v_2} \right|_{v_2 = V_2} = \frac{V_1^2}{V_2^2 \cdot R_e(D)}$$

$$j_2 = \left. \frac{\partial f_2(V_1, V_2, D)}{\partial d} \right|_{d = D} = \frac{2 \cdot V_1^2}{D \cdot V_2 \cdot R_e(D)}$$

Assim, pode-se representar o comportamento do conversor Flyback através destas equações lineares, o que torna possível a aplicação de técnicas de análise de circuitos para determinação das funções de transferência do sistema. O circuito equivalente do conversor Flyback é mostrado na Figura 4.4.

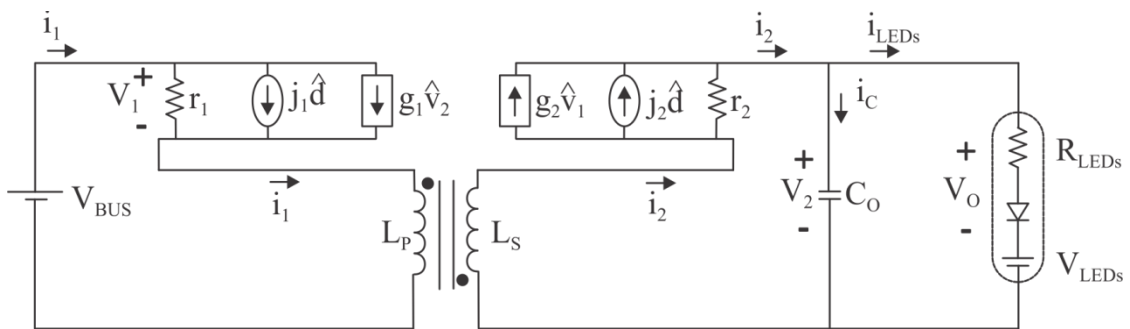


Figura 4.4 – Modelo de pequenos sinais do conversor Flyback

O conversor aplicado ao estágio de controle de potência das topologias avaliadas nesse trabalho opera em modo de condução descontínua, o que faz com que a dinâmica relacionada ao acoplamento magnético do Flyback esteja em elevada frequência, próxima à frequência de comutação. Devido a esta característica, pode-se desprezar a dinâmica associada a tal acoplamento para o modelo médio do conversor, resultando no modelo CA de pequenos sinais simplificado, apresentado na Figura 4.5.

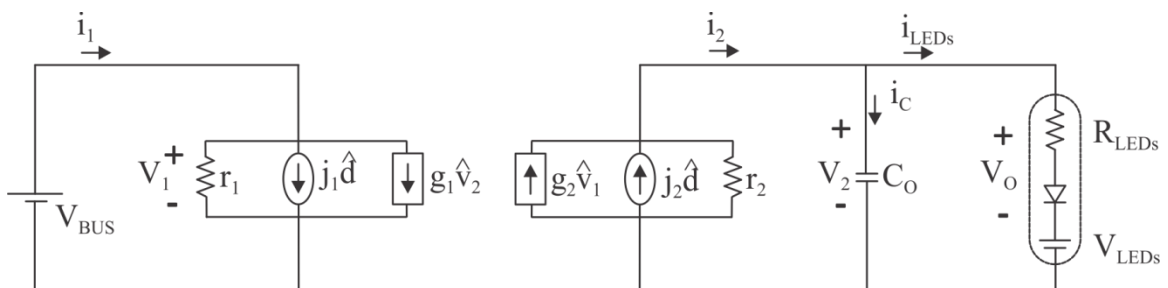


Figura 4.5 – Modelo simplificado de pequenos sinais do conversor Flyback

Aplicando ferramentas de análise de circuitos a este modelo, podem-se determinar as relações entre as variáveis de interesse e funções de transferência. O objetivo é encontrar as funções que relacionem o comportamento da corrente de saída (nos LEDs) com a variação da razão cíclica, para então se desenvolver uma malha de controle desta corrente. Ainda é buscada a função de transferência que relaciona as perturbações da tensão de saída com a tensão de barramento do sistema, utilizada no cálculo do capacitor de barramento das topologias.

Avaliando o circuito da Figura 4.5, pode-se observar que a perturbação na corrente de saída do circuito é igual à soma da perturbação na corrente do capacitor de saída com a perturbação na corrente dos LEDs. E assim, tal perturbação pode ser definida por (4.16), e expandida para (4.17).

$$\hat{i}_2(t) = \hat{i}_C(t) + \hat{i}_{LEDs}(t) \quad (4.16)$$

$$\hat{v}_1(t) \cdot g_2 + \hat{v}_2(t) \cdot \frac{1}{r_2} + \hat{d}(t) \cdot j_2 = C_o \cdot \frac{d}{dt} \hat{v}_2(t) + \frac{V_o - V_{LEDs}}{R_{LED}} \quad (4.17)$$

Para se obter a função de transferência da corrente nos LEDs em função da razão cíclica ( $G_{iLEDsD}(s)$ ), encontra-se inicialmente a função de transferência da perturbação da tensão sobre os LEDs em função da razão cíclica ( $G_{VoD}(s)$ ), e então divide-se essa pela resistência do modelo equivalente do conjunto de LEDs. Para encontrar  $G_{VoD}(s)$  é aplicada a transformada de Laplace em (4.17), considerando que não existe perturbação na tensão de barramento. Então se isola a relação entre a perturbação da tensão sobre os LEDs e a variação na razão cíclica, o que é mostrado em (4.18).

$$G_{VoD}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\frac{V_1^2 \cdot D}{V_2 \cdot L_{Fly} \cdot C_o \cdot f s}}{s + \left( \frac{1}{R_{LEDs} \cdot C_o} + \frac{V_1^2}{V_2^2 \cdot R_e(D) \cdot C_o} \right)} \quad (4.18)$$

Então, dividindo a função de transferência (4.18) pela resistência do modelo equivalente do conjunto de LEDs, obtém-se a função de transferência da corrente sobre os LEDs em função da razão cíclica, mostrada em (4.19).

$$G_{i_{LEDsD}}(s) = \frac{\hat{i}_{LED}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\frac{V_1^2 \cdot D}{V_2 \cdot L_{Fly} \cdot C_O \cdot f s \cdot R_{LEDs}}}{s + \left( \frac{1}{R_{LEDs} \cdot C_O} + \frac{V_1^2}{V_2^2 \cdot R_e(D) \cdot C_O} \right)} \quad (4.19)$$

Para se obter a função de transferência que correlaciona as perturbações da tensão de barramento com as perturbações da tensão de saída do conversor (utilizado no cálculo da ondulação de tensão do barramento (3.37)) é aplicada a mesma lógica da utilizada para se obter (4.19). No entanto é considerado que não ocorrem variações na razão cíclica, e isolando os termos de interesse, tem-se a razão apresentada em (4.20).

$$G_{v_{ovb}}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_1(s)} = \frac{\frac{V_1 \cdot D^2}{V_2 \cdot L_{Fly} \cdot C_O \cdot f s}}{s + \left( \frac{1}{R_{LEDs} \cdot C_O} + \frac{V_1^2}{V_2^2 \cdot R_e(D) \cdot C_O} \right)} \quad (4.20)$$

Para validar as funções de transferência, foram feitas simulações da planta do sistema juntamente com o circuito do conversor Flyback. A Figura 4.6 apresenta o sistema simulado no *software* de simulação PSIM<sup>®</sup>. Na Figura 4.7 é apresentado o resultado de simulação para a corrente de saída, onde pode ser observada a concordância do modelo médio com o circuito simulado para as variações de 5% positiva e negativa na razão cíclica. E ainda é apresentada a resposta do modelo das perturbações da tensão de saída em função da tensão de barramento, os resultados mostram a concordância do modelo médio com o circuito simulado para a perturbação de 10% positiva e negativa da tensão de barramento.

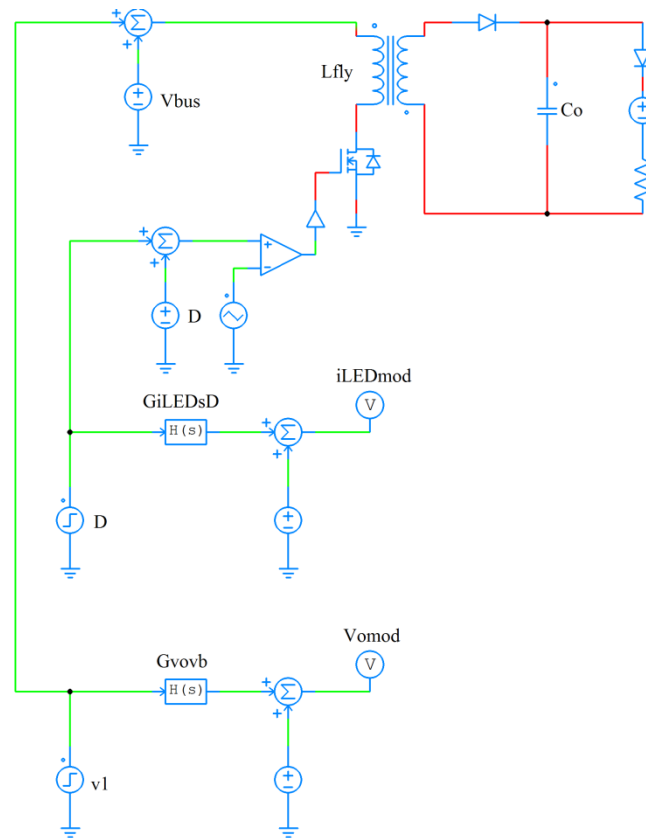


Figura 4.6 – Conversor Flyback e funções de transferência simulados

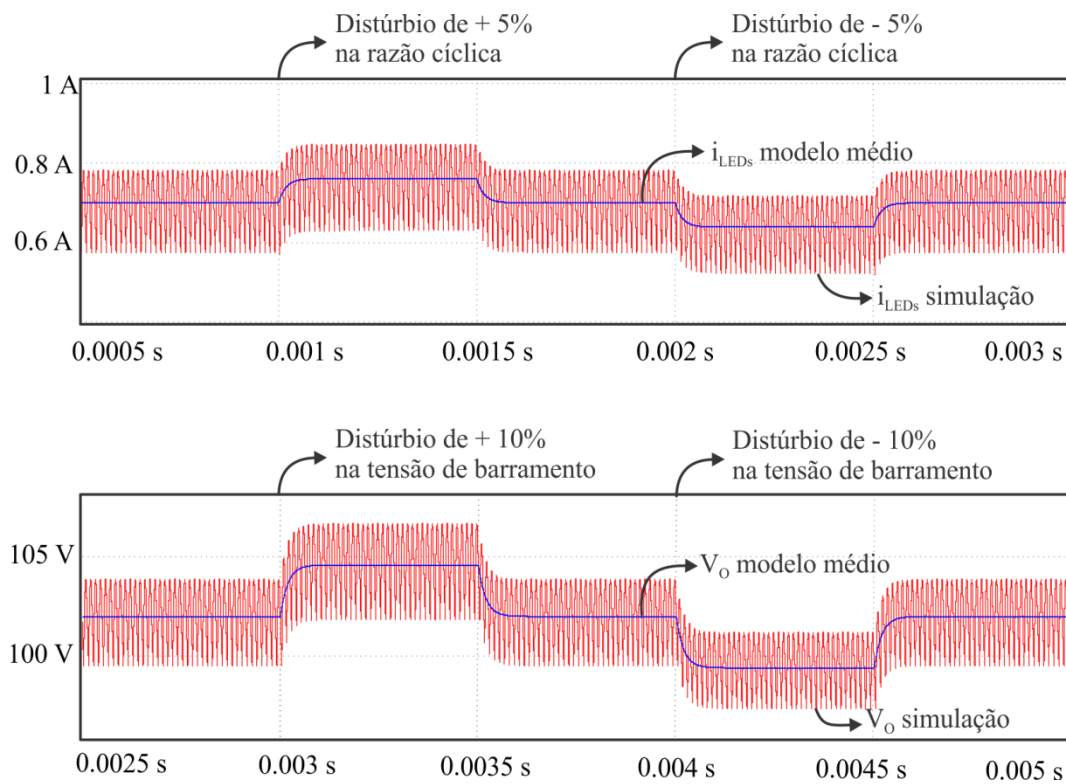


Figura 4.7 – Resultados de simulação do modelo proposto



### 4.3 Controle

A variável a ser controlada é o valor da corrente de saída do conversor, ou seja, da corrente dos LEDs. O intuito da aplicação do controlador não é apenas regular o valor médio da corrente sobre os LEDs, mas também atuar sobre a ondulação de baixa frequência desta corrente, possibilitando a redução do capacitor de barramento das topologias. Análises semelhantes podem ser encontradas em trabalhos realizados por Lamar e Sebastian (LAMAR, 2012), porém tais técnicas não se aplicam as topologias integradas, onde ainda se deseja dedicar o sistema de realimentação ao controle do valor da corrente de saída.

O compensador pode ser projetado para rastrear as frequências de interesse, nesse caso o nível CC (valor médio) e a ondulação em baixa frequência (componente em 120 Hz) da corrente dos LEDs. Pode-se alcançar erro nulo para essas referências, isto é, é possível manter o valor médio da corrente nos LEDs sem erro em regime permanente e ainda zerar a ondulação. Com isso, assumindo uma ondulação máxima de corrente sobre os LEDs, torna-se possível a redução do capacitor de barramento.

Contudo, a atuação do controlador sobre a ondulação de 120 Hz introduz sobre o valor da razão cíclica uma variação periódica. Tal variação altera a característica de correção do fator de potência do conversor operando em modo de condução descontínua. Operando em MCD, o conversor é encarado pela rede como uma resistência equivalente (DALLA COSTA, 2008), com valor determinado por (4.21) no caso do Buck-Boost e a corrente de entrada deste conversor é dada por (4.22).

$$R_{BuBo} = \frac{2 \cdot L_{BuBo} \cdot f_s}{D^2} \quad (4.21)$$

$$I_{in}(t) = \frac{V_{in}(t)}{R_{BuBo}} \quad (4.22)$$

Nota-se que o valor dessa resistência equivalente é dependente do valor da razão cíclica, e assim, o valor da corrente de entrada também é dependente desta variação de D. Caso a razão cíclica possua variações periódicas de grande amplitude, a resistência equivalente do conversor perderá a linearidade, distorcendo e introduzindo componentes harmônicos na corrente de entrada do sistema. Porém, a distorção da forma de onda da corrente de entrada não pode extrapolar os limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2.

Além disso, os conversores Buck e Boost podem ter a sua corrente de entrada distorcida de acordo com o valor da tensão de barramento, conforme pode ser observado em (4.23) e (4.24).

$$R_{Buck} = \frac{2 \cdot L_{Bu} \cdot f_s \cdot Vin(t)}{D^2 \cdot (Vin(t) - V_{BUS})} \text{ para } t_{i1} < t < t_{i2} \quad (4.23)$$

$$R_{Boost} = \frac{2 \cdot L_{Bo} \cdot f_s}{D^2} \cdot \left(1 - \frac{Vin(t)}{V_{BUS}}\right) \quad (4.24)$$

Assim, pode-se perceber que a corrente de entrada do conversor Buck só não é nula dentro dos tempos  $t_{i1}$  e  $t_{i2}$ . Assim como a tensão de barramento escolhida para o projeto irá influenciar na distorção da corrente de entrada, sendo que quanto menor a tensão de barramento, o comportamento do conversor irá ser mais próximo ao do Buck-Boost. Para o conversor Boost, a influência da tensão de barramento é menor na distorção da corrente de entrada conforme maior o seu valor. Assim, para o comportamento do conversor Boost se aproximar do conversor Buck-Boost, onde a corrente de entrada só é influenciada pela variação na razão cíclica, é necessário escolher um valor elevado para a tensão de barramento.

Assim, a definição do compensador a ser utilizado deve seguir os seguintes pontos:

- Regular o valor médio da corrente de saída;
- Atuar sobre a ondulação de 120 Hz;
- Manter a distorção da corrente de entrada de acordo com a IEC 61000-3-2;

Para alcançar tais características, é utilizado o sistema de controle representado pelo diagrama de blocos da Figura 4.8.

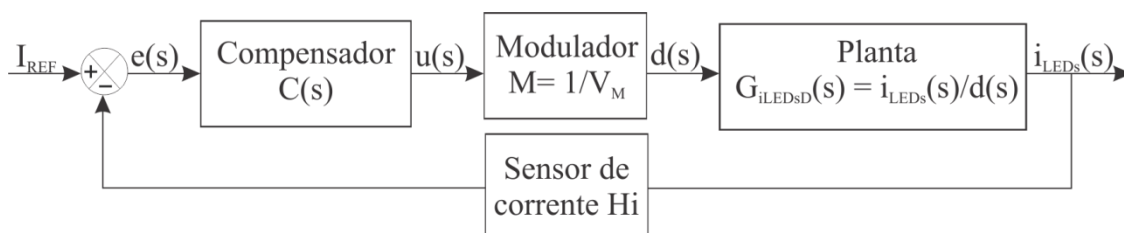


Figura 4.8 – Diagrama de blocos do sistema de controle da corrente de saída

Onde  $I_{REF}$  é a corrente de referência,  $e(s)$  é o erro gerado,  $C(s)$  é o compensador utilizado,  $u(s)$  é a lei de controle,  $V_M$  é a amplitude da moduladora e  $H_i$  é o ganho do circuito de realimentação.

Pode-se assim escrever a função de transferência em malha aberta não compensada como segue em (4.23)

$$T(s) = \frac{G_{iLEDsD}(s).Hi}{V_M} \quad (4.23)$$

Na Figura 4.9 é apresentado o diagrama de Bode e o lugar das raízes da função de transferência apresentada em (4.23), considerando os valores de projeto para a topologia BoFly, apresentados na Tabela 3.2, e ainda  $V_M$  e  $Hi$  sendo unitários.

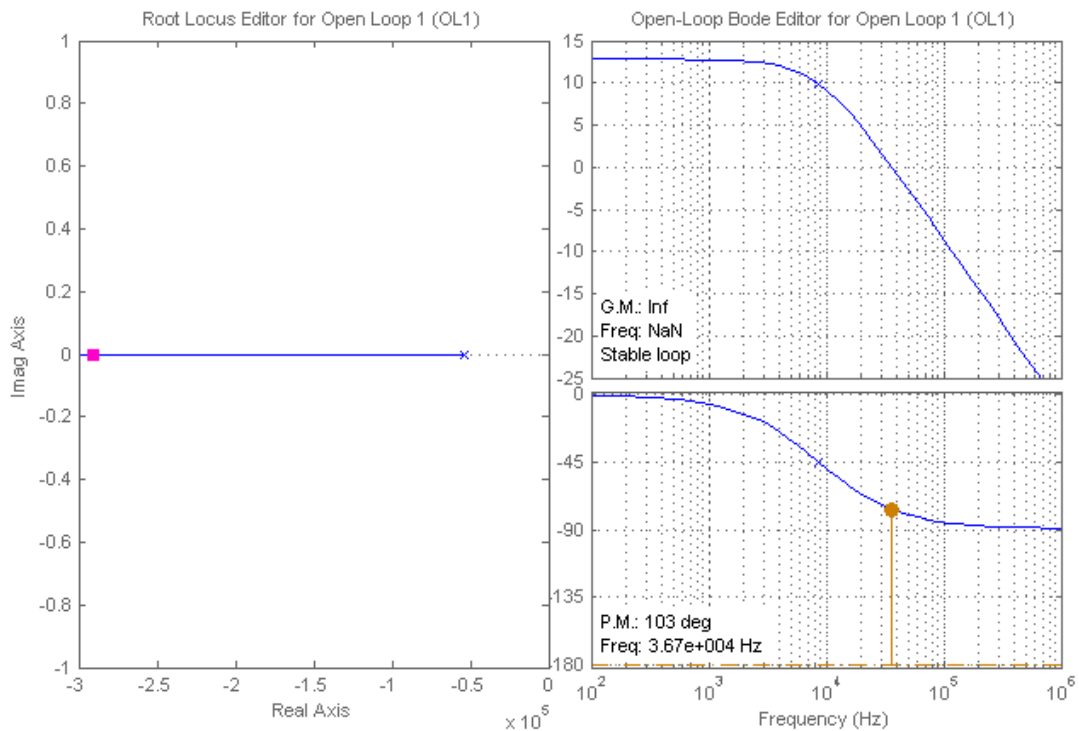


Figura 4.9 – Lugar das raízes e diagrama de Bode da topologia BoFly não compensada

Para garantir erro nulo em regime permanente para referência CC, isto é, para o valor médio, pode ser utilizado um compensador do tipo Proporcional Integral (PI). A simplicidade e relativa facilidade de implementação deste controlador de forma analógica também colaboraram para a escolha deste. A topologia básica de um compensador do tipo PI pode ser vista na Figura 4.10, e a função de transferência é apresentada em (4.24).

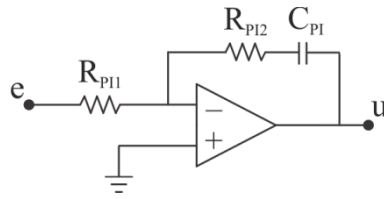


Figura 4.10 – Compensador PI

$$C(s) = K_{PI} \frac{(s + z_{PI})}{s} \quad (4.24)$$

Onde  $K_{PI}$  e  $z_{PI}$  são o ganho e a frequência do zero do compensador PI.

Como a regulação da ondulação de baixa frequência da corrente de saída é diretamente dependente do ganho do sistema compensado nesta frequência (120 Hz), é buscado o maior valor possível para o ganho em 120 Hz, de tal forma a manter o valor das componentes harmônicas da corrente de entrada nos limites estabelecidos pela norma IEC 6100-3-2. Assim, os valores dos parâmetros do compensador PI são definidos de tal forma a se obter uma série de compensadores com diferentes ganhos associados à frequência de 120 Hz. Foi definida a localização do zero em uma década abaixo da frequência de comutação do conversor e o ganho do compensador do PI ajustado para diferentes ganhos relacionados à frequência de 120 Hz. Através de simulação, é definido o compensador com o qual é atingida a maior redução da ondulação da corrente de saída e ainda mantenha o conversor em concordância com a norma. Na Figura 4.11 são apresentados o lugar das raízes e o diagrama de Bode para o sistema BoFly compensado, para diferentes valores de ganho na frequência de 120 Hz.

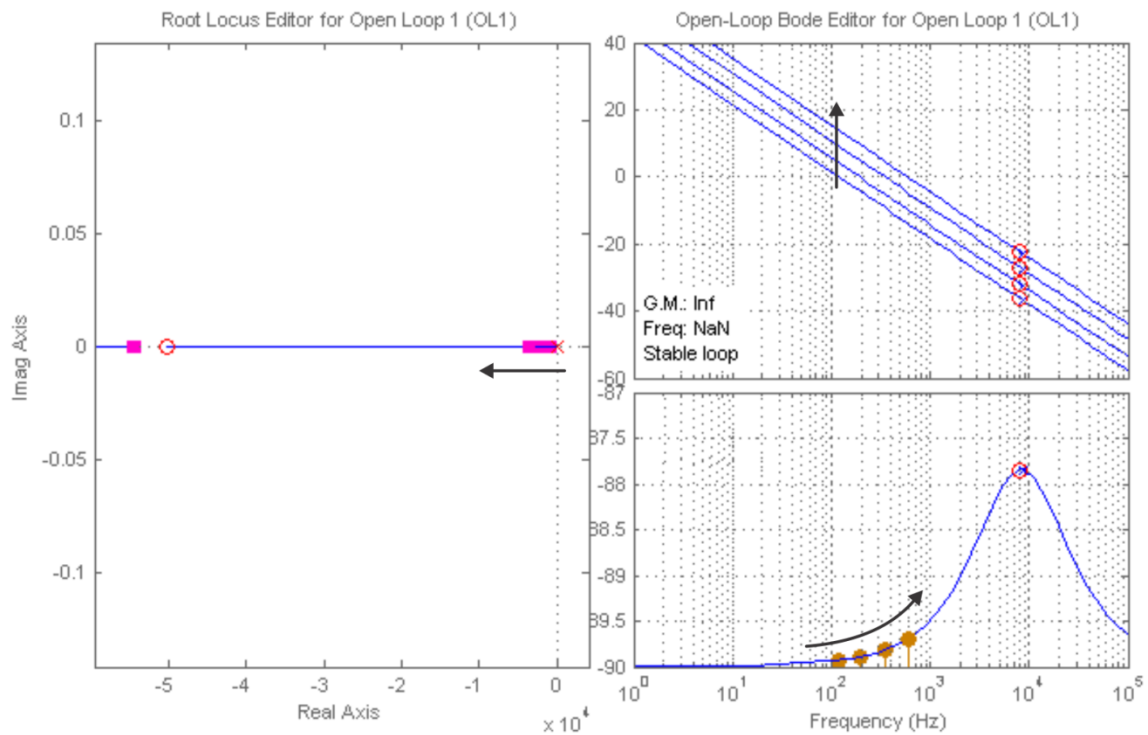


Figura 4.11 – Lugar das raízes e diagrama de Bode do sistema BoFly compensado

Cada curva representa um compensador com determinado ganho associado a frequência de 120 Hz. Foram então realizadas simulações para elucidar o desempenho de cada compensador. Na Figura 4.12 são apresentados os resultados de simulação do sistema controlado para o conversor BoFly, em malha aberta e com a utilização de um dos controladores propostos.

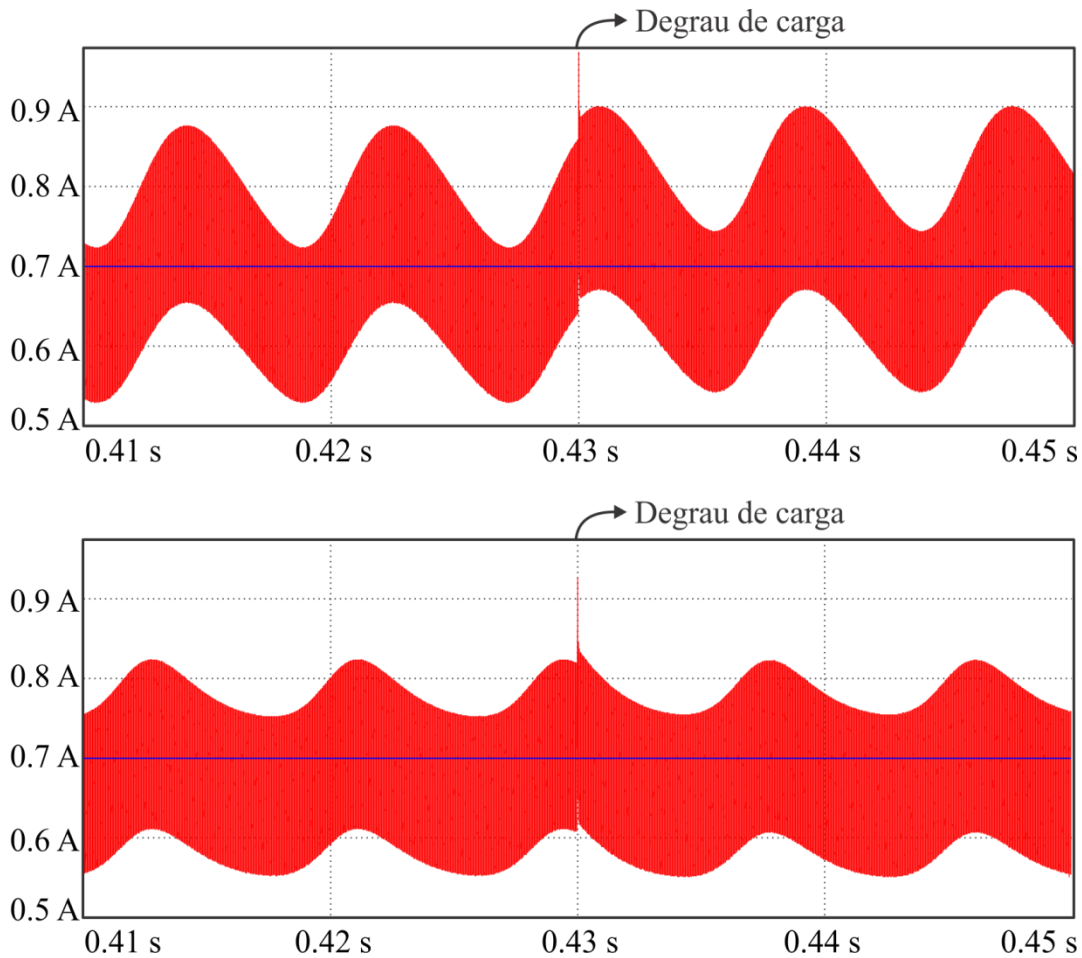


Figura 4.12 – Comparação entre a simulação do conversor BoFly em malha aberta e fechada

É simulada a queima de um dos LEDs, para comprovar a atuação do controlador regulando o valor médio. Ainda fica evidente a atuação do controlador sobre a ondulação de 120 Hz da corrente, reduzindo a amplitude de tal ondulação. Como o valor da ondulação da corrente nos LEDs é um valor máximo definido, pode-se reduzir o capacitor de barramento da topologia, mantendo a ondulação da corrente de saída igual ao valor de projeto.

A partir desta metodologia pode-se chegar ao gráfico apresentado na Figura 4.13, que relaciona o valor da capacitância de barramento reduzida (relativo ao valor nominal) com o ganho do compensador em 120 Hz.

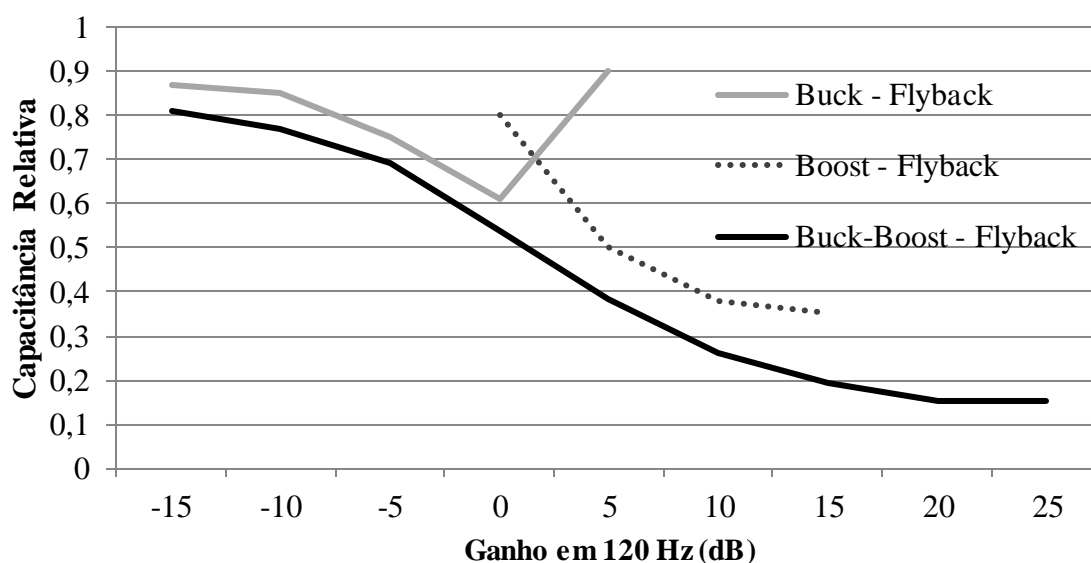


Figura 4.13 – Relação entre redução do capacitor de barramento e ganho do compensador em 120 Hz

Os valores das capacitâncias apresentadas na Figura 4.13 foram limitados ou pela ondulação da corrente de saída, isto é, é o menor valor que garante a ondulação ou então pela norma IEC 61000-3-2, ou seja, a distorção da corrente de entrada devido à atuação do controlador extrapolou os limites da norma.

Assim, como resultado da aplicação desse método foram definidos os controladores PI para cada topologia apresentados na Tabela 4.1. Ainda consta nesta tabela os valores dos capacitores reduzidos para cada topologia ( $C_{\text{BusR}}$ ), e a ondulação da corrente sobre os LEDs, com a aplicação dos controladores propostos.

Tabela 4.1 – Valores dos compensadores projetados

	<b>BuFly</b>	<b>BoFly</b>	<b>BuBoFly</b>
$C(s)$	$0.003473 \frac{(s + 50264)}{s}$	$0.0587 \frac{(s + 50264)}{s}$	$0.08476 \frac{(s + 50264)}{s}$
$C_{\text{BusR}}$	61 $\mu\text{F}$	3.5 $\mu\text{F}$	2 $\mu\text{F}$
$\Delta I_o$	50%	47%	46%

Na Figura 4.14 é apresentado o circuito de realimentação implementado. Onde a medida de corrente é realizada pelo sensor de efeito hall ACS 712T. É utilizado um circuito subtrator para retirar o nível DC fornecido pelo sensor, seguido então de um compensador PI

e então a lei de controle é modulada por um circuito integrado SG 3524. Um arranjo totem-pole aplica o sinal de *gate* gerado pelo modulador ao interruptor do sistema de potência.

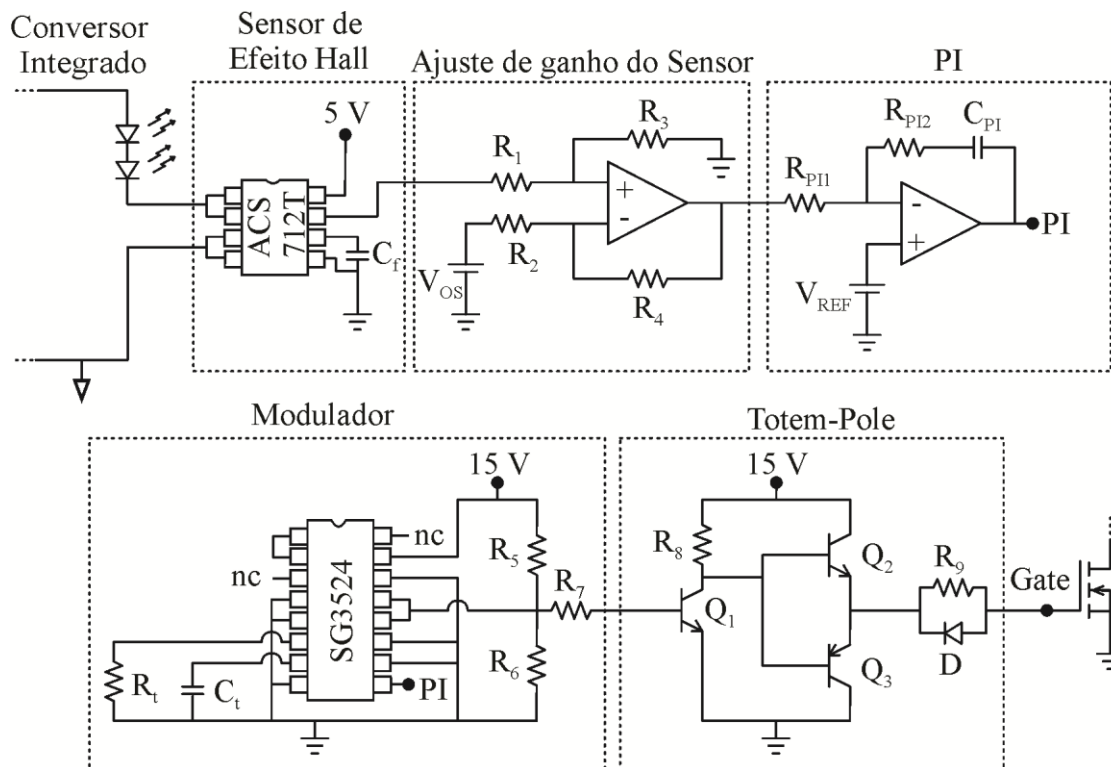


Figura 4.14 – Circuito de realimentação

Na Tabela 4.2 são apresentados os valores dos componentes utilizados no circuito de realimentação da Figura 4.14.

Tabela 4.2 – Valores do compensador projetado

Componente	Valor	Componente	Valor
$R_1 = R_2$	20 k $\Omega$	$C_{PI}$	100 nF
$R_3 = R_4$	18 k $\Omega$	$C_f$	10 nF
$R_5$	1,5 k $\Omega$	$R_t$	5 k $\Omega$
$R_6$	68 k $\Omega$	$C_t$	2,2 nF
$R_7$	100 $\Omega$	$V_{OS}$	2,5 V
$R_8$	1 k $\Omega$	$Q_1$	PN2222
$R_9$	15 $\Omega$	$Q_2$	BC337
$R_{PI1}$	1 k $\Omega$	$Q_3$	BC327
$R_{PI2}$	200 $\Omega$	$D$	1N4148



#### 4.4 Conclusão

Nesse capítulo foi apresentada a modelagem das topologias propostas pelo método do modelo médio dos interruptores considerando o modelo dos LEDs como carga. Assim como a metodologia para a obtenção das funções de transferência para as variáveis de interesse.

Foi projetado um compensador do tipo PI para controlar o valor médio da corrente nos LEDs. Este compensador ainda foi definido de tal forma a ser possível a redução do valor da capacitância de barramento através da atuação deste controlador sobre a ondulação no dobro da frequência da rede. Para cada topologia foi proposto um compensador que garante a máxima redução do valor de capacitância de barramento e que ainda mantém os conversores dentro dos limites estabelecidos pela norma.

Foram apresentados resultados de simulação e ainda o circuito prático para realizar o controle das topologias implementadas.



## CAPÍTULO 5

### RESULTADOS EXPERIMENTAIS

#### 5.1 Introdução

O presente capítulo apresenta os resultados experimentais referentes as topologias implementadas ao decorrer deste trabalho. Inicialmente serão apresentados os resultados do conversor Flyback estágio único, implementado com a intenção de comparar as principais diferenças práticas de um conversor integrado com um conversor de estágio único. Além disso o conversor Boost-Flyback foi projetado e implementado, bem como a sua malha de controle, com o objetivo de comprovar a técnica proposta ao longo do trabalho. Os principais resultados experimentais de ambas as topologias são apresentados a seguir

#### 5.2 Conversor Flyback estágio único

Com o intuito de comparação da topologia implementada, foi projetado e implementado um conversor em estágio único. Foi desenvolvido um conversor Flyback estágio único, dedicado à correção do fator de potência e ainda ao controle de potência, o uso deste conversor também foi feito por Rafael (PINTO, 2012).

Tal sistema é apresentado na Figura 5.1 e é basicamente um conversor Flyback convencional, porém com filtro de altas frequências no estágio de entrada, assim como as topologias integradas propostas.

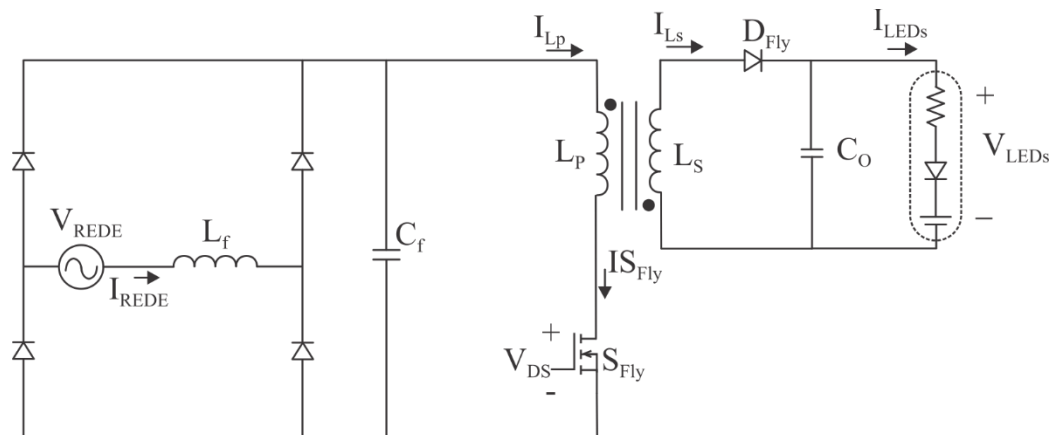


Figura 5.1 – Conversor Flyback estágio único para alimentação de LEDs

Este sistema tem a característica de possuir menor número de componentes com relação às topologias integradas, e assim maior simplicidade. Outra característica que difere das destas topologias é o valor da capacitância de saída do sistema, que tende a ser muito mais elevada. Esta característica se dá pelo fato do conversor estágio único não possuir um conversor intermediário que atue como filtro ativo para ondulação em 120 Hz da potência fornecida ao sistema. Os valores dos componentes utilizados na implementação do Flyback estágio único são apresentados na Tabela 5.1.

Na Figura 5.2 é apresentada uma foto do conversor Flyback estágio único implementado. Para este conversor, não se conseguiu aplicar a mesma metodologia para redução do capacitor através da aplicação de um circuito de realimentação.

Tabela 5.1 – Resultados de Projeto para o conversor Flyback

<b>Descrição</b>	<b>Abreviatura</b>	<b>Especificação</b>	<b>Valor</b>	
Acoplamento do Flyback	$L_P$	Indutância	625 $\mu$ H	
		Espiras/AWG do fio	40/23 AWG	
	$L_S$	Indutância	142 $\mu$ H	
		Espiras/AWG do fio	20/3 x 23 AWG	
			Núcleo	40/17/12
	Indutor do Filtro	$L_f$	Indutância	3,6 mH
Espiras/AWG do fio			364/27 AWG	
Núcleo			30/15/7	
Capacitor de Saída	$C_O$	Capacitância	280 $\mu$ F	
Capacitor do filtro	$C_f$	Capacitância	100 nF	
Diodo do Flyback	$D_{Fly}$	Modelo	UF 5408	
Interruptor integrado	$S_{BoFly}$	Modelo	IRFPG50	

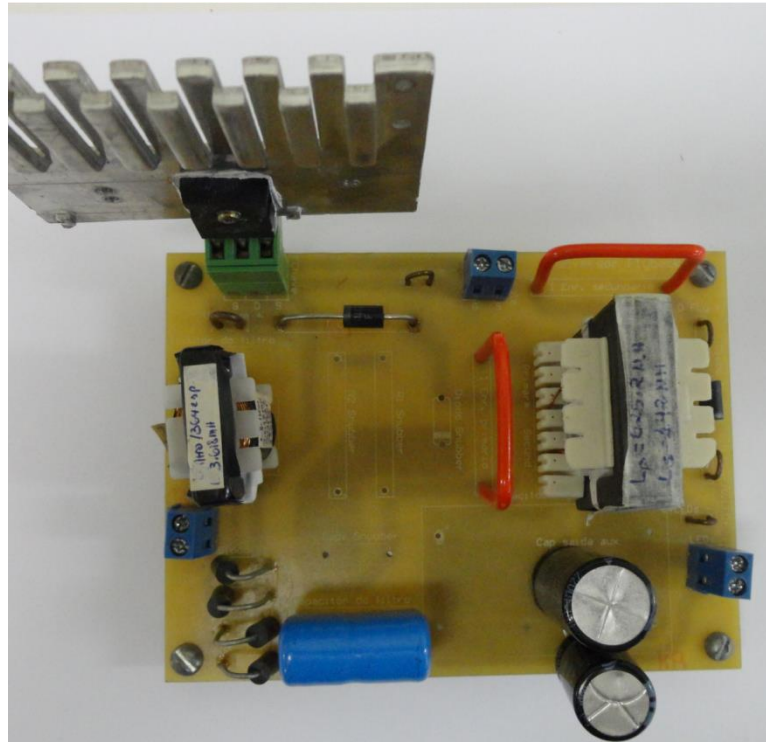


Figura 5.2 – Conversor Flyback estágio único

Na Figura 5.3 são apresentadas as aquisições da corrente, tensão e potência nos LEDs. Nota-se que o valor médio da corrente de saída ficou em 699 mA e o valor médio da potência de saída em 70,9 W, valores muito próximos daqueles definidos em projeto.

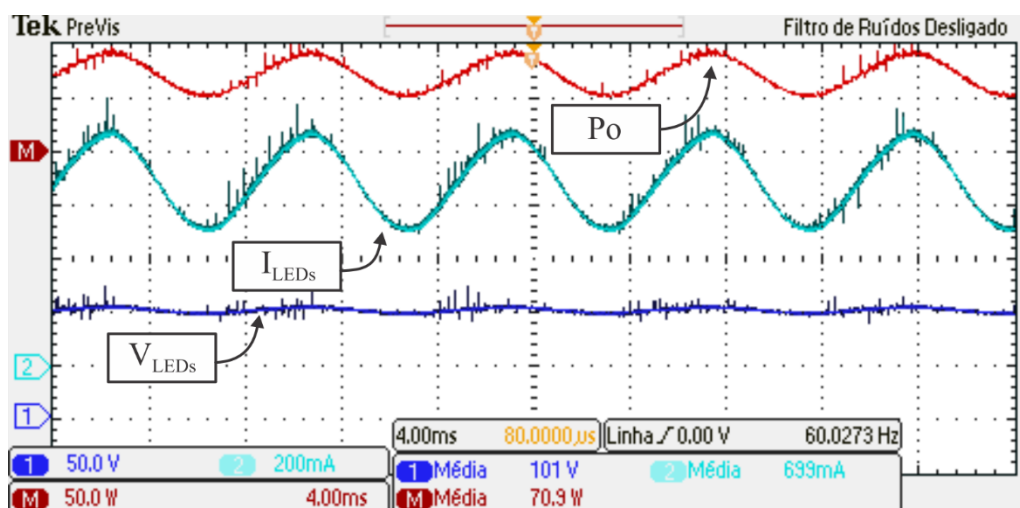


Figura 5.3– Corrente de saída (CH 2 – 200 mA/div), Tensão de saída (CH 1 – 50 V/div) e Potência de saída (CH M – 50 W/div) – Escala de tempo 4 ms/div

Na Figura 5.4 é apresentado o detalhe do valor da ondulação de corrente nos LEDs, ficando em 352 mA, aproximadamente os 50% definidos.

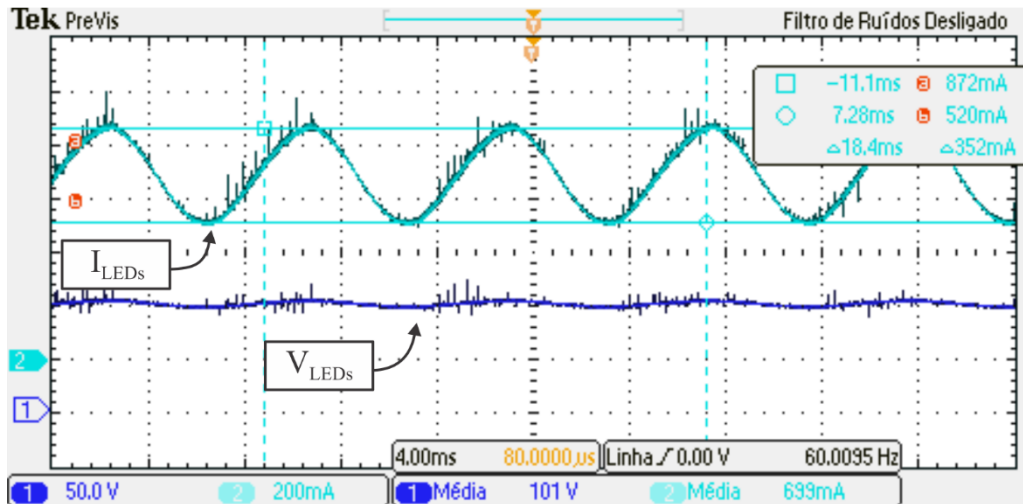


Figura 5.4– Corrente de saída (CH 2 – 200 mA/div) e Tensão de saída (CH 1 – 50 V/div) – Escala de tempo 4 ms/div

Na Figura 5.5 são apresentadas a tensão, corrente e potência de entrada do sistema. Como pode ser observado, o valor da potência de entrada ficou em 79,6 W, sendo o rendimento desta topologia aproximadamente 89%.

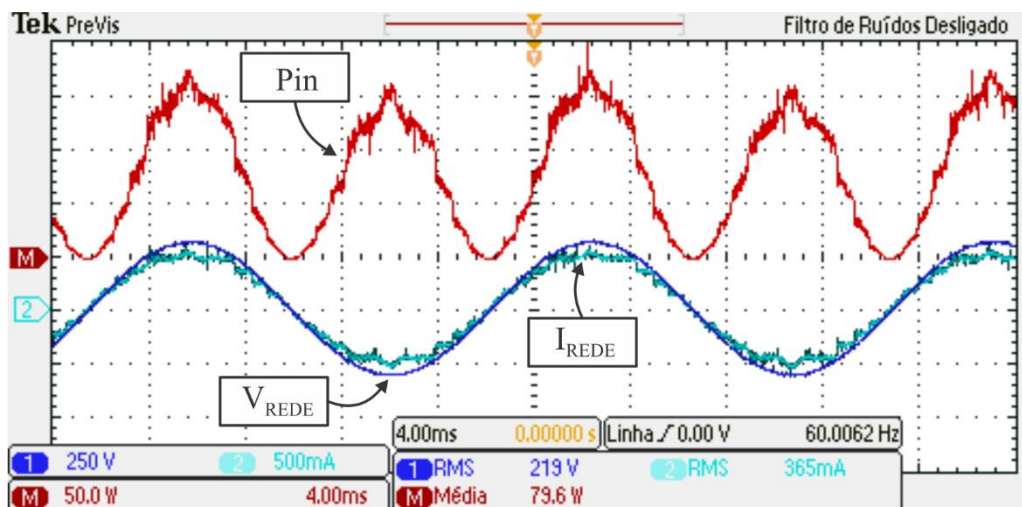


Figura 5.5– Corrente de entrada (CH 2 – 500 mA/div), Tensão de entrada (CH 1 – 250 V/div) e Potência de entrada (CH M – 50 W/div) – Escala de tempo 4 ms/div

O conteúdo harmônico da corrente de entrada é apresentado na Figura 5.6 em comparativo com a norma IEC 61000-3-2. Nota-se que o conversor está dentro do especificado pela norma, embora apresente o valor de algumas harmônicas muito próximo do limitado, principalmente a 13<sup>o</sup> e 25<sup>o</sup> harmônica. Esta característica, principalmente, foi o que impossibilitou de se aplicar a metodologia de controle para que se reduzisse a capacitância de saída deste conversor.

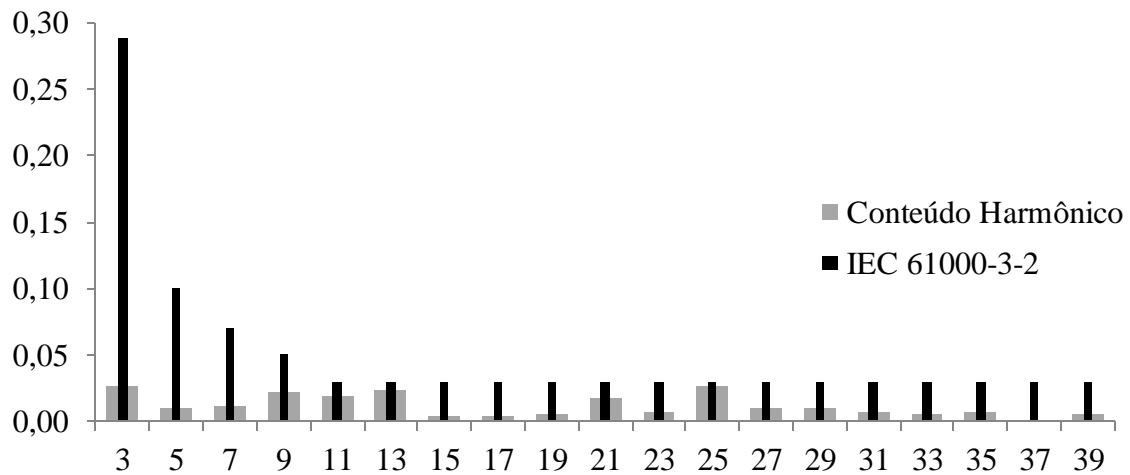


Figura 5.6 – Conteúdo harmônico da corrente de entrada do conversor Flyback estágio único

Na Figura 5.7 são apresentados os esforços de tensão e corrente no interruptor do Flyback estágio único. Na Figura 5.8 são apresentadas as mesmas formas de onda na escala de tempo de  $10\mu\text{s}$  por divisão. O valor máximo da corrente no interruptor ficou em 2,36 A e da tensão de bloqueio pode atingir valores de até 935 V.

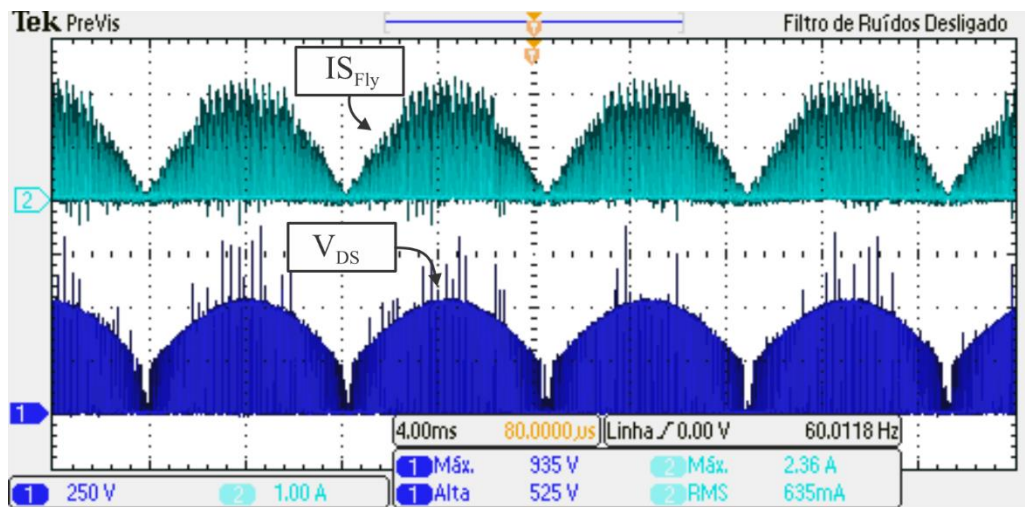


Figura 5.7 – Tensão sobre o interruptor  $S_{Fly}$  (CH 1 – 250 V/div) e Corrente no interruptor  $S_{Fly}$  (CH 2 – 1 A/div) – Escala de tempo 4 ms/div

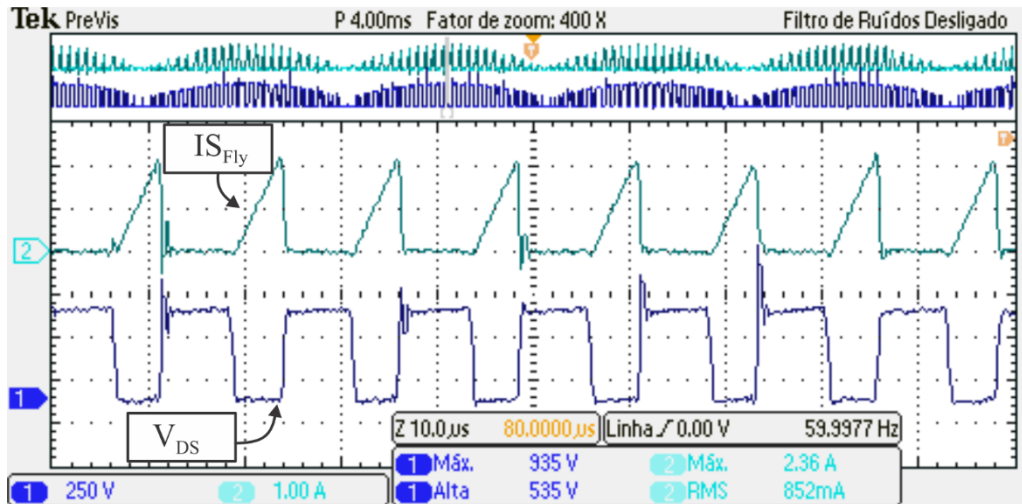


Figura 5.8 – Tensão sobre o interruptor  $S_{Fly}$  (CH 1 – 250 V/div) e Corrente no interruptor  $S_{Fly}$  (CH 2 – 1 A/div) – Escala de tempo 10  $\mu$ s/div

Na Figura 5.9 são apresentadas as correntes no enrolamento primário e secundário do acoplamento Flyback, em um escala de tempo de 10  $\mu$ s/div. O valor das correntes de pico ficaram em aproximadamente 7 A e 2,4 A para o secundário e primário, respectivamente. O valor eficaz das correntes ficaram em 875 mA, para o primário, e 2 A, para o secundário.

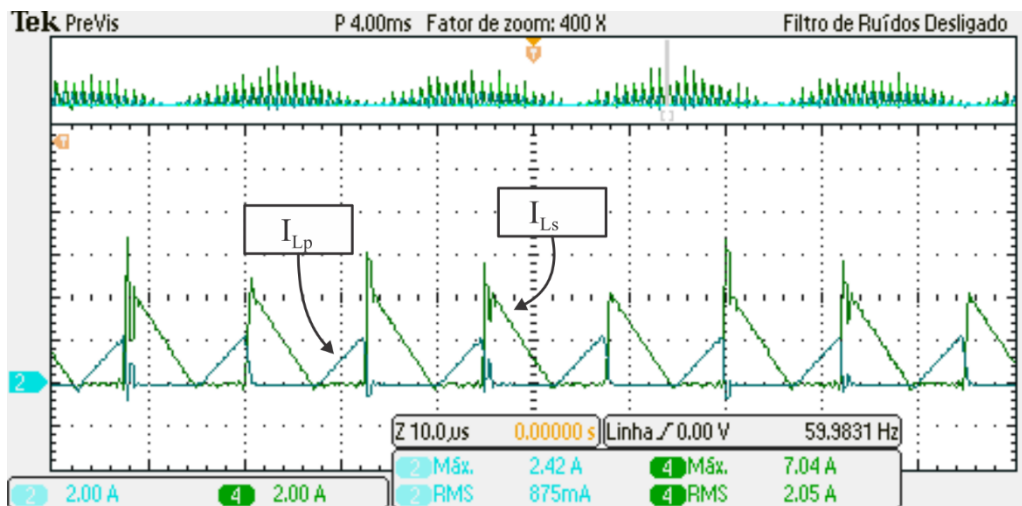


Figura 5.9 – Corrente no enrolamento primário  $L_p$  (CH 2 – 2.A/div) e Corrente no enrolamento secundário  $L_s$  (CH 4 – 2 A/div) – Escala de tempo 10  $\mu$ s/div

Para validar a ideia e a metodologia proposta foi implementado o conversor Boost-Flyback integrado (BoFly). O esquemático do conversor implementado é ilustrado na Figura 5.10, enquanto os parâmetros de projeto constam na Tabela 5.2.



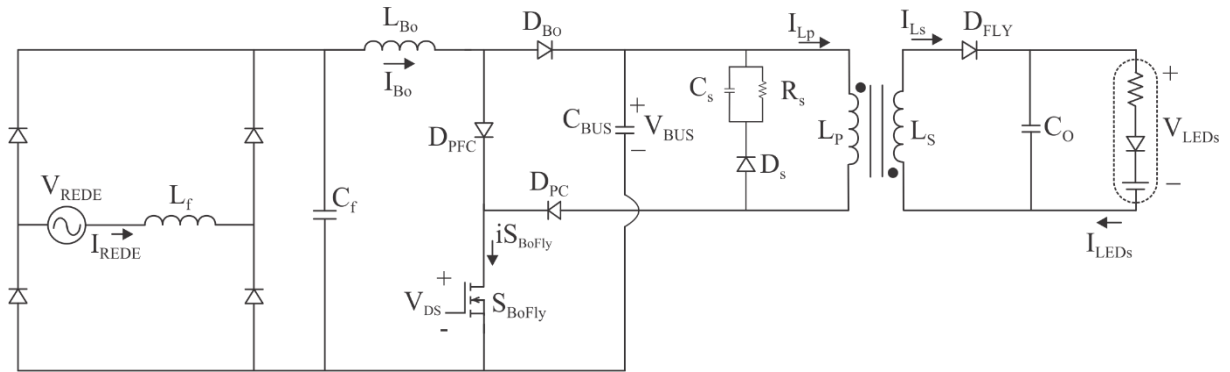


Figura 5.10 - Esquemático do conversor Boost-Flyback

Tabela 5.2 – Parâmetros de projeto

Parâmetro	Abreviatura	Valor
Número de LEDs	-	32 LEDs
Corrente de saída	$I_O$	700 mA
Potência de saída	$P_O$	70 W
Ripple de corrente nos LEDs	$\Delta I_O$	50%
Tensão de entrada	$V_{REDE}$	220 $V_{RMS}$
Frequência da rede	fr	60 Hz
Frequência de comutação	fs	80 kHz
Rendimento estimado do conversor PFC	$\eta_{PFC}$	95%
Rendimento estimado do conversor PC	$\eta_{PC}$	90%
Tensão de barramento	$V_{BUS}$	450 V

Os resultados de projeto são apresentados na Tabela 5.3 juntamente com os componentes utilizados na implementação da topologia.

Tabela 5.3 – Resultados de projeto para o conversor BoFly em malha aberta

<b>Descrição</b>	<b>Abreviatura</b>	<b>Especificação</b>	<b>Valor</b>
Acoplamento do Flyback	$L_P$	Indutância	1,38 mH
		Espiras/AWG do fio	100/26 AWG
	$L_S$	Indutância	79,76 $\mu$ H
		Espiras/AWG do fio	51/23 AWG x 2
		Núcleo	E 30/15/7
Indutor do Boost	$L_{Bo}$	Indutância	856 $\mu$ H
		Espiras/AWG do fio	68/24 AWG
			Núcleo
Indutor do Filtro	$L_f$	Indutância	6,5 mH
		Espiras/AWG do fio	270/26 AWG
			Núcleo
Capacitor de barramento	$C_{BUS}$	Capacitância	10 $\mu$ F
Capacitor de Saída	$C_O$	Capacitância	1 $\mu$ F
Capacitor do filtro	$C_f$	Capacitância	68 nF
Diodo do Boost	$D_{Bo}$	Modelo	UF 5408
Diodos de integração	$D_{PFC}$ e $D_{PC}$	Modelo	UF 5408
Diodo do Flyback	$D_{Fly}$	Modelo	MUR 460
Interruptor integrado	$S_{BoFly}$	Modelo	IRFPG50
Diodo <i>Snubber</i>	$D_S$	Modelo	UF 5408
Capacitor <i>Snubber</i>	$C_S$	Capacitância	1,8 nF
Resistor <i>Snubber</i>	$R_S$	Resistência	33 k $\Omega$

A Figura 5.11 apresenta uma foto do protótipo, onde são destacadas as principais partes do sistema.

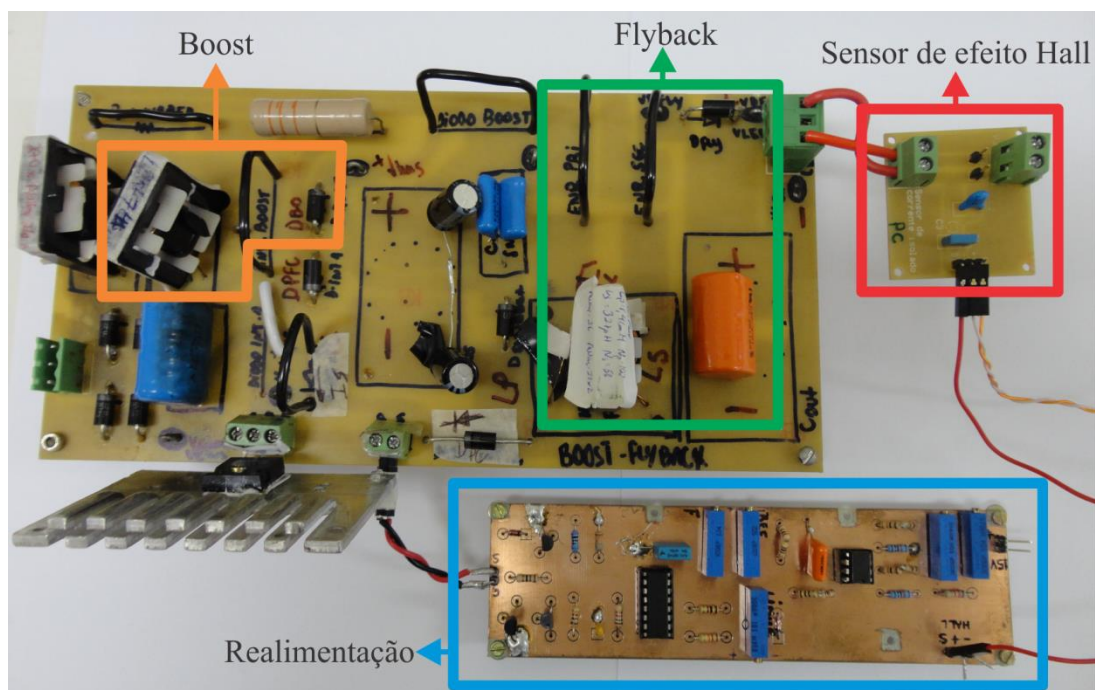


Figura 5.11 – Foto do protótipo implementado BoFly

O conversor foi ensaiado primeiramente em malha aberta, a fim de comprovar os resultados de projeto. Então foi adicionado um controlador, projetado no Capítulo 4, de tal forma a regular o valor médio da corrente nos LEDs e ainda atuar sobre a ondulação com frequência de 120 Hz dessa corrente. E então foi ensaiado o conversor com o valor da capacitância de barramento reduzida, mostrado na Tabela 4.1.

### 5.3 Conversor BoFly em malha aberta:

Na Figura 5.12 é apresentada a forma de onda da corrente, tensão e potência nos LEDs. Observa-se que a corrente de saída está com valor médio igual a 699 mA, muito próximo ao valor de projeto. O mesmo cenário é visto para a potência de saída, sendo que o valor médio dessa ficou em 71.1 W.

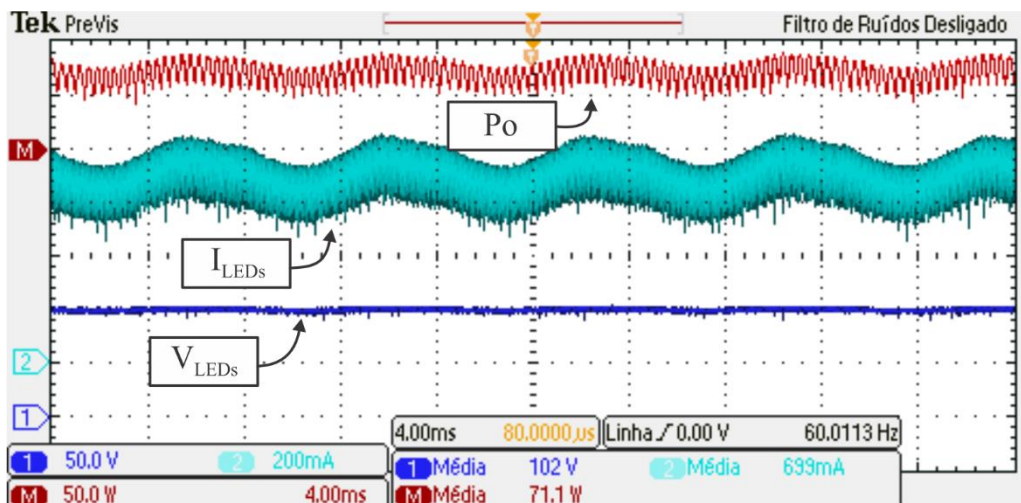


Figura 5.12 – Corrente de saída (CH 2 – 200 mA/div), Tensão de saída (CH 1 – 50 V/div) e Potência de saída (CH M – 50 W/div) – Escala de tempo 4 ms/div

Na Figura 5.13 são mostradas as formas de onda da tensão de barramento e a corrente nos LEDs, pode-se observar que o valor médio da tensão no barramento ficou próximo ao valor de projeto. Ainda é identificado o valor da ondulação da tensão de barramento, para futura comparação com os demais resultados a serem apresentados.

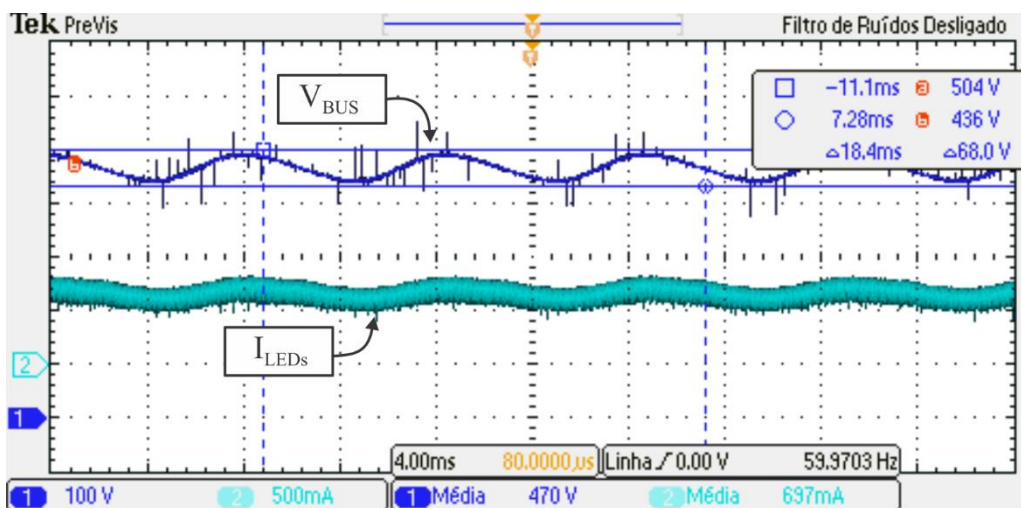


Figura 5.13 – Tensão de barramento (CH 1 – 100 V/div) e Corrente de saída (CH 2 – 500 mA/div) – Escala de tempo 4ms/div

A Figura 5.14 mostra um detalhe no valor da ondulação da corrente de saída, ficando essa em aproximadamente 352 mA, isto é, muito próximo aos 50% definidos em projeto.

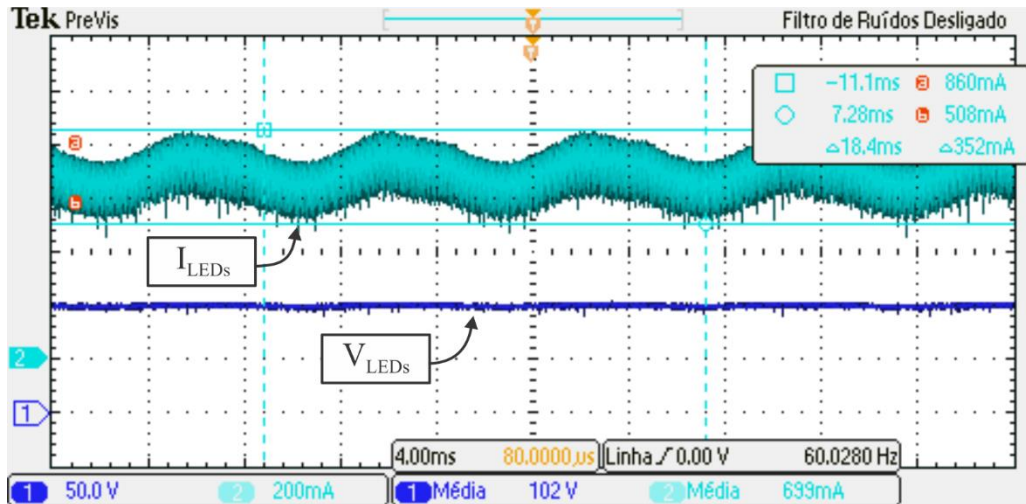


Figura 5.14 – Corrente de saída (CH 2 – 200 mA/div) e Tensão de saída (CH 1 – 50 V/div) – Escala de tempo 4 ms/div

As formas de onda da tensão, corrente e potência de entrada são apresentadas na Figura 5.15. Pode-se observar que o valor médio da potência de entrada ficou em 82,3 W, evidenciando um rendimento de 86,3%.

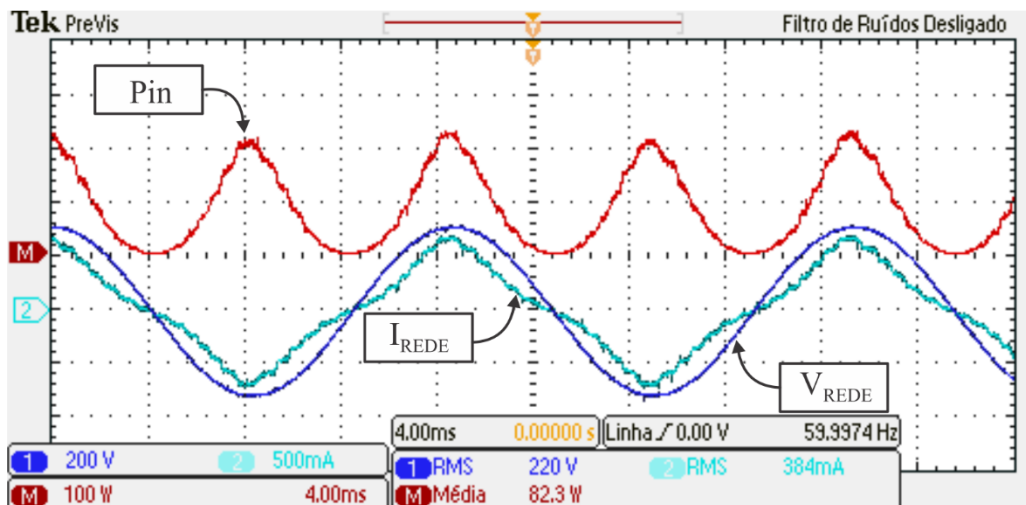


Figura 5.15 – Tensão de entrada (CH 1 – 200 V/div), Corrente de entrada (CH 2 – 500 mA/div) e Potência de entrada (CH M – 100 W/div) – Escala de tempo 4 ms/div

Para comprovar que o conteúdo harmônico da corrente de entrada está dentro dos limites definidos pela norma IEC 61000-3-2 é apresentada a Figura 5.16, onde são comparadas as amplitudes das harmônicas de corrente com os limites especificados. Observa-se que o conteúdo harmônico da corrente está de acordo com os limites.

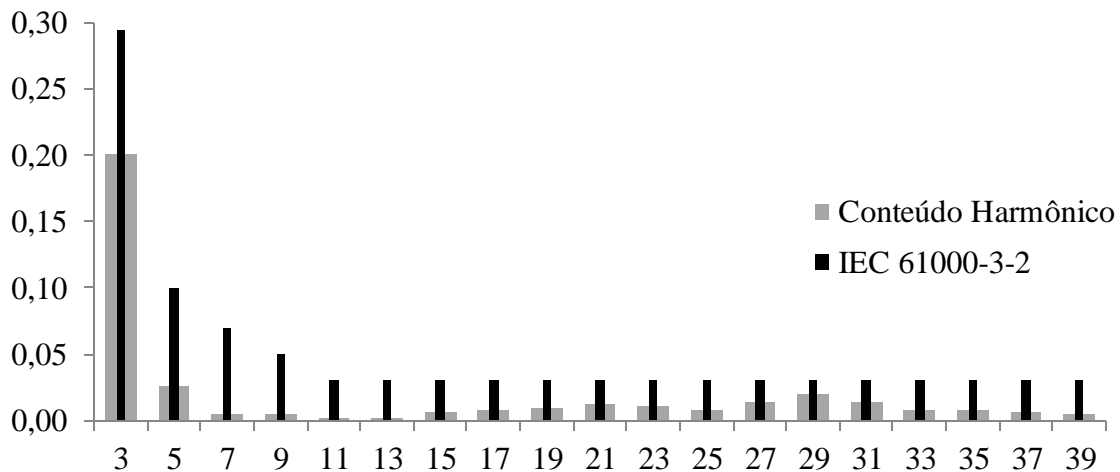


Figura 5.16 – Conteúdo harmônico da corrente de entrada do conversor BoFly operando em malha aberta

A taxa total de distorção harmônica para este teste ficou em 20,8% e o fator de potência do sistema ficou em 0,979.

#### 5.4 Conversor BoFly em malha fechada:

É então aplicado o compensador proposto, apresentado na Tabela 4.1. Seguem as aquisições com a atuação do controlador. Na Figura 5.17 observa-se que o valor médio da corrente de saída ficou em 699 mA, próximo aos 700 mA de projeto. Ainda observa-se que o valor médio da potência de saída está próximo aos 70 W, conforme estipulado em projeto.

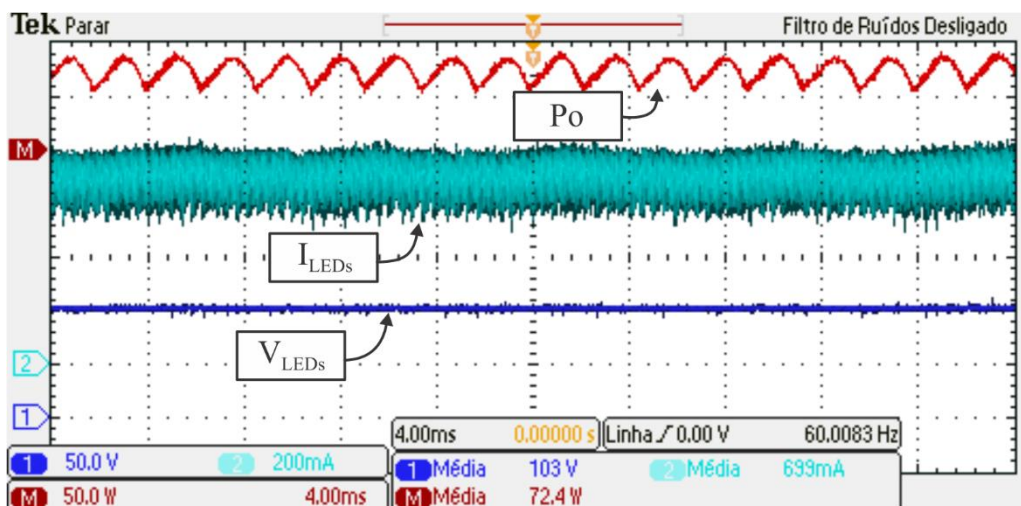


Figura 5.17 - Corrente de saída (CH 2 – 200 mA/div), Tensão de saída (CH 1 – 50 V/div) e Potência de saída (CH M – 50 W/div) – Escala de tempo 4 ms/div

Na Figura 5.18 é salientado o valor da ondulação de corrente nos LEDs, sendo este valor de 280 mA, aproximadamente 40%, ou seja, menor que o valor máximo estipulado. Mostrando assim a atuação do controlador sobre os distúrbios em 120 Hz também.

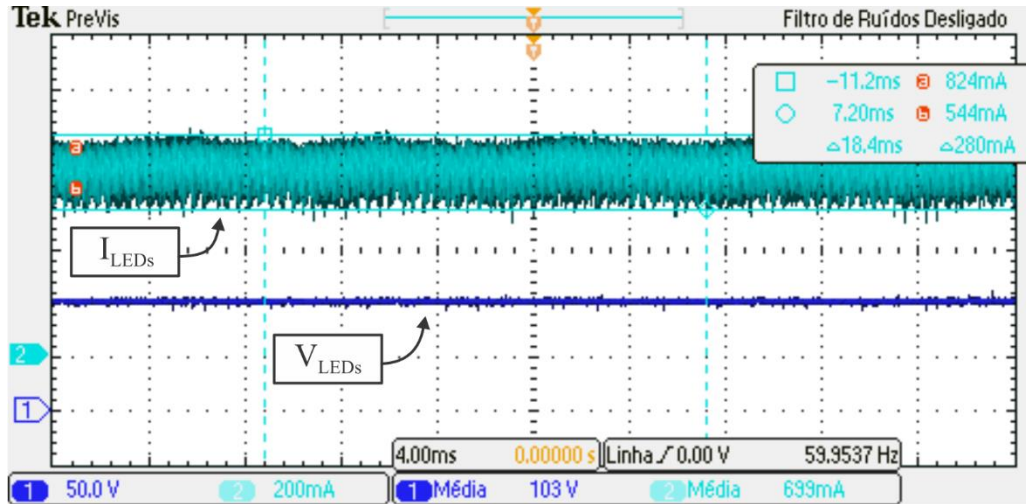


Figura 5.18 – Corrente de saída (CH 2 – 200 mA/div) e Tensão de saída (CH 1 – 50 V/div) – Escala de tempo 4 ms/div

Tal atuação do controlador, reduzindo a ondulação é vista também na Figura 5.19, onde o valor da ondulação de barramento está em 56 V, enquanto em malha aberta tal valor é 68 V.

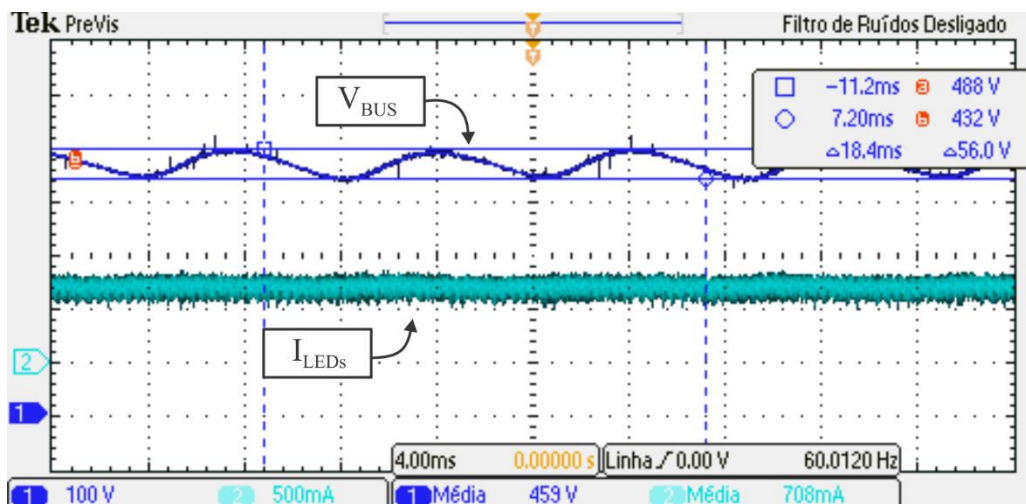


Figura 5.19 – Tensão de barramento (CH 1 – 100 V/div) e Corrente de saída (CH 2 – 500 mA/div) – Escala de tempo 4ms/div

Na Figura 5.20 são apresentadas as aquisições da tensão, corrente e potência de entrada. O valor médio da potência de entrada ficou em 81,5 W, evidenciando um rendimento de aproximadamente 88%.

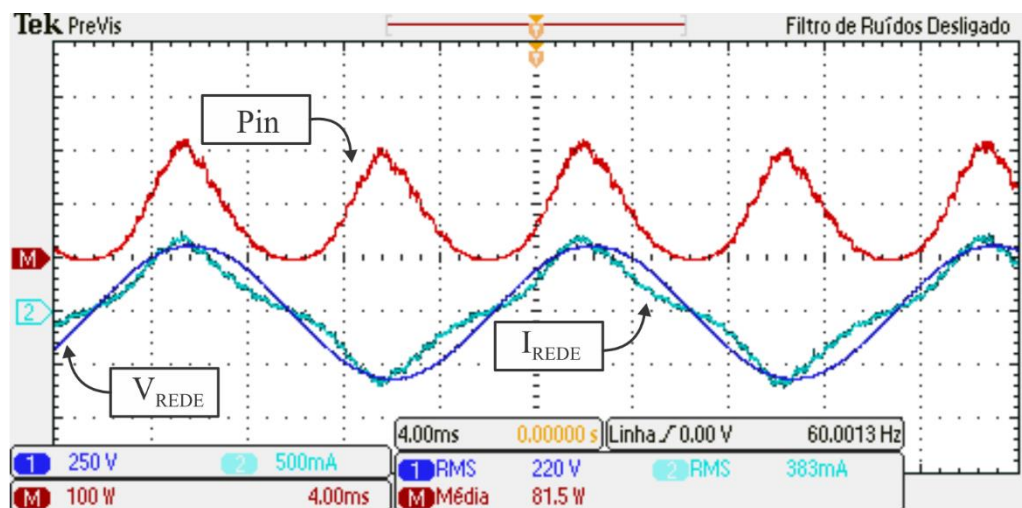


Figura 5.20 Tensão de entrada (CH 1 – 250 V/div), Corrente de entrada (CH 2 – 500 mA/div) e Potência de entrada (CH M – 100 W/div) – Escala de tempo 4 ms/div

Para este caso ainda foi feita a avaliação do conteúdo harmônico da corrente de entrada perante a norma IEC 61000-3-2, como mostrado na Figura 5.21. Nota-se que o sistema atende aos limites da norma.

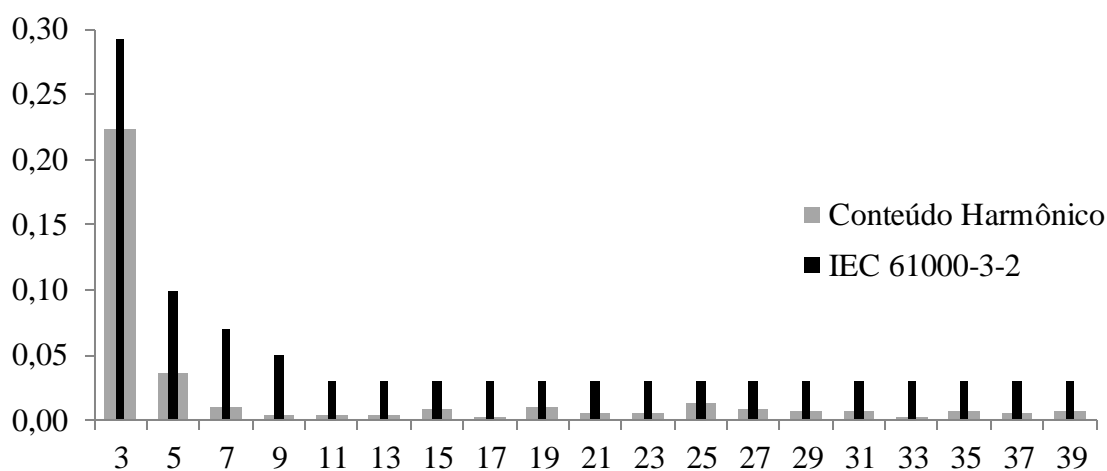


Figura 5.21 – Conteúdo harmônico da corrente de entrada do conversor BoFly operando em malha fechada

O valor da THD da corrente de entrada ficou em 23,1%, e o fator de potência em aproximadamente 0,974. Em comparação com o resultado do conversor operando em malha aberta pode ser notado o aumento da THD da corrente de entrada, como consequência da atuação do controlador sobre a ondulação de baixa frequência da corrente de saída.



## 5.5 Conversor BoFly em malha fechada com $C_{BUS}$ reduzido

Como a ondulação da corrente de saída foi reduzida com a atuação do controlador, foi feita a redução do valor da capacitância de barramento, de tal forma que se mantenha a mesma ondulação máxima da corrente nos LEDs, definida em projeto. Seguem os resultados para a operação do conversor Boost-Flyback operando em malha fechada e com capacitância de barramento reduzida.

Na Figura 5.22 são apresentadas a corrente, a tensão e a potência de saída. Nota-se que o valor médio da corrente permaneceu dentro do valor de projeto, 700 mA. Ainda a observa-se que a potência de saída também ficou próximo ao valor de projeto, 71,5 W.

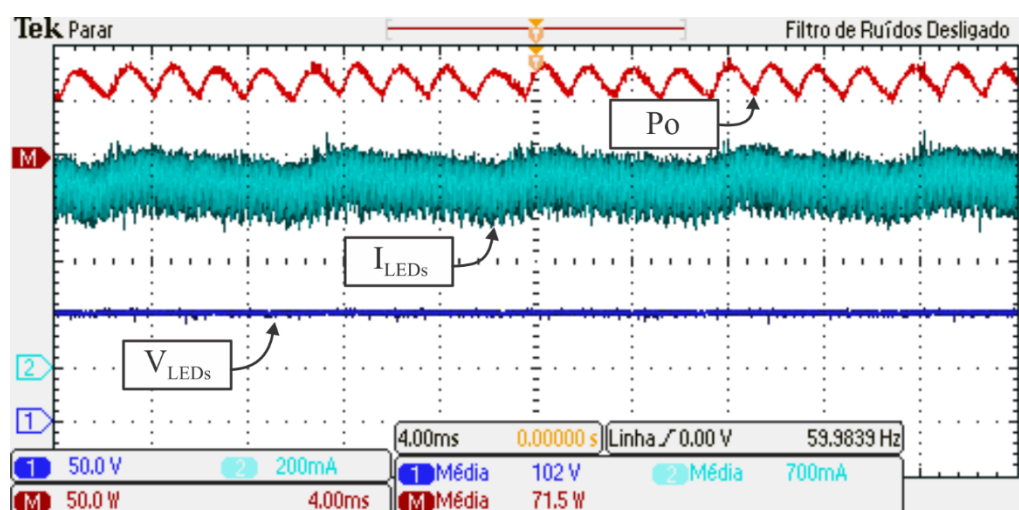


Figura 5.22– Corrente de saída (CH 2 – 200 mA/div), Tensão de saída (CH 1 – 50 V/div) e Potência de saída (CH M – 50 W/div) – Escala de tempo 4 ms/div

Na Figura 5.23 é feito detalhe no valor da ondulação da corrente nos LEDs, que é próxima a 312 mA (45%). Mantendo este valor se conseguiu a redução no valor da capacitância de barramento de  $10\mu\text{F}$  para  $3,5\mu\text{F}$ , representando uma redução de 63%. Embora o valor da ondulação da corrente de saída tenha ficado menor que o valor máximo definido no projeto, o valor da capacitância de barramento não foi reduzido ainda mais, pois já estava próximo do limite de distorção da corrente de entrada.

Essa redução de capacitância automaticamente aumenta a ondulação da tensão de barramento, uma vez que esta não depende do valor da razão cíclica, ou seja, não é afetada pela atuação do compensador. Isto pode ser observado na Figura 5.24, onde é mostrada a tensão de barramento juntamente com a corrente de saída.

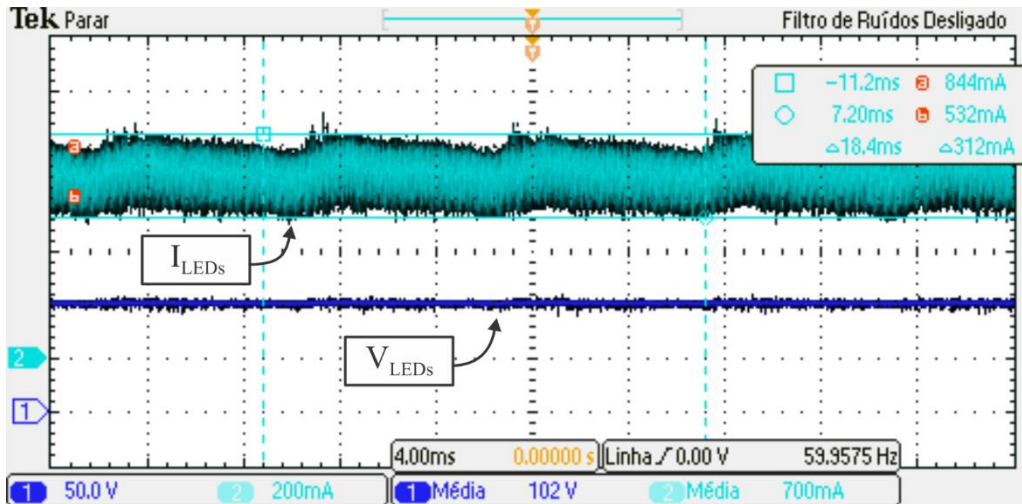


Figura 5.23 – Corrente de saída (CH 2 – 200 mA/div) e Tensão de saída (CH 1 – 50 V/div) – Escala de tempo 4 ms/div

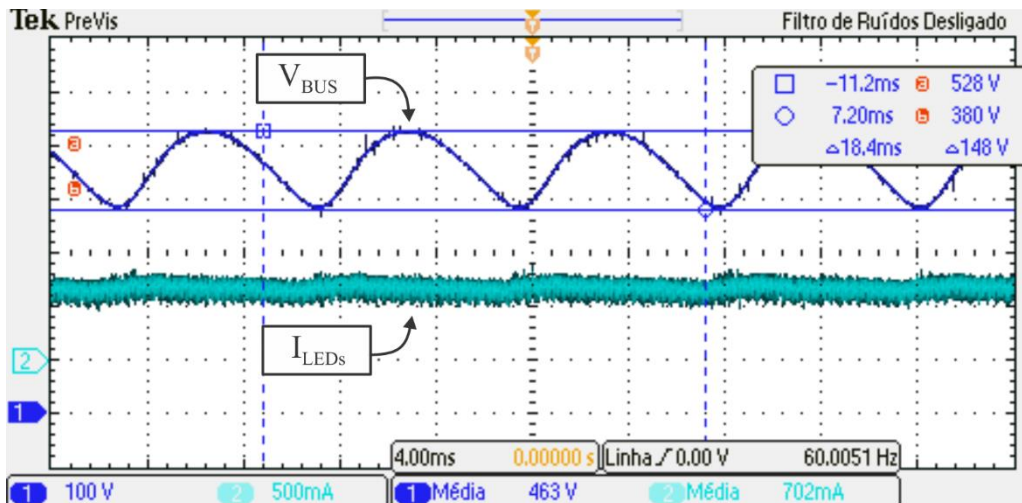


Figura 5.24 – Tensão de barramento (CH 1 – 100 V/div) e Corrente de saída (CH 2 – 500 mA/div) – Escala de tempo 4ms/div

Na Figura 5.25 são apresentadas a tensão, corrente e potência de entrada. A potência de entrada do conversor ficou em 80,7 W, sendo assim o rendimento de aproximadamente 88%. Nota-se que ocorreu uma evidente distorção na corrente de entrada, isso ocorre pelo fato de o controlador atuar sobre a ondulação de 120 Hz da corrente de saída, introduzindo uma variação nesta frequência na razão cíclica, e assim no valor da resistência equivalente do conversor PFC, vista pela rede (definida por (4.21)). Essa distorção da corrente de entrada decorrente da ação do controlador é somada àquela distorção característica do conversor Boost operando em MCD aplicado ao estágio PFC.

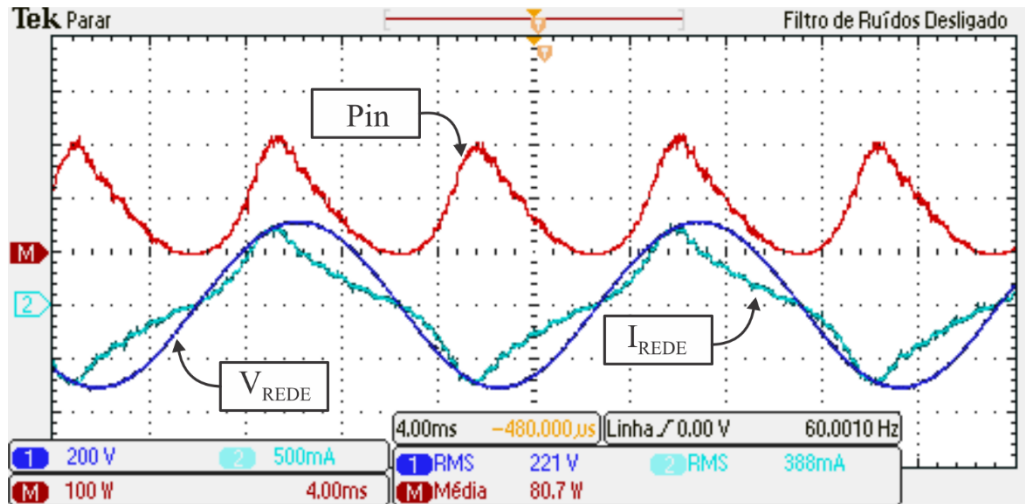


Figura 5.25 Tensão de entrada (CH 1 – 200 V/div), Corrente de entrada (CH 2 – 500 mA/div) e Potência de entrada (CH M – 100 W/div) – Escala de tempo 4 ms/div

Na Figura 5.26 é apresentado o conteúdo harmônico da corrente de entrada em contraponto com os limites definidos pela norma. Nota-se que o conversor está de acordo com todas as amplitudes das harmônicas exigidas.

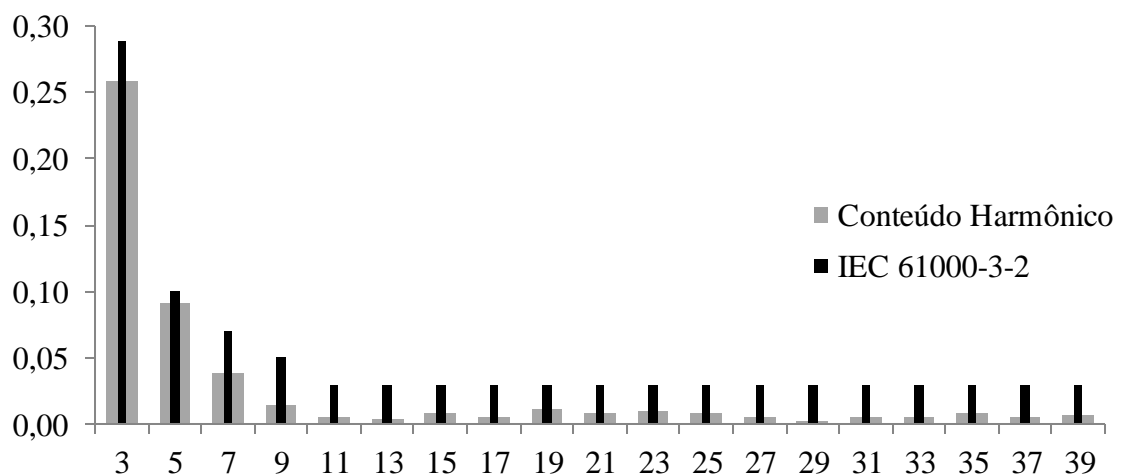


Figura 5.26 – Conteúdo harmônico da corrente de entrada do conversor BoFly operando com capacitor reduzido

O valor da THD da corrente de entrada ficou em 28,03%, e o fator de potência em aproximadamente 0,962. Nota-se que este valor de distorção harmônica foi o pior, comparando com os outros casos, devido à atuação do controlador sobre a ondulação da corrente de saída. Como consequência disso tem-se a redução no fator de potência.

Na Figura 5.27 é apresentada a corrente no indutor  $L_{B0}$  do estágio de correção do fator de potência e a tensão de entrada do conversor, sendo salientada a operação em modo de condução descontínua na Figura 5.28, mostrando esta corrente durante o pico da tensão da rede.

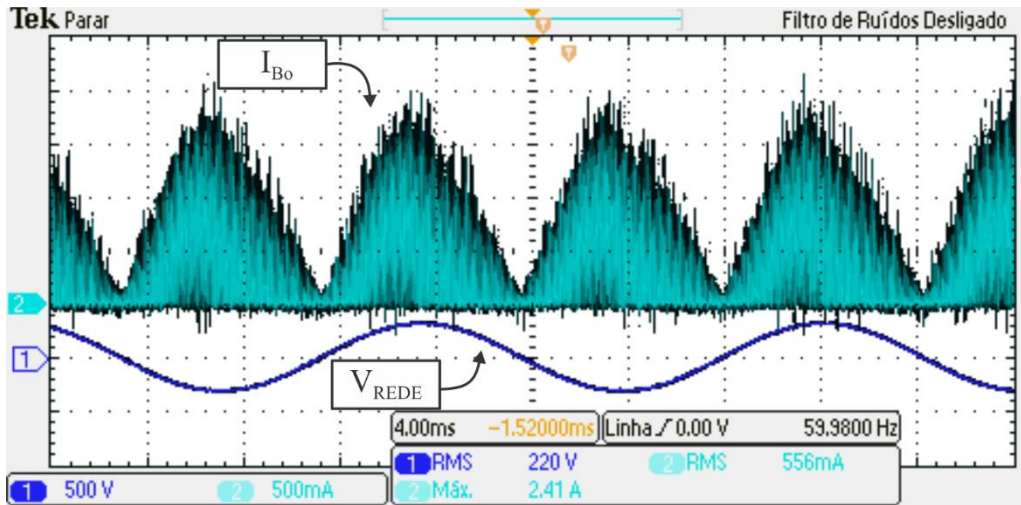


Figura 5.27 – Tensão de entrada (CH 1 – 500 V/div) e Corrente no indutor  $L_{Bo}$  (CH 2 – 500 mA/div) – Escala de tempo 4 ms/div

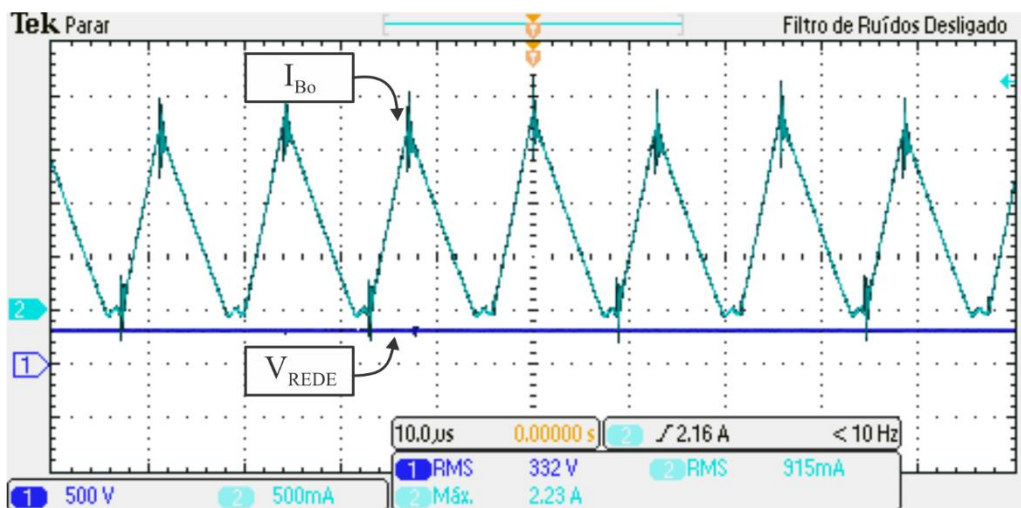


Figura 5.28 – Tensão de entrada (CH 1 – 500 V/div) e Corrente no indutor  $L_{Bo}$  (CH 2 – 500 mA/div) – Escala de tempo 10 µs/div

Ainda são apresentados os esforços no interruptor controlado na Figura 5.29, e em detalhe na Figura 5.30. Pode-se notar que o valor da tensão de bloqueio do interruptor  $S_{BoFLy}$  ficou aproximadamente em 875 V e da corrente eficaz próximo a 1 A.

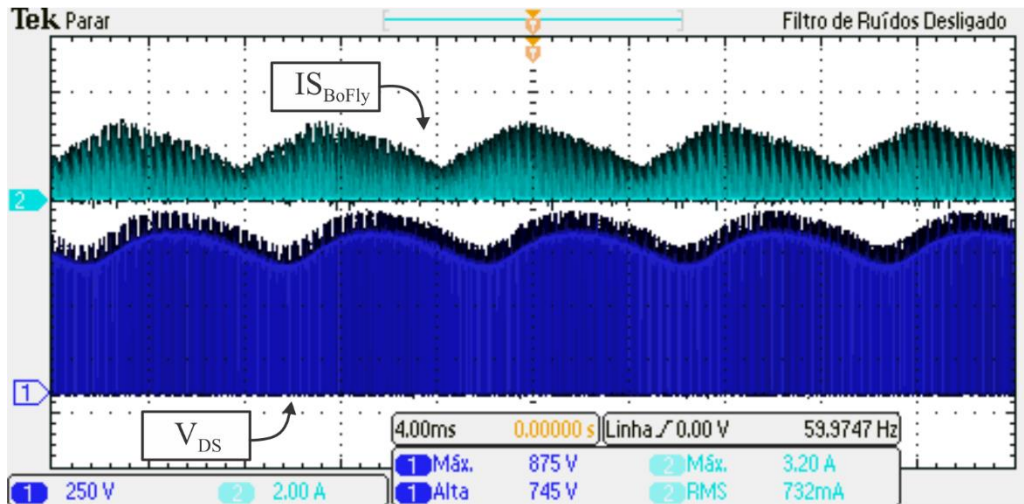


Figura 5.29 – Tensão sobre o interruptor  $S_{BoFly}$  (CH 1 – 250 V/div) e Corrente no interruptor  $S_{BoFly}$  (CH 2 – 2 A/div) – Escala de tempo 4 ms/div

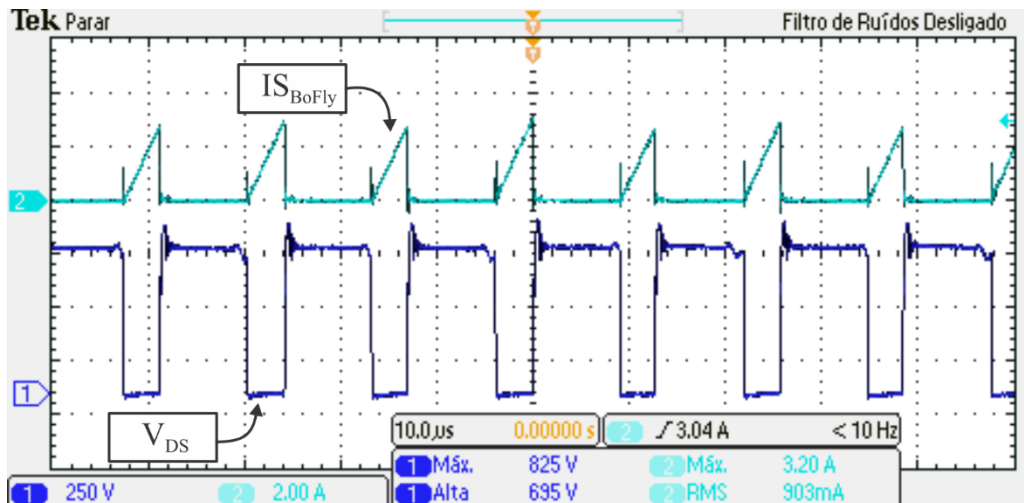


Figura 5.30 – Tensão sobre o interruptor  $S_{BoFly}$  (CH 1 – 250 V/div) e Corrente no interruptor  $S_{BoFly}$  (CH 2 – 2 A/div) – Escala de tempo 10  $\mu$ s/div

Na Figura 5.31 são apresentadas as correntes do enrolamento primário e secundário do acoplamento Flyback utilizado no estágio de controle de potência. Observa-se a operação em modo de condução descontínua deste estágio, bem como os valores eficazes e de pico da corrente em  $L_P$  (415 mA e 1,62 A, respectivamente) e da corrente em  $L_S$  (1,05 A e 3,22 A, respectivamente).

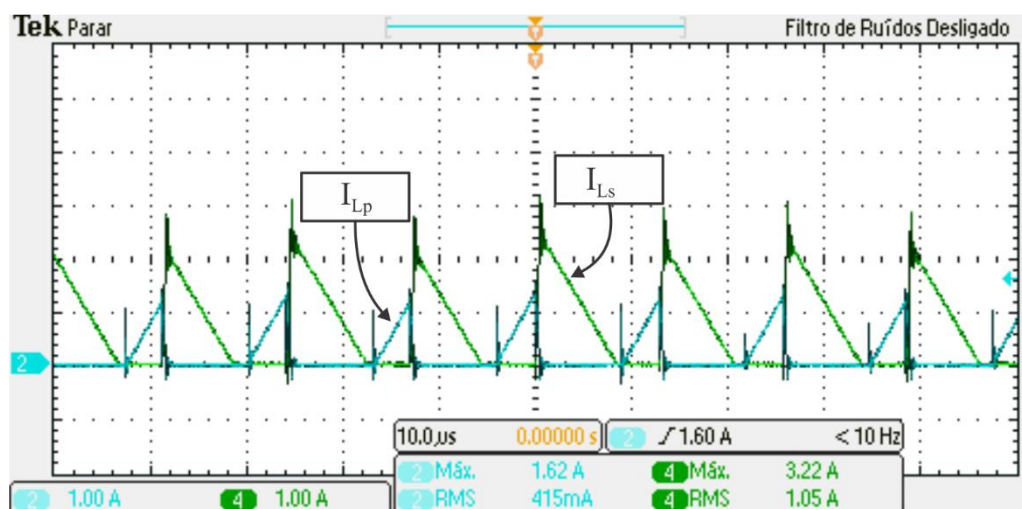


Figura 5.31 – Corrente no enrolamento primário  $L_p$  (CH 2 – 1.A/div) e Corrente no enrolamento secundário  $L_s$  (CH 4 – 1 A/div) – Escala de tempo 10  $\mu$ s/div

Com base nos resultados experimentais do conversor Boost-Flyback integrado (BoFLy) é feita a Tabela 5.4, onde são evidenciadas as características pertinentes a aplicação do compensador.

Tabela 5.4 – Resultados da atuação do compensador para topologia BoFly

	Malha Aberta	Malha Fechada	Malha Fechada (com $C_{BUS}$ reduzido)
$\Delta I_O$	350 mA	280 mA	312 mA
$C_{BUS}$	10 $\mu$ F	10 $\mu$ F	3,3 $\mu$ F
$\Delta V_{BUS}$	68 V	56 V	148 V
THD	20,8%	23,1%	28,03%
FP	0,979	0,974	0,962

Pode ser observado o aumento da distorção harmônica da corrente de entrada do sistema em detrimento da redução do valor da capacitância, com a atuação do controlador aplicado ao sistema. Com isso ainda nota-se a redução do fator de potência. A norma foi atendida em todos os três casos.

Com base nos resultados obtidos para ambas topologias, Boost-Flyback integrado (BoFly) e Flyback estágio único, é apresentada a Tabela 5.5. Enquanto o conversor não integrado apresenta um menor número de componentes, este também apresenta um maior núcleo magnético, e consideráveis maiores esforços quanto ao diodo de saída do conversor. Porém, o interruptor do conversor integrado está sujeito a maiores esforços de corrente e

tensão do que o Flyback estágio único. Cabe ressaltar a grande diferença entre as capacitâncias das topologias, sendo a utilizada no estágio único mais de 50 vezes maior daquela utilizada na topologia integrada.

Tabela 5.5 – Resultados comparativos entre as topologias

Descrição	Abreviatura	Valores	
		Boost-Flyback	Flyback
Nº de componentes	-	18	11
Núcleo indutor do Flyback	-	30/15/7	40/17/12
Núcleo do indutor do Boost	-	30/15/7	-
Capacitor do filtro	$C_f$	68 nF	100 nF
Capacitor de barramento	$C_{BUS}$	3,3 $\mu$ F/600 V	-
Capacitor de saída	$C_O$	1 $\mu$ F/200 V	280 $\mu$ F/200 V
Diodo do Flyback	$iD_{MAX}$	3,22 A	7,04 A
	$iD_{MED}$	700 mA	700 mA
	$VD_{MAX}$	102 V	102 V
Interruptor	$VS_{MAX}$	745 V	525 V
	$iS_{MAX}$	3,20 A	2,36 A
	$iS_{RMS}$	0,732 A	0,635 A
Taxa de distorção harmônica	THD	28 %	7,5 %
Fator de potência	FP	0,962	0,997
Rendimento	$\eta$	88%	89%

Outra característica é o maior rendimento do conversor estágio único, o que era esperado devido ao único estágio de processamento de energia, enquanto na topologia integrada são dois estágios. Embora o conversor Flyback estágio único possua THD muito reduzida com relação ao valor da topologia integrada, quando avaliada pela norma nota-se que este conversor está muito próximo dos limites. Como resultado da menor THD do conversor estágio único, tem-se um maior fator de potência, como evidenciado na Tabela 5.5.

## 5.6 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais das topologias implementadas. Os conversores Flyback estágio único e Boost-Flyback foram implementados e apresentaram alta eficiência, além de atenderem à norma IEC 61000-3-2, referente à distorção harmônica na corrente de entrada. Estão descritos, para o conversor Boost-Flyback, os resultados referentes à topologia operando em malha aberta e malha fechada, e ainda, em malha fechada com o capacitor reduzido.

Além disso, foi realizada uma comparação entre o conversor integrado e o não integrado, considerando as principais características de ambos e comparando-as.



## CONCLUSÃO

Os diodos emissores de luz são cada vez mais atrativos para sistemas de iluminação pública, principalmente devido à sua longa vida útil e eficiência luminosa. Para que estes semicondutores possam ser utilizados nesses sistemas, faz-se necessária a utilização de um circuito de acionamento, geralmente empregando sistemas eletrônicos.

Este trabalho apresenta o projeto de uma série de conversores eletrônicos dedicados a acionar LEDs de potência aplicados à iluminação pública, de elevado fator de potência e isolamento entre rede e carga. Os sistemas propostos são dotados de um estágio de correção do fator de potência e outro de controle de potência. Ainda é proposta a integração dos conversores estáticos utilizados em cada um dos estágios de potência do sistema. São apresentadas as etapas de operação, bem como o projeto detalhado de cada uma das topologias propostas.

Também é realizada a modelagem dos sistemas propostos, de tal forma a ser definido um sistema de controle de corrente para as topologias. Através da atuação do compensador ainda foi possível a redução do valor das capacitâncias dos circuitos, mantendo o mesmo valor de ondulação de corrente nos LEDs.

Foi implementada uma topologia integrada para acionar 32 LEDs com 700 mA, com ondulação máxima de 50%. O protótipo foi ensaiado em malha aberta e malha fechada, com a finalidade de evidenciar a influência do compensador na distorção harmônica da corrente de entrada do conversor. Esta topologia atendeu aos requisitos de projeto, mantendo a potência na carga e ainda atendendo à norma IEC 61000-3-2. Tais características são associadas a elevado fator de potência (0,962), reduzido conteúdo harmônico da corrente de entrada (28%) e elevado rendimento (88%).

Com a intenção de comparação foi ensaiado o conversor Flyback estágio único, para suprir a mesma carga. Tal sistema também satisfaz os requisitos de projeto. Apresentando um maior rendimento (89%) do que a topologia integrada, devido ao menor número de componentes e principalmente a ausência de um estágio de processamento de energia, também foram obtidos fator de potência de 0,997 e THD de 7%. Ainda notou-se que os esforços de corrente na topologia integrada foram ligeiramente maiores. Contudo, os valores de capacitância da topologia estágio único são muito maiores que aquelas no conversor integrado. Esta é outra consequência da ausência de um dos estágios de potência no sistema com estágio único. Esta característica pode se tornar um problema quando se exigem

conversores de elevada vida útil, pois valores elevados de capacitância tendem ao uso de capacitores eletrolíticos, que possuem reduzida vida útil, em comparação aos LEDs.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ALMEIDA, P. S. et al., **An Experimental Study On The Photometrical Impacts Of Several Current Waveforms On Power White LEDs**. Proc. of 11th COBEP. Natal, RN: [s.n.]. 2011.

ALMEIDA, P. S., **Conversor Integrado SEPIC-Buck-Boost aplicado ao acionamento de LEDs de potência em iluminação pública**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Juiz de Fora. Juiz de Fora, 2012.

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, Vol 59, nº 4, abril de 2012a.

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

BABA, D., **Isolated Supply Overview and Design Trade-Offs**. Power Designer, nº 124, 2009. Disponível em: <[http://my.ece.ucsb.edu/York/Bobsclass/194/References/Isolated/nationalsemi\\_an124.pdf](http://my.ece.ucsb.edu/York/Bobsclass/194/References/Isolated/nationalsemi_an124.pdf)>

BELL B., HARI A., **Topology Key to Power Density in Isolated DC-DC converters**. National Semiconductor, Phoenix Arizona, 2011. Disponível em: <[http://powerelectronics.com/site-files/powerelectronics.com/files/archive/powerelectronics.com/images/DC\\_AC\\_Convertors211.pdf](http://powerelectronics.com/site-files/powerelectronics.com/files/archive/powerelectronics.com/images/DC_AC_Convertors211.pdf)>.

BENDER, V. C., **Metodologia de projeto eletrotérmico de LEDs aplicada ao desenvolvimento de sistemas de iluminação pública**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2012.

BULLOUGH, J. D. **Lighting answers: LED Lighting Systems**. National Lighting Product Information Program, 7, 2003.

BYUNGHUN, L., et al., **Robust Passive LED Driver Complatible With Conventional Rapid-Start Ballast**. IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 26, nº 12, dezembro de 2011.

CERVI, M., **Rede de iluminação semicondutora para aplicação automotiva**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2005.

CREE 2011. **Cree 231 Lm / W LED Creates A Record For Its High-Power LED Light Efficiency In Solid-State Lighting**. CREE News, 2011. Acessado em: 06 de junho de 2013.

COSETIN, M. R., LUZ, P. C. V., DA SILVA, M. F., BISOGNO, F., ALONSO, J. M., DO PRADO, R. N. **Long-lifetime SEPIC-buck integrated converter for LED lighting application**. Industry Applications (INDUSCON), 2012.

DALLA COSTA, M. A. **Compensación de resonancias acústicas en lámparas de descargas en halogenuros metálicos oir medio de onda cuadrada de baja frecuencia: caracterización de lámparas y propuesta de nuevas topologias de alimentación**. Oviedo: Universidade de Oviedo, 2008. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica em Espanhol.

EPCOS, 2012. **Product Catalog, Search by Product Parameter**, <<http://www.epcos.com>>, 2012. Acessado em: 15 de março de 2013.

ERICKSON, R. W.: MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2 ed. \_\_\_\_: [s.n.], 2001.

FRAYTAG, J., **Efficient lighting systems based on photopic and scotopic visual conditions**. In: Congresso Brasileiro de Automática, 2010.

HUI, S. Y., et al., **A Novel Passive Offline LED Driver With Long Lifetime**. IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 25, nº 10, Outubro de 2010.

INTERNATIONAL ENERGY AGENCY. **The potential to lower global lighting energy consumption**. 2005.

KIRSTEN, A. L. **Reator Eletrônico para Lâmpadas de Descarga de Alta Pressão Baseado no Conversor biflyback inversor**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria. 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 Transaction on Power Electronics, Vol. 27, nº 3, Março de 2012.

LEDS MAGAZINE. 2012, **Toshiba installs 20,000 LED street lamps in San Antonio**. 25 set. 2012. Disponível em: < <http://ledsmagazine.com/news/9/9/19> >. Acesso em: 15 de fevereiro. 2013.

LI, F. et al. **LEDs: a Promising Energy-Saving Light Source for Road Lighting**. Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference. Wuhan: [s.n.]. 2009. p. 1 - 3.

MAGGI, T., **Estudo e Implementação de uma Luminária de Iluminação Pública à Base de LEDs**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2013.

MEHL, E. L. M. “**Capacitores Eletrolíticos de Alumínio: Alguns cuidados e considerações práticas**”. Apostila técnica- Universidade Federal do Paraná. Disponível em: <<http://www.eletrica.ufpr.br/mehl/downloads/capacitores.pdf>>. Acesso em 12 de novembro de 2012.

OSRAM OPTO SEMICONDUCTORS. Laboratory Record: Red LED breaks through the 200 lm/W barrier. **OSRAM Opto SEMICONDUCTORS**, 2011. Disponível em: <<http://www.osram-os.com>>. Acessado em: 10 de junho de 2013.

OSRAM, 2007. Disponível em: <<http://www.osram.com.br>>. Acessado em: 10 de janeiro de 2013.

PHILIPS LUMILEDS, 2010. Disponível em: <[http://ritelites.com/yahoo\\_site\\_admin/assets/docs/WP\\_on\\_LED\\_life.3482523.pdf](http://ritelites.com/yahoo_site_admin/assets/docs/WP_on_LED_life.3482523.pdf)>. Acessado em: 10 de junho de 2013.

PINTO, R. A., **Projeto e Implementação de Lâmpadas para Iluminação de Interiores empregando diodos emissores de luz (LEDS)**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, 2008.

PINTO, R. A., **Sistemas Eletrônicos para Iluminação de Exteriores Empregando Diodos Emissores de Luz (LEDs) Alimentados pela Rede Elétrica e por Baterias**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, 2012.

SCHUBERT, E. F. **Light-emitting diodes**. 2a. ed. Cambridge: Cambridge University Press, 2003.

TSAO, J. Y. Solid State Lighting. **IEEE Circuits Devices & Magazine**, May/June 2004. 28-37.

WU, T.-F.; CHEN, Y.-K. **A systematic and unified approach to modeling PWM DC/DC converters based on the graft scheme**. Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1996., Proceedings of the 1996 IEEE IECON 22nd International Conference on, v. 2, p. 1041 - 1046, Agosto de 1996.

WU, T.-F., YU, T.-H., **Unified Approach to Developing Single-Stage Power Converters**. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic System, Vol 34, nº 1, Janeiro de 1998.

## **APÊNDICE A**

### **TRABALHOS FUTUROS**

É proposta a continuação deste trabalho, a fim de se completar aquilo que foi desenvolvido. Desta forma são sugeridos trabalhos conforme segue:

- 1) Implementar as demais topologias propostas nesta dissertação;
- 2) Avaliação de outros compensadores para o sistema de realimentação dos circuitos
- 3) Estimar vida útil do sistema total, através de ensaios térmicos das topologias;
- 4) Implementação de uma malha de controle eletrotérmico do sistema, bem como aplicação de controladores digitais.
- 5) Avaliação de outras topologias isoladas para a aplicação;
- 6) Aplicação de circuitos de proteção contra surtos de tensão da rede, aos quais os sistemas de iluminação pública estão sujeitos;
- 7) Fazer uma análise matemática da distorção da corrente de entrada em função da ação do controlador e da ondulação da tensão de barramento;
- 8) Variação do fluxo luminoso dos LEDs;