

**UNESP**

**Faculdade de Engenharia do *Campus* de Guaratinguetá**

**Guaratinguetá**

**2010**

FERNANDO RIBEIRO FILADELFO

DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR  
ESTÁTICO CONTROLADO POR PWM PARA  
LUMINÁRIA DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA COM LEDs

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia do *Campus* de Guaratinguetá, Universidade Estadual Paulista, para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Mecânica na área de Projetos.

Orientador: Prof. Dr. Samuel E. de Lucena

Guaratinguetá

2010

## DADOS CURRICULARES

### FERNANDO RIBEIRO FILADELFO

NASCIMENTO	30.06.1980 – SÃO PAULO / SP
FILIAÇÃO	Juarez Filadelfo Elisabeth Camargo Ribeiro Filadelfo
1995/1997	Ensino Médio e Curso Técnico em Eletrônica no Instituto Tecnológico de Barueri.
1998/2003	Curso de Graduação em Engenharia Elétrica na Faculdade de Engenharia do <i>Campus</i> de Guaratinguetá da Universidade Estadual Paulista.
2008/2010	Curso de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, nível de Mestrado, na Faculdade de Engenharia do <i>Campus</i> de Guaratinguetá da Universidade Estadual Paulista.

*FERNANDO RIBEIRO FILADELFO*

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE  
“MESTRE EM ENGENHARIA MECÂNICA”

PROGRAMA: ENGENHARIA MECÂNICA  
ÁREA: PROJETOS

APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO



Prof. Dr. Marcelo dos Santos Pereira  
Coordenador

**BANCA EXAMINADORA:**



Prof. Dr. SAMUEL EUZÉDICE DE LUCENA  
Orientador / Unesp-Feg



Prof. Dr. LEONARDO MESQUITA  
Unesp/Feg



Prof. Dr. LUIZ OTÁVIO SARAIVA FERREIRA  
UNICAMP

*Dezembro de 2010*

Filadelfo, Fernando Ribeiro  
F478c      Desenvolvimento de um Conversor Estático Controlado por PWM  
para Luminária de Iluminação Pública com LEDs / Fernando Ribeiro  
Filadelfo – Guaratinguetá : [s.n], 2010.  
154 f. : il.  
Bibliografia: f. 132-134

Dissertação (Mestrado) – Universidade Estadual Paulista,  
Faculdade de Engenharia de Guaratinguetá, 2010.  
Orientador: Prof. Dr. Samuel E. de Lucena

1. Iluminação 2. Iluminação pública I. Título

CDU 628.9

Dedico este trabalho especialmente à Noelle, minha esposa, minha companheira, meu amor, que está do meu lado para me apoiar em qualquer circunstância, que me ajuda a acreditar que a cada dia podemos ser pessoas melhores.

## AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus pela oportunidade da vida,

Ao meu orientador, Prof. Dr. Samuel E. de Lucena, pelo apoio, pela paciência, pelo conhecimento e pelo exemplo de conduta. Além disso, o Professor Samuel é daquelas pessoas com as quais é possível discutir e aprender coisas dos mais variados assuntos, inclusive os assuntos relativos à Engenharia.

Aos meus pais Juarez e Elisabeth, pelo amor, pelo carinho, pelos ensinamentos e pela extrema dedicação que sempre tiveram para comigo.

Aos meus irmãos Thiago e César, pela amizade, apoio e companheirismo.

Aos meus sogros Omar e Hercília, que me receberam como um “filho caçula” e que têm me apoiado muito.

Aos meus grandes amigos de república e de faculdade.

Aos colegas professores do Departamento de Engenharia Elétrica da FEG-UNESP.

Este trabalho contou com o apoio financeiro da Eletrobrás, através do Convênio de Cooperação Técnica-Financeira Eletrobrás/UNESP ECV 232/06.

Não julgues nada pela pequenez dos começos. Uma vez fizeram-me notar que não se distinguem pelo tamanho as sementes que darão ervas anuais das que vão produzir árvores centenárias.

Josemaría Escrivá

FILADELFO, F. R. **Desenvolvimento de um Conversor Estático Controlado por PWM para Luminária de Iluminação Pública com LEDs**. 2010. 154 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) – Faculdade de Engenharia do *Campus* de Guaratinguetá, Universidade Estadual Paulista, Guaratinguetá, 2010.

## RESUMO

Este trabalho trata do desenvolvimento de um circuito conversor estático chaveado controlado por PWM para fornecer corrente contínua a LEDs de potência para uma luminária de iluminação pública. Inicialmente é feita uma introdução sobre iluminação pública, são apresentados os principais conceitos de Luminotécnica, são descritos os detalhes sobre as tecnologias de lâmpadas mais utilizadas em iluminação pública no Brasil e é elaborada uma comparação entre tais tecnologias e o LED branco de potência, que desponta como a fonte de luz mais promissora. Em seguida, são apresentadas as topologias clássicas de conversores estáticos chaveados, com explicações sobre a dinâmica de operação e detalhes das formas de onda de cada topologia. Finalmente, é feito o desenvolvimento detalhado do conversor estático chaveado PWM, constituído de um retificador com conversor *Boost* com controle para correção do fator de potência associado a um conversor *Buck* para controle da corrente fornecida a um arranjo de LEDs. Também são apresentados os resultados de simulações computacionais através do *software* PSIM para a validação do projeto.

Palavras-chave: Conversores estáticos chaveados controlados por PWM, iluminação pública, LEDs de potência.

FILADELFO, F. R. **Development of a Static PWM Controlled Converter for a Public Lighting Luminaire with LEDs.** 2010. 154 p. Dissertation (Master in Mechanical Engineering) – College of Engineering Campus Guaratinguetá, São Paulo State University, Guaratinguetá, 2010.

## ABSTRACT

This work treats the circuit development of a switching power converter controlled by PWM to supply direct current for power LEDs in a public lighting luminaire. Initially, are presented an introduction about public lighting and the main concepts about Lighting, are described the details about lamp technologies more used in public lighting in Brazil and it is elaborated a comparison among these technologies and the white power LED, which appears as the more promising light source. After those, the classic topologies of static switching power converters are presented, with explanations about the dynamics of operation and details about the waveforms of each topology. Finally, the development of the static switching PWM power converter is detailed, consisting of a rectifier with a controlled Boost converter for the power factor correction, associated to a Buck converter for controlling the supplied current to a LED string. The results of computational simulations through software PSIM for the validation of the project are also presented.

Keywords: PWM static switching power converters, public lighting, power LEDs.

## LISTA DE FIGURAS

<b>Figura 2.1</b> – Participação percentual de cada tecnologia de lâmpada no parque de IP do Brasil .....	4
<b>Figura 2.2</b> – Espectro eletromagnético .....	6
<b>Figura 2.3</b> – Fluxo luminoso de uma fonte luminosa (lâmpada) .....	7
<b>Figura 2.4</b> – Representação do conceito de intensidade luminosa .....	8
<b>Figura 2.5</b> – Representação do conceito de iluminância .....	9
<b>Figura 2.6</b> – Exemplos de curva de distribuição luminosa .....	10
<b>Figura 2.7</b> – <b>(a)</b> Luminância. <b>(b)</b> Esquema ilustrando uma superfície iluminada e a superfície aparente vista por um observador .....	11
<b>Figura 2.8</b> – Temperatura de cor e índice de reprodução de cor de alguns tipos de lâmpada .....	13
<b>Figura 2.9</b> – Esquema construtivo de uma lâmpada de vapor de mercúrio de alta pressão .....	15
<b>Figura 2.10</b> – Lâmpada de vapor de mercúrio de alta pressão de 400 W e suas dimensões .....	15
<b>Figura 2.11</b> – Esquema construtivo de uma lâmpada de vapor de sódio de alta pressão .....	17
<b>Figura 2.12</b> – Lâmpada de vapor de sódio de alta pressão de 250 W e suas dimensões .....	17
<b>Figura 2.13</b> – Exemplos de aplicação de LEDs para fins decorativos <b>(a)</b> fachada do Palácio de Schönbrunn, em Viena, Áustria; <b>(b)</b> ponte estaiada Octávio Frias, em São Paulo; <b>(c)</b> frontão do túnel Södrälanken, na Suécia; <b>(d)</b> Yas Hotel, em Abu Dhabi .....	19
<b>Figura 2.14</b> – Iluminação na ponte do <i>Shopping Center</i> , em Guaratinguetá–SP .....	19
<b>Figura 2.15</b> – Esquema construtivo de um LED de potência para iluminação .....	20
<b>Figura 2.16</b> – LED de 1 W e suas dimensões .....	20
<b>Figura 2.17</b> – Bandas de energia e princípio da emissão de luz por um semicondutor .....	21

<b>Figura 2.18</b> – (a) Esquema representativo de construção de uma pastilha de LED e (b) Junção pn diretamente polarizada, ilustrando o princípio de funcionamento de um LED .....	22
<b>Figura 2.19</b> – Esquema construtivo de uma pastilha de LED branco de alto brilho .....	23
<b>Figura 2.20</b> – Evolução da eficiência energética das fontes de luz .....	26
<b>Figura 2.21</b> – Diagrama de blocos geral simplificado de uma fonte de tensão com regulador linear .....	29
<b>Figura 2.22</b> – (a) Regulador linear do tipo série com transistor bipolar de passagem (b) Regulador linear com circuito integrado LM7805 .....	30
<b>Figura 2.23</b> – Diagrama de blocos geral simplificado de uma fonte de tensão chaveada .....	31
<b>Figura 2.24</b> – Operação de uma chave em um conversor DC/DC chaveado: (a) chave aberta, (b) chave fechada .....	32
<b>Figura 2.25</b> – Perdas de potência em um transistor operando como chave .....	32
<b>Figura 2.26</b> – Sinal de controle de chaveamento modulado por PWM .....	34
<b>Figura 2.27</b> – Diagrama em blocos detalhado do sistema de controle de chaveamento por PWM de um conversor DC/DC .....	35
<b>Figura 2.28</b> – Geração do sinal de controle de chaveamento $V_{ctrl}$ modulado por PWM para um conversor DC/DC através da comparação entre um sinal dente-de-serra $V_{osc}$ e um sinal de erro $V_e$ .....	36
<b>Figura 2.29</b> – Circuito do conversor <i>Buck</i> .....	38
<b>Figura 2.30</b> – (a) Condição de operação do conversor <i>Buck</i> no intervalo $t_{on}$ : chave $S$ fechada chave $S$ fechada. (b) Condição de operação do conversor <i>Buck</i> no intervalo $t_{off}$ : chave $S$ aberta .....	39
<b>Figura 2.31</b> – Formas de onda dos sinais no conversor <i>Buck</i> com controle de chaveamento por PWM e no modo de condução contínua .....	40
<b>Figura 2.32</b> – Forma de onda da corrente no indutor $i_L$ para um conversor DC/DC: (a) no modo de condução contínua. (b) no modo de condução descontínua. (c) no modo crítico .....	41
<b>Figura 2.33</b> – Formas de onda de $i_C$ e $v_C$ em detalhe .....	44
<b>Figura 2.34</b> – Circuito do conversor <i>Boost</i> .....	45

<b>Figura 2.35</b> – (a) Condição de operação do conversor <i>Boost</i> no intervalo $t_{on}$ : chave $S$ fechada. (b) Condição de operação do conversor <i>Boost</i> no intervalo $t_{off}$ : chave $S$ aberta .....	45
<b>Figura 2.36</b> – Formas de onda dos sinais no conversor <i>Boost</i> com controle de chaveamento por PWM e no modo de condução contínua .....	46
<b>Figura 2.37</b> – Circuito do conversor <i>Buck-Boost</i> .....	48
<b>Figura 2.38</b> – (a) Condição de operação do conversor <i>Buck-Boost</i> no intervalo $t_{on}$ : chave $S$ fechada. (b) Condição de operação do conversor <i>Buck-Boost</i> no intervalo $t_{off}$ : chave $S$ aberta .....	49
<b>Figura 2.39</b> – Formas de onda dos sinais no conversor <i>Buck-Boost</i> com controle de chaveamento por PWM e no modo de condução contínua .....	50
<b>Figura 2.40</b> – Circuito do conversor $\hat{C}uk$ .....	52
<b>Figura 2.41</b> – (a) Condição de operação do conversor $\hat{C}uk$ no intervalo $t_{on}$ : chave $S$ fechada. (b) Condição de operação do conversor $\hat{C}uk$ no intervalo $t_{off}$ : chave $S$ aberta .....	53
<b>Figura 2.42</b> – Formas de onda dos sinais no conversor $\hat{C}uk$ com controle de chaveamento por PWM e no modo de condução contínua .....	54
<b>Figura 2.43</b> – Esquema construtivo de um transformador e seu princípio de funcionamento .....	55
<b>Figura 2.44</b> – Curva de magnetização .....	56
<b>Figura 2.45</b> – Circuito do conversor <i>Flyback</i> .....	58
<b>Figura 2.46</b> – Circuito do conversor <i>Flyback</i> – detalhe do transformador .....	59
<b>Figura 2.47</b> – (a) Condição de operação do conversor <i>Flyback</i> no intervalo $t_{on}$ : chave $S$ fechada. (b) Condição de operação do conversor <i>Flyback</i> no intervalo $t_{off}$ : chave $S$ aberta .....	60
<b>Figura 2.48</b> – Formas de onda dos sinais no conversor <i>Flyback</i> .....	61
<b>Figura 2.49</b> – Circuito do conversor <i>Forward</i> .....	62
<b>Figura 2.50</b> – (a) Condição de operação do conversor <i>Forward</i> no intervalo $t_{on}$ : chave $S$ fechada. (b) Condição de operação do conversor <i>Forward</i> no intervalo $t_{off}$ : chave $S$ aberta .....	62
<b>Figura 2.51</b> – Formas de onda dos sinais no conversor <i>Forward</i> .....	63

<b>Figura 2.52</b> – Circuito do conversor <i>Push-pull</i> .....	65
<b>Figura 2.53</b> – Funcionamento de um conversor <i>Push-pull</i> .....	65
<b>Figura 2.54</b> – Formas de onda dos sinais no conversor <i>Push-pull</i> .....	67
<b>Figura 2.55</b> – Circuito do conversor <i>Half-bridge</i> .....	68
<b>Figura 2.56</b> – Funcionamento de um conversor <i>Half-bridge</i> .....	69
<b>Figura 2.57</b> – Formas de onda dos sinais no conversor <i>Half-bridge</i> .....	70
<b>Figura 2.58</b> – Detalhe do acoplamento com transformador ou gate driver para o controle de $S_1$ no conversor <i>Half-bridge</i> .....	71
<b>Figura 2.59</b> – Circuito do conversor <i>Full-bridge</i> .....	71
<b>Figura 2.60</b> – Funcionamento de um conversor <i>Full-bridge</i> .....	72
<b>Figura 2.61</b> – Formas de onda dos sinais no conversor <i>Full-bridge</i> .....	74
<b>Figura 2.62</b> – Formas de onda em um circuito tanque ressonante submetido a um degrau de tensão devido à comutação da chave $S$ .....	76
<b>Figura 2.63</b> – Circuito e formas de onda de um conversor <i>Buck</i> quase-ressonante ZVS .....	77
<b>Figura 2.64</b> – Circuito e formas de onda de um conversor <i>Buck</i> quase-ressonante ZCS .....	77
<b>Figura 2.65</b> – Circuito retificador em ponte com filtro capacitivo .....	78
<b>Figura 2.66</b> – Formas de onda para o circuito retificador em ponte com filtro capacitivo .....	79
<b>Figura 2.67</b> – Retificador com conversor <i>Boost</i> para correção do fator de potência .....	83
<b>Figura 2.68</b> – Forma de onda de $i(t)$ com o trem de pulsos do sinal de controle $V_{ctrl}$ e detalhe da ondulação $\Delta i(t)$ .....	85
<b>Figura 2.69</b> – Formas de onda da tensão e corrente de entrada do retificador ( $v_{ac}(t)$ e $i_{ac}(t)$ ) e da tensão e corrente de entrada do conversor <i>Boost</i> ( $V_{in}(t)$ e $i(t)$ ) .....	86
<b>Figura 2.70</b> – Forma de onda de $i(t)$ para um conversor <i>Boost</i> PFC operando no modo de condução crítica .....	87
<b>Figura 3.1</b> – Fluxograma da metodologia de projeto e implementação para conversores chaveados .....	89

<b>Figura 3.2</b> – Diagrama em blocos do conversor ilustrando a idéia do anteprojetado .....	91
<b>Figura 3.3</b> – Diagrama em blocos do conversor composto por $n$ módulos .....	92
<b>Figura 3.4</b> – O conversor visto como uma caixa preta .....	93
<b>Figura 3.5</b> – Curva característica de um LED de 1 W .....	95
<b>Figura 3.6</b> – Condição para garantir a condução de um MOSFET em um conversor <i>Buck</i> .....	101
<b>Figura 3.7</b> – Circuito de alimentação dos CI's TL494, IR2125 e UC3854 .....	108
<b>Figura 3.8</b> – Malhas do circuito de um conversor <i>Buck</i> .....	109
<b>Figura 3.9</b> – Esquema de ligação das malhas de terra para os circuitos de controle e de potência .....	110
<b>Figura 4.1</b> – Circuito do conversor <i>Buck</i> projetado implementado no <i>software</i> PSIM .....	112
<b>Figura 4.2</b> – Formas de onda de simulação: <b>(a)</b> $V_{out(bk)} \times t$ e <b>(b)</b> detalhe da ondulação $\Delta V_{out(bk)}$ .....	113
<b>Figura 4.3</b> – <b>(a)</b> Formas de onda de simulação: $V_{osc} \times t$ , $V_e \times t$ e $V_{ctrl} \times t$ . <b>(b)</b> Detalhe da forma de onda: obtendo os pontos de cruzamento para determinar $t_{on}$ .....	114
<b>Figura 4.4</b> – Forma de onda de simulação: $I_{out(bk)} \times t$ .....	115
<b>Figura 4.5</b> – Forma de onda de simulação: <b>(a)</b> corrente no indutor $i_{L(bk)} \times t$ . <b>(b)</b> ondulação da corrente no indutor $\Delta i_L$ no regime permanente .....	116
<b>Figura 4.6</b> – Forma de onda de simulação da corrente de entrada do conversor <i>Buck</i> .....	116
<b>Figura 4.7</b> – Resultados de simulação: <b>(a)</b> Forma de onda de $I_{out(bk)} \times t$ para um degrau em $V_{in(bk)}$ de 380 V para 360 V. <b>(b)</b> Forma de onda $I_{out(bk)} \times t$ para um degrau em $V_{in(bk)}$ de 380 V para 400 V .....	119
<b>Figura 4.8</b> – Resultados de simulação variando a indutância no conversor <i>Buck</i> : <b>(a)</b> gráfico de $I_{out} \times f$ , <b>(b)</b> gráfico de $\Delta I_{out} \times f$ , <b>(c)</b> gráfico de $\Delta i_L \times f$ .....	120

- Figura 4.9** – Resultados de simulação variando a frequência de chaveamento do conversor *Buck*: **(a)** gráfico de  $I_{out} \times f$ , **(b)** gráfico de  $\Delta I_{out} \times f$ , **(c)** gráfico de  $\Delta i_L \times f$  ..... 121
- Figura 4.10** – Circuito do conversor *Buck* sem o capacitor de saída simulado no PSIM ..... 122
- Figura 4.11** – Formas de onda obtidas através de simulação do conversor *Buck* sem o capacitor  $C_{bk}$ : **(a)** Tensão de saída  $V_{out(bk)} \times t$ . **(b)** Corrente de saída  $I_{out(bk)} \times t$ . **(c)** Detalhe da ondulação na corrente de saída  $\Delta I_{out(bk)}$ . **(d)** Detalhe do sinal de controle  $V_{ctrl(bk)}$  ..... 123
- Figura 4.12** – Circuito do retificador com conversor *Boost* PFC implementado no PSIM ..... 124
- Figura 4.13** – Formas de onda obtidas a partir de simulação do conversor *Boost* PFC: **(a)** tensão de entrada proveniente da rede elétrica  $v_{ac}(t)$ ; **(b)** corrente de entrada  $i_{ac}(t)$ ; **(c)** tensão retificada  $V_{in}(t)$ ; **(d)** corrente no indutor  $i_L(t)$  ..... 125
- Figura 4.14** – Formas de onda obtidas a partir de simulação do conversor *Boost* PFC: (a) tensão de saída  $V_{out(bst)}$ ; (b) detalhe da ondulação da tensão de saída ..... 126
- Figura 4.15** – Formas de onda de simulação para determinação do tempo de *hold up* ..... 127

## LISTA DE TABELAS

<b>Tabela 2.1</b> – Tipos e quantidades de lâmpadas no parque de iluminação pública do Brasil em 2008 .....	4
<b>Tabela 2.2</b> – Cores e faixas de comprimentos de onda correspondentes .....	7
<b>Tabela 2.3</b> – Comparação entre as topologias de conversores DC/DC chaveados .....	37
<b>Tabela 4.1</b> – Resumo dos dados obtidos a partir de simulação do conversor <i>Buck</i> com o software PSIM .....	117

## LISTA DE QUADROS

<b>Quadro 2.1</b> – Comparação entre as fontes de luz utilizadas em iluminação pública .....	25
<b>Quadro 2.2</b> – Comparação entre características dos reguladores lineares e reguladores chaveados .....	33

## SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO .....	1
2	ILUMINAÇÃO PÚBLICA, TECNOLOGIA DE LÂMPADAS E CONVERSORES ESTÁTICOS PARA LEDS APLICADOS À ILUMINAÇÃO PÚBLICA .....	3
2.1	Iluminação pública no Brasil: aspectos gerais .....	4
2.1.1	Os números da iluminação pública no Brasil .....	4
2.1.2	Aspectos legais .....	5
2.1.3	Normas relativas à iluminação pública .....	5
2.2	Alguns conceitos básicos de Luminotécnica .....	6
2.2.1	Luz.....	6
2.2.2	Fluxo luminoso e intensidade luminosa .....	7
2.2.3	Iluminância .....	9
2.2.4	Curva de distribuição luminosa .....	9
2.2.5	Luminância .....	10
2.2.6	Temperatura de cor .....	11
2.2.7	Índice de reprodução de cor .....	12
2.2.8	Eficiência energética ou eficiência luminosa .....	13
2.3	Tecnologias de lâmpadas para iluminação pública .....	13
2.3.1	Lâmpada de vapor de mercúrio de alta pressão .....	14
2.3.1.1	Aspectos construtivos .....	14
2.3.1.2	Princípio de funcionamento e parâmetros de desempenho .....	14
2.3.2	Lâmpada de vapor de sódio de alta pressão .....	16
2.3.2.1	Aspectos construtivos .....	16
2.3.2.2	Princípio de funcionamento e parâmetros de desempenho .....	17
2.3.3	LED de potência e alto brilho e aplicações em iluminação .....	18
2.3.3.1	Aspectos construtivos do LED de potência e princípio de funcionamento .....	20
2.3.3.2	Comparação entre os tipos de lâmpadas para iluminação pública .....	24
2.3.3.3	Perspectivas sobre a iluminação com LEDs .....	26
2.4	Conversão da energia elétrica e conversores estáticos .....	27
2.5	Fontes lineares versus fontes chaveadas .....	28
2.5.1	Fonte de tensão com regulador linear .....	29

2.5.2	Fonte de tensão com regulador chaveado .....	30
2.5.3	Controle de chaveamento por PWM em conversores DC/DC .....	34
2.6	Topologias de conversores estáticos DC/DC chaveados .....	36
2.6.1	Conversores DC/DC Não Isolados .....	37
2.6.1.1	Conversor <i>Buck</i> .....	38
2.6.1.2	Conversor <i>Boost</i> .....	44
2.6.1.3	Conversor <i>Buck-Boost</i> .....	48
2.6.1.4	Conversor <i>Ćuk</i> .....	52
2.6.2	Conversores DC/DC com isolação por transformador .....	54
2.6.2.1	Conversor <i>Flyback</i> .....	58
2.6.2.2	Conversor <i>Forward</i> .....	62
2.6.2.3	Conversor <i>Push-pull</i> .....	64
2.6.2.4	Conversor <i>Half-bridge</i> .....	68
2.6.2.5	Conversor <i>Full-bridge</i> .....	71
2.6.3	Conversores DC/DC quase-ressonantes .....	75
2.7	Conversão AC/DC: o circuito retificador .....	78
2.7.1	Retificador de onda completa em ponte com filtro capacitivo .....	78
2.7.2	Fator de potência do retificador com filtro capacitivo .....	81
2.7.3	Correção do fator de potência do retificador utilizando o conversor <i>Boost</i> .....	83
3	PROJETO DO CONVERSOR ESTÁTICO .....	88
3.1	Anteprojeto do circuito conversor proposto .....	90
3.2	Projeto do circuito conversor proposto .....	92
3.2.1	Projeto do conversor <i>Buck</i> .....	93
3.2.1.1	Cálculos “caixa-preta” para o conversor <i>Buck</i> .....	93
3.2.1.2	Dimensionamento do transistor de chaveamento e do diodo de comutação .....	96
3.2.1.3	Projeto do filtro de saída .....	97
3.2.1.4	Circuito integrado de controle e realimentação de saída .....	100
3.2.2	Projeto do retificador com conversor <i>Boost</i> para correção do fator de potência .....	101
3.2.2.1	Cálculos “caixa preta” para o retificador com conversor <i>Boost</i> PFC .....	101
3.2.2.2	Dimensionamento do transistor de chaveamento e do diodo de comutação .....	104

3.2.2.3	Dimensionamento da ponte retificadora de entrada .....	104
3.2.2.4	Determinação da frequência de chaveamento, cálculo do ciclo de trabalho e projeto do filtro de saída .....	105
3.2.2.5	Dimensionamento do capacitor de entrada .....	107
3.2.2.6	Circuito integrado de controle e realimentação de saída .....	107
3.2.3	Projeto de circuito de alimentação dos circuitos integrados .....	108
3.2.4	Projeto físico .....	108
3.2.4.1	Projeto físico de elementos magnéticos .....	108
3.2.4.2	Projeto da placa de circuito impresso .....	109
4	RESULTADOS E DISCUSSÃO .....	112
4.1	Simulação computacional para o conversor <i>Buck</i> .....	112
4.2	Simulação computacional para o conversor <i>Boost</i> PFC .....	124
5	CONCLUSÃO .....	129
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	132

# 1 INTRODUÇÃO

O primeiro LED (*Light Emitter Diode*, ou Diodo Emissor de Luz) bem sucedido comercialmente foi desenvolvido no ano de 1962 por Nick Holonyak Jr. e Sam F. Bevacqua, da General Electric. Sua luz era vermelha e seu fluxo luminoso em torno de 0,001 lúmen. Esse LED começou a ser comercializado no fim da década de 1960. Já o primeiro LED de alto brilho foi desenvolvido no ano de 1993 por Shuji Nakamura, da empresa japonesa Nichia Corporation, baseado em uma pastilha de InGaN e que emitia luz de cor azul. Em 1996 a mesma empresa lançou no mercado o primeiro LED branco de alto brilho. A partir daí os avanços tem sido grandes e, além das aplicações já utilizadas para os LEDs desde o final da década de 1960, como indicadores, em visores (*displays*) de equipamentos eletrônicos ou mesmo em sistemas ópticos de telecomunicações, permitiu-se vislumbrar novas aplicações para os novos diodos emissores de luz com maior potência, como em sinalizadores de tráfego urbano, aplicações em medicina e na iluminação em geral (automotiva, residencial, comercial, industrial e pública).

Há uma perspectiva muito grande de que a tecnologia de componentes de estado sólido domine o mercado de iluminação em poucos anos. Dada a dimensão e importância deste mercado – que inclui a iluminação pública – pelo fato do setor de iluminação ser estratégico para o desenvolvimento do país e também pela grande necessidade de desenvolvimento de tecnologias energeticamente eficientes e confiáveis, há um enorme interesse e um grande número pesquisas relacionadas a esta área.

Assim como o LED comum, o LED de potência para aplicação em iluminação também é alimentado com corrente contínua. Deste modo, ao pensar em utilizar LEDs em uma luminária e que esta luminária seja ligada à rede elétrica, logo se pode concluir a respeito da necessidade de converter a corrente alternada (AC) proveniente da rede em corrente contínua (DC) para alimentar tais LEDs.

Da mesma forma em que há pesquisas visando o desenvolvimento de LEDs mais eficientes, há também a necessidade de desenvolvimento de circuitos eletrônicos que realizem a conversão da corrente AC para a corrente DC da forma mais eficiente possível para alimentar LEDs de potência.

Com esta motivação, neste trabalho é proposto o desenvolvimento de um conversor estático controlado, que é o circuito eletrônico destinado a alimentar LEDs de potência, realizando a conversão AC-DC. Tal conversor deve apresentar alta eficiência, alto fator

de potência, alta confiabilidade e baixo nível de geração de distorções harmônicas, de forma a atender aos requisitos para aplicação em luminárias de iluminação pública.

O capítulo 2 deste trabalho se destina à revisão bibliográfica. Neste capítulo é apresentada toda a base teórica necessária para o desenvolvimento do assunto: conversores estáticos aplicados à iluminação pública. Inicialmente é feita uma breve introdução sobre iluminação pública: conceito, importância, números da iluminação pública no Brasil, aspectos legais e normas. Também são apresentados os principais conceitos de Luminotécnica utilizados ao longo da dissertação. São discutidas as tecnologias dos principais tipos de lâmpada utilizados em iluminação pública, comparando-as com o LED de potência, buscando esclarecer as vantagens e as desvantagens que o LED apresenta em relação a tais lâmpadas, considerando o atual estado da arte. Por fim, o objetivo principal, o estudo da Eletrônica de Potência e, especificamente, dos conversores estáticos controlados. Diversas topologias de conversores são apresentadas. É feita uma análise da dinâmica de operação, são discutidas as principais características de cada topologia de conversor, bem como são apresentadas as equações básicas que descrevem o funcionamento e as formas de onda nos elementos que compõem os circuitos.

No capítulo 3 é realizado o desenvolvimento do projeto. São levantadas as características desejadas para o conversor a ser projetado, escolhidas as topologias que têm tais características e apresentados cálculos e considerações de projeto, assim como as devidas justificativas a respeito das escolhas realizadas.

O capítulo 4 traz os resultados das simulações computacionais. Tais resultados de simulação são analisados e comparados com os resultados estimados em projeto. Cada tópico apresentado acompanha discussões e considerações.

O capítulo 5 apresenta a conclusão do trabalho, as considerações finais acerca dos resultados obtidos e sugestões para trabalhos futuros.

## **2 ILUMINAÇÃO PÚBLICA, TECNOLOGIA DE LÂMPADAS E CONVERSORES ESTÁTICOS PARA LEDS APLICADOS À ILUMINAÇÃO PÚBLICA**

Iluminação Pública (IP) é o serviço que tem por objetivo prover de luz, ou claridade artificial, os logradouros públicos no período noturno ou nos escurecimentos diurnos ocasionais, inclusive aqueles que necessitam de iluminação permanente no período diurno (ANEEL, 2000).

Existem diversos aspectos que ressaltam a importância da iluminação pública:

- Permite às pessoas maior aproveitamento do tempo ao viabilizar as atividades no período noturno, garantindo o direito de ir e vir dos cidadãos, facilitando o tráfego de veículos e pedestres;
- Favorece as atividades econômicas de uma forma geral: indústria, comércio, serviços, turismo;
- Favorece também as relações sociais, permitindo que as pessoas desfrutem de seus horários de folga à noite com atividades de lazer, esportivas ou culturais;
- É determinante na questão da segurança pública, pois está diretamente relacionada com a prevenção ou mesmo inibição da criminalidade;
- Destaca a arquitetura de prédios, monumentos e paisagens, valorizando e embelezando o espaço urbano, proporcionando uma melhor imagem das cidades e também maior satisfação de seus habitantes e visitantes;

A iluminação pública é, portanto, agente fundamental no desenvolvimento das cidades, no desenvolvimento social e econômico da população e elemento fundamental para a qualidade de vida das pessoas.

Dada a dimensão de sua importância, investimentos na área de iluminação pública são estratégicos para o poder público. Tais investimentos devem contemplar tanto o aprimoramento dos sistemas já instalados e sua manutenção quanto à ampliação do sistema de IP, beneficiando áreas periféricas nos municípios que não dispõem de iluminação pública, ou dispõem de maneira precária. Também o poder público deve se preocupar com o uso de tecnologias eficientes nos sistemas de IP, visando custos razoáveis de implementação, custos mais baixos na operação e manutenção e o uso racional de energia elétrica.

## 2.1 Iluminação pública no Brasil: aspectos gerais

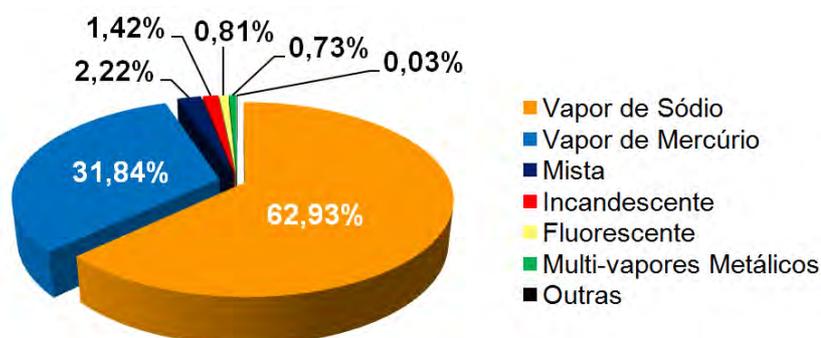
### 2.1.1 Os números da iluminação pública no Brasil

Segundo dados da Eletrobrás no ano de 2008, a iluminação pública no Brasil corresponde a 3 % da energia elétrica consumida no país, o que equivale a 9,7 bilhões de kWh/ano, e aproximadamente 4,5 % da demanda<sup>1</sup> nacional, ou seja, uma potência de 2,2 GW.

Ainda com dados do levantamento realizado pela Eletrobrás no ano de 2008, o parque de IP brasileiro dispunha de aproximadamente 14,8 milhões de pontos de luz. A Tabela 2.1 traz os tipos de lâmpadas presentes nas vias públicas brasileiras e as respectivas quantidades. Já a Figura 2.1 traz um gráfico, construído a partir dos dados da Tabela 2.1, detalhando a participação percentual de cada tecnologia de lâmpada no parque de IP nacional.

**Tabela 2.1** – Tipos e quantidades de lâmpadas no parque de iluminação pública do Brasil em 2008. (ELETROBRÁS, 2008).

Tipo de Lâmpada	Quantidade
Vapor de sódio de alta pressão	9.294.611
Vapor de mercúrio de alta pressão	4.703.012
Mista	328.427
Incandescente	210.417
Fluorescente	119.535
Multi-vapores metálicos	108.173
Outras	5.134



**Figura 2.1** – Participação percentual (em quantidade) de cada tecnologia de lâmpada no parque de IP do Brasil.

<sup>1</sup> Definição de demanda: Média das potências elétricas ativas ou reativas, solicitadas ao sistema elétrico pela parcela da carga instalada em operação na unidade consumidora, durante um intervalo de tempo especificado (ANEEL, 2000).

Analisando o gráfico da Figura 2.1 pode-se verificar que as duas tecnologias de lâmpadas com participação dominante no parque de iluminação pública brasileiro são a vapor de sódio e a vapor de mercúrio, que representam juntas quase 95% das lâmpadas utilizadas no sistema de IP. O tópico 2.4 desta dissertação trata sobre as características desses tipos de lâmpadas e faz comparações com a eminente tecnologia dos LEDs de alta potência aplicados à iluminação.

### 2.1.2 Aspectos legais

A Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) é atualmente o órgão responsável pela regulação e fiscalização dos serviços de energia elétrica no país. A Resolução ANEEL 456/2000 regulamenta o fornecimento de energia elétrica em geral, o que engloba a alimentação dos sistemas de iluminação pública. Esta resolução estabelece que a iluminação pública é um serviço público de interesse local e de competência dos municípios; também, como é um serviço que requer fornecimento de energia elétrica, está submetido à legislação federal. O Poder Público Municipal pode, por meio de contrato ou convênio, conceder a execução dos serviços de iluminação pública a uma empresa concessionária, sendo que as despesas pelo serviço ficam sob responsabilidade do município.

### 2.1.3 Normas relativas à iluminação pública

A norma brasileira que estabelece os requisitos mínimos necessários para a iluminação de vias públicas é a NBR 5101 – Iluminação pública – Procedimento, elaborada pela ABNT (Associação Brasileira de Normas Técnicas) e cuja versão mais atual é de abril de 1992. As demais normas relativas à IP ou complementares a elas são:

- NBR 5461 – Iluminação – Terminologia;
- NBR 15129 – Luminárias para iluminação pública – Requisitos particulares;
- NBR IEC 60662 – Lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão;
- NBR IEC 60188 – Lâmpadas de vapor de mercúrio de alta pressão;
- NBR IEC 1167 – Lâmpadas de multi-vapores metálicos;
- NBR 13593 – Reator e ignitor para lâmpadas a vapor de sódio a alta pressão – Especificação e ensaios;
- NBR 5123 – Relés fotoelétricos para iluminação pública – Especificação;

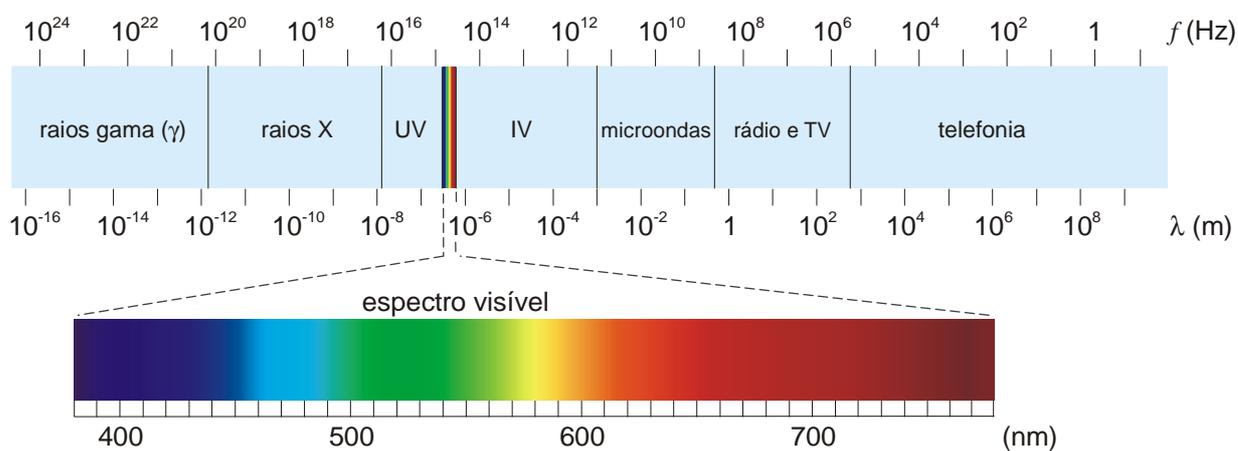
- NBR 5181 – Iluminação de túneis – Procedimento;
- NBR 5434 – Redes de distribuição de energia elétrica – Padronização.

## 2.2 Alguns conceitos básicos de Luminotécnica

A Luminotécnica é a área da engenharia que estuda a aplicação da luz artificial em espaços interiores e exteriores, considerando diversos aspectos tais como: tecnologias de equipamentos, fotometria, níveis de iluminação normalizados e consumo de energia. Alguns conceitos referentes à Luminotécnica são bastante utilizados nesta dissertação, assim é interessante apresentar uma breve explanação sobre tais conceitos.

### 2.2.1 Luz

A luz é uma radiação eletromagnética capaz de nos proporcionar uma sensação visual. A faixa do espectro eletromagnético detectada pelo olho humano está entre os comprimentos de onda 380 nm e 780 nm, aproximadamente. A Figura 2.2 mostra um esquema representativo para o espectro eletromagnético, com destaque para a faixa do espectro visível.



**Figura 2.2** – Espectro eletromagnético (adaptado de OSRAM (2009)).

A cor da luz depende de seu comprimento de onda. A relação entre o comprimento de onda, a frequência da onda e a velocidade de propagação da luz é expressa pela equação (2.1).

$$\lambda = \frac{c}{f}, \quad (2.1)$$

onde:

- $\lambda$  : comprimento de onda, em metros (m);
- $c$  : velocidade da luz, em metros por segundo (m/s) ( $c \cong 3 \times 10^8$  m/s);
- $f$  : frequência da onda, em hertz (Hz).

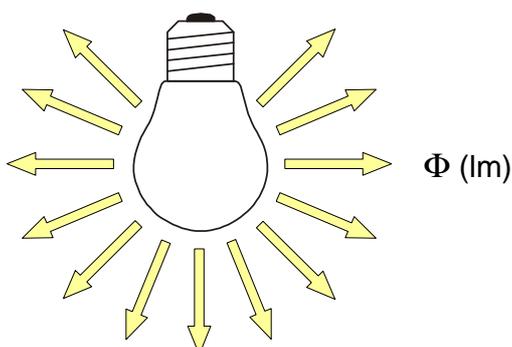
A Tabela 2.2 traz as faixas típicas de comprimento de onda para cada cor de luz. A cor violeta é a que apresenta menor comprimento de onda e a cor vermelha é a que apresenta maior comprimento de onda. Para comprimentos de onda abaixo do violeta, têm-se a faixa das radiações ultravioletas (UV, do inglês *ultraviolet*), e para comprimentos de onda acima do vermelho tem-se a faixa do infravermelho (IV, ou em inglês *infrared*, IR).

**Tabela 2.2** – Cores e faixas de comprimentos de onda correspondentes.

Cor	Faixa de Comprimentos de Onda (nm)
Violeta	380 – 450
Azul	450 – 495
Verde	495 – 570
Amarelo	570 – 590
Laranja	590 – 620
Vermelho	620 – 780

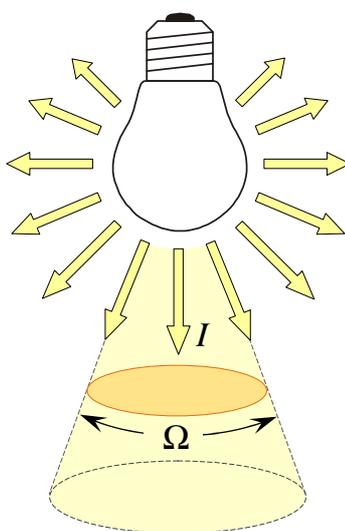
### 2.2.2 Fluxo luminoso e intensidade luminosa

O fluxo luminoso  $\Phi$  representa a radiação total de luz emitida por uma fonte luminosa em todas as direções. A unidade de fluxo luminoso é o lúmen (lm). O conceito de fluxo luminoso é ilustrado através da Figura 2.3.



**Figura 2.3** – Fluxo luminoso de uma fonte luminosa (lâmpada).

Considerando uma fonte luminosa pontual e ideal, seu fluxo luminoso emitido é uniforme, ou seja, com intensidade luminosa igual em todas as direções. Porém, para as fontes de luz reais tal consideração não pode ser aplicada. A intensidade luminosa das fontes de luz reais não tem o mesmo valor para todas as direções no espaço, ou seja, em algumas direções o fluxo é mais intenso e em outras apresenta menor intensidade. A intensidade luminosa  $I$  é, portanto, definida como a intensidade do fluxo luminoso projetado por uma fonte luminosa em uma determinada direção por um ângulo sólido. A unidade de intensidade luminosa é a candela (cd). A Figura 2.4 mostra um esquema representativo para ilustrar o conceito de intensidade luminosa.



**Figura 2.4** – Representação do conceito de intensidade luminosa.

A equação (2.2) expressa matematicamente a definição de intensidade luminosa.

$$I = \frac{d\Phi}{d\Omega}, \quad (2.2)$$

onde:

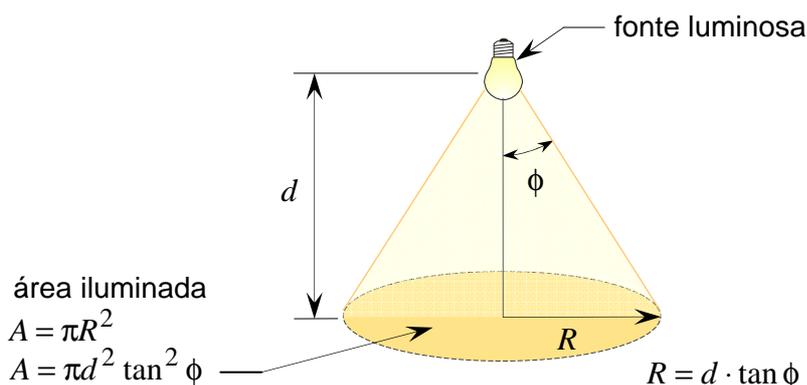
- $I$  : intensidade luminosa, em candela (cd);
- $\Phi$  : fluxo luminoso, em lúmen (lm);
- $\Omega$  : ângulo sólido, em esferorradiano (sr).

Assim, a unidade candela é definida pela relação lúmen / esferorradiano. Uma candela é definida no SI como a intensidade luminosa emitida por uma fonte, em uma dada direção, de luz monocromática de frequência 540 THz e cuja intensidade de radiação em tal direção é de 1/683 watts por esferorradiano (TAYLOR; THOMPSON, 2008).

### 2.2.3 Iluminância

A iluminância  $E$  é definida como a densidade superficial de fluxo luminoso incidente por unidade de área iluminada situada a uma determinada distância da fonte luminosa. A unidade de iluminância é o lux.

A Figura 2.5 mostra uma fonte luminosa iluminando uma determinada área.



**Figura 2.5** – Representação do conceito de iluminância.

O conceito de iluminância é expresso pela equação (2.3).

$$E = \frac{\Phi}{A}, \quad (2.3)$$

onde:

- $E$  : iluminância, em lux;
- $\Phi$  : fluxo luminoso, em lúmen (lm);
- $A$  : área da superfície iluminada, em metros quadrados ( $m^2$ ).

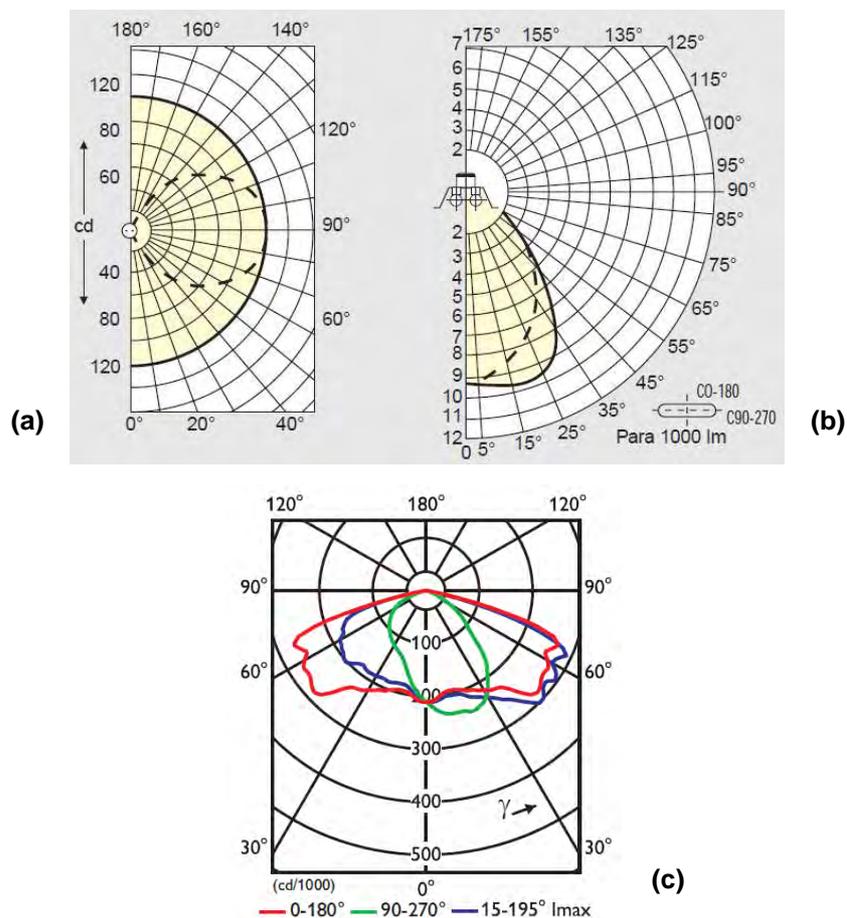
A unidade lux é definida pela relação lúmen /  $m^2$ .

Analisando a equação (2.3) e a Figura 2.5, que mostra a área iluminada  $A$ , verifica-se que a iluminância  $E$  é inversamente proporcional a  $d^2$ , sendo  $d$  a distância entre a fonte luminosa e a superfície iluminada.

### 2.2.4 Curva de distribuição luminosa

A curva de distribuição luminosa é um gráfico em coordenadas polares que representa a intensidade luminosa nos planos transversal e longitudinal em função de um

ângulo medido à partir de uma fonte de luz (que pode ser somente a lâmpada ou o conjunto lâmpada e luminária). Comumente os valores de intensidade luminosa são referenciados para um fluxo luminoso de 1000 lm. A Figura 2.6 traz alguns exemplos de curva de distribuição luminosa de uma luminária de IP com lâmpada de vapor de sódio de alta pressão.

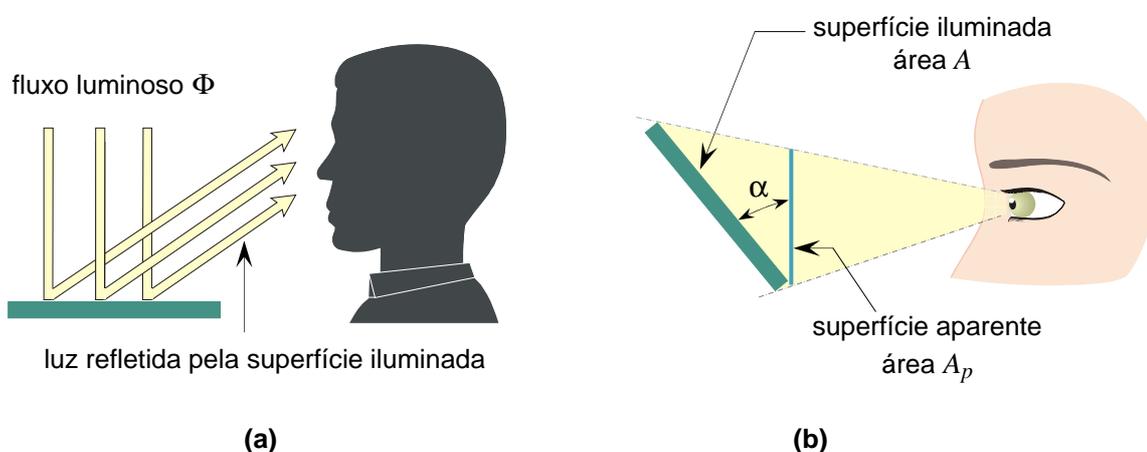


**Figura 2.6** – Exemplos de curva de distribuição luminosa: **(a)** de uma lâmpada fluorescente tubular, **(b)** de um conjunto de lâmpadas fluorescentes tubulares e luminária (OSRAM, 2009) e **(c)** de uma luminária de IP com lâmpada de vapor de sódio de alta pressão (PHILIPS, 2007).

## 2.2.5 Luminância

A luminância é a grandeza física que está relacionada com a sensação de claridade e que nos proporciona o sentido da visão. Enquanto a iluminância se refere ao fluxo luminoso que incide em uma superfície, a luminância se refere ao brilho proporcionado por uma superfície iluminada, pois só é possível um observador enxergar quando a luz incidente sobre uma superfície é refletida ou atravessa tal superfície, chegando aos seus olhos. A luminância também é relacionada aos contrastes, ou seja, os olhos captam

diferenças de luminâncias, que são interpretadas pelo cérebro para a construção das imagens. A Figura 2.7(a) ilustra esta explicação.



**Figura 2.7 – (a) Luminância. (b) Esquema ilustrando uma superfície iluminada e a superfície aparente vista por um observador.**

A luminância  $L$  é definida pela relação entre a intensidade luminosa incidente em uma superfície e a área aparente vista sob o ângulo de um observador. A unidade de luminância é o candela / m<sup>2</sup> (cd/m<sup>2</sup>).

A área da superfície aparente mostrada na Figura 2.7(b) é calculada por  $A_p = A \cos \alpha$ , e assim a luminância é expressa pela equação (2.4):

$$L = \frac{I}{A_p},$$

$$L = \frac{I}{A \cos \alpha}, \quad (2.4)$$

onde:

- $L$  : luminância, em candela / m<sup>2</sup> (cd/m<sup>2</sup>);
- $I$  : intensidade luminosa incidente sobre uma superfície, em candela (cd);
- $A$  : área da superfície iluminada, em m<sup>2</sup>;
- $\alpha$  : ângulo entre a superfície iluminada e a superfície aparente, em graus (°).

## 2.2.6 Temperatura de cor

A temperatura de cor é um parâmetro utilizado para avaliar a aparência da luz emitida por uma fonte luminosa. A unidade para a temperatura de cor é o kelvin (K).

A luz com aparência alaranjada ou amarelada tem uma baixa temperatura de cor, com valor abaixo de 3000 K. Já a luz com aparência branca ou branco-azulada tem uma alta temperatura de cor, com valor superior a 4000 K. A luz branca natural, emitida pelo sol ao meio-dia com céu aberto, tem temperatura de cor típica de 5800 K.

A iluminação exerce influência sobre as sensações e comportamentos das pessoas. A luz branca com temperatura de cor igual ou maior que a da luz branca natural tem efeito estimulante, sendo assim indicada para atividades e ambientes que exigem maior atenção e precisão. Já a luz amarelada tem um efeito relaxante, sendo indicada para ambientes em que se deseja uma atmosfera mais íntima e de descanso, como salas e quartos. Em relação à intensidade luminosa: luz com maior intensidade estimula as pessoas e luz com menor intensidade proporciona relaxamento (OSRAM, 2009).

### 2.2.7 Índice de reprodução de cor

Como mencionado, as cores são identificadas pelo cérebro através dos comprimentos de onda de luz que chegam aos olhos de quem observa. Por exemplo, se uma pessoa observa um objeto azul, a luz incide sobre o objeto e esse reflete o comprimento de onda na faixa do azul para os olhos do observador. Porém, fontes luminosas diferentes emitem diferentes faixas de comprimento de onda do espectro luminoso e em diferentes intensidades, o que faz com que o tipo de fonte luminosa utilizada para iluminar um ambiente influencie na percepção das cores pelos observadores. A Figura 2.8 mostra fotos lado a lado dos mesmos objetos iluminados com diferentes lâmpadas e com indicação de temperatura de cor e índice de reprodução de cor (IRC), permitindo compará-las visualmente.

O índice de reprodução de cor é um valor dentro de uma escala de 0 a 100 que permite realizar comparação entre lâmpadas em relação à percepção das cores proporcionada, tendo como referência da escala a luz solar, que abrange toda a faixa de comprimentos de onda do espectro luminoso e por isso apresenta IRC igual a 100. Quanto mais próximo de 100 o IRC de uma lâmpada, sua reprodução de cor é mais fiel em relação à luz natural. Para lâmpadas, um IRC ruim está abaixo de 40, razoável entre 40 e 59, um bom IRC está entre 60 e 79 e muito bom a partir de 80 (OSRAM, 2009).



**Figura 2.8** – Temperatura de cor e índice de reprodução de cor de alguns tipos de lâmpadas (OSRAM, 2008).

### 2.2.8 Eficiência energética ou eficiência luminosa

A eficiência energética ou eficiência luminosa de uma lâmpada é definida como a relação entre o fluxo luminoso total emitido e a potência elétrica consumida. A unidade de eficiência energética é o lúmen / watt (lm/W). A equação (2.5) expressa o conceito de eficiência energética.

$$\eta_{lamp} = \frac{\Phi_{lum}}{P}, \quad (2.5)$$

onde:

- $\eta_{lamp}$ : eficiência energética de uma lâmpada, em lúmen / watt (lm/W);
- $\Phi_{lum}$ : fluxo luminoso emitido pela lâmpada, em lúmen (lm);
- $P$ : potência elétrica consumida pela lâmpada, em watt (W).

## 2.3 Tecnologias de lâmpadas para iluminação pública

Os tópicos seguintes se destinam a apresentar os esquemas construtivos e os princípios de funcionamento das lâmpadas de vapor de mercúrio e de vapor de sódio de alta pressão, que, como já mencionado, representam a grande maioria das lâmpadas utilizadas em IP atualmente, e na sequência a tecnologia de LEDs de potência e alto brilho para fins de iluminação, cujos avanços nos últimos anos tem sido notáveis e desponta como o “estado da arte” na área de iluminação em um futuro bastante próximo.

Também é feita uma comparação dos dados a respeito de cada tipo de fonte de luz abordado.

### 2.3.1 Lâmpada de vapor de mercúrio de alta pressão

#### 2.3.1.1 Aspectos construtivos

A lâmpada de Vapor de Mercúrio de Alta Pressão (VMAP) é do tipo HID (*High Intensity Discharge*, ou lâmpada de descarga de alta intensidade). A Figura 2.9 mostra o esquema construtivo de uma lâmpada de vapor de mercúrio de alta pressão.

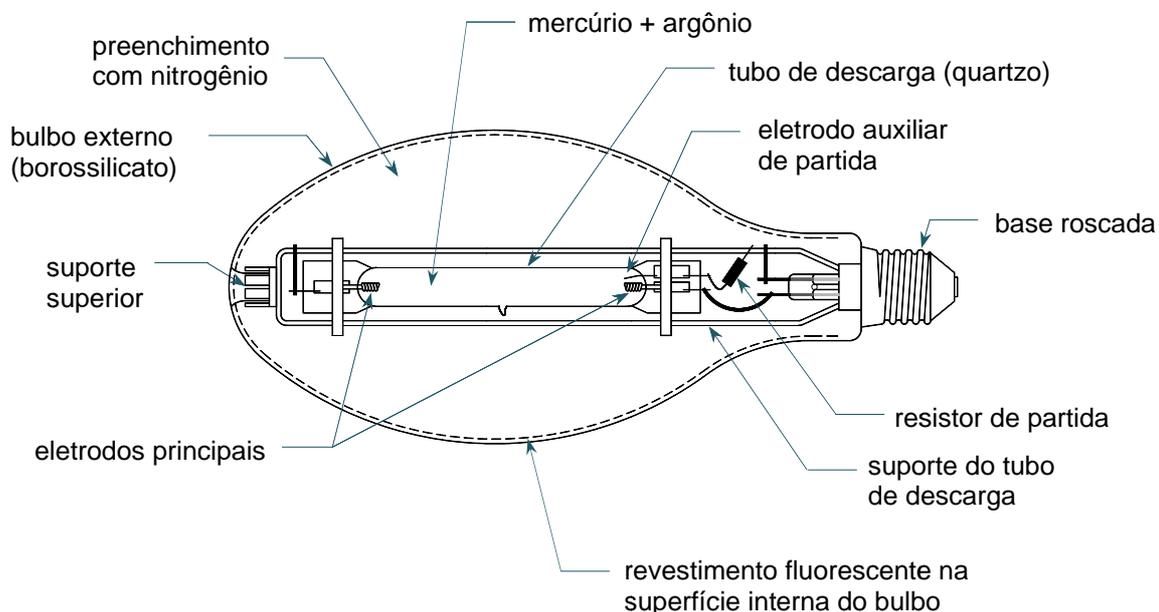
A lâmpada de vapor de mercúrio consiste de um tubo de descarga (ou arco) feito de quartzo, preenchido internamente com mercúrio e um gás inerte (por exemplo o argônio) e com dois eletrodos de tungstênio, denominados principais, posicionados um em cada extremidade do tubo. Próximo a um dos eletrodos principais está um eletrodo auxiliar, ligado a um resistor de alto valor ôhmico ( $\sim 40 \text{ k}\Omega$ ), utilizado para limitar a corrente elétrica na partida da lâmpada. Os eletrodos são recobertos com material emissor de elétrons. Envolvendo o tubo de descarga e os seus suportes há um bulbo de vidro duro (por exemplo borossilicato) preenchido com nitrogênio e que tem por finalidade proteger o tubo. O bulbo pode ainda receber uma cobertura de tinta fluorescente em sua superfície interna, de modo a converter a radiação ultravioleta em radiação dentro do espectro visível.

A Figura 2.10 mostra uma fotografia de uma lâmpada de vapor de mercúrio de alta pressão de 400 W com bulbo elipsoidal, bastante utilizada em sistemas de IP, ao lado de um desenho indicativo com suas dimensões (em milímetros).

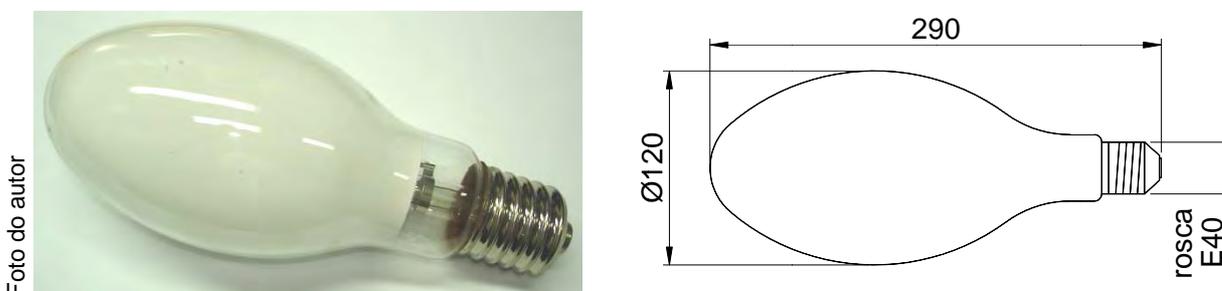
#### 2.3.1.2 Princípio de funcionamento e parâmetros de desempenho

Ao aplicar-se uma tensão à lâmpada, surge um campo elétrico entre o eletrodo auxiliar e o eletrodo principal que se encontra próximo. Forma-se então uma descarga entre tais eletrodos, provocando a ionização da mistura entre mercúrio e argônio no interior do tubo de descarga e um pequeno fluxo luminoso inicial. Com a ionização, a impedância do meio no interior do tubo de descarga é bastante reduzida, o eletrodo auxiliar praticamente fica inoperante por conta da alta resistência do resistor de partida e assim a descarga passa a ocorrer entre os eletrodos principais, o que aumenta a

temperatura e a pressão no interior do tubo de descarga até que se atinja a condição nominal de operação da lâmpada, que passa a emitir seu fluxo luminoso nominal.



**Figura 2.9** – Esquema construtivo de uma lâmpada de vapor de mercúrio de alta pressão.



**Figura 2.10** – Lâmpada de vapor de mercúrio de alta pressão de 400 W e suas dimensões.

O período de partida de uma lâmpada de vapor de mercúrio de alta pressão dura alguns segundos, mas o tempo transcorrido da partida até a lâmpada atingir o fluxo luminoso nominal é de aproximadamente seis minutos. Caso a lâmpada seja desligada, o mercúrio não pode ser ionizado novamente até que sua temperatura diminua suficientemente, o que leva de três a dez minutos, dependendo da potência da lâmpada e das condições externas (LUZ, 2008).

Para sua operação, a lâmpada de vapor de mercúrio de alta pressão necessita do uso de reator. Com o uso de reator específico, é possível realizar controle de brilho da

lâmpada, reduzindo o fluxo luminoso em até 50% do valor nominal. A corrente drenada pela lâmpada no instante da partida chega a ser 40% maior que a corrente na condição nominal. As principais características de desempenho de uma lâmpada de vapor de mercúrio de alta pressão são:

- Eficiência energética ( $\eta$ ): até 55 lm/W;
- Temperatura de cor: aproximadamente 4.000 K (luz branca);
- Índice de reprodução de cor (IRC): entre 40 e 59 (IRC razoável);
- Tempo de vida útil: até 24.000 horas.

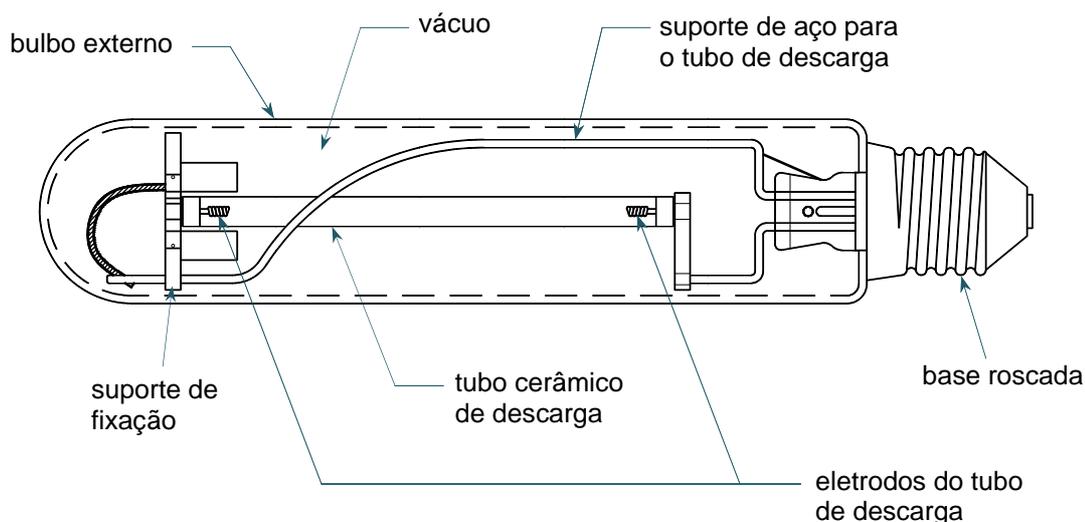
Apesar de ainda ser muito utilizada, há uma tendência de substituição das lâmpadas de vapor de mercúrio por lâmpadas de vapor de sódio em ambientes onde a reprodução de cor não seja primordial, ou por lâmpada de multi-vapores metálicos onde seja importante ter uma boa reprodução de cor.

## 2.3.2 Lâmpada de vapor de sódio de alta pressão

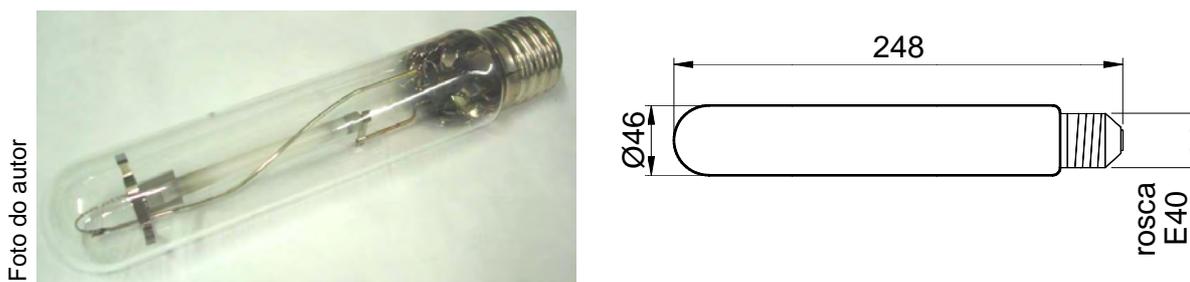
### 2.3.2.1 Aspectos construtivos

A lâmpada de Vapor de Sódio de Alta Pressão (VSAP) é também uma lâmpada de descarga de alta intensidade. Consiste basicamente de um tubo de descarga preso por suportes metálicos e um bulbo de vidro duro envolvendo e protegendo os elementos da lâmpada. O tubo de descarga é feito de cerâmica alumina (óxido de alumínio sinterizado), preenchido por uma amálgama de sódio e mercúrio, além de uma pequena quantidade de xenônio, ou ainda uma mistura de neônio e argônio, e tem em suas extremidades dois eletrodos. Os gases inertes e o mercúrio são necessários para a partida da lâmpada e também para a estabilização do processo de descarga. O tubo de descarga da lâmpada de vapor de sódio não pode ser de vidro (quartzo, como é o tubo da lâmpada de vapor de mercúrio), pois o sódio a altas temperaturas é bastante agressivo para com o vidro. O bulbo de vidro de proteção contém vácuo e pode, dependendo do modelo de lâmpada, receber na superfície interna uma camada de tinta especial (não fluorescente) para melhorar a difusão da luz emitida (GANSLANDT; HOFMANN, 1992).

A Figura 2.11 mostra o esquema construtivo básico de uma lâmpada de vapor de sódio de alta pressão; já a Figura 2.12 traz uma fotografia de uma lâmpada de vapor de sódio de 250 W com bulbo cilíndrico e um desenho indicativo com suas dimensões (em milímetros). Além do modelo com bulbo cilíndrico, existem lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão com bulbo elipsoidal e com bulbo cilíndrico com base bilateral.



**Figura 2.11** – Esquema construtivo de uma lâmpada de vapor de sódio de alta pressão.



**Figura 2.12** – Lâmpada de vapor de sódio de alta pressão de 250 W e suas dimensões.

### 2.3.2.2 Princípio de funcionamento e parâmetros de desempenho

As lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão necessitam de reator e ignitor para sua operação. O circuito ignitor produz pulsos de alta tensão e curta duração que, através dos eletrodos, ionizam a mistura de gases nobres no interior do tubo de descarga e iniciam o processo de acendimento da lâmpada. Uma corrente elétrica passa a fluir entre os eletrodos, a temperatura no interior do tubo de descarga aumenta, assim como a pressão com a vaporização do sódio e do mercúrio, o que provoca um fluxo luminoso crescente até atingir seu valor total na condição nominal. A partir do instante em que é energizada, uma lâmpada de vapor de sódio demora de seis a dez minutos para emitir seu fluxo luminoso nominal, e para o reacendimento deve-se esperar de dois a 15 minutos para que a lâmpada esfrie-se, dependendo da potência da lâmpada e de fatores externos (OSRAM, 2008).

Dependendo do tipo de lâmpada de vapor de sódio, o reator pode ser o mesmo que o utilizado para lâmpadas de vapor de mercúrio de alta pressão, e assim como a vapor de mercúrio, a lâmpada de vapor de sódio pode ter seu brilho controlado, tendo o fluxo luminoso reduzido também em até 50% de seu valor nominal com o uso de reator especial. A corrente de partida é até 25% maior que a corrente na condição nominal. As principais características de desempenho de uma lâmpada de vapor de sódio de alta pressão são:

- Eficiência energética ( $\eta$ ): até 150 lm/W, a maior entre as lâmpadas de descarga de alta pressão;
- Temperatura de cor: aproximadamente 2.000 K (luz amarelada);
- Índice de reprodução de cor (IRC): abaixo de 25 (IRC ruim);
- Tempo de vida útil: até 32.000 horas.

### 2.3.3 LED de potência e alto brilho e aplicações em iluminação

Atualmente, existem quatro grandes fabricantes de pastilhas (*chips*) de LEDs de potência e alto brilho e que dominam quase todo o mercado: Nichia, Cree, Osram e Philips Lumileds. Há também um grande número de fabricantes (muitos na China) que compram os *chips* produzidos pelas quatro grandes empresas e trabalham produzindo o encapsulamento e conjunto óptico dos LEDs (CONNER, 2010).

Os LEDs de potência brancos e coloridos para fins de iluminação arquitetônica e decorativa já são amplamente utilizados. A Figura 2.13 traz alguns exemplos com este tipo de aplicação. Para a aplicação em iluminação pública funcional, existem diversos exemplos de cidades que adotaram luminárias com LEDs em algumas vias públicas, como Milão (Itália), Paris (França), Varsóvia (Polônia), Los Angeles (Estados Unidos) e Sydney (Austrália). Como destaque, há o caso da pequena cidade de Torraca, no sul da Itália, com pouco mais de 1200 habitantes e que se tornou, desde 2007, a primeira cidade europeia cuja iluminação pública é totalmente feita com LEDs. Em Guaratinguetá, a primeira via pública totalmente iluminada com LEDs no Brasil é a ponte do *Shopping Center*. A substituição das luminárias com lâmpadas a vapor de sódio por luminárias com LEDs, mostrada na Figura 2.14, ocorreu no dia 03 de julho de 2009.



**Figura 2.13** – Exemplos de aplicação de LEDs para fins decorativos: **(a)** fachada do Palácio de Schönbrunn, em Viena, Áustria; **(b)** ponte estaiada Octávio Frias, em São Paulo; **(c)** frontão do túnel Södralanken, na Suécia; **(d)** Yas Hotel, em Abu Dhabi.



Foto: Júlio Carlos Damato

**Figura 2.14** – Iluminação na ponte do *Shopping Center*, em Guaratinguetá – SP.

Fontes das fotografias da Figura 2.13:

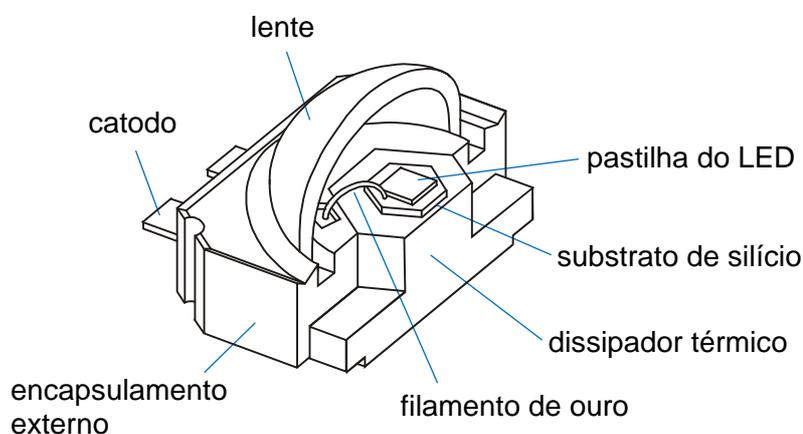
**(a)** e **(c)**: <[http://www.schreder.com/documents/\\_Dossier/PDF/Portuguese/200710181411/39669a-BrochureLED-PO.pdf](http://www.schreder.com/documents/_Dossier/PDF/Portuguese/200710181411/39669a-BrochureLED-PO.pdf)>

**(b)**: <[http://www.sainthelenaschool.org/Pages/Grades/gillin/computers/Ponte\\_estaiada\\_Octavio\\_Frias\\_Sao\\_Paulo.jpg](http://www.sainthelenaschool.org/Pages/Grades/gillin/computers/Ponte_estaiada_Octavio_Frias_Sao_Paulo.jpg)>

**(d)**: <[www.urban-logic.com/category/green-designs/](http://www.urban-logic.com/category/green-designs/)>

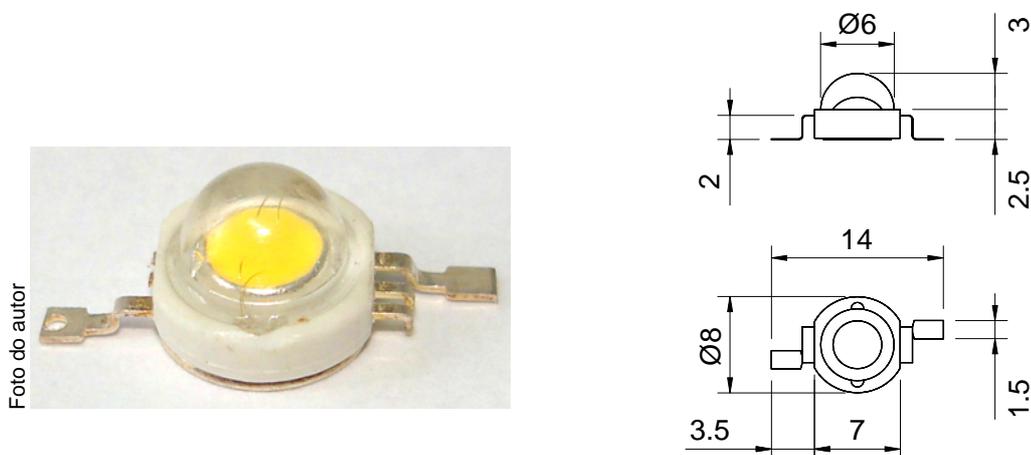
### 2.3.3.1 Aspectos construtivos do LED de potência e princípio de funcionamento

A Figura 2.15 mostra o esquema construtivo de um LED de potência com encapsulamento do tipo SMD (*Surface-Mounted Device*). O LED consiste de uma pastilha de material semiconductor montada sobre um substrato de silício e este sobre uma base de alumínio ou cobre que serve como dissipador térmico. O dissipador é envolvido por um encapsulamento de material plástico, que também dá suporte aos terminais anodo (não mostrado na Figura 2.15) e catodo. Os terminais são conectados à pastilha do LED através de filamentos de ouro. Na parte superior do LED, uma lente de epóxi, ou ainda silicone para LEDs mais modernos, cobre a pastilha e compõe o conjunto óptico do dispositivo.



**Figura 2.15** – Esquema construtivo de um LED de potência para iluminação (adaptado de The Brussels Enterprise Agency (2006)).

A Figura 2.16 traz uma foto de um LED de 1 W de potência, bem como um desenho indicando suas dimensões.



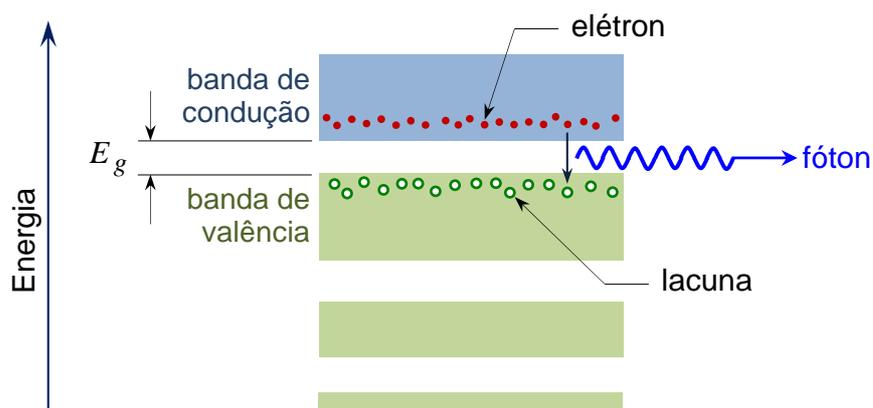
**Figura 2.16** – LED de 1 W e suas dimensões.

O LED é um dispositivo que produz luz com a passagem de uma corrente elétrica em um material semiconductor, de estado sólido, diferentemente das lâmpadas de descarga, em que a luz é produzida através da descarga elétrica e ionização de gases. O princípio de funcionamento de um LED baseia-se na emissão de fótons quando elétrons presentes na extremidade inferior da banda de condução de um semiconductor passam a ocupar os locais onde estavam lacunas na extremidade superior da banda de valência, num processo denominado recombinação. A Figura 2.17 ilustra o diagrama de bandas de energia de um material semiconductor e a emissão de um fóton pela recombinação de um elétron com uma lacuna. Um fóton é um *quantum* de luz, ou seja, a quantidade elementar de luz, conceito proposto por Albert Einstein em 1905. Tal emissão ocorre pelo fato de elétrons passarem de uma banda com um nível de energia maior (condução) para uma banda com nível de energia menor (valência), o que implica em uma perda de energia por parte desses elétrons. Esta diferença de energia entre a extremidade inferior da banda de condução e a extremidade superior da banda de valência, indicada na Figura 2.17 por  $E_g$ , é portanto transferida e emitida como fótons, sendo:

$$E_g = h \cdot f, \quad (2.6)$$

onde:

- $h$  : constante de Planck,  $h = 6,63 \times 10^{-34} \text{ J}\cdot\text{s} = 4,14 \times 10^{-34} \text{ eV}\cdot\text{s}$ ;
- $f$  : frequência do fóton, em Hz.

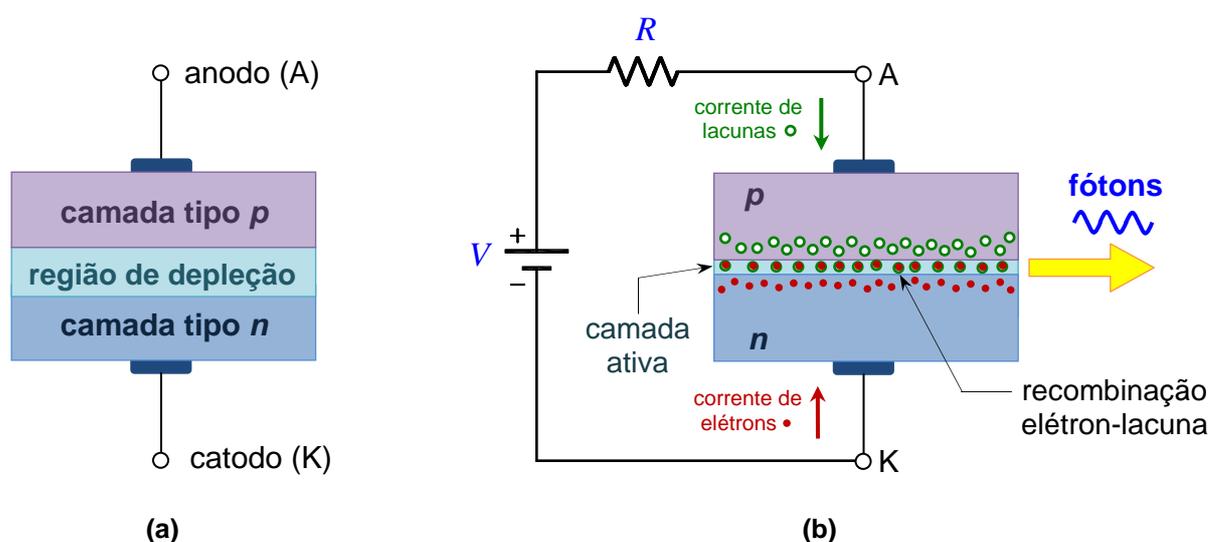


**Figura 2.17** – Bandas de energia e princípio da emissão de luz por um semiconductor (adaptado de Halliday, Resnick e Walker (1993)).

Como  $\lambda = c/f$ , evidentemente o comprimento de onda e a cor da luz emitida dependem da frequência do fóton.

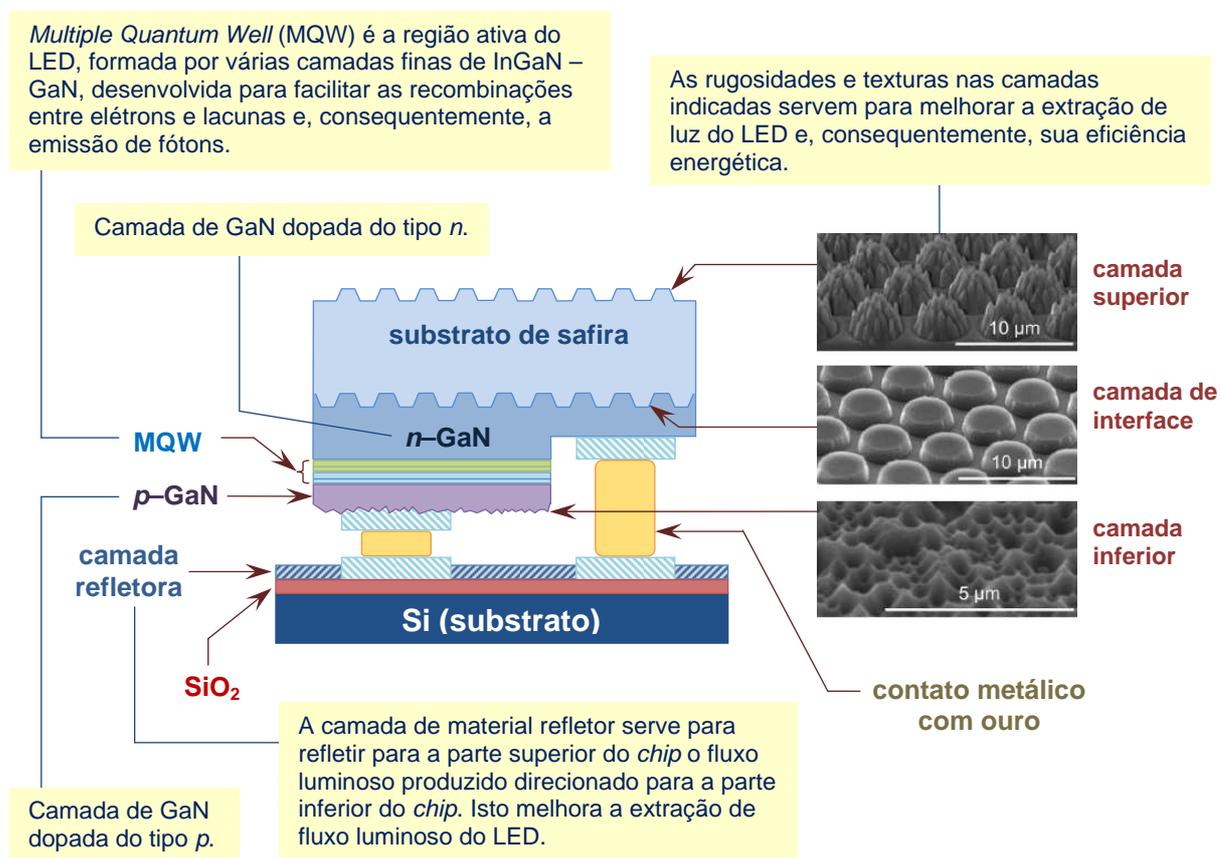
A estrutura básica da pastilha de um LED consiste de uma junção  $pn$ , composta de uma camada de semiconductor tipo  $p$ , dopado com elementos com três elétrons na banda eletrônica de valência, e uma camada de material semiconductor do tipo  $n$ , que recebe dopagem de elementos com cinco elétrons de valência. O esquema de construção básico da junção  $pn$  de um LED é mostrado na Figura 2.18 (a). Quando a junção é inicialmente formada, os elétrons da camada tipo  $n$  que se encontram mais próximos à junção se difundem para a camada tipo  $p$ , recombinaando-se com as lacunas que estão mais próximas à junção. Também, lacunas da camada tipo  $p$  se difundem para a camada tipo  $n$ , recombinaando-se com elétrons dessa camada. Tais processos de recombinação formam entre as duas camadas uma estrutura cristalina em equilíbrio e quase sem portadores de cargas livres, denominada região de depleção, cessando assim as recombinações entre elétrons e lacunas.

Para que um LED emita luz, é necessário que ocorram recombinações de elétrons com lacunas. Isto ocorre quando a junção  $pn$  é diretamente polarizada, como ilustra a Figura 2.18(b). Se a tensão de polarização direta aplicada entre anodo e catodo é suficiente para vencer a barreira de potencial da região de depleção, esta se torna bastante estreita, fazendo com que a resistência elétrica caia e possibilitando que fluam pelo LED duas correntes: uma de elétrons saindo da camada tipo  $n$  e se difundindo na camada tipo  $p$  e outra de lacunas saindo da camada tipo  $p$  em direção à camada tipo  $n$ . Tais fluxos de portadores de carga, mostrados na Figura 2.18(b), culminam em muitas recombinações entre elétrons e lacunas na chamada camada ativa e na produção de um fluxo luminoso.



**Figura 2.18** – (a) Esquema representativo de construção de uma pastilha de LED e; (b) Junção  $pn$  diretamente polarizada, ilustrando o princípio de funcionamento de um LED (adaptado de Halliday, Resnick e Walker (1993)).

O esquema construtivo da Figura 2.18(a) refere-se ao LED do tipo homojunção. Os LEDs de potência, no entanto, têm esquemas construtivos mais complexos, do tipo heterojunção. A Figura 2.19 mostra um exemplo de esquema construtivo de uma pastilha de LED branco de alto brilho de InGaN–GaN.



**Figura 2.19** – Esquema construtivo de uma pastilha de LED branco de alto brilho (adaptado de Lee *et al* (2008)).

O comprimento de onda da luz emitida depende dos compostos que formam o semiconductor e das dopagens empregadas na construção de LEDs: AlGaAs para infravermelho, AlGaAs para vermelho, AlGaInP, GaAsP para vermelho, laranja e amarelo, GaP para verde, GaN para verde e azul, SnSe, InGaN, AlGaInN e SiC para azul. Atualmente, existem três métodos para a produção de LEDs que emitem luz branca (ZISSIS; CASTANO, 2008), (MUTHU; SCHUURMANS; PASHLEY, 2002):

- O primeiro método consiste em utilizar um LED que emite luz azul com conjunto óptico recoberto por um fósforo (luminóforo) amarelo. Tais emissões com comprimentos de onda complementares, detectados simultaneamente pelo olho, provocam a sensação de luz branca. Tal método tende a ser o mais utilizado para a produção de LEDs brancos para aplicação em iluminação geral e tem como vantagens o menor custo,

dependem de circuito de alimentação simples e razoável IRC. Apresenta, porém, algumas desvantagens, como o efeito de halo, que pode ser incômodo para algumas aplicações, decorrente do fato da luz azul ser direcional e a luz amarela emitida através do fósforo ser difusa e limitação na eficiência energética devido às características dos fósforos utilizados;

- O segundo método consiste em utilizar um LED que emite radiação com comprimento de onda curto, na região do ultravioleta ou próximo do violeta, recoberto com um ou mais fósforos que transformam a radiação UV em luz branca com alto IRC, princípio semelhante ao utilizado nas lâmpadas fluorescentes;
- O terceiro método consiste em utilizar três LEDs, cada um sendo de uma cor básica: vermelho, verde e azul, denominado padrão RGB (*Red, Green, Blue*). A síntese das luzes emitidas pelos três LEDs permite gerar luzes com uma infinidade de cores conforme as intensidades de vermelho, verde e azul, e inclusive luz branca com excelente IRC. Tal método permite ainda ótimo controle da temperatura de cor da luz emitida e dispensa o uso de fósforos. Porém, como cada LED opera com tensão de alimentação diversa, se faz necessário um circuito de alimentação e controle mais complexo e caro. Este tipo de LED é mais utilizado, por exemplo, para iluminação decorativa e nos modernos monitores e televisores a LED.

#### 2.3.3.2 Comparação entre os tipos de lâmpadas para iluminação pública

O grande interesse pelos LEDs para aplicação em iluminação geral ocorre pelo fato da possibilidade destes reunirem qualidades que outras fontes de luz não possuem conjuntamente, tais como:

- Alta eficiência energética;
- Longo tempo de vida útil, o que implica em menos manutenção;
- Alto índice de reprodução de cor;
- Acendimento e reacendimento praticamente instantâneos;
- Não emite radiação ultravioleta (que apresenta riscos à saúde e atrai insetos);
- Não apresenta mercúrio e outras substâncias tóxicas;
- Alta resistência a impactos e vibrações;
- Conversores eletrônicos para alimentação mais simples que os (reatores e ignitores) utilizados para as lâmpadas de descarga de alta intensidade. Tais conversores apresentam alto fator de potência;

- Facilidade de controle de luminosidade, o que permite a redução do fluxo luminoso e a economia de energia e possibilidade de controle por interface digital microcontrolada ou microprocessada, etc.

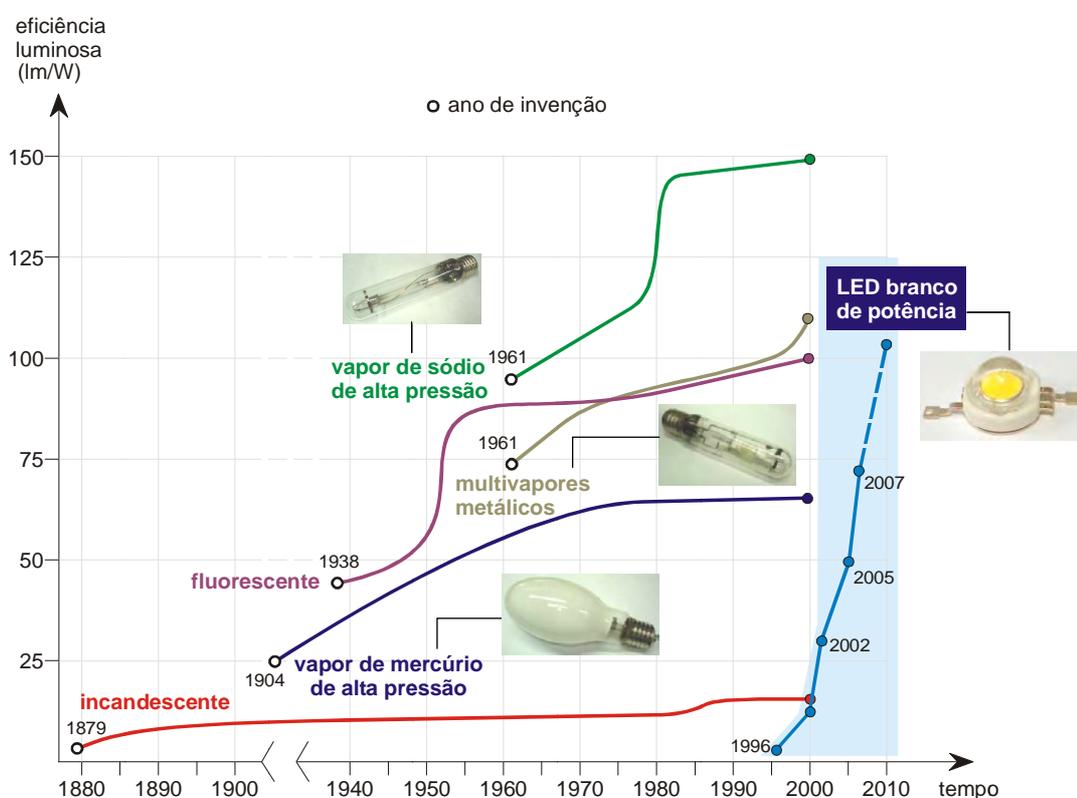
Tomando como exemplo de comparação as lâmpadas mais utilizadas em iluminação pública: a lâmpada de vapor de mercúrio apresenta razoável IRC, mas sua eficiência energética é bem inferior à lâmpada de vapor de sódio, cujo IRC é um tanto baixo. Assim, com base nestas duas tecnologias de lâmpadas, maior eficiência implica em baixa qualidade de reprodução de cor, e vice-versa. Outra tecnologia de lâmpadas que combina alta eficiência com bom IRC é de multi-vapores metálicos, mas seu tempo de vida útil é baixo se comparado com outras fontes de luz, não ultrapassando 12 mil horas. O Quadro 2.2 traz, resumidamente, as características das lâmpadas de vapor de sódio, vapor de mercúrio e do LED branco, de modo a facilitar comparações.

**Quadro 2.1** – Comparação entre as fontes de luz utilizadas em iluminação pública.

	Vapor de sódio de alta pressão	Vapor de mercúrio de alta pressão	LED branco
Eficiência energética (lm/W)	100 a 150	40 a 55	25 a 100
Tempo de vida útil (horas)	28.000 a 32.000	24.000	50.000
Índice de reprodução de cor	20 a 39	40 a 59	até 85
Temperatura de cor (K)	2.000	3.800 a 4.100	2.000 a 10.000
Radiação ultravioleta	emite	emite	não emite
Contém mercúrio?	sim	sim	não
Tempo até atingir o fluxo luminoso nominal	6 a 10 minutos	6 minutos	100 ns
Tempo de espera para reacendimento	2 a 15 minutos	3 a 10 minutos	nenhum
Equipamentos auxiliares	reator e ignitor	reator	conversor ( <i>driver</i> )
Corrente de partida	$1,25 \cdot I_{nominal}$	$1,4 \cdot I_{nominal}$	$I_{nominal}$
Controle de luminosidade	complexo (requer reator especial)	complexo (requer reator especial)	simples (fonte de corrente controlada)

### 2.3.3.3 Perspectivas sobre a iluminação com LEDs

No mercado, encontram-se atualmente disponíveis LEDs brancos com potências de 1 W, 3 W e 5 W, e arranjos de LEDs com potências maiores. O fluxo luminoso de um LED de alto brilho de 1 W é aproximadamente 100 lm, o que significa uma eficiência energética de 100 lm/W (segundo folha de dados do fabricante Philips Lumileds de 2010 para o modelo Luxeon Rebel® LXML-PW31). Tal valor de eficiência se aproxima dos dados mostrados no gráfico da Figura 2.20, que mostra a evolução da eficiência energética para diversas tecnologias de lâmpadas ao longo dos anos, e com dados do ano de 2007 que projetavam que o LED branco superaria a marca dos 100 lm/W em 2010. O Programa de Pesquisa para Iluminação de Estado Sólido do Departamento de Energia dos Estados Unidos tem como meta desenvolver um LED branco com eficiência energética de 163 lm/W até o ano de 2015. Já o programa europeu de pesquisa e desenvolvimento, denominado Photonics 21, tem metas menos ambiciosas, talvez mais realistas, com o desenvolvimento de um LED branco que atinja 150 lm/W até 2030 (ZISSIS; CASTANO, 2008).



**Figura 2.20** – Evolução da eficiência energética das fontes de luz (adaptado de Gendre (2002) e Schröder (2007)).

Apesar dos avanços já obtidos para os LEDs de potência, algumas barreiras tecnológicas precisam ser vencidas para que o LED se consolide como a fonte de luz mais vantajosa. Alguns aspectos que merecem atenção são discutidos a seguir:

- Como toda tecnologia nova, os LEDs têm ainda alto custo de produção, o que faz com que o investimento inicial de implementação de sistemas de iluminação com luminárias a LEDs sejam bem mais altos que os atuais. Segundo Cheng e Cheng (2006), o klm produzido a partir de LEDs brancos chega a custar 55 dólares, contra 1,27 dólar do klm produzido a partir de lâmpadas de descarga;
- Idealmente, todas as recombinações entre elétrons e lacunas em um LED se convertem em fótons, mas na prática uma parte das recombinações é convertida em calor. O aumento da temperatura da junção de um LED provoca decréscimo no fluxo luminoso produzido;
- O desgaste de um LED também é influenciado pela temperatura, assim, quanto maior a temperatura de operação de um LED, menor será seu tempo de vida útil. Tal desgaste ocorre na pastilha, que perde a capacidade de gerar fótons, e principalmente na lente do encapsulamento, que se vai se tornando opaca, impedindo a extração de fluxo luminoso. O tempo de vida útil estimado de 50.000 horas se refere às condições de operação em laboratório. Ainda não é possível determinar exatamente o tempo de vida útil de LEDs em condições de campo, ou seja, em uma luminária em uma via pública;
- Há um grande problema de falta de uniformidade no processo de fabricação de LEDs, que podem apresentar divergências de parâmetros de desempenho (IRC, temperatura de cor, eficiência energética) até mesmo dentro do mesmo lote;
- Por ser uma tecnologia relativamente nova e em desenvolvimento, ainda não há normas estabelecidas para os LEDs para aplicações em iluminação. Cada fabricante utiliza suas próprias especificações para produção e realização de testes.

## **2.4 Conversão da energia elétrica e conversores estáticos**

A energia elétrica apresenta duas formas básicas nas quais pode ser gerada, que são em tensão ou corrente alternada (AC – do inglês *Alternate Current*) e em tensão ou corrente contínua (DC – do inglês *Direct Current*). A energia pode ser consumida na mesma forma em que é gerada, porém, há várias situações em que é necessária uma conversão da energia elétrica para uma forma diferente da qual é gerada e distribuída, por causa das características das cargas a serem alimentadas.

Os conversores estáticos são circuitos utilizados para realizar a conversão ou o condicionamento da energia elétrica de uma fonte provedora, que disponibiliza a energia em uma forma, para uma carga, que necessita da energia elétrica em outra forma. Os diversos tipos de conversores estáticos, suas características, aplicações e técnicas de projeto são objetos de estudo da Eletrônica de Potência.

De forma geral, os tipos de conversão de energia elétrica e os conversores estáticos recebem a seguinte classificação (RASHID, 1999):

- AC/DC: conversão da tensão alternada AC para tensão contínua DC, efetuada por circuitos conversores chamados retificadores. Os retificadores com ponte de diodos, denominados não controlados, apresentam tensão DC de saída com valor médio fixo; já os retificadores controlados, que empregam tiristores na ponte retificadora, apresentam tensão DC de saída que tem o valor médio controlado através do ângulo de disparo de tais elementos semicondutores;
- AC/AC: conversão de uma tensão AC fixa para uma tensão AC variável, em que tanto amplitude, frequência e forma de onda podem ser controladas por conversores denominados controladores de tensão AC;
- DC/AC: conversão de uma tensão DC para uma tensão AC variável, realizada por conversores denominados inversores (ou habitualmente chamados inversores de frequência);
- DC/DC: conversão de uma tensão DC fixa ou variável para uma tensão DC regulada a partir de conversores que podem ser lineares ou chaveados.

Voltando as atenções para os sistemas de iluminação pública com LEDs e tendo em vista que esses dispositivos operam em corrente contínua, a ênfase neste trabalho é dada aos conversores AC/DC (retificadores) e conversores DC/DC chaveados (ou reguladores chaveados). Os tópicos seguintes esclarecem o porquê dessa ênfase.

## 2.5 Fontes lineares *versus* fontes chaveadas

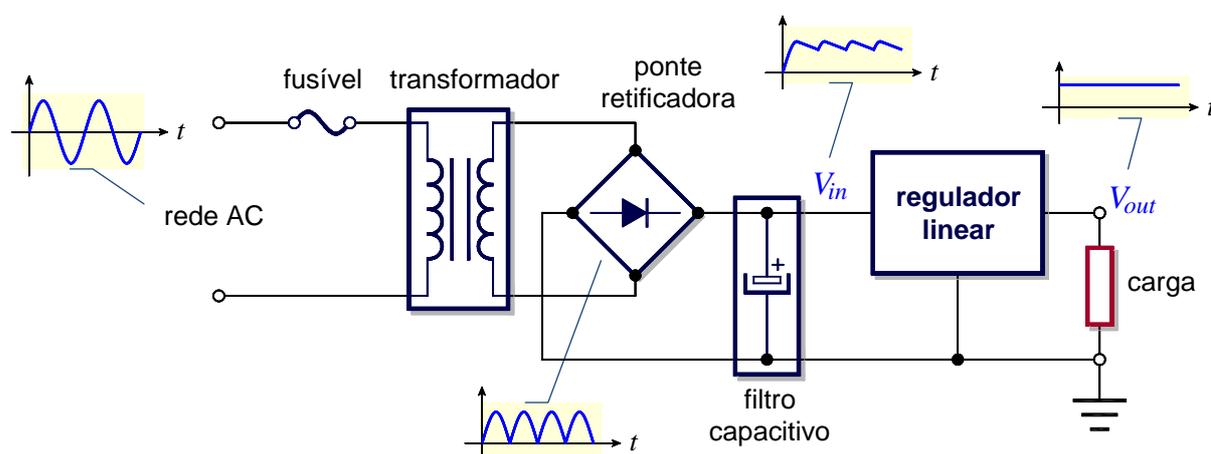
A regulação da tensão retificada pode ser efetuada por um regulador linear ou por um regulador chaveado. Para baixas potências, o regulador linear se apresenta como uma boa solução, com circuito simples e de baixo custo. Porém, quando se necessita de uma fonte de tensão que forneça maiores potências a uma carga, os reguladores chaveados passam a ser a escolha mais vantajosa tanto do ponto de vista técnico como do ponto de vista econômico. Nos parágrafos seguintes são apresentados características, princípios de funcionamento e outros detalhes que justificam a vantagem das fontes com

reguladores chaveados sobre aquelas com reguladores lineares.

### 2.5.1 Fonte de tensão com regulador linear

A Figura 2.21 mostra um diagrama geral simplificado com os blocos que compõem uma fonte de tensão com regulador linear. A fonte consiste de uma etapa retificadora, formada por fusível de proteção, transformador, ponte retificadora a diodos (para retificadores do tipo não controlado) ou a tiristores (para retificadores do tipo controlado) e capacitor de filtro, seguida por uma etapa de regulação com um regulador linear.

Também, a partir das formas de onda de cada etapa da fonte apresentada na Figura 2.21, pode-se compreender o seu funcionamento. O transformador fornece em seu enrolamento secundário uma tensão senoidal cuja amplitude (valor de pico) é suficientemente superior ao valor especificado de tensão retificada. A ponte retificadora retifica a tensão senoidal, convertendo-a em tensão contínua pulsante que, aplicada ao filtro capacitivo, torna-se uma tensão alisada com pequena ondulação. O regulador linear recebe em sua entrada a tensão com ondulação  $V_{in}$  e disponibiliza em sua saída uma tensão  $V_{out}$  praticamente sem ondulação. O valor mínimo da tensão de entrada  $V_{in}$  deve ser maior que a tensão de saída do regulador  $V_{out}$ , geralmente de 2 a 3 V (BROWN, 1990).



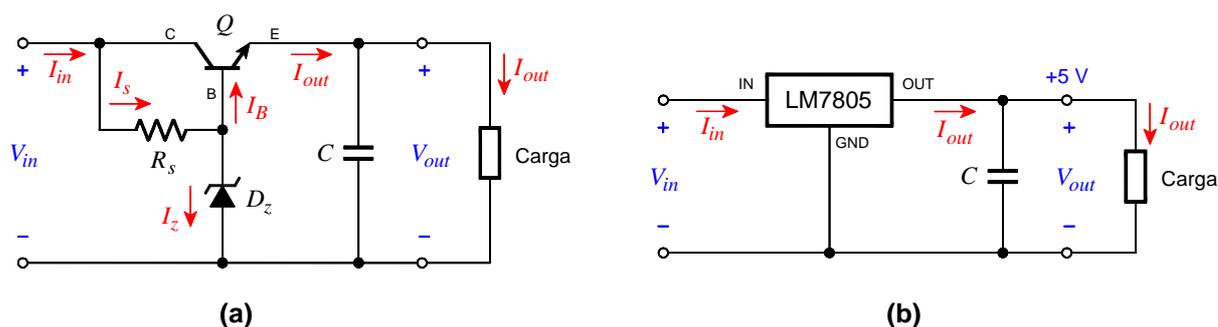
**Figura 2.21** – Diagrama de blocos geral simplificado de uma fonte de tensão com regulador linear.

Os reguladores lineares podem ser implementados com componentes discretos, como transistores, resistores e diodos Zener, ou por CIs (circuitos integrados) dedicados, como por exemplo: as famílias LM78xx (LM7805, LM7812 e outros, CIs que fornecem em suas saídas tensões reguladas positivas) e LM79xx (CIs que fornecem tensões reguladas

negativas), o LM317 e o LM723, entre outros tantos disponíveis no mercado. A figura 2.22 mostra dois exemplos de circuitos reguladores lineares bastante simples: um regulador com transistor do tipo série (Figura 2.22(a)) e outro utilizando o regulador integrado LM7805 (Figura 2.22(b)).

A eficiência de um regulador linear é limitada principalmente devido à potência dissipada no transistor de passagem. Se para o regulador linear mostrado na Figura 2.22(a) as correntes de polarização do circuito  $I_s$ ,  $I_z$  e  $I_B$  forem consideradas muito pequenas em relação às correntes de entrada e de saída do regulador, respectivamente  $I_{in}$  e  $I_{out}$ , tem-se que  $I_{in} \cong I_{out}$ . A eficiência de um regulador é dada pela relação entre a potência consumida pela carga  $P_{out} = V_{out} \cdot I_{out}$  e a potência entregue à entrada  $P_{in} = V_{in} \cdot I_{in}$ , assim:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{out} \cdot I_{out}}{V_{in} \cdot I_{in}} \cong \frac{V_{out} \cdot I_{out}}{V_{in} \cdot I_{out}} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (2.7)$$



**Figura 2.22** – (a) Regulador linear do tipo série com transistor bipolar de passagem.  
(b) Regulador linear com circuito integrado LM7805.

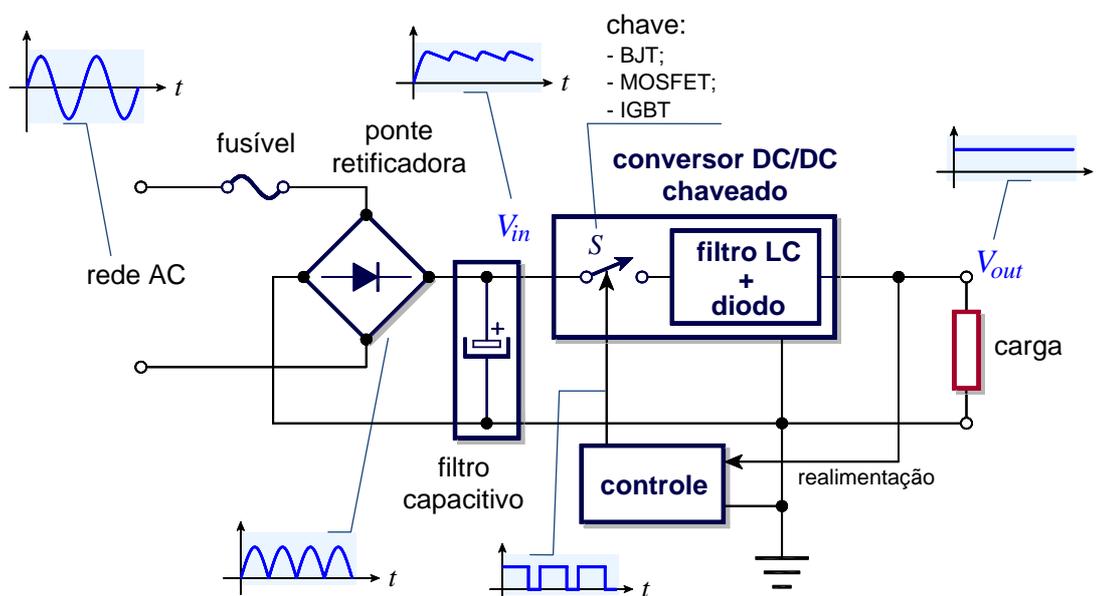
Tomando como exemplo um regulador cuja tensão  $V_{in}$  seja 8,5 V e a tensão regulada  $V_{out}$  igual a 5 V, a eficiência do regulador é  $(5 / 8,5) = 0,588$ , ou seja, grosso modo, da potência total que chega ao regulador, apenas 58,8% é entregue à carga e 42,2% é dissipada no transistor de passagem.

## 2.5.2 Fonte de tensão com regulador chaveado

Apesar da teoria básica sobre os reguladores chaveados ser conhecida desde a década de 1930, foi somente a partir da década de 1970 que as fontes chaveadas começaram a ganhar popularidade e espaço no mercado (BROWN, 1990).

A Figura 2.23 mostra um diagrama de blocos geral simplificado para uma fonte de tensão com regulador chaveado. Essa fonte consiste de um fusível de proteção, uma ponte retificadora, um filtro capacitivo, um conversor DC/DC chaveado e um circuito de controle de chaveamento.

O conversor DC/DC apresenta um elemento semicondutor de chaveamento ligado a um circuito formado por um filtro LC (indutor e capacitor) e um diodo de comutação. Esse semicondutor atuando como chave pode ser um transistor bipolar (BJT – *Bipolar Junction Transistor*, ou Transistor Bipolar de Junção), um MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*, ou Transistor de Efeito de Campo Metal Óxido Semicondutor) ou mesmo um IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*, ou Transistor Bipolar com Porta Isolada). Diferentemente da fonte linear, uma fonte chaveada pode ou não ter transformador, dependendo da topologia do conversor.

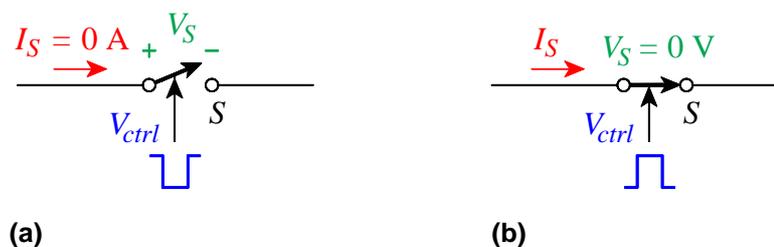


**Figura 2.23** – Diagrama de blocos geral simplificado de uma fonte de tensão chaveada.

O princípio de funcionamento de um conversor DC/DC chaveado baseia-se no controle do chaveamento de um transistor e no balanço, provocado por esse chaveamento, da energia armazenada no campo magnético do indutor e no campo elétrico do capacitor, de modo a se ter na saída do conversor uma tensão regulada  $V_{out}$  mesmo com as variações presentes na tensão de entrada  $V_{in}$ .

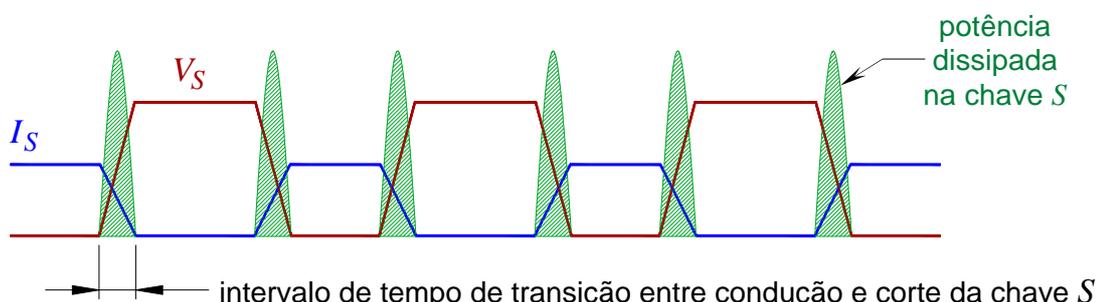
Conforme as Figuras 2.23 e 2.24, o transistor de chaveamento de um regulador DC/DC é representado como uma chave ideal  $S$ . Na Figura 2.24,  $V_{ctrl}$  é o sinal de controle de chaveamento, a partir do qual se define o estado da chave. Quando a chave

está aberta (transistor cortado, como na Figura 2.24(a)), há uma queda de tensão  $V_S$  em seus terminais, mas sua corrente  $I_S$  é nula, e quando a chave está fechada (transistor conduzindo, como na Figura 2.24(b)), circula por ela uma corrente  $I_S$ , porém a queda de tensão  $V_S$  em seus terminais é nula. Com estas condições, a potência dissipada pela chave, dada pelo produto  $V_S \cdot I_S$ , é nula tanto na situação de corte como na condução.



**Figura 2.24** – Operação de uma chave em um conversor DC/DC chaveado: (a) chave aberta, (b) chave fechada.

Considerando transistores reais, porém, as perdas nas situações de corte e condução existem, mas são pequenas. Maiores perdas ocorrem nos pequenos intervalos de tempo de transição do estado de corte para condução e também na transição de condução para corte, como mostra a Figura 2.25. Tais perdas aumentam com frequências de chaveamento mais altas. Entretanto, se além das perdas devido ao chaveamento de um transistor forem consideradas as perdas de potência referentes aos outros componentes do conversor e do circuito de controle, ainda assim em muitos casos esse total é menor que as perdas em um regulador linear. Com menores perdas, a eficiência de um regulador chaveado é, portanto, maior que a de um regulador linear.



**Figura 2.25** – Perdas de potência em um transistor operando como chave.

A eficiência, contudo, não é o único fator para a escolha do tipo de fonte a ser utilizada. Fontes lineares podem apresentar vantagens para aplicações em baixas potências, com projeto simples e custo reduzido, para aplicações em que a dissipação de

calor não seja um grande problema, quando se necessita de uma fonte com baixo ruído elétrico e baixa interferência eletromagnética (EMI – *Electromagnetic Interference*), entre outras situações. Fontes chaveadas apresentam grande versatilidade, podem ser utilizadas em um grande número de aplicações e são a melhor escolha quando são necessárias maiores potências e melhor eficiência. O Quadro 2.2 traz alguns aspectos, prós e contras, de ambos os tipos de fontes.

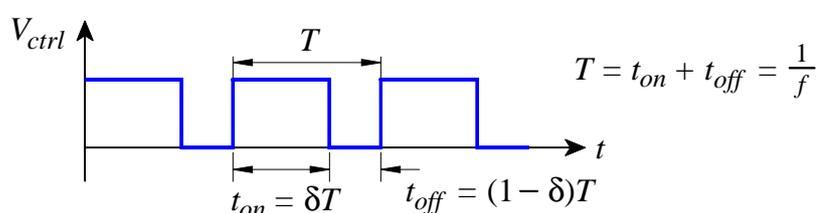
**Quadro 2.2** – Comparação entre características dos reguladores lineares e reguladores chaveados (adaptado de Capeli (2001)).

	Fonte Linear	Fonte Chaveada
<b>Prós</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Projeto e montagem simples;</li> <li>■ Manutenção simples;</li> <li>■ Para baixas potências, custo baixo dos componentes;</li> <li>■ Grande isolamento galvânica entre a entrada e a saída devido o uso de transformador;</li> <li>■ Operação normal à vazio (sem carga) ou com cargas muito pequenas;</li> <li>■ Curto tempo de resposta dinâmica para variações de carga;</li> <li>■ Baixa ou nenhuma interferência eletromagnética (EMI).</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Alta eficiência;</li> <li>■ Menor custo, geralmente para potências a partir de 10 W;</li> <li>■ Sistema de proteção ultra-rápido;</li> <li>■ Operação em altas frequências, o que possibilita a utilização de componentes menores, implicando em dimensões e peso pequenos em relação à potência;</li> <li>■ A tensão regulada de saída pode ser menor ou maior que a tensão de entrada;</li> <li>■ Algumas topologias não necessitam de transformador (menor custo);</li> <li>■ Possibilidade de implementação de fonte com múltiplas saídas de diferentes valores de tensão;</li> <li>■ Disponibilidade no mercado de modernos CIs para controle de chaveamento que possibilitam a implementação de várias topologias de reguladores chaveados de modo eficiente e relativamente fácil.</li> </ul>
<b>Contras</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Baixa eficiência se comparada com a dos reguladores chaveados;</li> <li>■ Alto de custo de transformadores com maior potência e de capacitores com maior tensão máxima de operação;</li> <li>■ Dimensões e peso grandes em relação à potência;</li> <li>■ A tensão de entrada deve ser sempre maior que a tensão de saída;</li> <li>■ Possibilidade de implementação de fonte com apenas um saída.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Projeto, montagem e manutenção mais complexos em relação aos reguladores lineares;</li> <li>■ Possibilidade de funcionamento instável para determinadas condições;</li> <li>■ O regulador pode tornar-se irrecuperável na ocorrência de determinados defeitos;</li> <li>■ Tempo de resposta dinâmica para variações de carga maior que a dos reguladores lineares;</li> <li>■ Alta EMI.</li> </ul>

### 2.5.3 Controle de chaveamento por PWM em conversores DC/DC

A modulação por largura de pulso – PWM (*Pulse Width Modulation*) – é a técnica de controle de chaveamento em conversores DC/DC mais difundida. Por isso, as análises de funcionamento das topologias de conversores apresentadas nesta dissertação consideram controle de chaveamento por PWM.

Na modulação PWM, a frequência  $f$  do sinal modulado é fixa, e obviamente o período  $T$  do sinal é fixo, porém, os tempos  $t_{on}$ , em que o sinal está em nível alto, e  $t_{off}$ , em que o sinal está em nível baixo, variam. A Figura 2.26 ilustra um sinal de controle de chaveamento  $V_{ctrl}$  modulado por PWM.



**Figura 2.26** – Sinal de controle de chaveamento modulado por PWM.

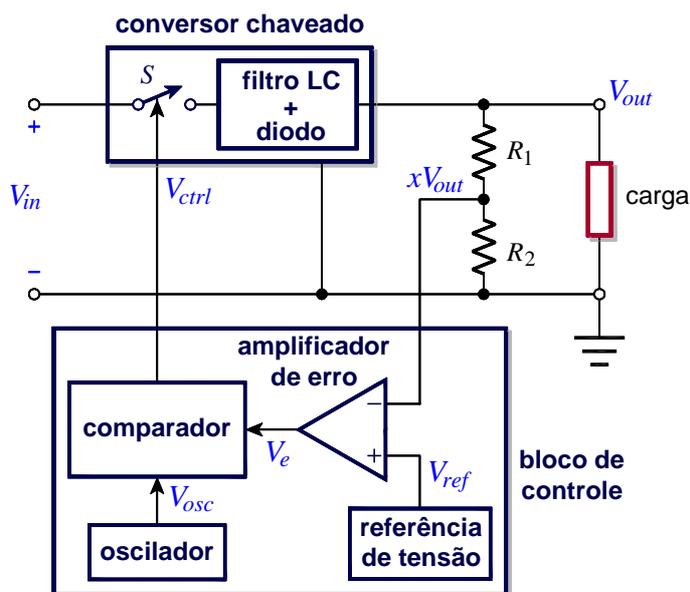
Para o sinal PWM,  $\delta$  é denominado ciclo de trabalho (*duty cycle*), sendo  $\delta = t_{on} / T$ . Por exemplo, se  $\delta = 0,7$ , significa que  $t_{on}$  corresponde a 70% e  $t_{off}$  a 30% do período de um sinal. É através da variação do ciclo de trabalho do sinal de controle de chaveamento de um conversor DC/DC que são controlados os tempos de condução e de corte da chave, o que influencia na quantidade de energia armazenada no indutor e no capacitor do filtro LC e no valor da tensão regulada na saída do conversor.

A Figura 2.27 mostra o diagrama de blocos com o detalhamento de um sistema de controle por PWM típico utilizado em conversores chaveados, conhecido como controle no modo tensão. No bloco de controle, o circuito de referência de tensão tem em sua saída uma tensão muito estável  $V_{ref}$ . A tensão  $xV_{out}$  é o sinal de realimentação para a malha de controle e é uma fração da tensão de saída, obtida através de um divisor de tensão formado por dois resistores  $R_1$  e  $R_2$ , sendo  $x = R_2 / (R_1 + R_2)$ . Ambos os sinais são aplicados às entradas de um circuito amplificador de erro, que gera o sinal de erro  $V_e$ , dado por:

$$V_e = A_v \cdot (V_{ref} - xV_{out}) , \quad (2.8)$$

onde  $A_v$  é o ganho do amplificador de erro.

O sinal de erro  $V_e$  e o sinal dente-de-serra  $V_{osc}$ , proveniente de um circuito oscilador, têm suas amplitudes comparadas por um circuito comparador, que gera deste modo o sinal de controle de chaveamento  $V_{ctrl}$  modulado por PWM e com a mesma frequência de  $V_{osc}$ , como mostrado nas Figuras 2.28(a) e 2.28(b).



**Figura 2.27** – Diagrama em blocos detalhado do sistema de controle de chaveamento por PWM de um conversor DC/DC.

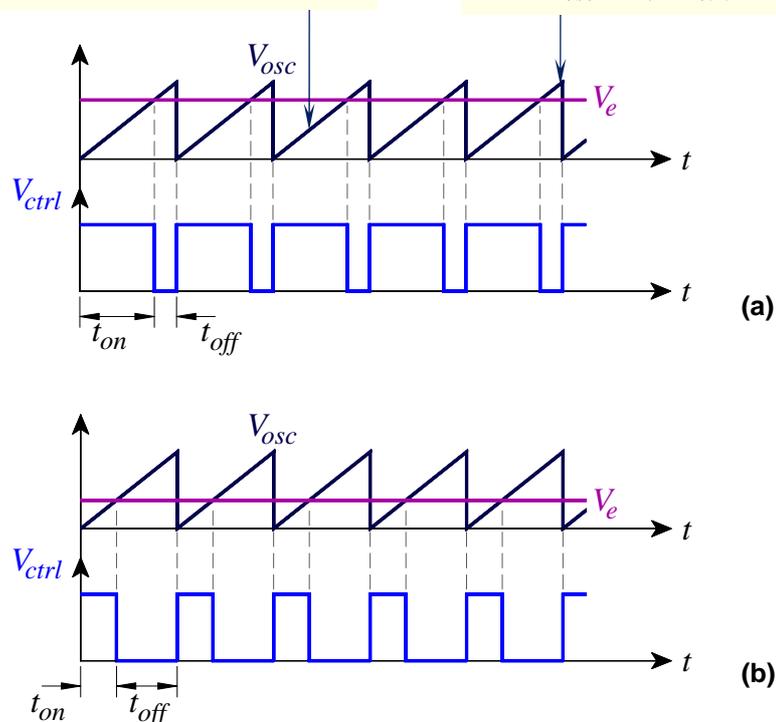
Observando estas figuras, é possível perceber que a largura do pulso de  $V_{ctrl}$  depende da amplitude do sinal de erro  $V_e$ : para  $V_e$  com maior amplitude,  $t_{on}$  é menor e para  $V_e$  com menor amplitude,  $t_{on}$  é maior. Deste modo, se há a tendência de variações na tensão de saída  $V_{out}$ , o sinal de realimentação  $xV_{out}$  também variará, alterando o sinal de erro  $V_e$  e conseqüentemente alterando o ciclo de trabalho  $\delta$  do sinal de controle de chaveamento  $V_{ctrl}$ , compensando assim as variações e mantendo a estabilidade de  $V_{out}$ . Se o que se deseja é uma fonte chaveada com tensão de saída regulada ajustável, basta variar  $xV_{out}$ , utilizando um potenciômetro no lugar de  $R_1$  ou  $R_2$ .

Além do controle no modo tensão, que é bastante simples, existem outros tipos de controle, como por exemplo o controle no modo corrente, em que se monitora não apenas a tensão de saída mas também a corrente no indutor ou no transformador, ou ainda métodos de controle não baseados na modulação PWM, como o modo por corrente

de histerese, o modo com tempo desligado ( $t_{off}$ ) constante e o modo com tempo ligado ( $t_{on}$ ) constante.

Para  $V_{osc} < V_e$ ,  $V_{ctrl}$  está em nível alto.

Para  $V_{osc} > V_e$ ,  $V_{ctrl}$  está em nível baixo.



**Figura 2.28** – Geração do sinal de controle de chaveamento  $V_{ctrl}$  modulado por PWM para um conversor DC/DC através da comparação entre um sinal dente-de-serra  $V_{osc}$  e um sinal de erro  $V_e$ : **(a)** com a amplitude de  $V_e$  próxima da amplitude de  $V_{osc}$ ,  $t_{on}$  é pequeno, **(b)** com a diminuição da amplitude de  $V_e$ ,  $t_{on}$  fica maior.

Conforme os requisitos de cada aplicação há um modo de controle que apresenta mais vantagens. Também estão disponíveis no mercado diversos CIs que dispõem dos diferentes modos de controle e que permitem com facilidade a implementação de conversores DC/DC chaveados.

## 2.6 Topologias de conversores estáticos DC/DC chaveados

A topologia de um conversor estático chaveado consiste de um arranjo de indutores, capacitores, e dispositivos semicondutores de potência que realizam chaveamento e comutação. Para cada topologia, os componentes têm uma disposição no circuito, e essa disposição determina o modo de operação do conversor. Também, cada topologia apresenta um conjunto de características que melhor se enquadra dentro das

exigências de diferentes aplicações, portanto, cabe ao projetista identificar tais exigências, escolher a topologia mais adequada e finalmente desenvolver o projeto do conversor.

Nos tópicos seguintes são apresentadas algumas topologias de conversores DC/DC chaveados, características, funcionamento e formas de onda:

- Conversores não isolados: *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Ćuk*;
- Conversores isolados por transformador: *Flyback*, *Forward*, *Push-pull*, *Half-bridge*, *Full-bridge*;
- Conversores quase-ressonantes e ressonantes.

A Tabela 2.3 traz algumas informações de referência para comparação entre as topologias de conversores DC/DC chaveados.

**Tabela 2.3** – Comparação entre as topologias de conversores DC/DC chaveados (adaptado de On Semiconductor (1999)).

Topologia	Faixa de Potência* (W)	Faixa de Tensão de Entrada (V)	Isolação Entrada/Saída	Eficiência Típica (%)	Custo Relativo***
<i>Buck</i>	0 – 1000	5 – 1000**	Não	75	1,0
<i>Boost</i>	0 – 150	5 – 600**	Não	78	1,0
<i>Buck-Boost</i>	0 – 150	5 – 600**	Não	78	1,0
<i>Forward</i>	0 – 250	5 – 500	Sim	75	1,4
<i>Flyback</i>	0 – 150	5 – 600	Sim	78	1,2
<i>Push-pull</i>	100 – 1000	50 – 1000	Sim	72	2,0
<i>Half-bridge</i>	100 – 500	50 – 1000	Sim	72	2,2
<i>Full-bridge</i>	400 – 2000 ou mais	50 – 1000	Sim	69	2,5

\* Faixa de potência onde cada conversor é utilizado predominantemente.

\*\* A construção da fonte deve assegurar proteção para que pessoas não possam ter contato com partes energizadas do circuito acima do limite de 42,5 V e 8 A (UL, CSA, VDE).

\*\*\* O custo relativo é válido para comparar as topologias de conversores, porém deve-se considerar que cada topologia representa a opção mais vantajosa tanto técnica como economicamente em determinadas condições de operação. As faixas de tensão e potência de trabalho especificadas na tabela servem de referência, mas cabe ao projetista analisar qual o melhor tipo de conversor para cada aplicação.

### 2.6.1 Conversores DC/DC Não Isolados

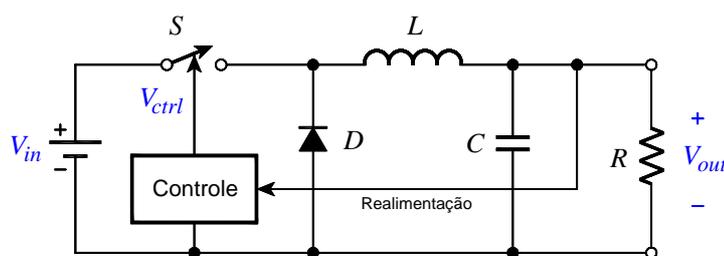
Os conversores *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost* e *Ćuk* são do tipo não isolado, pois as malhas de entrada e saída compartilham a mesma trilha de aterramento, o que faz com que entrada e saída não sejam isoladas uma da outra.

As topologias básicas dos conversores não isolados, *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*, apresentam basicamente os mesmos componentes: um transistor de chaveamento, um diodo de comutação, um indutor e um capacitor, obviamente, com a disposição de tais componentes no circuito variando conforme a topologia. O conversor Ćuk é também uma topologia clássica, mas emprega um número maior de componentes. Existem outras tantas topologias que empregam diferentes configurações e que podem apresentar algumas vantagens em relações às topologias básicas, porém, *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost* são tradicionalmente as topologias de conversores não isolados mais utilizadas.

Em relação aos conversores isolados por transformador, os conversores não isolados apresentam vantagens por serem mais simples e com menor custo, mas têm algumas desvantagens, como por exemplo limitações quanto à faixa de tensão e de potência de trabalho e a possibilidade de apenas uma saída regulada.

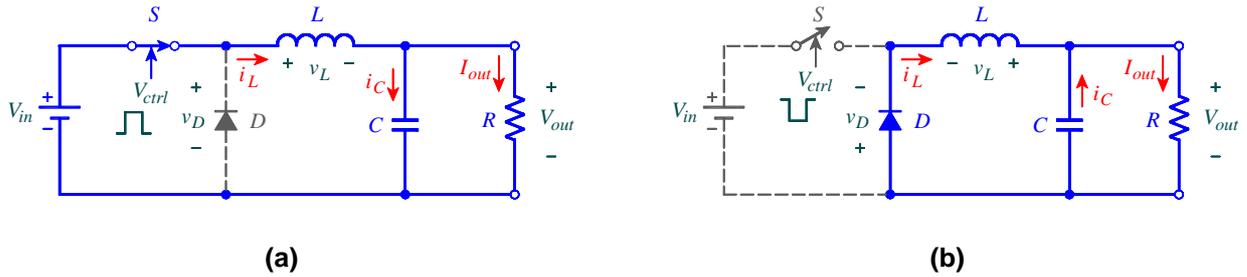
#### 2.6.1.1 Conversor *Buck*

O conversor *Buck* é também conhecido como *Step-down* ou abaixador, pois sua tensão regulada de saída  $V_{out}$  é sempre menor que a tensão de entrada  $V_{in}$ . A Figura 2.29 mostra o circuito de um conversor *Buck*.



**Figura 2.29** – Circuito do conversor *Buck*.

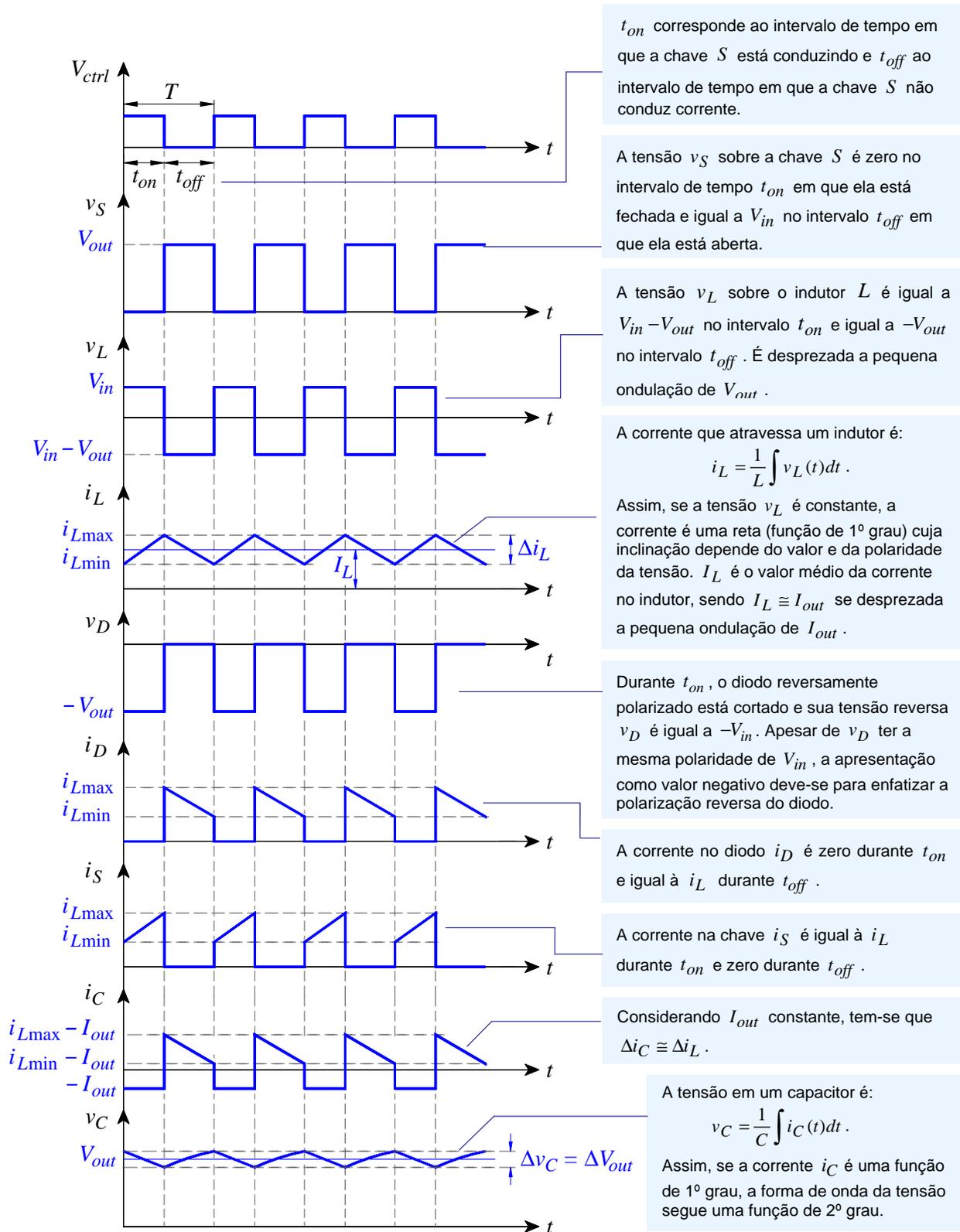
A operação de um conversor *Buck* é descrita no tempo em dois intervalos:  $t_{on}$ , quando a chave  $S$  está fechada, e  $t_{off}$  quando a chave  $S$  está aberta. A Figura 2.30 ilustra através de esquemas do circuito tais condições de operação, onde, para cada intervalo de tempo analisado, as malhas do circuito em linha contínua são percorridas por corrente elétrica, e as malhas em linha tracejada não.



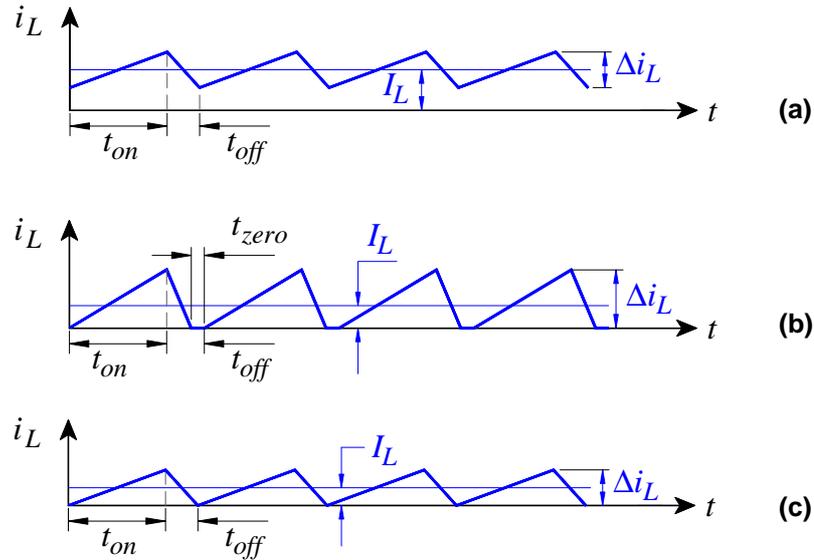
**Figura 2.30** – (a) Condição de operação do conversor *Buck* no intervalo  $t_{on}$ : chave  $S$  fechada. (b) Condição de operação do conversor *Buck* no intervalo  $t_{off}$ : chave  $S$  aberta.

Os componentes do conversor são considerados ideais nesta primeira análise, de modo a torná-la mais simples (isto se aplica para a análise de todos os conversores nesta dissertação). Conforme mostrado na Figura 2.30(a), no intervalo  $t_{on}$ , a chave  $S$  está fechada, o diodo de comutação  $D$  está cortado e a tensão no indutor  $L$  é  $v_L = V_{in} - V_{out}$ . Circula pelo indutor uma corrente  $i_L$  crescente, armazenando energia neste componente. A corrente  $i_L$  se divide entre a corrente  $i_C$ , carregando assim o capacitor  $C$ , e a corrente  $I_{out}$ , entregue à carga representada pelo resistor  $R$ , assim  $I_{out} = i_L - i_C$ . No intervalo  $t_{off}$ , cuja situação é ilustrada na Figura 2.30(b), a chave está aberta, o diodo de comutação conduz e a tensão no indutor é igual a  $-V_{out}$ . A energia armazenada no indutor e no capacitor é transferida para a carga, de modo que  $I_{out} = i_L + i_C$ .

A Figura 2.31 mostra as formas de onda no conversor *Buck* operando no modo de condução contínua com controle de chaveamento que utiliza modulação PWM. O modo de operação para conversores estáticos chaveados refere-se ao comportamento da corrente no indutor em função do tempo. No modo de condução contínua, ao final de cada ciclo de chaveamento ainda há energia armazenada no indutor, assim, a corrente no indutor flui de modo contínuo, nunca chegando à zero, como mostra a Figura 2.32(a). No modo de condução descontínua, em um determinado instante antes do término do ciclo de chaveamento o indutor já transferiu toda a energia nele armazenada, e a corrente no indutor tem um intervalo de descontinuidade ( $t_{zero}$ ), permanecendo nula até o início de um ciclo de chaveamento, como mostra a Figura 2.32(b). O modo crítico é o limiar entre os modos de condução contínua e descontínua, em que a corrente no indutor chega à zero no exato instante em que se inicia um novo ciclo de chaveamento, como mostra a Figura 2.32(c).



**Figura 2.31** – Formas de onda dos sinais no conversor *Buck* com controle de chaveamento por PWM e no modo de condução contínua.



**Figura 2.32** – Forma de onda da corrente no indutor  $i_L$  para um conversor DC/DC: **(a)** no modo de condução contínua. **(b)** no modo de condução descontínua. **(c)** no modo crítico.

As equações que descrevem o funcionamento de um conversor nos modos contínuo e crítico são as mesmas. A única diferença é que no primeiro modo  $I_L > \Delta i_L / 2$  e no segundo  $I_L = \Delta i_L / 2$ , sendo  $I_L$  o valor médio da corrente no indutor e  $\Delta i_L$  a ondulação na corrente do indutor. Já para o modo descontínuo,  $I_L < \Delta i_L / 2$  e a análise é diferenciada, assim como as equações que descrevem o funcionamento de um conversor nesse modo.

A seguir é feita uma análise de modo a obter algumas equações para o conversor *Buck* no modo de condução contínua, tendo como referência as formas de onda mostradas na Figura 2.31.

No intervalo  $t_{on}$ , a tensão no indutor é  $v_L = V_{in} - V_{out}$ . Como  $v_L(t) = L \frac{d}{dt} i_L(t)$ , tem-se:

$$V_{in} - V_{out} = L \frac{d}{dt} i_L(t) = L \frac{i_{Lmax} - i_{Lmin}}{t_{on}} = L \frac{\Delta i_L}{t_{on}},$$

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} (V_{in} - V_{out}) \cdot t_{on}, \quad (2.9)$$

onde:

- $L$ : valor da indutância do indutor, em henry (H);
- $i_{Lmax}$ : o valor máximo da corrente no indutor;
- $i_{Lmin}$ : o valor mínimo da corrente no indutor;

Já no intervalo  $t_{off}$ , a tensão no indutor é  $v_L = -V_{out}$ . Prosseguindo a análise, tem-se:

$$-V_{out} = L \frac{i_{Lmin} - i_{Lmax}}{t_{off}} = -L \frac{\Delta i_L}{t_{off}},$$

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} V_{out} \cdot t_{off} \quad (2.10)$$

Igualando as equações (2.9) e (2.10):

$$V_{in} \cdot t_{on} = V_{out} \cdot (t_{on} + t_{off}) \quad \Rightarrow \quad \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T},$$

$$\frac{1}{L} (V_{in} - V_{out}) \cdot t_{on} = \frac{1}{L} V_{out} \cdot t_{off}$$

e, como  $t_{on}/T = \delta$ , a função de transferência para o conversor *Buck* fica:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \delta, \quad (2.11)$$

ou:

$$V_{out} = \delta V_{in}. \quad (2.12)$$

Considerando o circuito conversor sem perdas, toda a potência  $P_{in}$  entregue à entrada do conversor é transferida para sua saída, assim, a potência de saída é  $P_{out} = P_{in}$ . Tendo isso em vista e conhecendo a função de transferência do conversor, dada pela equação (2.12), é possível obter a relação entre as correntes médias de entrada  $I_{in}$  e de saída  $I_{out}$ :

$$V_{in} \cdot I_{in} = V_{out} \cdot I_{out} \quad \Rightarrow \quad V_{in} \cdot I_{in} = \delta V_{in} \cdot I_{out}$$

$$I_{in} = \delta I_{out}. \quad (2.13)$$

Fazendo  $t_{on} = \delta T$ ,  $T = 1/f$ , sendo  $f$  a frequência do sinal de chaveamento, e substituindo a equação (2.11) na equação (2.9), tem-se:

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} (V_{in} - \delta V_{in}) \cdot \frac{\delta}{f},$$

e a ondulação na corrente do indutor  $\Delta i_L$  é dada por:

$$\Delta i_L = \frac{\delta(1-\delta)}{f L} V_{in} \quad , \quad (2.14)$$

ou ainda por:

$$\Delta i_L = \frac{(1-\delta)}{f L} V_{out} \quad . \quad (2.15)$$

Para garantir que o conversor *Buck* opere no modo de condução contínua, a indutância deve ser maior que o valor de indutância crítica, denominado  $L_b$ , de modo que a corrente média no indutor seja maior que a metade da sua corrente de ondulação ( $I_L > \Delta i_L / 2$ ). O valor de  $L_b$  é calculo por:

$$L_b = \frac{(1-\delta)}{2f} \frac{V_{out}}{I_{out(\min)}} \quad , \quad (2.16)$$

onde  $I_{out(\min)}$  é o valor médio mínimo da corrente de saída do conversor drenada por uma carga e prevista durante o projeto. O índice “*b*” de  $L_b$  indica limiar (*boundary*). Assim,  $L_b$  é uma indutância que define o limiar entre os modos de operação de um conversor, pois se  $L < L_b$ , o conversor operará no modo descontínuo, se  $L = L_b$ , no modo crítico e para  $L > L_b$ , como já mencionado, o conversor operará no modo contínuo.

A ondulação da corrente na carga  $\Delta I_{out}$  pode ser considerada desprezível em relação à ondulação das correntes no capacitor e no indutor, assim, pode-se fazer  $\Delta i_C = \Delta i_L$  (ver Figura 2.31) Conforme já descrito a respeito do funcionamento do conversor *Buck*, tem-se que em  $t_{on}$  o capacitor se carrega e em  $t_{off}$  ele se descarrega, tendo uma variação em sua tensão  $\Delta v_C$  dada por:

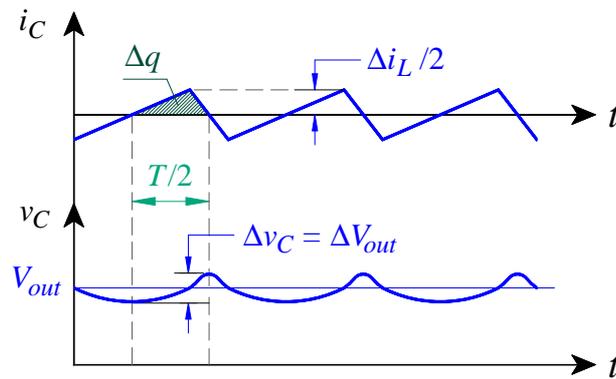
$$\Delta v_C = \frac{\Delta q}{C} \quad , \quad (2.17)$$

onde:

- $\Delta q$ : variação da carga elétrica no capacitor, em coulomb (C);
- $C$ : valor da capacitância do capacitor, em farad (F).

Como o capacitor encontra-se em paralelo com a carga, a variação em sua tensão é igual à ondulação da tensão de saída, ou seja,  $\Delta v_C = \Delta V_{out}$ . A Figura 2.33 mostra em detalhe as formas de onda de  $i_C$  e  $v_C$ . A variação da carga elétrica no capacitor  $\Delta q$  equivale à área hachurada de um triângulo na forma de onda de  $i_C$  na Figura 2.33, e pode ser deduzida através desta figura:

$$\Delta q = \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{1}{2} \Delta i_L \right) \cdot \left( \frac{1}{2} T \right) = \frac{1}{8} \Delta i_L \cdot T = \frac{\Delta i_L}{8f} \quad (2.18)$$



**Figura 2.33** – Formas de onda de  $i_C$  e  $v_C$  em detalhe.

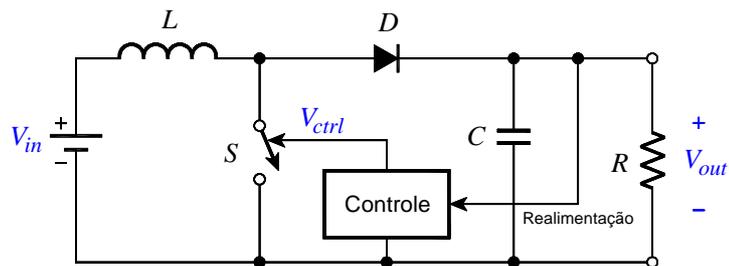
Fazendo  $\Delta V_{out} = \Delta v_C$  e substituindo a equação (2.18) na equação (2.17):

$$\Delta V_{out} = \frac{\Delta i_L}{8f C} \quad (2.19)$$

A partir da equação (2.19), é fácil notar que adotando um valor elevado para a frequência de chaveamento  $f$  e para o capacitor  $C$ , reduz-se o valor de  $\Delta V_{out}$ . A faixa de frequências de chaveamento mais utilizadas em conversores DC/DC varia entre valores superiores a 20 kHz (para evitar a faixa de audiodfrequência) até algumas centenas de kHz.

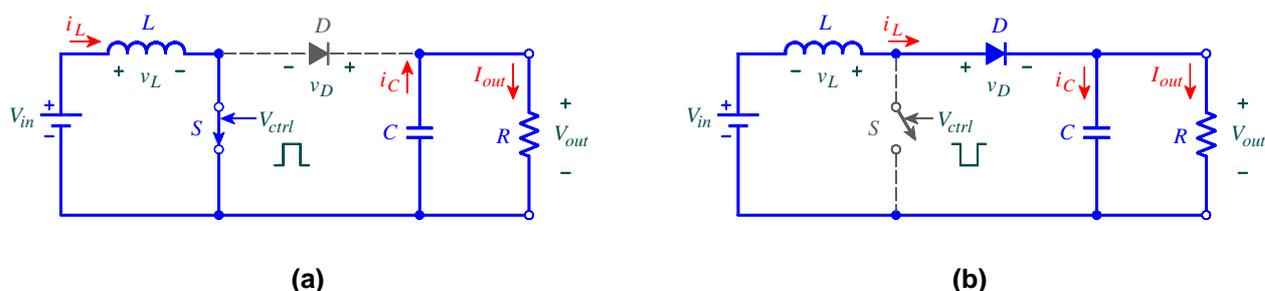
### 2.6.1.2 Conversor *Boost*

O conversor *Boost* é também conhecido como *Step-up* ou elevador, pois sua tensão regulada de saída  $V_{out}$  é sempre maior que a tensão de entrada  $V_{in}$ . A Figura 2.34 mostra o circuito de um conversor *Boost*.



**Figura 2.34** – Circuito do conversor *Boost*.

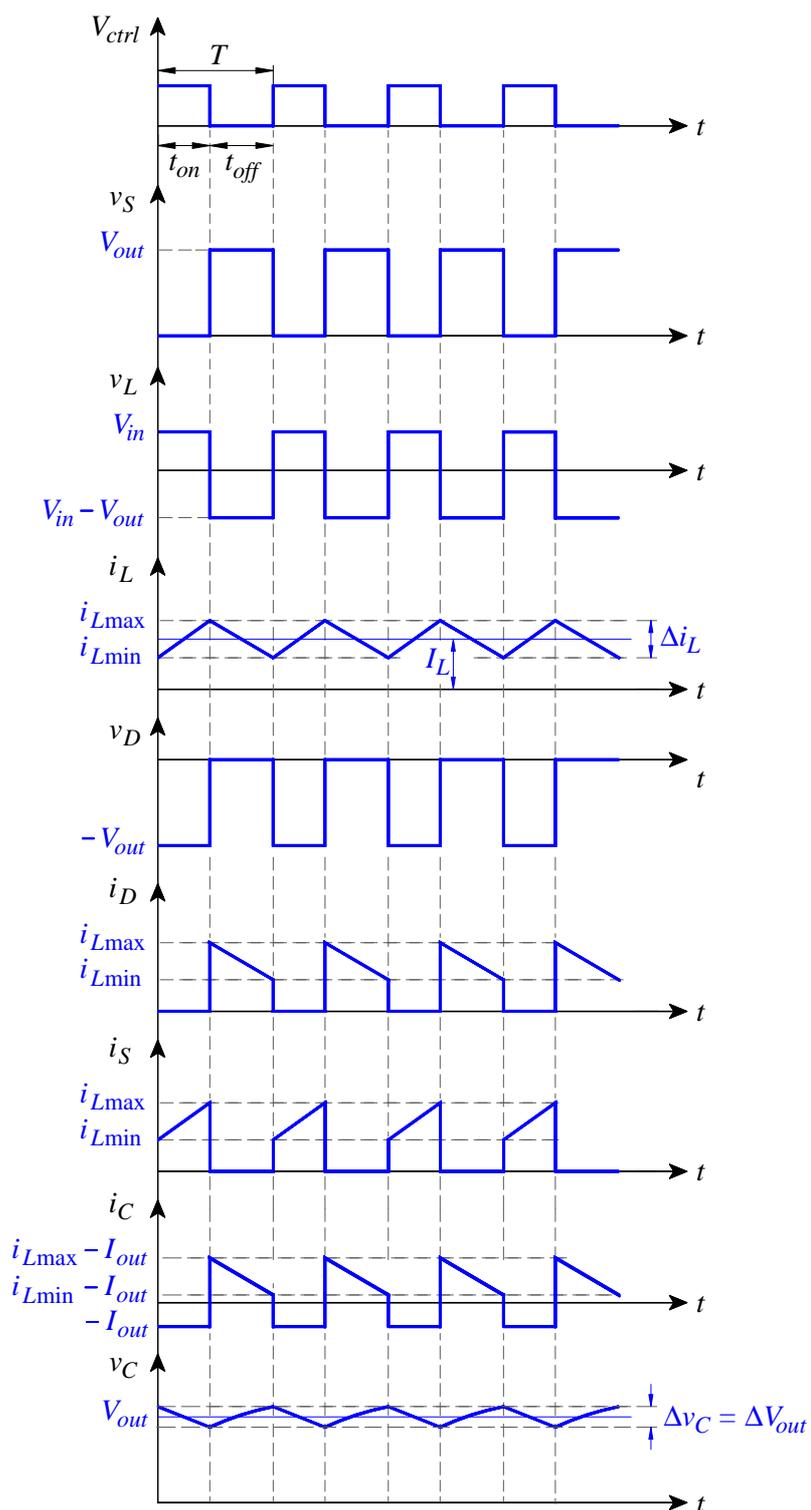
Do mesmo modo que o conversor *Buck*, a operação de um conversor *Boost* é descrita no tempo em dois intervalos:  $t_{on}$  quando a chave  $S$  está fechada e  $t_{off}$  quando a chave  $S$  está aberta. A Figura 2.35 ilustra através de esquemas do circuito tais condições de operação.



**Figura 2.35** – (a) Condição de operação do conversor *Boost* no intervalo  $t_{on}$ : chave  $S$  fechada. (b) Condição de operação do conversor *Boost* no intervalo  $t_{off}$ : chave  $S$  aberta.

No intervalo  $t_{on}$  (Figura 2.35(a)), a chave  $S$  está fechada, o diodo de comutação  $D$  está cortado e a tensão no indutor  $L$  é  $v_L = V_{in}$ , fazendo circular uma corrente  $i_L$  crescente e armazenando energia no indutor. A corrente  $I_{out}$  entregue à carga é proveniente do capacitor  $C$  (nesta análise deve-se considerar o capacitor inicialmente carregado), ou seja,  $I_{out} = i_C$ . No intervalo  $t_{off}$  (Figura 2.35(b)) a chave está aberta, o diodo conduz e a tensão no indutor é igual a  $V_{in} - V_{out}$ . A energia armazenada no indutor é transferida para o capacitor e para a carga, de modo que  $i_L = i_C + I_{out}$ .

A Figura 2.36 mostra as formas de onda para um conversor *Boost* operando no modo de condução contínua.



**Figura 2.36** – Formas de onda dos sinais no conversor *Boost* com controle de chaveamento por PWM e no modo de condução contínua.

Na análise para o conversor *Boost*, seus componentes são considerados ideais.

Com  $v_L = V_{in}$  no intervalo  $t_{on}$  e sendo  $v_L(t) = L \frac{d}{dt} i_L(t)$ :

$$V_{in} = L \frac{i_{Lmax} - i_{Lmin}}{t_{on}} = L \frac{\Delta i_L}{t_{on}} \quad \Rightarrow \quad \Delta i_L = \frac{1}{L} V_{in} \cdot t_{on} \quad (2.20)$$

Já no intervalo  $t_{off}$ , sendo a tensão no indutor  $v_L = V_{in} - V_{out}$ , tem-se:

$$V_{in} - V_{out} = L \frac{i_{L\min} - i_{L\max}}{t_{off}} = L \frac{(-\Delta i_L)}{t_{off}} \Rightarrow \Delta i_L = \frac{1}{L} (V_{out} - V_{in}) \cdot t_{off} \quad (2.21)$$

Fazendo  $t_{on} = \delta T$ ,  $t_{off} = (1 - \delta)T$  e igualando as equações (2.20) e (2.21):

$$\frac{1}{L} V_{in} \cdot \delta T = \frac{1}{L} (V_{out} - V_{in}) \cdot (1 - \delta)T ,$$

$$\delta V_{in} = (1 - \delta) \cdot (V_{out} - V_{in}) \Rightarrow V_{in} = (1 - \delta) V_{out} ,$$

e a função de transferência para o conversor *Boost* fica:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{(1 - \delta)} , \quad (2.22)$$

ou:

$$V_{out} = \frac{1}{(1 - \delta)} V_{in} . \quad (2.23)$$

Admitindo que a potência na entrada do conversor é integralmente transferida para a saída, sem perdas, e tendo a função de transferência dada pela equação (2.22), obtém-se a relação entre as correntes médias de entrada e de saída:

$$I_{in} = \frac{1}{(1 - \delta)} I_{out} . \quad (2.24)$$

Substituindo  $t_{on} = \delta T$  e  $T = 1/f$  na equação (2.20), tem-se que a ondulação da corrente no indutor é dada por:

$$\Delta i_L = \frac{\delta}{f L} V_{in} , \quad (2.25)$$

ou ainda, fazendo  $V_{in} = (1 - \delta) V_{out}$ :

$$\Delta i_L = \frac{\delta(1 - \delta)}{f L} V_{out} . \quad (2.26)$$

O valor de indutância crítica  $L_b$  é calculado por:

$$L_b = \frac{\delta(1-\delta)^2}{2f} \frac{V_{out}}{I_{out(\min)}} . \quad (2.27)$$

Portanto, para o conversor *Boost* operar no modo de condução contínua, o valor adotado de indutância deve ser  $L > L_b$ .

Durante o intervalo de tempo  $t_{on}$ , a corrente média no capacitor  $I_C$  é igual à corrente entregue à carga  $I_{out}$ . Para facilitar a análise, despreza-se a ondulação em  $I_{out}$ , considerando, portanto, esta corrente praticamente constante. Sendo a tensão em um capacitor dada por  $v_C(t) = \frac{1}{C} \int i_C(t) dt$ , a variação da tensão no capacitor  $\Delta v_C$ , que é igual à ondulação da tensão de saída  $\Delta V_{out}$ , é calculada por:

$$\Delta v_C = \Delta V_{out} = \frac{1}{C} \int_0^{t_{on}} i_C dt = \frac{1}{C} \int_0^{\delta T} I_{out} dt = \frac{1}{C} I_{out} \cdot \delta T ,$$

$$\Delta V_{out} = \frac{\delta}{f C} I_{out} . \quad (2.28)$$

### 2.6.1.3 Conversor *Buck-Boost*

O conversor *Buck-Boost* é também conhecido como abaixador-elevador, pois sua tensão regulada de saída  $V_{out}$  pode ser menor ou maior que a tensão de entrada  $V_{in}$ . Como seu próprio nome diz, ele combina as características de transferência dos conversores *Buck* e *Boost*. A Figura 2.37 mostra o circuito de um conversor *Buck-Boost*.

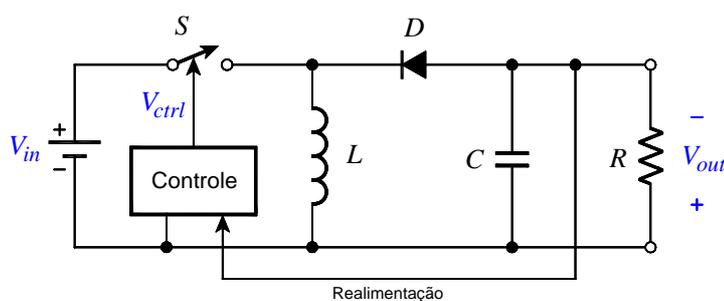
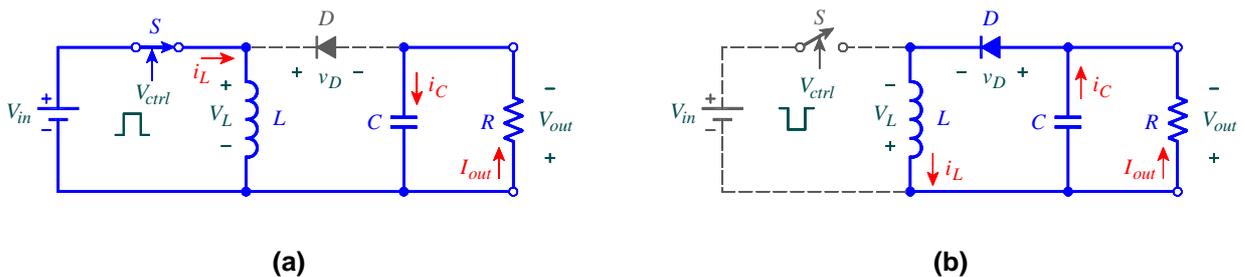


Figura 2.37 – Circuito do conversor *Buck-Boost*.

É interessante observar que a tensão de saída em um conversor *Buck-Boost* tem a polaridade invertida em relação à tensão de entrada, por isso o *Buck-Boost* é também chamado conversor inversor.

Analisando o funcionamento do circuito com base no estado da chave  $S$ , durante o intervalo  $t_{on}$ , quando  $S$  está fechada (Figura 2.38(a)), o diodo  $D$  está cortado e a tensão  $v_L$  no indutor  $L$  é igual à tensão de entrada  $V_{in}$ . Neste intervalo, circula pelo indutor uma corrente crescente  $i_L$ , armazenando energia neste componente. A corrente entregue à carga é fornecida pelo capacitor  $C$ , ou seja,  $i_C = I_{out}$ . No intervalo  $t_{off}$ , a chave  $S$  está aberta (Figura 2.38(b)), o diodo conduz, a tensão no indutor é igual  $-V_{out}$  e a energia armazenada no indutor é transferida para o capacitor (que se carrega) e para a carga, de modo que  $i_L = i_C + I_{out}$ .



**Figura 2.38** – (a) Condição de operação do conversor *Buck-Boost* no intervalo  $t_{on}$ : chave  $S$  fechada. (b) Condição de operação do conversor *Buck-Boost* no intervalo  $t_{off}$ : chave  $S$  aberta.

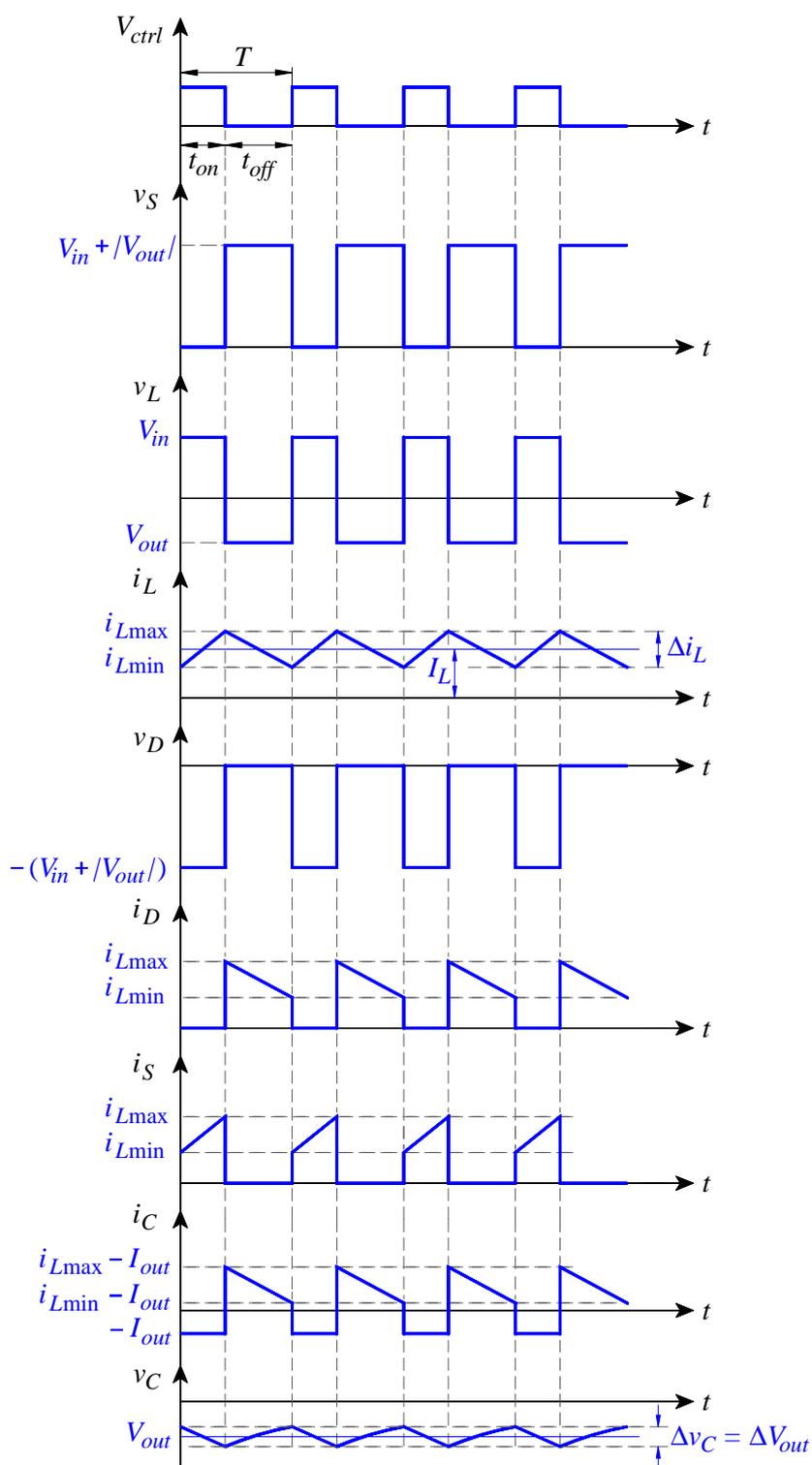
A Figura 2.39 mostra as formas de onda para um conversor *Buck-Boost* operando no modo de condução contínua.

Iniciando a análise do conversor *Buck-Boost*, tem-se que no intervalo  $t_{on}$ :

$$v_L = V_{in} = L \frac{i_{L\max} - i_{L\min}}{t_{on}} = L \frac{\Delta i_L}{t_{on}} \quad \Rightarrow \quad \Delta i_L = \frac{1}{L} V_{in} \cdot t_{on} \quad (2.29)$$

Agora para o intervalo  $t_{off}$ :

$$v_L = -V_{out} = L \frac{\Delta i_L}{t_{off}} \quad \Rightarrow \quad \Delta i_L = -\frac{1}{L} V_{out} \cdot t_{off} \quad (2.30)$$



**Figura 2.39** – Formas de onda dos sinais no conversor *Buck-Boost* com controle de chaveamento por PWM e no modo de condução contínua.

Igualando as equações (2.29) e (2.30), fazendo  $t_{on} = \delta T$  e  $t_{off} = (1-\delta)T$ , tem-se que:

$$\frac{1}{L}V_{in} \cdot \delta T = -\frac{1}{L}V_{out}(1-\delta)T ,$$

e a função de transferência para o conversor *Buck-Boost* é dada por:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{\delta}{(1-\delta)} , \quad (2.31)$$

ou

$$V_{out} = -\frac{\delta}{(1-\delta)}V_{in} . \quad (2.32)$$

Considerando os componentes do circuito ideais, não há perdas e toda a potência entregue à entrada do circuito é transferida para a saída. Com a função de transferência do conversor, dada pela equação (2.30), obtém-se a expressão que relaciona  $I_{in}$  e  $I_{out}$  :

$$V_{in} \cdot I_{in} = |V_{out}| \cdot I_{out} \quad \Rightarrow \quad V_{in} \cdot I_{in} = \frac{\delta}{(1-\delta)}V_{in} \cdot I_{out} ,$$

$$I_{in} = \frac{\delta}{(1-\delta)}I_{out} . \quad (2.33)$$

A variação na corrente do indutor  $\Delta i_L$ , dada pela equação (2.29), pode ser expressa da seguinte forma:

$$\Delta i_L = V_{in} \frac{t_{on}}{L} = V_{in} \frac{\delta T}{L} ,$$

$$\Delta i_L = \frac{\delta}{f L}V_{in} . \quad (2.34)$$

Para conversor o *Buck-Boost* operar no modo de condução contínua, o valor adotado de indutância deve ser  $L > L_b$ , sendo  $L_b$  o valor de indutância crítico calculado por:

$$L_b = \frac{(1-\delta)^2}{2f} \frac{V_{out}}{I_{out(\min)}} . \quad (2.35)$$

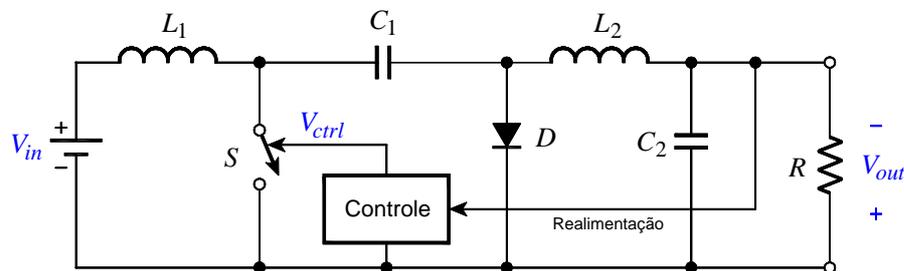
Durante o intervalo de tempo  $t_{on}$ , a corrente média no capacitor  $I_C$  é igual à corrente entregue à carga  $I_{out}$ . Considerando  $I_{out}$  praticamente constante, o cálculo da ondulação na tensão de saída  $\Delta V_{out}$  fica:

$$\Delta V_{out} = \Delta v_C = \frac{1}{C} \int_0^{t_{on}} I_C dt = \frac{1}{C} \int_0^{\delta T} I_{out} dt \quad \Rightarrow \quad \Delta V_{out} = \frac{1}{C} I_{out} \cdot \delta T ,$$

$$\Delta V_{out} = \frac{\delta}{f C} I_{out} . \quad (2.36)$$

#### 2.6.1.4 Conversor Ćuk

O conversor Ćuk, desenvolvido pelo professor Slobodan Ćuk, é uma variação do conversor *Buck-Boost*, apresentando como este uma característica abaixadora-elevadora e a polaridade da tensão de saída inversa em relação à tensão de entrada. A Figura 2.40 mostra o circuito de um conversor Ćuk.

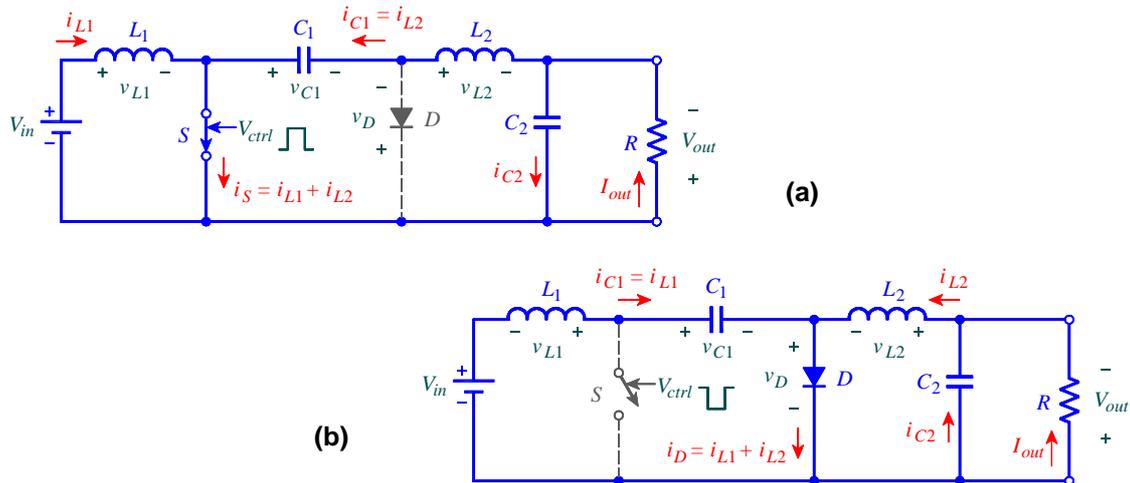


**Figura 2.40** – Circuito do conversor Ćuk.

As Figuras 2.41(a) e 2.41(b) mostram, respectivamente, a condição de operação do conversor Ćuk durante o intervalo de tempo  $t_{on}$  e durante o intervalo  $t_{off}$ .

No intervalo  $t_{on}$ , a chave  $S$  está fechada e o diodo  $D$  está cortado, com tensão reversa  $v_D = v_{C1} = -(V_{in} + |V_{out}|)$ . O indutor  $L_1$  armazena energia em seu campo magnético, pois circula por ele uma corrente crescente  $i_{L1}$ . Considerando que o conversor já opera em regime permanente, há energia armazenada no capacitor  $C_1$ , que é transferida para o indutor  $L_2$ , para o capacitor  $C_2$  e para o resistor de carga  $R$ . A corrente que passa pela chave  $S$  é  $i_S = i_{L1} + i_{L2}$ . Já no intervalo  $t_{off}$ , a chave  $S$  está

aberta e o diodo  $D$  conduz. A tensão na chave é  $v_S = V_{in} - v_{L1} = -(V_{in} + |V_{out}|)$ . O capacitor  $C_1$  se carrega a partir da tensão de entrada  $V_{in}$  e da energia armazenada no indutor  $L_1$ . A energia armazenada no indutor  $L_2$  é transferida para a carga. A corrente que passa pelo diodo  $D$  é  $i_D = i_{L1} + i_{L2}$ .



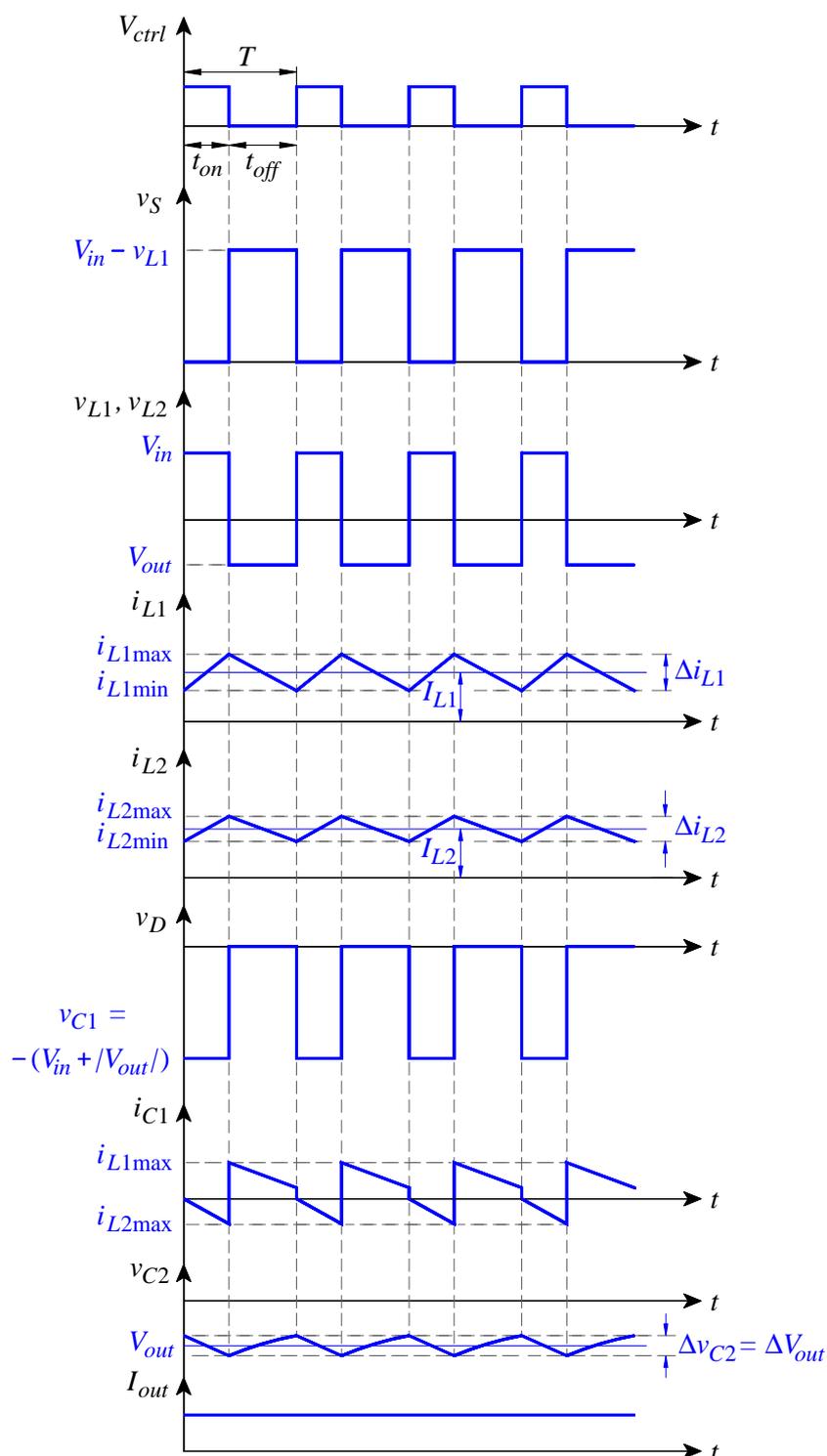
**Figura 2.41** – (a) Condição de operação do conversor Ćuk no intervalo  $t_{on}$ : chave  $S$  fechada. (b) Condição de operação do conversor Ćuk no intervalo  $t_{off}$ : chave  $S$  aberta.

No conversor Ćuk, portanto, a transferência de energia entre entrada e saída é realizada através do capacitor  $C_1$ , que deste modo deve ser dimensionado para suportar correntes relativamente altas (POMILIO, 2008). Da mesma forma que o conversor *Buck-Boost*, a função de transferência do conversor Ćuk é:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{\delta}{(1-\delta)} \quad (2.37)$$

Comparando os conversores *Buck-Boost* e Ćuk, verifica-se que, devido a posição da chave, na topologia *Buck-Boost* a corrente de entrada é descontínua, o que implica em uma considerável EMI. A vantagem da topologia Ćuk se refere à continuidade tanto da corrente de entrada como da corrente de saída devido ao uso de dois indutores, apresentando assim baixa EMI. No entanto, como o projeto do conversor Ćuk é mais complexo e utiliza um número maior de componentes, seu custo é maior.

A Figura 2.42 traz as formas de onda para o conversor Ćuk operando no modo de condução contínua.



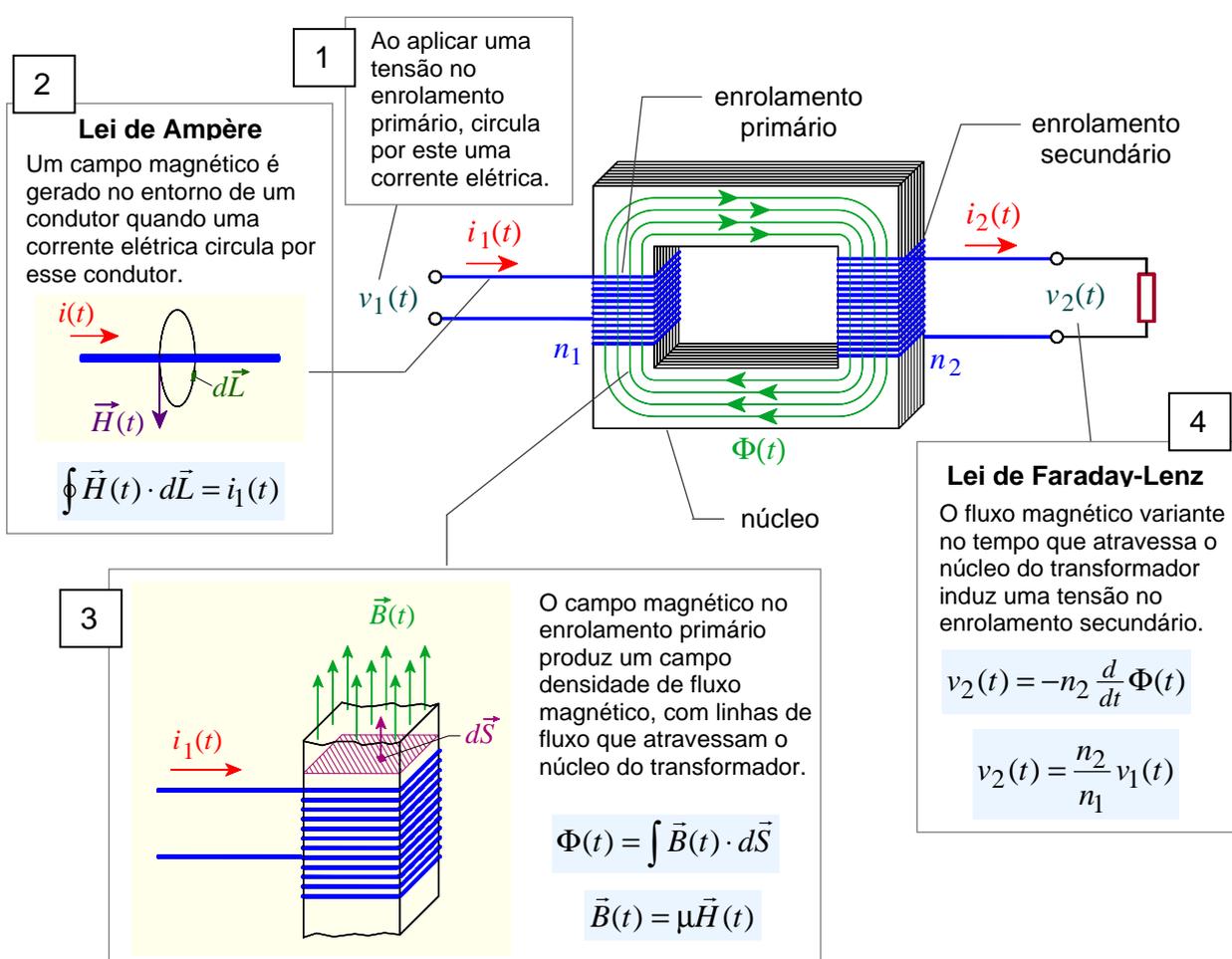
**Figura 2.42** – Formas de onda dos sinais no conversor Ćuk com controle de chaveamento por PWM e no modo de condução contínua.

## 2.6.2 Conversores DC/DC com isolamento por transformador

Os conversores *Flyback*, *Forward*, *Push-pull*, *Half-bridge* e *Full-bridge* são isolados por transformador. Nos conversores DC/DC com isolamento, o transformador forma uma

barreira dielétrica que isola eletricamente as malhas de entrada e de saída, acoplando-as magneticamente. A realimentação entre a saída do conversor e o bloco de controle também deve apresentar isolação, que pode ser por transformador (acoplamento magnético) ou através de dispositivos optoeletrônicos (acoplamento óptico).

O transformador consiste de um núcleo de material com alta permissividade magnética (aço-silício, ferrite entre outros), ao qual são enroladas duas ou mais bobinas (ou enrolamentos). É através do transformador que se efetua a transferência de energia entre a entrada e a saída, fazendo-se valer dos princípios físicos descritos pela Lei de Ampère e pela Lei de Faraday-Lenz, ilustrados pela Figura 2.43.



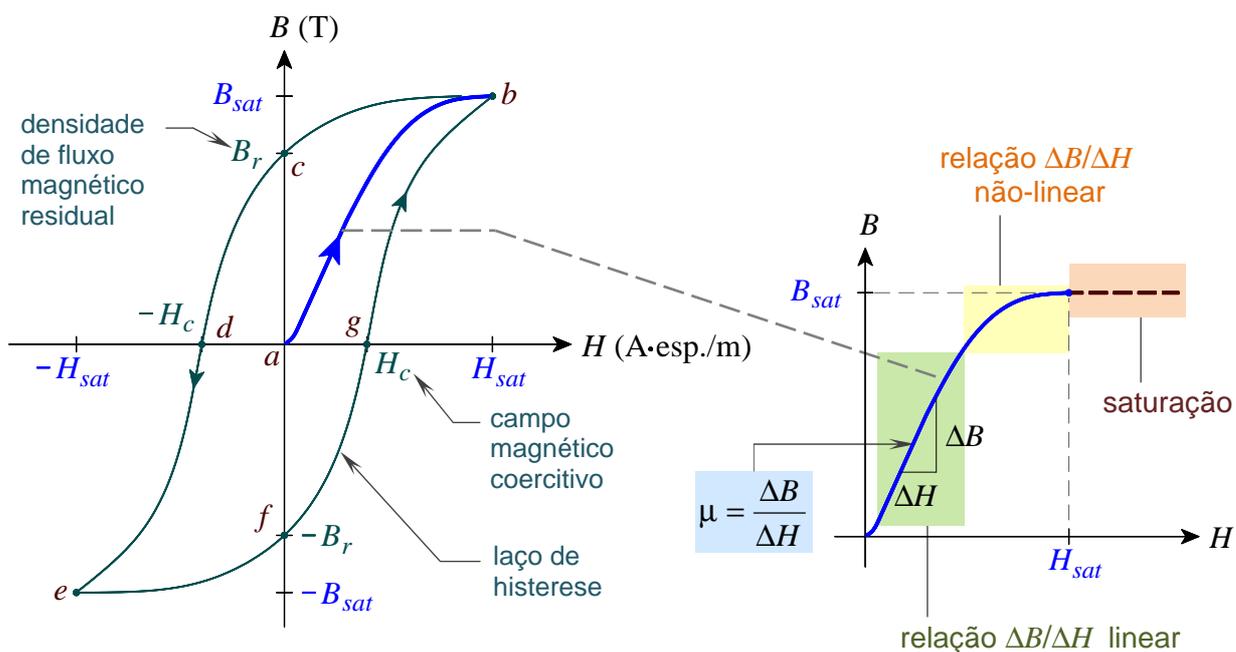
**Figura 2.43** – Esquema construtivo de um transformador e seu princípio de funcionamento.

Em relação à Figura 2.43, tem-se que:

- $\vec{H}(t)$ : vetor campo magnético, cuja unidade é ampère por metro (A/m), ou ampère-espira por metro (A-esp./m);
- $\vec{B}(t)$ : vetor densidade de fluxo magnético, cuja unidade é tesla (T), ou weber por metro quadrado (Wb/m<sup>2</sup>);

- $\Phi$ : fluxo magnético, cuja unidade é weber (Wb);
- $\mu$ : permeabilidade magnética do núcleo, cuja unidade é henry por metro (H/m);
- $d\vec{L}$ : elemento diferencial do vetor comprimento de arco, em metro (m);
- $d\vec{S}$ : elemento diferencial do vetor área, em metro quadrado (m<sup>2</sup>);
- $i_1(t)$ : corrente elétrica no enrolamento primário, em ampère (A);
- $i_2(t)$ : corrente elétrica no enrolamento secundário, em ampère (A);
- $v_1(t)$ : tensão aplicada no enrolamento primário, em volt (V);
- $v_2(t)$ : tensão induzida no enrolamento secundário, em volt (V);
- $n_1$ : número de espiras do enrolamento primário;
- $n_2$ : número de espiras do enrolamento secundário.

Vários aspectos importantes na construção de elementos magnéticos podem ser observados através da curva de magnetização do material ferromagnético que constitui o núcleo do transformador. A Figura 2.44 mostra um exemplo de curva de magnetização.



**Figura 2.44** – Curva de magnetização.

Considerando um material ferromagnético inicialmente desmagnetizado, a curva de magnetização apresenta o comportamento indicado entre os pontos  $a$  e  $b$  na Figura 2.44. Um campo magnético  $H$  aplicado gera um campo densidade de fluxo magnético  $B$  proporcional ao campo magnético e à permeabilidade  $\mu$  do material. Para uma faixa de valores de  $H$  a relação  $\Delta B/\Delta H$  é linear. Porém, se  $H$  aumenta, a relação  $\Delta B/\Delta H$

passa a se tornar não-linear, até que se atinja a saturação do material para  $H \geq H_{sat}$  e com o campo densidade de fluxo magnético em seu valor máximo  $B_{sat}$ .

Ainda na Figura 2.44 nota-se que, devido à histerese, a curva de desmagnetização percorre o caminho  $b-c-d$ , diferente do caminho  $a-b$  da magnetização. A densidade de fluxo magnético residual  $B_r$  (ponto  $c$ ) indica que o material mantém-se magnetizado mesmo para valor nulo do campo magnético  $H$ . A total desmagnetização só ocorre com a aplicação de um campo magnético de polaridade oposta àquela do campo que magnetizou inicialmente o material, denominado campo magnético coercitivo  $H_c$  (ponto  $d$ ). O caminho  $d-e$  indica a magnetização em sua excursão negativa. O laço de histerese é fechado pelos caminhos  $e-f-g$  (desmagnetização) e  $g-b$  (magnetização).

O núcleo de um transformador em um conversor DC/DC deve ser dimensionado em função do máximo fluxo magnético, de modo a evitar a saturação durante a operação do conversor. Também é uma característica desejável nos materiais magnéticos de um núcleo de transformador a alta permeabilidade magnética e um laço de histerese com a menor área possível. A mesma regra vale para o dimensionado dos indutores em conversores DC/DC.

Alguns materiais são mais comumente empregados para a construção do núcleo, como ferrite, *iron powder* e *permalloy*, por trabalharem bem em altas frequências.

Em relação aos conversores não isolados, os isolados apresentam desvantagens devido à maior dificuldade de projeto, maior custo, maiores dimensões físicas e peso, porém, apresentam diversas vantagens, ou mesmo são a escolha obrigatória para atender aos requisitos de determinadas aplicações.

A primeira vantagem refere-se à proteção oferecida pela isolação para o circuito conversor e para a carga que este alimenta. Em conversores não isolados, somente os elementos semicondutores é que provém isolação DC entre entrada e saída, porém estes apresentam o pior MTBF (*Mean Time Between Failures* – Tempo Médio Entre Falhas) dentre os componentes utilizados em conversores, pois são os mais sensíveis a transientes de tensão e/ou corrente (BROWN, 1990). A isolação com transformador pode suportar transientes de até alguns milhares de volts (dependendo, obviamente, do porte do transformador), pois este satura, não transferindo o transiente para os outros componentes do conversor nem para a carga. Desta forma, conversores DC/DC isolados tendem a apresentar melhor confiabilidade.

Outro aspecto vantajoso refere-se à segurança, pois a isolação garante proteção contra choques elétricos em pessoas que eventualmente entrem em contato com partes energizadas do conversor.

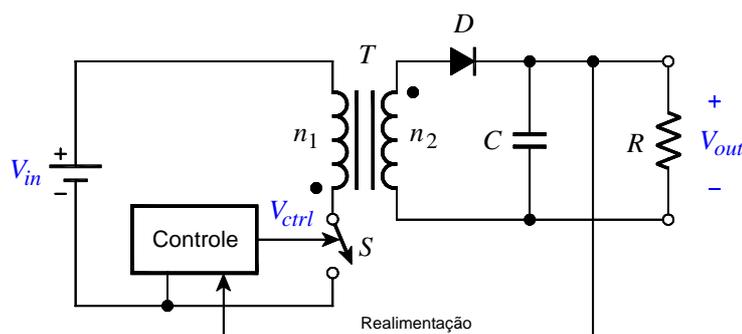
O transformador utilizado em conversores DC/DC isolados pode ser abaixador ou elevador. Também, um transformador com múltiplos enrolamentos de saída oferece versatilidade para o desenvolvimento de projetos, pois permite a implementação de conversores com múltiplas saídas reguladas com diferentes valores de tensão.

A implementação de conversores cuja amplitude da tensão de entrada é muito maior que a tensão de saída pode ser facilitada com o uso de um transformador abaixador. Por exemplo, se para um conversor tem-se que  $V_{in} = 400 \text{ V}$  e  $V_{out} = 12 \text{ V}$ , a partir da topologia do conversor *Buck*, tal relação implica em um ciclo de trabalho  $\delta = (12/400) \times 100\% = 3\%$ . Na prática pode ser difícil obter um sinal com  $\delta$  tão baixo, ou mesmo garantir uma operação estável com tal ciclo de trabalho. Utilizando uma topologia de conversor com um transformador abaixador, esse problema seria facilmente resolvido, pois os níveis de tensões poderiam ser adequados de modo a se obter ciclos de trabalho que garantam uma operação estável. Além disso, o transistor de chaveamento deve assim suportar uma tensão menor, o que é mais um fator contribuinte para a confiabilidade do conversor.

Evidentemente o projetista deve analisar os requisitos de cada aplicação, verificar as possíveis vantagens e custo previsto para a fonte chaveada para escolher a topologia, isolada ou não isolada, que melhor atende cada situação.

### 2.6.2.1 Conversor *Flyback*

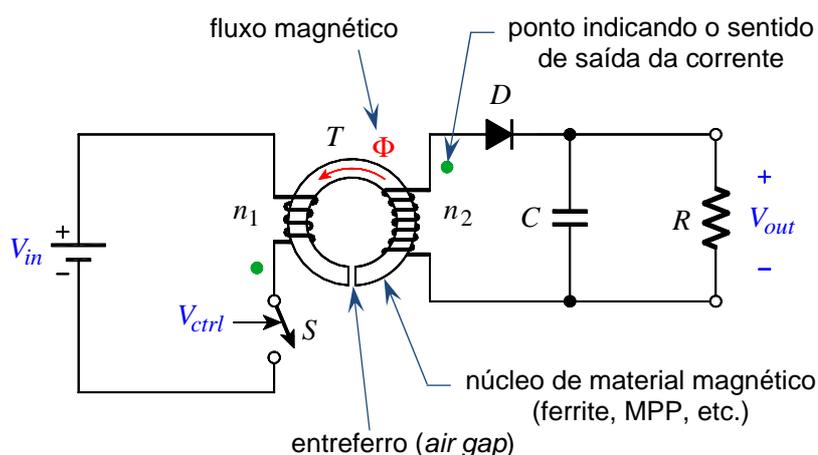
Dentre os conversores isolados, o conversor *Flyback* é aquele que apresenta a topologia mais simples, cujo circuito é mostrado na Figura 2.45. É uma topologia derivada do conversor *Buck-Boost*.



**Figura 2.45** – Circuito do conversor *Flyback*.

Além da isolação entre entrada e saída, o conversor *Flyback* (assim como os outros conversores isolados por transformador) apresenta outras vantagens em relação aos conversores *Boost* e *Buck-Boost*, tais como: a possibilidade de um único conversor dispor de múltiplas saídas, tais saídas podem apresentar tensões positivas ou negativas e os níveis de tensão de saída independentes da tensão de entrada (BROWN, 1990).

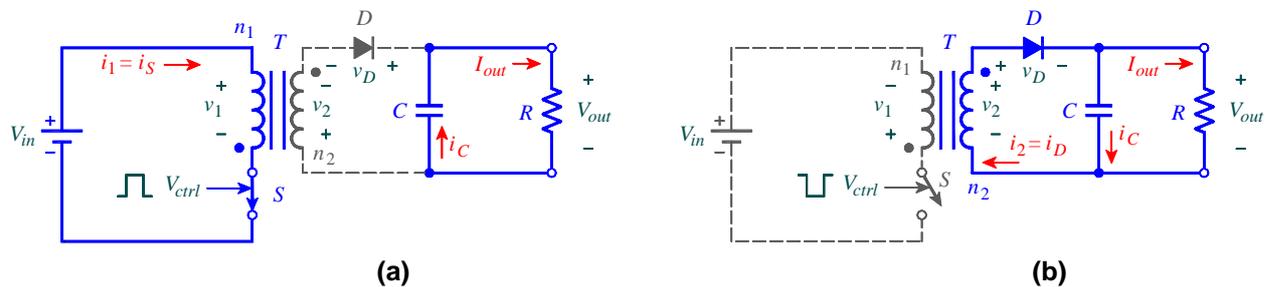
Idealmente, em um transformador a energia é instantaneamente transferida do enrolamento primário para o secundário, o que significa que não há armazenamento de energia. Isto não acontece com o transformador de um conversor *Flyback*, que na realidade opera como dois indutores acoplados. A indicação dos pontos nas Figuras 2.45 e 2.46 mostra o sentido de saída da corrente, permitindo assim determinar o sentido dos enrolamentos primário e secundário do transformador para um conversor *Flyback*. Verifica-se que são enrolados de modo que a tensões nos enrolamentos apresentam polaridades opostas durante a operação do conversor. Ainda o núcleo do transformador apresenta um entreferro de ar (em inglês *air gap*), que tem por objetivo evitar que o núcleo entre em saturação durante a operação.



**Figura 2.46** – Circuito do conversor *Flyback* – detalhe do transformador.

A operação de um conversor *Flyback* é ilustrada através das Figuras 2.47(a) e 2.47(b). Quando a chave *S* está conduzindo durante o intervalo  $t_{on}$  (Figura 2.47(a)), uma tensão  $v_1 = V_{in}$  é aplicada ao enrolamento primário, fazendo passar uma corrente crescente  $i_1$  e armazenando energia no campo magnético nesse enrolamento, por sua vez fazendo circular pelo núcleo do transformador um fluxo magnético  $\Phi$ . No enrolamento secundário há uma tensão induzida  $v_2$  com polaridade oposta à  $v_1$ . O diodo *D* está cortado devido à polarização reversa e assim não há corrente no secundário em

$t_{on}$ . A corrente entregue à carga  $I_{out}$  é fornecida pelo capacitor  $C$ , ou seja,  $i_C = I_{out}$ , admitindo esse previamente carregado, mantendo na saída a tensão regulada  $V_{out}$ .



**Figura 2.47** – (a) Condição de operação do conversor *Flyback* no intervalo  $t_{on}$ : chave  $S$  fechada.  
(b) Condição de operação do conversor *Flyback* no intervalo  $t_{off}$ : chave  $S$  aberta.

Quando a chave  $S$  está aberta durante o intervalo  $t_{off}$  (Figura 2.47(b)), as polaridades das tensões  $v_1$  e  $v_2$  se invertem em relação à situação em  $t_{on}$ . Agora, com polarização direta, o diodo  $D$  conduz, permitindo a circulação de uma corrente crescente  $i_2$  pelo enrolamento secundário. A corrente  $i_2$  surge por conta da energia armazenada no campo magnético do primário e devido ao fluxo magnético no núcleo do transformador. Desta forma,  $i_2 = i_C + I_{out}$ , o capacitor  $C$  se carrega novamente e tem-se na carga a corrente  $I_{out}$  e a tensão regulada  $V_{out}$ .

O conversor *Flyback* pode operar nos modos contínuo ou descontínuo. O modo de operação refere-se ao comportamento do fluxo magnético e, conseqüentemente, da energia armazenada no núcleo do transformador. No modo contínuo, o núcleo não se desmagnetiza totalmente durante o intervalo  $t_{off}$ , em que a energia armazenada no núcleo e no primário está sendo transferida para o secundário, para o capacitor e para a carga. Assim, o fluxo magnético varia, mas nunca chega a zero. Já o modo descontínuo caracteriza-se pela total desmagnetização do núcleo em um determinado instante dentro do intervalo  $t_{off}$ , e o fluxo magnético permanece nulo até o próximo ciclo de chaveamento.

Considerando a operação em modo contínuo, a função de transferência do conversor *Flyback* é dada pela equação (2.38):

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{n_2}{n_1} \frac{\delta}{(1-\delta)}, \quad (2.38)$$

que é a função de transferência do conversor *Buck-Boost* multiplicada pela relação entre o número de espiras dos enrolamentos secundário e primário  $n_2/n_1$ .

A Figura 2.48 mostra as formas de onda de um conversor *Flyback* operando no modo contínuo.

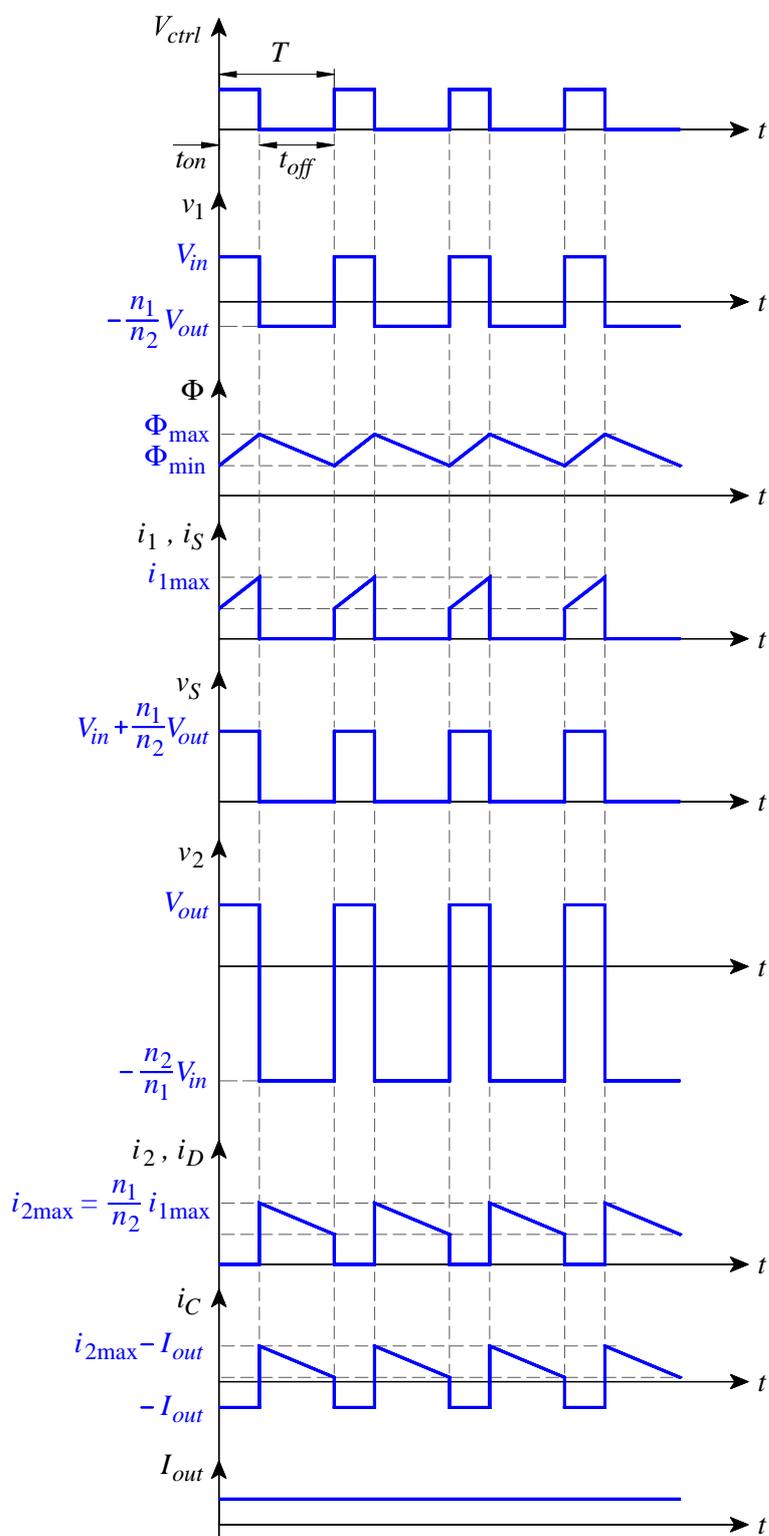


Figura 2.48 – Formas de onda dos sinais no conversor *Flyback*.

### 2.6.2.2 Conversor *Forward*

O conversor *Forward* tem sua topologia derivada do conversor *Buck* (assim como os outros conversores apresentados na sequência: *Push-pull*, *Half-bridge* e *Full-bridge*). O circuito deste conversor é mostrado na Figura 2.49 e sua operação ilustrada através das Figuras 2.50(a) e 2.50(b) e das formas de onda da Figura 2.51.

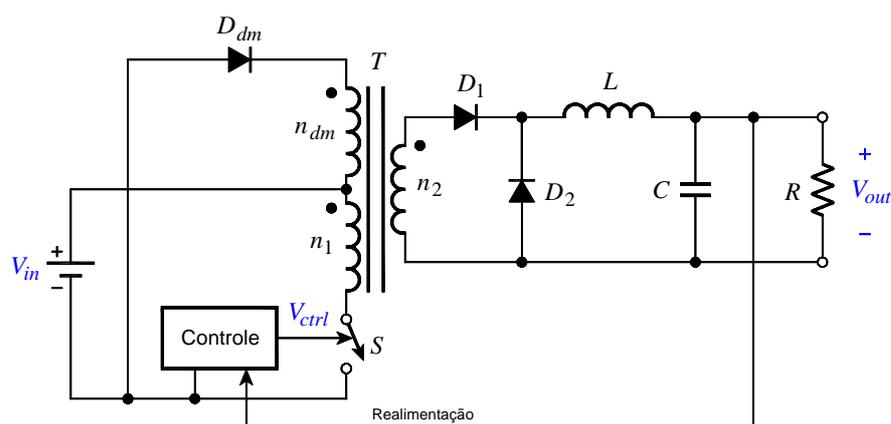


Figura 2.49 – Circuito do conversor *Forward*.

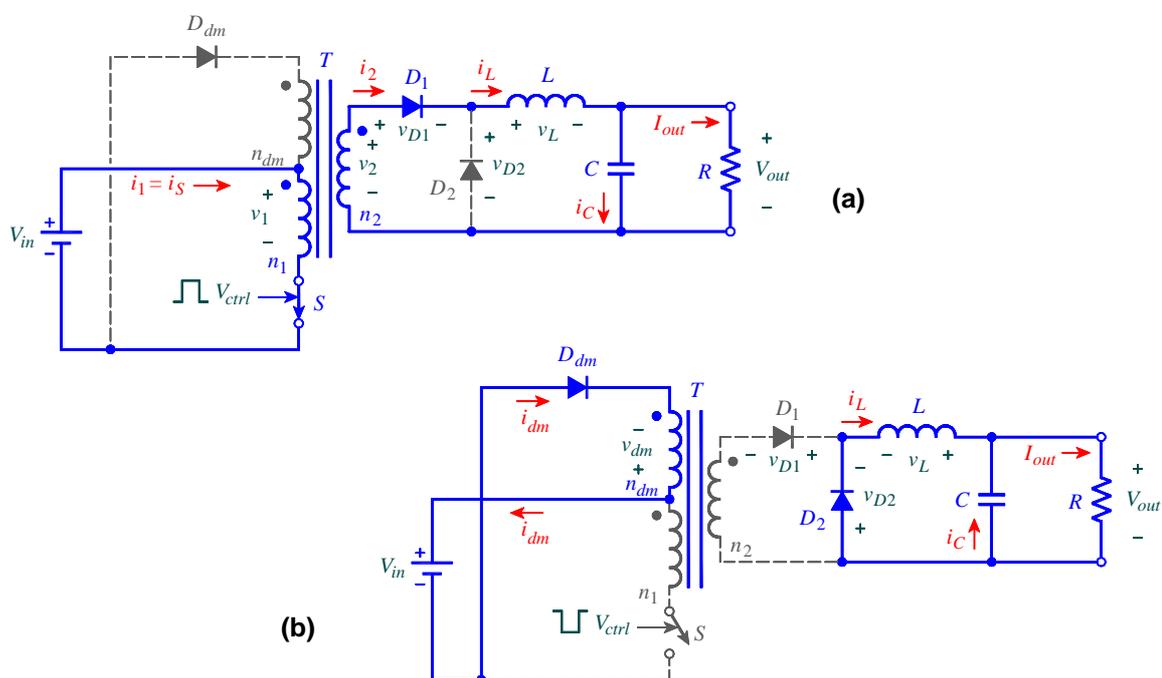
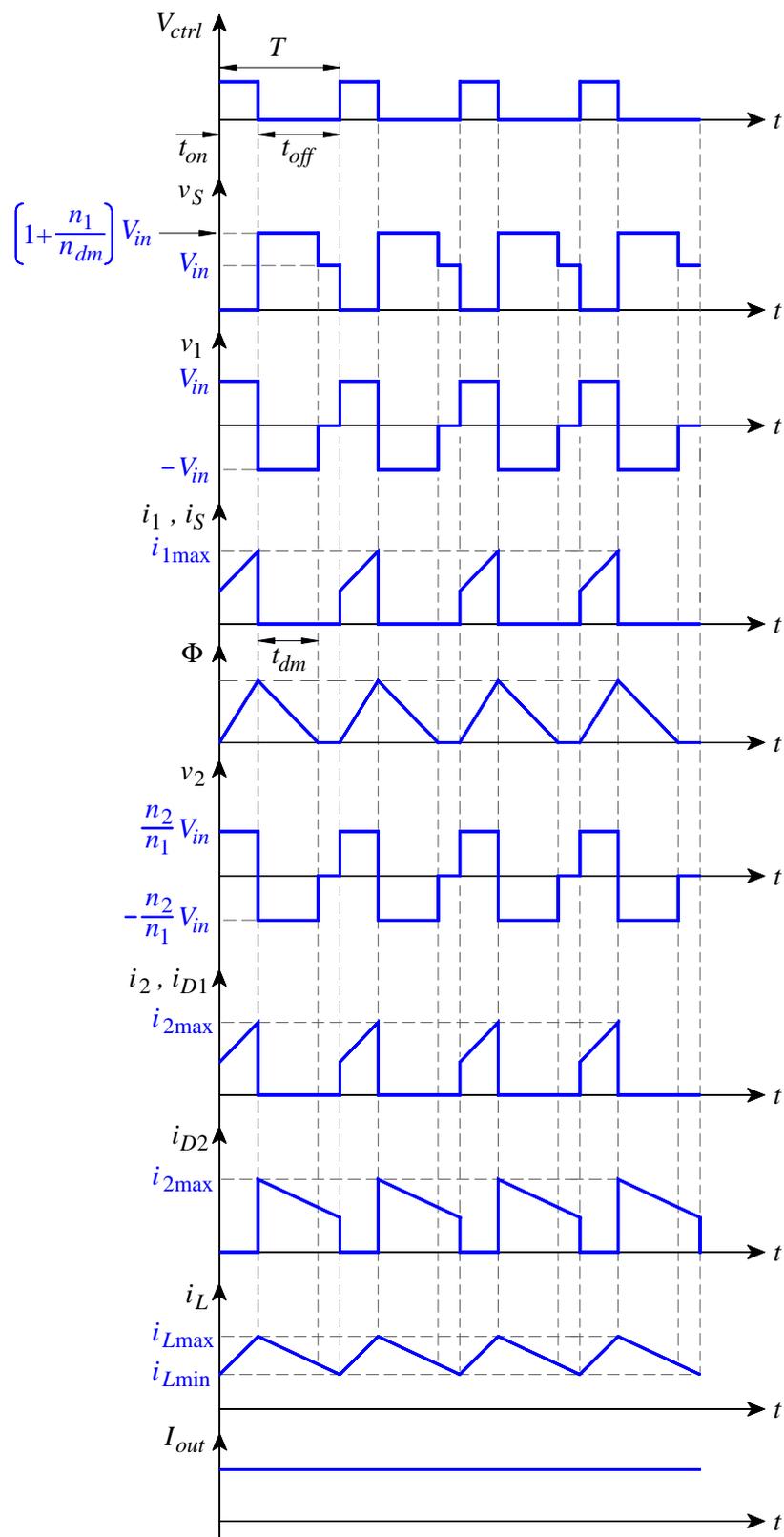


Figura 2.50 – (a) Condição de operação do conversor *Forward* no intervalo  $t_{on}$ : chave  $S$  fechada.

(b) Condição de operação do conversor *Forward* no intervalo  $t_{off}$ : chave  $S$  aberta.

Diferentemente do que acontece no conversor *Flyback*, no conversor *Forward* o transformador não armazena energia em seu núcleo; esta energia é instantaneamente transferida do primário para o secundário. Também o transformador de um conversor

*Forward* apresenta três enrolamentos conforme indica a Figura 2.49: o enrolamento primário, com número de espiras  $n_1$ , o enrolamento secundário, com número de espiras  $n_2$ , e o enrolamento de desmagnetização do núcleo, com número de espiras  $n_{dm}$ .



**Figura 2.51** – Formas de onda dos sinais no conversor *Forward*.

O chaveamento de  $S$  faz com que a tensão  $v_1$  no enrolamento primário seja alternada: quando  $S$  conduz (no intervalo  $t_{on}$ ),  $v_1 = V_{in}$ , mas quando  $S$  está cortada (no intervalo  $t_{off}$ ), há a inversão da polaridade da tensão no primário e  $v_1 = -V_{in}$ . A corrente  $i_1$  no primário é variante no tempo, que provoca uma densidade de fluxo magnético variante no tempo através do núcleo do transformador e a tensão induzida no enrolamento secundário  $v_2$ , alternada e em fase com  $v_1$ , como se observa nas formas de onda da Figura 2.51. Durante  $t_{on}$ , o diodo  $D_1$  conduz e o diodo  $D_2$  está cortado, durante  $t_{off}$  o estado de ambos os diodos é o contrário, e a partir desta parte do circuito a operação do conversor *Forward* é semelhante à do conversor *Buck*, com a tensão de saída estável devido o balanço de energia entre o indutor  $L$  e o capacitor  $C$ .

Durante o intervalo  $t_{on}$ , o diodo  $D_{dm}$  está cortado, mas durante o intervalo  $t_{off}$ ,  $D_{dm}$  conduz, permitindo assim que ocorra a desmagnetização do núcleo do transformador através do enrolamento de desmagnetização a cada ciclo de chaveamento. Isso é mostrado na Figura 2.51. Durante o intervalo de tempo de desmagnetização  $t_{dm}$ , o fluxo magnético  $\Phi$  no núcleo diminui, chegando a zero antes do término do intervalo  $t_{off}$ . Essa descontinuidade de  $\Phi$  evita com que o transformador atinja a saturação por conta da histerese do material do núcleo. Também há o retorno de energia para a fonte  $V_{in}$ , o que contribui para elevar a eficiência do conversor.

A função de transferência do conversor *Forward* é dada pela equação 2.39.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{n_2}{n_1} \delta \quad (2.39)$$

### 2.6.2.3 Conversor *Push-pull*

O circuito do conversor *Push-pull* é mostrado na Figura 2.52 e seu funcionamento é apresentado na Figura 2.53. O conversor *Push-pull* da Figura 2.52 utiliza um transformador com derivação central no enrolamento primário, bem como dois elementos de chaveamento  $S_1$  e  $S_2$ , etapa retificadora com os diodos  $D_1$  e  $D_2$  e a configuração diodo de comutação  $D_3$ , indutor  $L$  e capacitor  $C$  semelhante à do conversor *Buck*. O transformador pode ser elevador ou abaixador de tensão. No conversor *Push-pull*, as

chaves  $S_1$  e  $S_2$  não conduzem no mesmo intervalo de tempo, mas sim alternadamente, o que faz com que o ciclo de trabalho  $\delta$  deste conversor seja inferior a 50%.

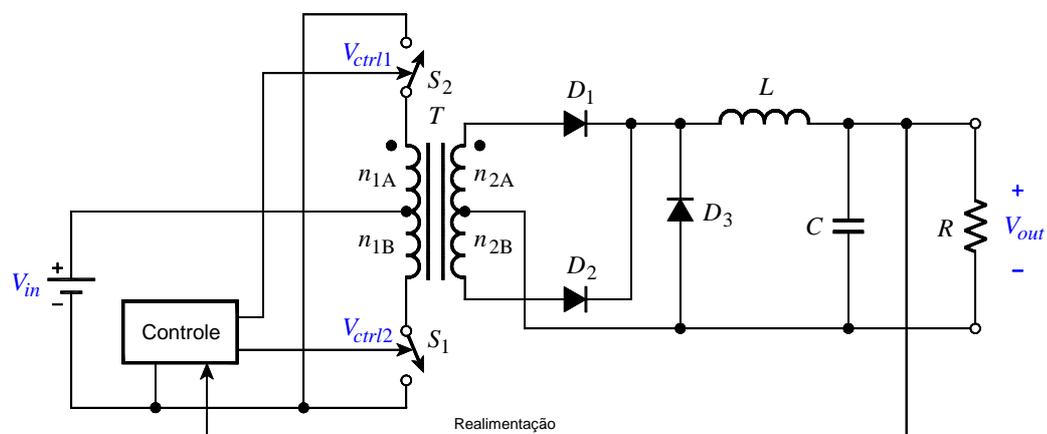


Figura 2.52 – Circuito do conversor *Push-pull*.

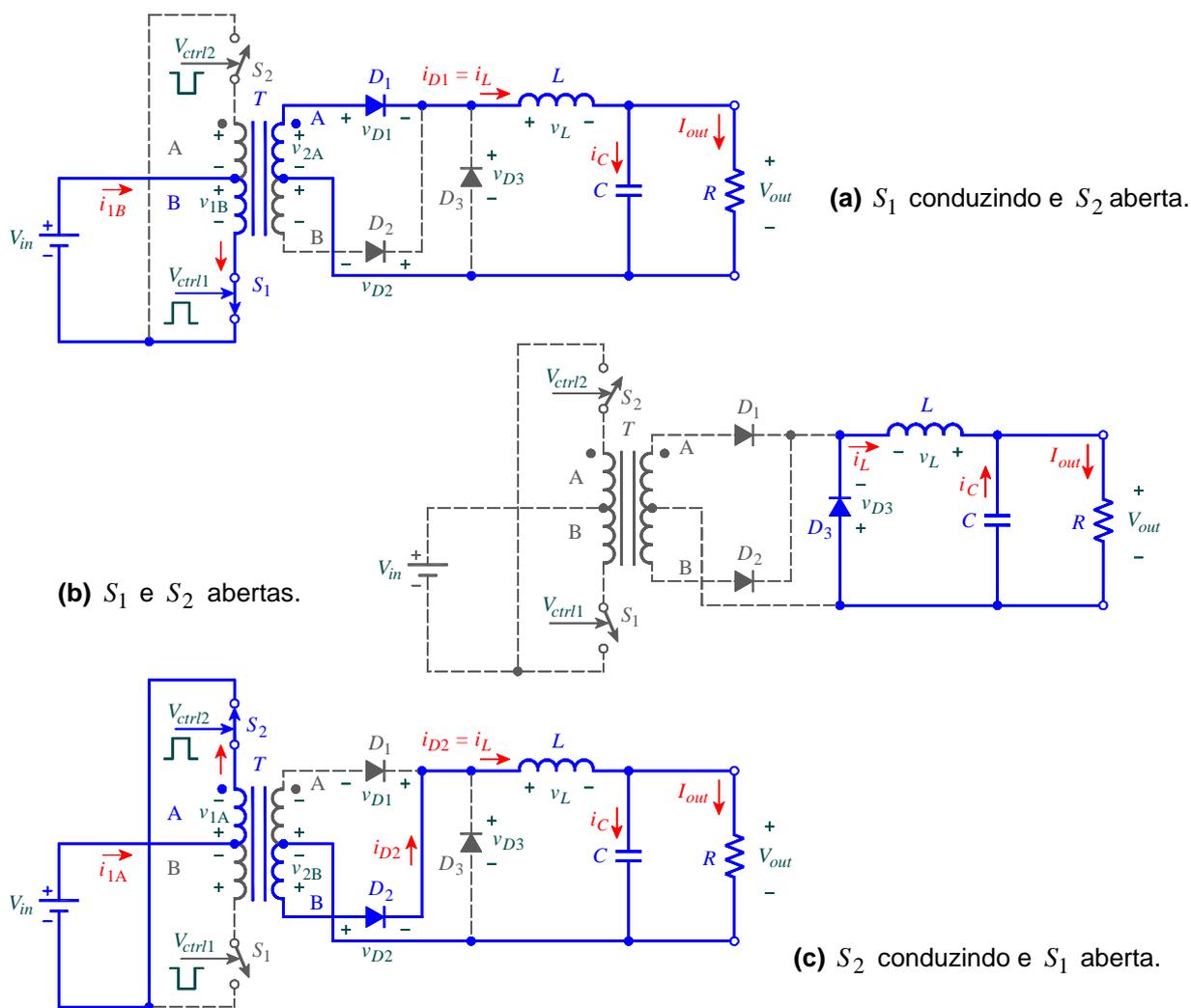


Figura 2.53 – Funcionamento de um conversor *Push-pull*.

Na Figura 2.53(a), com  $S_1$  conduzindo e  $S_2$  aberta, o enrolamento B do primário tem a tensão  $V_{in}$  aplicada, induzindo uma tensão no enrolamento secundário. O diodo  $D_1$  está polarizado diretamente e conduz; o diodo  $D_2$ , polarizado reversamente, está cortado, assim como  $D_3$ . Através de  $D_1$  circula uma corrente proveniente do enrolamento A do secundário, a mesma corrente que atravessa o indutor  $L$ . Deste ponto em diante, o funcionamento é igual ao do conversor *Buck*.

A Figura 2.53(b) ilustra o chamado “tempo morto”, em que ambas as chaves,  $S_1$  e  $S_2$ , estão cortadas, assim como os diodos  $D_1$  e  $D_2$ . Através de  $D_3$ , que conduz, a energia armazenada no indutor  $L$  e no capacitor  $C$  é transferida para o resistor  $R$  que representa a carga, sendo a tensão e a corrente na saída mantidas estáveis.

Na Figura 2.53(c),  $S_1$  está aberta e  $S_2$  conduz e a tensão  $V_{in}$  está aplicada ao enrolamento A do primário. Os diodos  $D_1$  e  $D_3$  estão cortados e  $D_2$  está conduzindo. Pode-se perceber que a polaridade das tensões e o sentido das correntes nos enrolamentos, tanto no primário como no secundário, é contrária àquela da situação mostrada na Figura 2.53(a).

Analisando o circuito da Figura 2.52 e os esquemas mostrados na Figura 2.53, verifica-se que o conversor *Push-pull* consiste de dois conversores *Forward* operando alternadamente. A inversão do sentido da corrente nos enrolamentos a cada ciclo de chaveamento faz com que o fluxo magnético no núcleo do transformador também inverta seu sentido. Isto significa que a magnetização do núcleo ocorre em ambas as polaridades na curva  $B-H$  e implica em um uso mais eficiente do material do núcleo, o que possibilita a construção de um transformador com menores dimensões em relação aos transformadores com potência equivalente aos utilizados nos conversores *Flyback* e *Forward*. Também, a topologia *Push-pull* permite a construção de conversores com potência máxima de saída mais alta que a dos conversores *Forward* e *Flyback* por utilizar dois elementos para chaveamento. Porém, tais elementos devem ser dimensionados para suportar uma tensão igual ao dobro de  $V_{in}$ , que aparece em seus terminais durante o período em que estão cortados. A Figura 2.54 mostra as formas de onda em um conversor *Push-pull*.

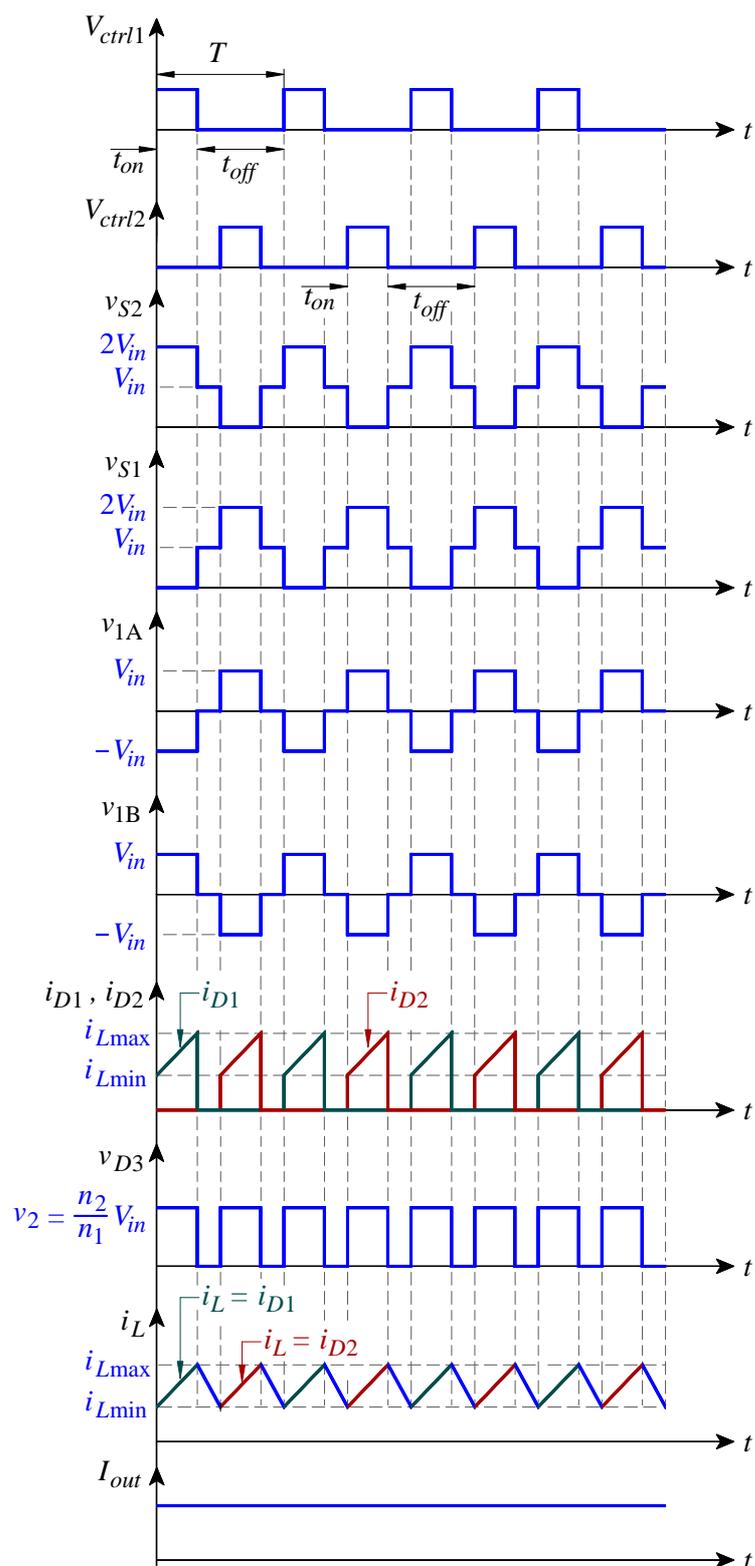
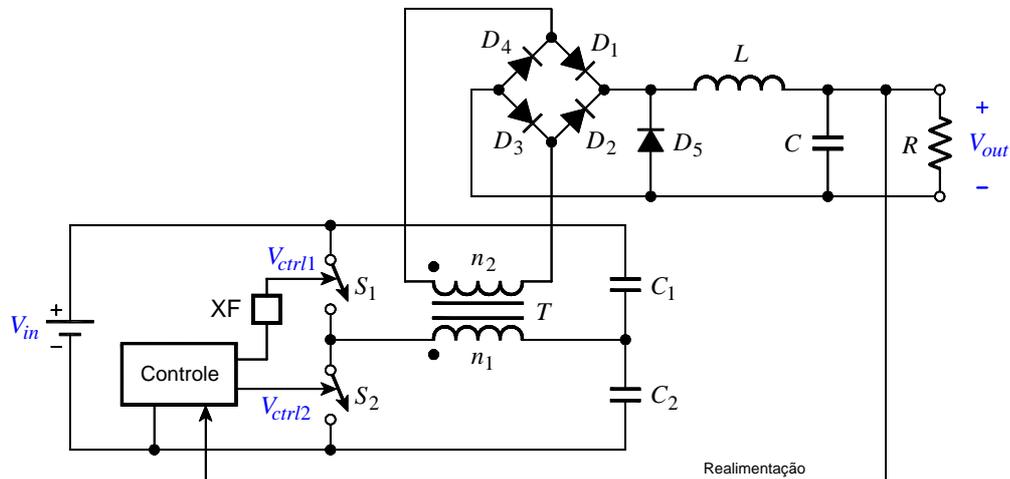


Figura 2.54 – Formas de onda dos sinais no conversor *Push-pull*.

### 2.6.2.4 Conversor *Half-bridge*

O circuito do conversor *Half-bridge* é mostrado na Figura 2.55 e seu funcionamento é apresentado na Figura 2.56.



**Figura 2.55** – Circuito do conversor *Half-bridge*.

Os elementos de chaveamentos para as topologias *Flyback*, *Forward* e *Push-pull* devem ser dimensionados para suportarem tensões um tanto maiores que a tensão de entrada do conversor. Quando se trabalha com tensões de entrada mais altas, tais topologias passam a ser desvantajosas ou mesmo não aplicáveis, e nestes casos pode-se escolher a topologia do conversor *Half-bridge*.

Como se pode observar na Figura 2.55, um dos terminais do enrolamento primário é ligado ao centro do arranjo formado pelos elementos de chaveamento  $S_1$  e  $S_2$ . O outro terminal do primário é ligado ao centro do arranjo de dois capacitores  $C_1$  e  $C_2$ . As extremidades dos arranjos de elementos de chaveamento e capacitores são ligados à tensão de entrada. Já o enrolamento secundário é ligado a uma ponte retificadora de diodos ( $D_1$  a  $D_4$ ), e esta, por sua vez, ligada a uma estrutura  $D_5$ ,  $L$  e  $C$  semelhante à topologia de um conversor *Buck*. O transformador pode ser abaixador ou elevador.

Assim como no conversor *Push-pull*, no conversor *Half-bridge*,  $S_1$  e  $S_2$  conduzem e cortam alternadamente com ciclo de trabalho inferior a 50%. Esse chaveamento alternado faz com que a tensão aplicada no enrolamento primário e a tensão induzida no secundário sejam alternadas quadradas, como mostram as formas de onda da Figura 2.57. Os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , idealmente idênticos, formam um divisor de tensão capacitivo em que a queda de tensão em cada capacitor é igual à metade da tensão de

entrada. Desta forma, quando um dos elementos está conduzindo, a tensão no enrolamento primário é  $V_{in}/2$ . A queda de tensão no elemento de chaveamento que estiver cortado é igual a  $V_{in}$ , metade da tensão que tal elemento estaria submetido em um conversor *Push-pull*, por exemplo. A ponte de diodos retifica a tensão no enrolamento secundário e o filtro LC de saída trata de fornecer à saída do conversor uma tensão  $V_{out}$  regulada.

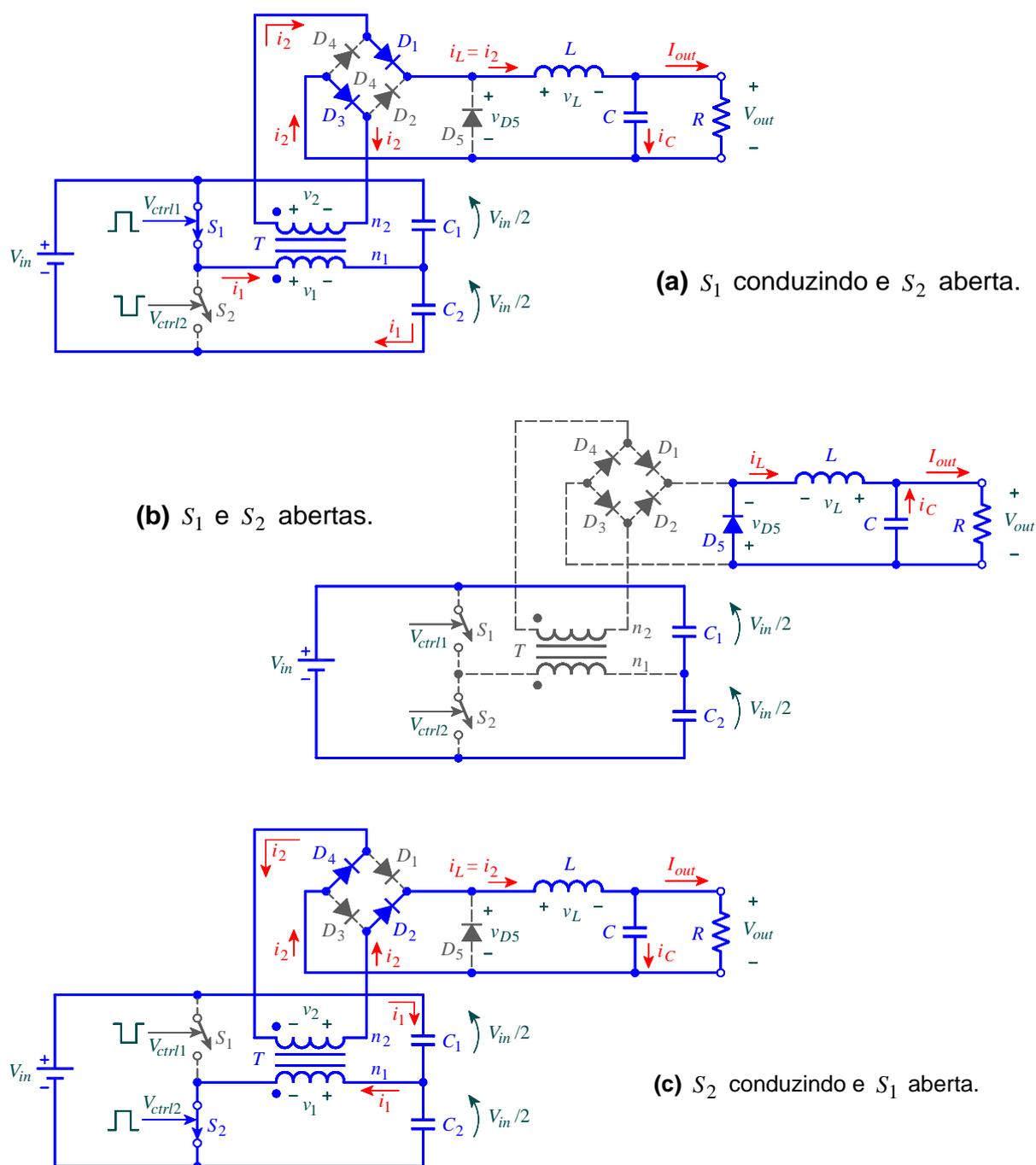


Figura 2.56 – Funcionamento de um conversor *Half-bridge*.

A Figura 2.57 mostra as formas de onda em um conversor *Half-bridge*.

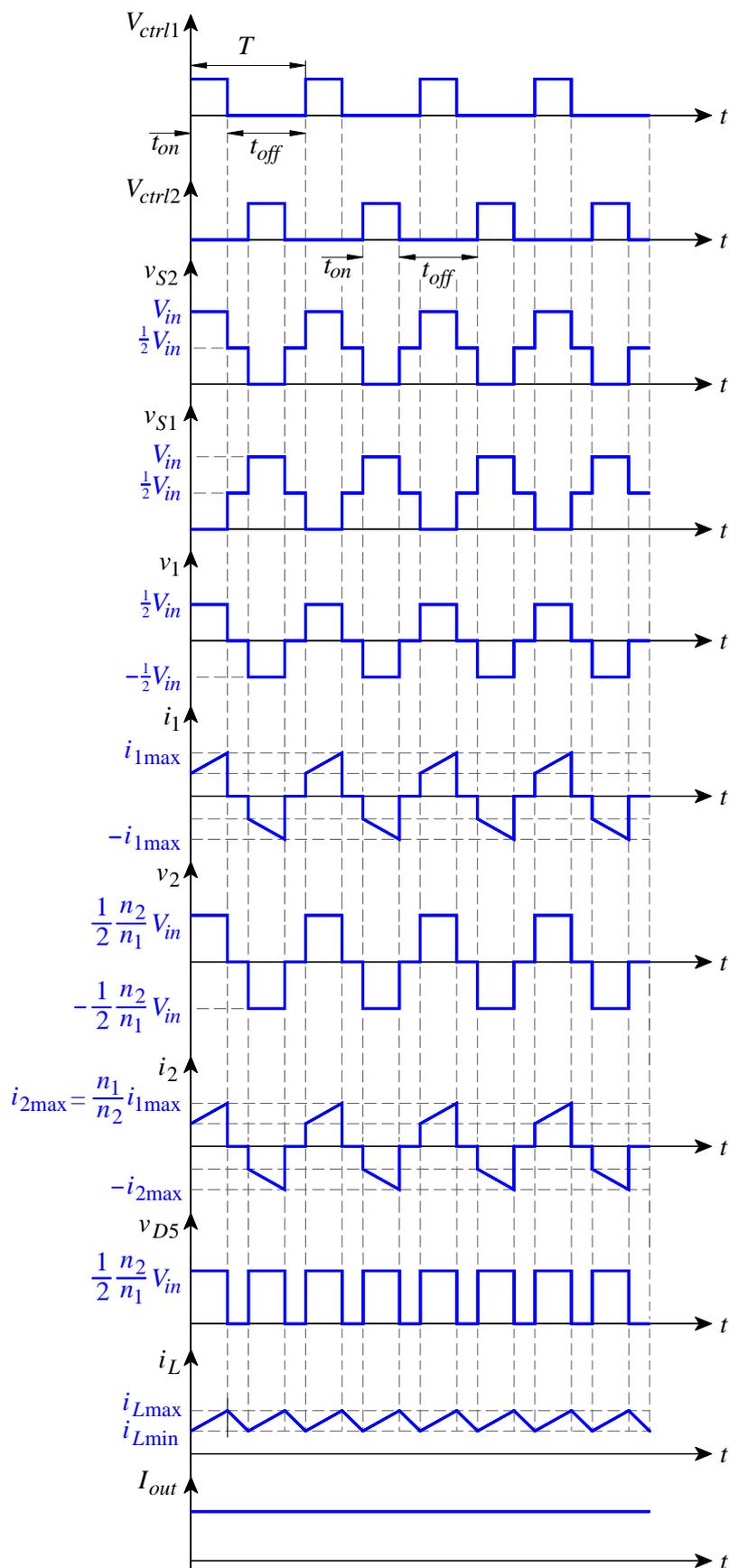
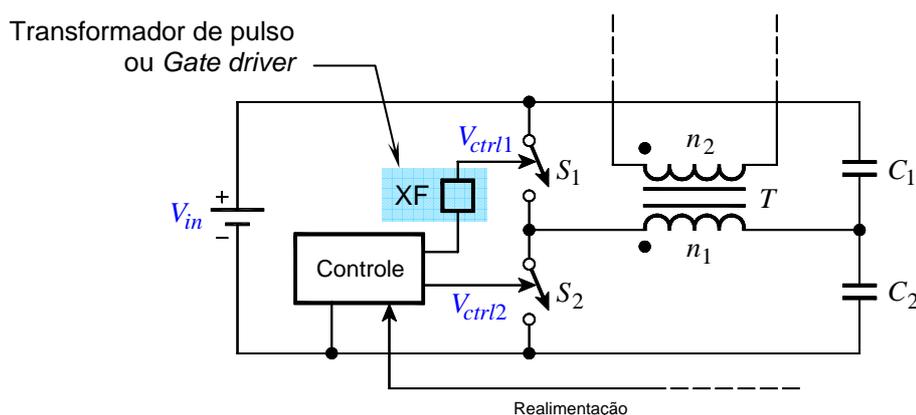


Figura 2.57 – Formas de onda dos sinais no conversor *Half-bridge*.

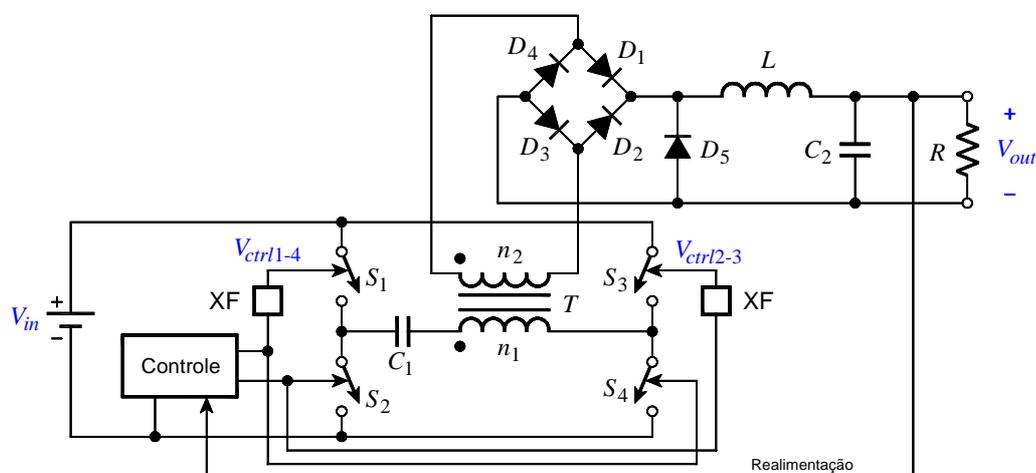
Uma das dificuldades encontradas no conversor *Half-bridge* é o controle para os elementos de chaveamento, especialmente para  $S_1$ , “flutuando” por estar ligado entre o potencial DC  $V_{in}$  e o potencial AC  $v_1$ . Uma solução para controlar esse elemento de chaveamento é a utilização de um acoplamento através de transformador de pulso, indicado na Figura 2.55 pelo bloco XF e em detalhe na Figura 2.58. Outra solução mais atual é a utilização de circuitos integrados específicos, denominados *gate drivers*.



**Figura 2.58** – Detalhe do acoplamento com transformador ou *gate-driver* para o controle de  $S_1$  no conversor *Half-bridge*.

### 2.6.2.5 Conversor *Full-bridge*

A Figura 2.59 mostra o circuito de um conversor *Full-bridge*. Esta topologia é utilizada em aplicações onde uma alta potência de saída é requerida.



**Figura 2.59** – Circuito do conversor *Full-bridge*.

Em relação ao conversor *Half-bridge*, o circuito do conversor *Full-bridge* apresenta algumas alterações: ao invés de dois elementos de chaveamento e um divisor de tensão com dois capacitores, tem-se o circuito em ponte formado por quatro elementos de chaveamento  $S_1$  a  $S_4$ . Um capacitor  $C_1$  é ligado em série com o enrolamento primário, tendo como função prevenir que o transformador atinja a saturação.

Os esquemas mostrados na Figura 2.60 ajudam a entender a sua operação.

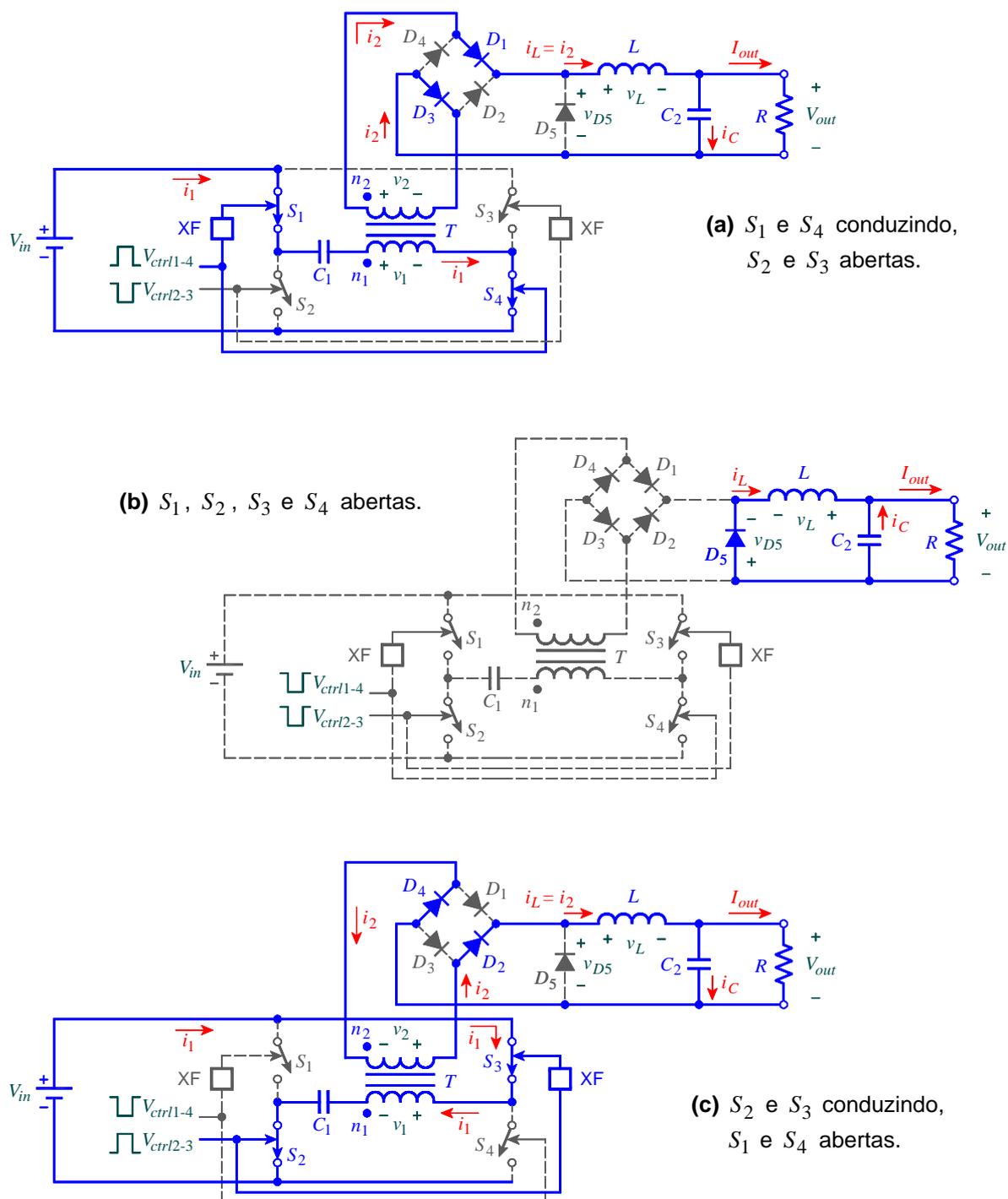


Figura 2.60 – Funcionamento de um conversor *Full-bridge*.

Os elementos de chaveamento conduzem em pares e de forma alternada: durante um intervalo  $S_1$  e  $S_4$  estão conduzindo e  $S_2$  e  $S_3$  estão cortados (Figura 2.60(a)) e a tensão aplicada no enrolamento primário é  $v_1 = V_{in}$ ; há um pequeno intervalo de tempo em que todos os elementos de chaveamento estão cortados (Figura 2.60(b)); tal intervalo é útil de modo a garantir que não haja condução simultânea de todos os elementos, o que colocaria a entrada em curto-circuito; durante outro intervalo de tempo  $S_1$  e  $S_4$  estão cortados e  $S_2$  e  $S_3$  estão conduzindo (Figura 2.60(c)), e a tensão aplicada no enrolamento primário é  $v_1 = -V_{in}$ . O ciclo de trabalho para cada sinal de controle  $V_{ctrl1-4}$  e  $V_{ctrl2-3}$  deve ser inferior a 50%.

Pode-se perceber que a alternância de condução entre os pares  $S_1$  e  $S_4$ ,  $S_2$  e  $S_3$  faz com que a tensão aplicada no enrolamento primário seja alternada e quadrada. A tensão induzida no enrolamento secundário é também alternada quadrada, retificada pela ponte de diodos  $D_1$  a  $D_4$ . Mais uma vez tem-se a estrutura formada por  $D_5$ ,  $L$  e  $C_2$  semelhante à da topologia do conversor *Buck*, que disponibiliza na saída a tensão regulada  $V_{out}$ .

Em uma comparação entre conversores, verifica-se que na topologia *Full-bridge* a tensão no enrolamento primário é  $v_1 = \pm V_{in}$ , já para a topologia *Half-bridge* é  $v_1 = \pm V_{in}/2$ . Se considerar conversores com as duas topologias para a mesma potência, a corrente no primário do transformador e nos elementos de chaveamento de um conversor *Full-bridge* é igual à metade da corrente para a topologia *Half-bridge*. Isto implica que o transformador de um conversor *Full-bridge* pode ter dimensões menores e menor custo que um conversor *Half-bridge* da mesma potência, assim como os elementos de chaveamento dimensionados para uma corrente menor. Se considerar utilizar o mesmo transformador e os mesmos elementos de chaveamento, um conversor *Full-bridge* pode entregar a uma carga o dobro da potência de um conversor *Half-bridge*. Por isso, a topologia *Full-bridge* é a mais indicada para conversores com potências mais elevadas.

Como os elementos de chaveamento conduzem em pares, não há modificações significativas na estrutura do circuito de controle para o conversor *Full Bridge*. Há ainda o problema do controle dos elementos de chaveamento  $S_1$  e  $S_3$  pelo fato de ambos terem seus terminais ligados aos potenciais DC  $V_{in}$  e AC  $v_1$ , mas com solução idêntica à adotada para o conversor *Half-bridge*.

A Figura 2.61 mostra as formas de onda em um conversor *Full-bridge*.

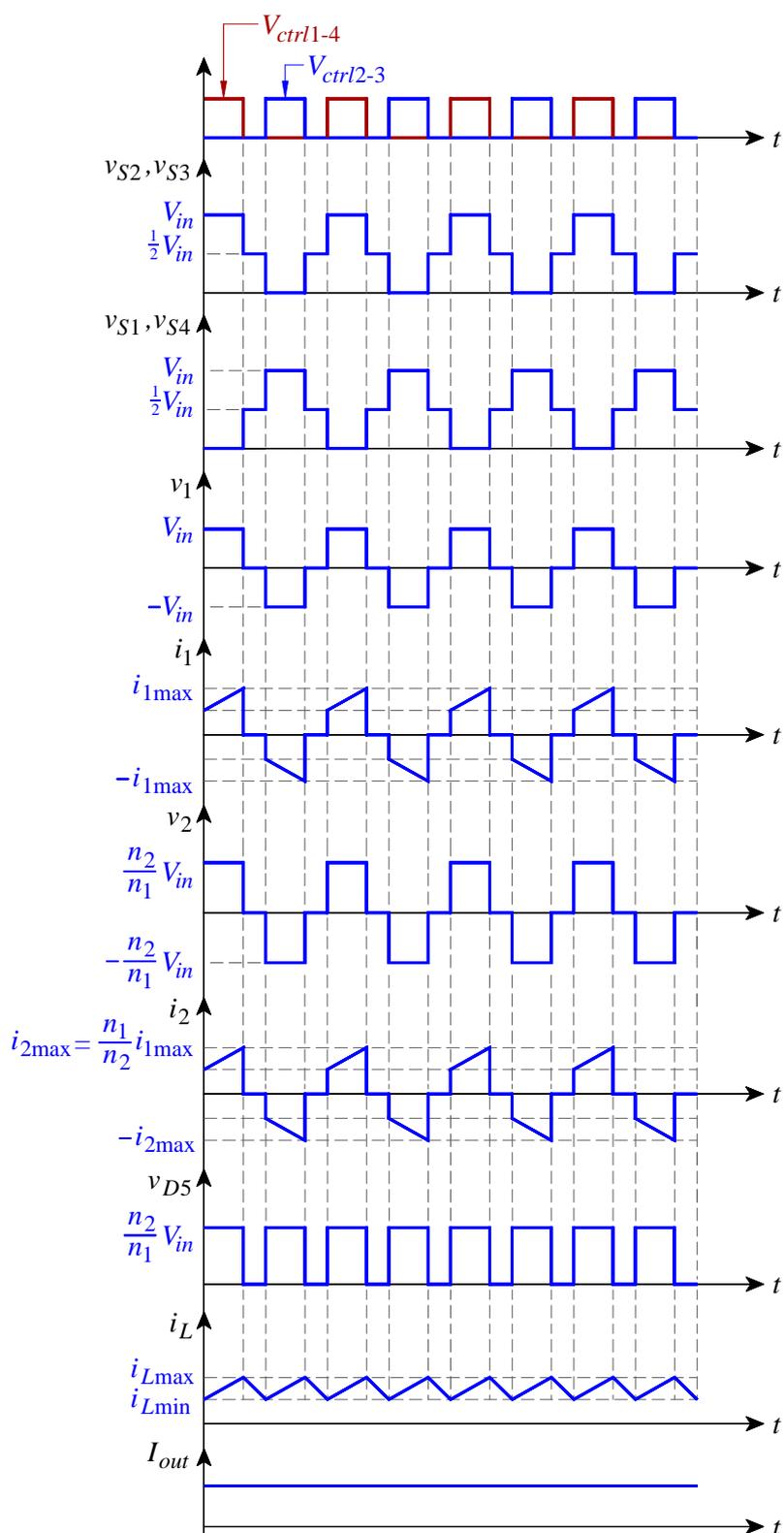


Figura 2.61 – Formas de onda dos sinais no conversor *Full-bridge*.

### 2.6.3 Conversores DC/DC quase-ressonantes

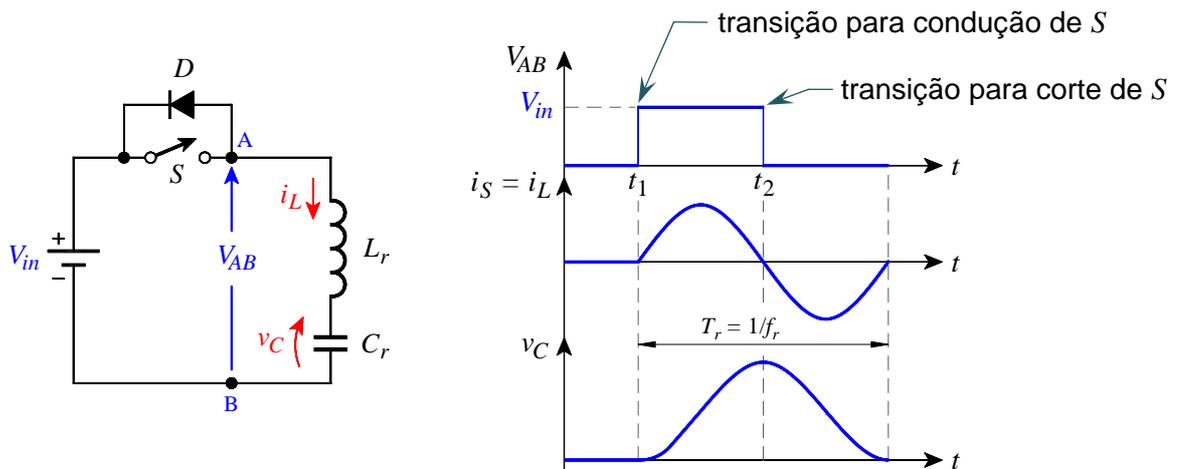
Para os conversores chaveados, quanto maior a frequência de chaveamento, menores os valores necessários dos elementos de filtragem (indutores e capacitores) e menores as dimensões dos transformadores, o que é vantajoso, pois assim o custo dos conversores cairia. Porém, o aumento da frequência implica em aumento nas perdas por chaveamento nos semicondutores, sendo um dos principais aspectos que limitam a frequência em conversores chaveados.

Se a corrente for nula ou a tensão for nula no semicondutor de chaveamento no instante da comutação, a potência dissipada seria nula, condição esta denominada comutação suave. Assim, sem as perdas devido ao chaveamento, a frequência de chaveamento poderia ser elevada, o que permitiria construir conversores com menores dimensões físicas, além de mais eficientes. Há, portanto, duas técnicas de comutação suave: ZVS (*Zero Voltage Switching*, ou chaveamento com tensão nula) e ZCS (*Zero Current Switching*, ou chaveamento com corrente nula). A operação de comutação suave baseia-se na resposta a um sinal degrau apresentada por um circuito tanque, que consiste de um indutor e um capacitor, com uma frequência de ressonância  $f_r$  dada por

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}. \quad (2.40)$$

A Figura 2.62 mostra o circuito básico de uma chave associada a um circuito tanque ressonante LC e as formas de onda para o circuito tanque submetido a um degrau de tensão. Pode-se verificar através das formas de onda mostradas na Figura 2.62 que nos instantes  $t_1$  e  $t_2$ , respectivamente os instantes em que ocorre condução e corte da chave  $S$ , a corrente é nula por conta da ressonância provocada pelo circuito tanque LC. Deste modo, a potência dissipada na chave é nula nas transições de estado de condução para corte e vice-versa.

O esquema apresentado na Figura 2.62 ajuda a entender o princípio da comutação suave, porém, a técnica utilizada para comutação suave em conversores DC/DC é diferente. Na ressonância tem-se que o circuito ressonante apresenta um comportamento continuamente senoidal. Nos conversores DC/DC que operam à comutação suave, o circuito tanque “ressoa” apenas durante um semiciclo de senóide. Dessa forma, esses conversores são denominados quase-ressonantes.



**Figura 2.62** – Formas de onda em um circuito tanque ressonante submetido a um degrau de tensão devido à comutação da chave  $S$  (adaptado de Brown (1990)).

As topologias de conversores quase-ressonantes consistem das topologias dos conversores chaveados PWM usualmente empregados (*Buck*, *Boost*, etc.) acrescidas do circuito tanque LC. Os conversores quase-ressonantes operam geralmente na faixa de frequência de 300 kHz a 2 MHz (BROWN, 2001).

A Figura 2.63 traz o circuito e as formas de onda de um conversor quase-ressonante *Buck* funcionando com chaveamento a tensão nula (ZVS). Já a Figura 2.64 traz o circuito e as formas de onda de um conversor ressonante *Buck* funcionando com chaveamento a corrente nula (ZCS).

O método de controle para ZCS apresenta tempo de condução do elemento de chaveamento ( $t_{on}$ ) fixo e tempo em corte ( $t_{off}$ ) variável. Já o método de controle para ZVS apresenta  $t_{off}$  fixo e  $t_{on}$  variável (ON SEMICONDUCTOR, 1999). Em geral, ZVS é preferível ao ZCS para altas frequências. A razão relaciona-se com as capacitâncias intrínsecas do interruptor. Quando o elemento de chaveamento é ligado sob corrente nula, mas com uma tensão em seus terminais (ou seja, em ZCS), a carga armazenada nas capacitâncias internas é dissipada sobre o componente. Este fenômeno se torna mais significativo em frequências muito elevadas. Por outro lado, nenhuma perda ocorre em ZVS (POMILIO, 2008).

Conversores quase-ressonantes apresentam número maior de componentes, metodologia de projeto mais complexa e, conseqüentemente, maior custo se comparados aos conversores PWM convencionais.

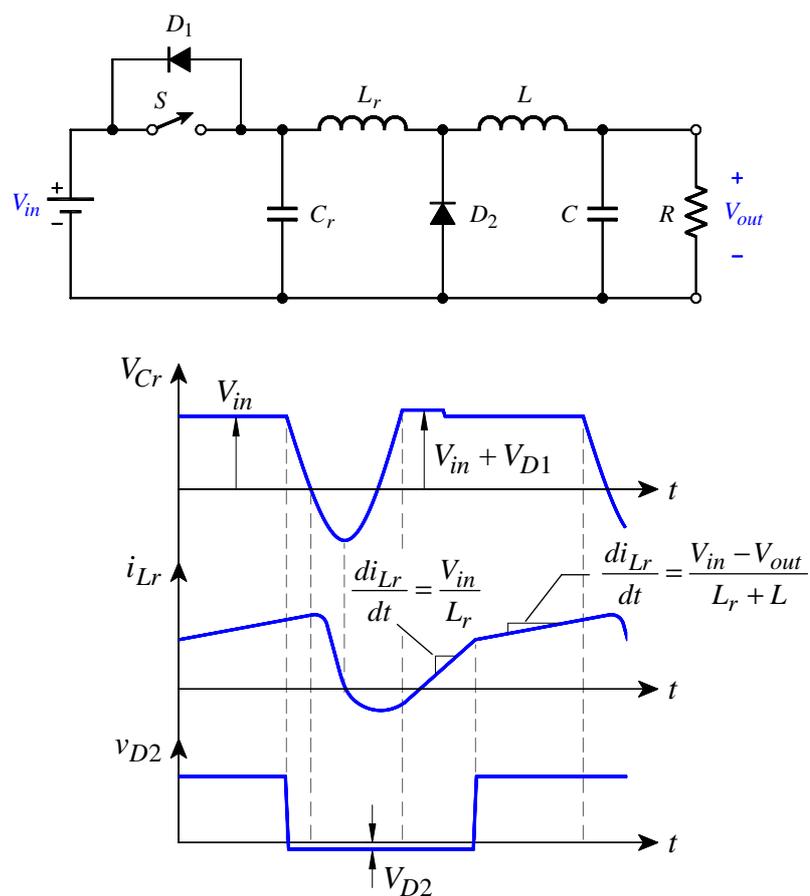


Figura 2.63 – Circuito e formas de onda de um conversor *Buck* quase-ressonante ZVS.

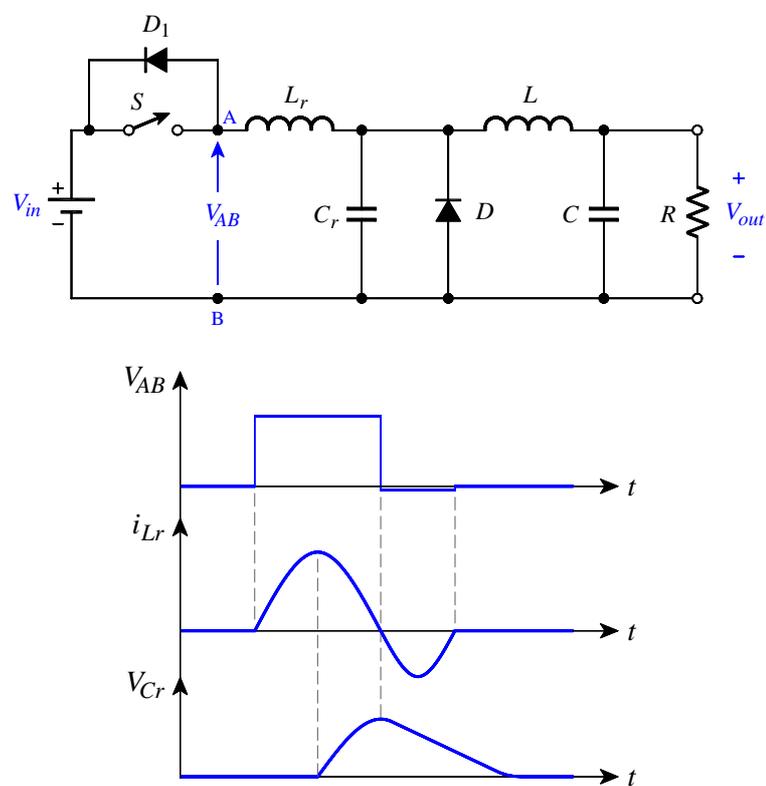


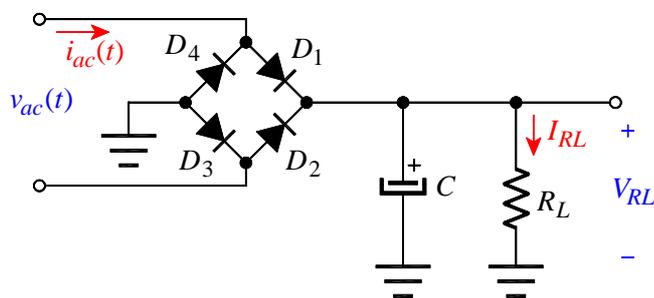
Figura 2.64– Circuito e formas de onda de um conversor *Buck* quase-ressonante ZCS.

## 2.7 Conversão AC/DC: o circuito retificador

O circuito retificador é aquele que realiza a conversão de uma tensão alternada AC para tensão contínua DC. Os tópicos seguintes visam apresentar uma análise sobre o retificador de onda completa em ponte e como é possível realizar a correção do fator de potência associando a um retificador um conversor chaveado *Boost*.

### 2.7.1 Retificador de onda completa em ponte com filtro capacitivo

O circuito de um retificador de onda completa em ponte com filtro capacitivo é mostrado na Figura 2.65. O circuito retificador consiste basicamente da ponte de diodos  $D_1$  a  $D_4$ , que retificam a tensão de entrada  $v_{ac}(t)$ , e do capacitor de filtro  $C$ . O resistor  $R_L$  representa a carga alimentada pelo retificador. Um transformador pode ser utilizado caso haja a necessidade de adequar a amplitude da tensão entregue à ponte retificadora conforme a magnitude desejada da tensão na saída do retificador  $V_{RL}$ .

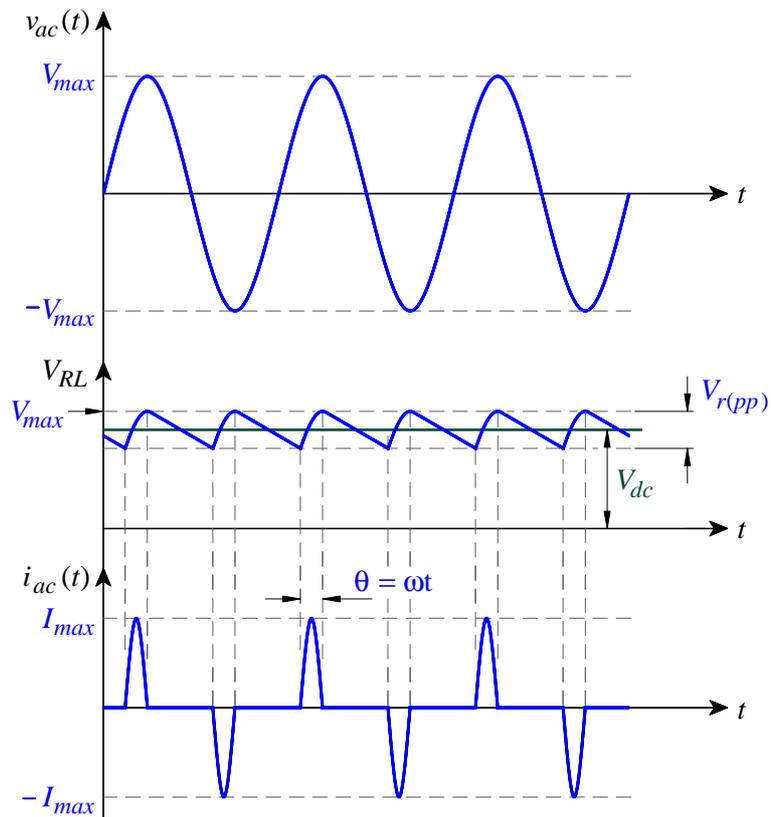


**Figura 2.65** – Circuito retificador em ponte com filtro capacitivo.

As formas de onda do circuito retificador com filtro capacitivo em regime permanente são mostradas na Figura 2.66. Sem o capacitor de filtro, a tensão de saída seria retificada, porém pulsante. O capacitor de filtro tem como função manter a tensão de saída do retificador alisada, apresentando apenas uma pequena ondulação (ou tensão de *ripple*), de acordo com a forma de onda de  $V_{RL}$  mostrada na Figura 2.65.

A atuação do filtro capacitivo se baseia na carga e na descarga do capacitor submetido à tensão retificada. O capacitor se carrega nos intervalos de tempo em que o valor instantâneo da sua tensão é inferior ao módulo do valor instantâneo da tensão da rede. São nestes intervalos que os diodos da ponte retificadora conduzem aos pares:  $D_1$  e  $D_3$  no semiciclo positivo de  $v_{ac}(t)$ ,  $D_2$  e  $D_4$  no semiciclo negativo de  $v_{ac}(t)$ . Na

Figura 2.65, é possível identificar tais intervalos notando os picos da corrente  $i_{ac}(t)$  drenada da rede, com amplitude  $\pm I_{max}$  e ângulo de condução  $\theta$ . O capacitor se descarrega nos períodos em que o valor instantâneo da sua tensão é superior ao módulo do valor instantâneo da tensão retificada, pois nessa situação os diodos estão cortados, a corrente  $i_{ac}(t)$  é nula e o capacitor supre a corrente para a carga.



**Figura 2.66** – Formas de onda para o circuito retificador em ponte com filtro capacitivo.

Considerando os diodos ideais e o valor de pico-a-pico da ondulação da tensão de saída pequeno, este pode ser aproximado e dado pela equação (2.41) (RASHID, 2006):

$$V_{r(pp)} = \frac{V_{max}}{f_r R_L C}, \quad (2.41)$$

onde:

- $V_{r(pp)}$ : valor de pico-a-pico da ondulação da tensão de saída do retificador;
- $V_{max}$ : valor de pico da tensão de saída do retificador;
- $f_r$ : frequência da ondulação da tensão de saída (dobro da frequência da tensão da rede, ou seja, 120 Hz);

- $R_L$ : resistência de carga;
- $C$ : capacitância do capacitor de filtro.

A tensão média de saída do retificador  $V_{DC}$  é calculada através da equação (2.42) (RASHID, 2006):

$$V_{DC} = V_{max} \cdot \left( 1 - \frac{1}{2f_r R_L C} \right). \quad (2.42)$$

O valor eficaz (ou RMS – *Root Mean Square*) da tensão de ondulação,  $V_{r(RMS)}$ , é dado pela equação (2.43) (RASHID, 2006):

$$V_{r(RMS)} = \frac{V_{max}}{2\sqrt{2}f_r R_L C}. \quad (2.43)$$

O fator de ondulação, ou fator de *ripple*,  $FR$ , é definido pela relação entre a o valor eficaz da tensão de ondulação e a tensão média de saída, sendo assim dado pela equação (2.44) (RASHID, 2006):

$$FR = \frac{V_{r(RMS)}}{V_{DC}} = \frac{1}{\sqrt{2}(2f_r R_L C - 1)}. \quad (2.44)$$

Pela equação (2.42) é possível concluir que quanto maior a capacitância do capacitor de filtro, menor a ondulação da tensão de saída. Se a capacitância  $C$  é suficientemente alta, o filtro capacitivo contribui para que a tensão na saída tenha uma ondulação bastante pequena. Há, porém, efeitos negativos devido ao filtro capacitivo, tais como:

- distorção harmônica da corrente de entrada  $i(t)$ , cuja forma de onda é não-senoidal, como mostra a Figura 2.65;
- baixo fator de potência;
- aumento da potência de perdas devido às harmônicas de corrente (efeito Joule, efeito pelicular, etc.);
- deformação da forma de onda da tensão, dependendo da amplitude do pico de corrente.

Quanto maior o valor do capacitor de filtro, menor o ângulo de condução  $\theta$ , maior o pico de corrente  $I_{max}$  e maiores os efeitos negativos já citados.

Também, os capacitores de filtro, geralmente eletrolíticos, devido às suas características construtivas, apresentam um pequeno valor de resistência elétrica denominada  $R_{se}$  (resistência série equivalente, ou na literatura em inglês *ESR – equivalent series resistance*). Tem-se que quando um capacitor é energizado e apresenta carga inicial nula, no instante da energização sua fonte o “enxerga” como sendo apenas a  $R_{se}$ . Assim, considerando o pior dos casos, em que um retificador é energizado no exato momento em que  $v_{ac}(t) = V_{max}$  e seu capacitor de filtro está descarregado, a corrente solicitada da rede no instante da energização, denominada corrente de *inrush*, é calculada por:

$$I_{inrush} = \frac{V_{max}}{R_{se}} . \quad (2.45)$$

Para capacitores eletrolíticos, maiores valores de capacitância implicam em valores da  $R_{se}$  mais baixos e, por consequência, possibilidade de valores mais altos de  $I_{inrush}$ , o que pode comprometer os diodos da ponte retificadora e o próprio capacitor, ou a médio ou longo prazo a diminuição do tempo de vida destes componentes.

Portanto, pode-se concluir que aumentar demasiadamente a capacitância de filtro para ter uma menor ondulação na tensão de saída não é a melhor solução, tendo em vista os efeitos colaterais no desempenho do retificador.

## 2.7.2 Fator de potência do retificador com filtro capacitivo

O fator de potência  $FP$  é definido como a relação entre a potência ativa  $P$  e a potência aparente  $S$  consumidas por um dispositivo ou equipamento, independentemente das formas que as ondas de tensão e corrente apresentem, desde que sejam periódicas (de período  $T$ ) (POMILIO, 2007). A equação (2.46) expressa esta definição:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int v(t) \cdot i(t) dt}{V_{RMS} \cdot I_{RMS}} , \quad (2.46)$$

onde  $v(t)$  e  $i(t)$  são os valores instantâneos de tensão e corrente em um dispositivo ou equipamento,  $V_{RMS}$  e  $I_{RMS}$  são os valores eficazes (ou RMS – *Root Means Square*).

Adequando para o caso do retificador com filtro capacitivo, o fator de potência é calculado pela equação (2.47):

$$FP = \frac{V_{DC} \cdot I_{DC}}{V_{RMS} \cdot I_{RMS}}, \quad (2.47)$$

sendo  $I_{DC} = V_{DC} / R_L$  a corrente média na resistência de carga.

O fator de potência também pode ser definido em função do valor eficaz da componente fundamental da corrente  $i(t)$ , denominada  $I_1$ , da corrente  $I_{RMS}$  e do ângulo de defasagem  $\phi_1$  entre  $I_1$  e a tensão  $v_{ac}(t)$ , como mostra a equação (2.48):

$$FP = \frac{I_1}{I_{RMS}} \cos \phi_1. \quad (2.48)$$

A corrente  $I_{RMS}$  também pode ser expressa em termos das componentes harmônicas, como traz a equação 2.50:

$$I_{RMS} = \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}, \quad (2.49)$$

onde  $n$  é a ordem da frequência harmônica múltipla da frequência fundamental e  $I_n$  é a amplitude da componente harmônica de ordem  $n$  da corrente.

A Distorção Harmônica Total, *THD* (*Total Harmonic Distortion*), é definida como a relação entre o valor eficaz das componentes harmônicas da corrente e o valor eficaz da componente fundamental da corrente, expressa pela equação 2.51.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1}. \quad (2.50)$$

Assim, combinando as equações 2.50 e 2.51 e substituindo na equação 2.49, o cálculo do fator de potência pode ser apresentado como a equação 2.52.

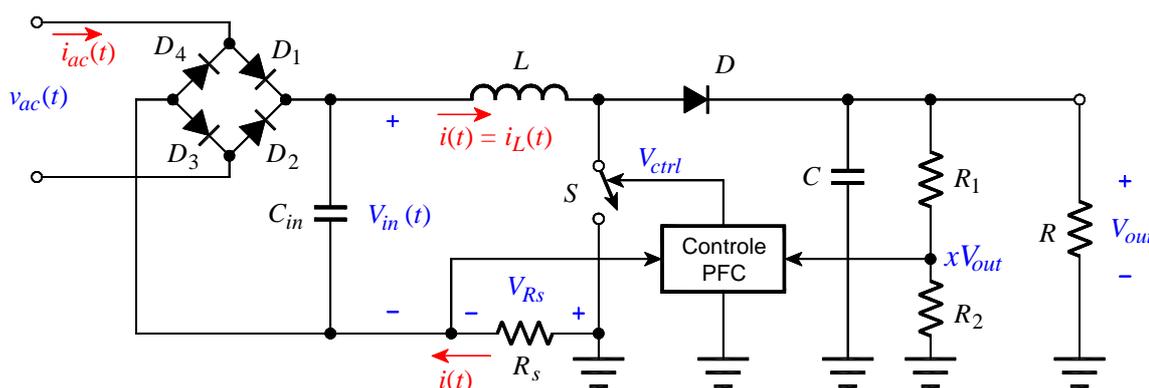
$$FP = \frac{\cos \phi_1}{\sqrt{1 + THD^2}}. \quad (2.51)$$

A partir da equação 2.52 fica evidente a influência da distorção harmônica da corrente no fator de potência. Quanto maior a distorção harmônica da corrente drenada da rede provocada pelo efeito do filtro capacitivo, menor o fator de potência do retificador.

### 2.7.3 Correção do fator de potência do retificador utilizando o conversor *Boost*

A correção do fator de potência (PFC – *Power Factor Correction*) de um retificador consiste em utilizar técnicas que auxiliem a diminuir a distorção na forma de onda da corrente de entrada  $i_{ac}(t)$ , tornando-a mais próxima de uma senóide, bem como diminuir o ângulo de defasagem entre a corrente  $i_{ac}(t)$  e a tensão de entrada  $v_{ac}(t)$ , elevando assim o fator de potência para o mais próximo da unidade.

Conversores DC/DC são comumente utilizados para efetuar a correção do fator de potência em fontes de tensão, sendo o conversor *Boost* uma das topologias mais presentes para este tipo de aplicação. A Figura 2.67 mostra um circuito retificador em ponte acoplado a um conversor *Boost* atuando como estágio de correção de fator de potência.



**Figura 2.67** – Retificador com conversor *Boost* para correção do fator de potência.

A topologia *Boost* apresenta os seguintes aspectos vantajosos para correção do fator de potência (POMILIO, 2007):

- a presença do indutor na entrada absorve variações bruscas na tensão de rede (“*spikes*”), de modo a não afetar o restante do circuito, além de facilitar a obtenção da forma desejada da corrente (senoidal);
- Energia é armazenada no capacitor de saída, o qual opera em alta tensão (visto que  $V_{out} > V_{in}$ ), permitindo valores relativamente menores de capacitância;
- O controle da forma de onda é mantido para todo valor instantâneo da tensão de entrada, inclusive o zero;
- Como a corrente de entrada não é interrompida (no modo de condução contínua), as exigências de filtros de EMI são minimizadas;

- O semicondutor de chaveamento  $S$  deve suportar uma tensão igual à tensão de saída e seu acionamento é simples, uma vez que pode ser feito por um sinal de baixa tensão referenciado ao potencial terra.

Como desvantagens, tem-se:

- O conversor posterior deve operar com uma tensão de entrada relativamente elevada;
- A posição do elemento de chaveamento não permite proteção contra curto-circuito na carga ou sobrecorrente;
- Não é possível isolamento entre entrada e saída.

Alguns esquemas de circuitos retificadores com conversor *Boost* PFC são apresentados sem capacitor de entrada. Já a Figura 2.67 mostra o circuito retificador dispondo de um capacitor de entrada  $C_{in}$  logo após a ponte retificadora, no entanto, esse deve ter um valor de capacitância bastante inferior ao utilizado para o retificador simples com filtro capacitivo. Com um valor pequeno de  $C_{in}$ , a forma de onda da tensão retificada  $V_{in}(t)$  é pulsante.

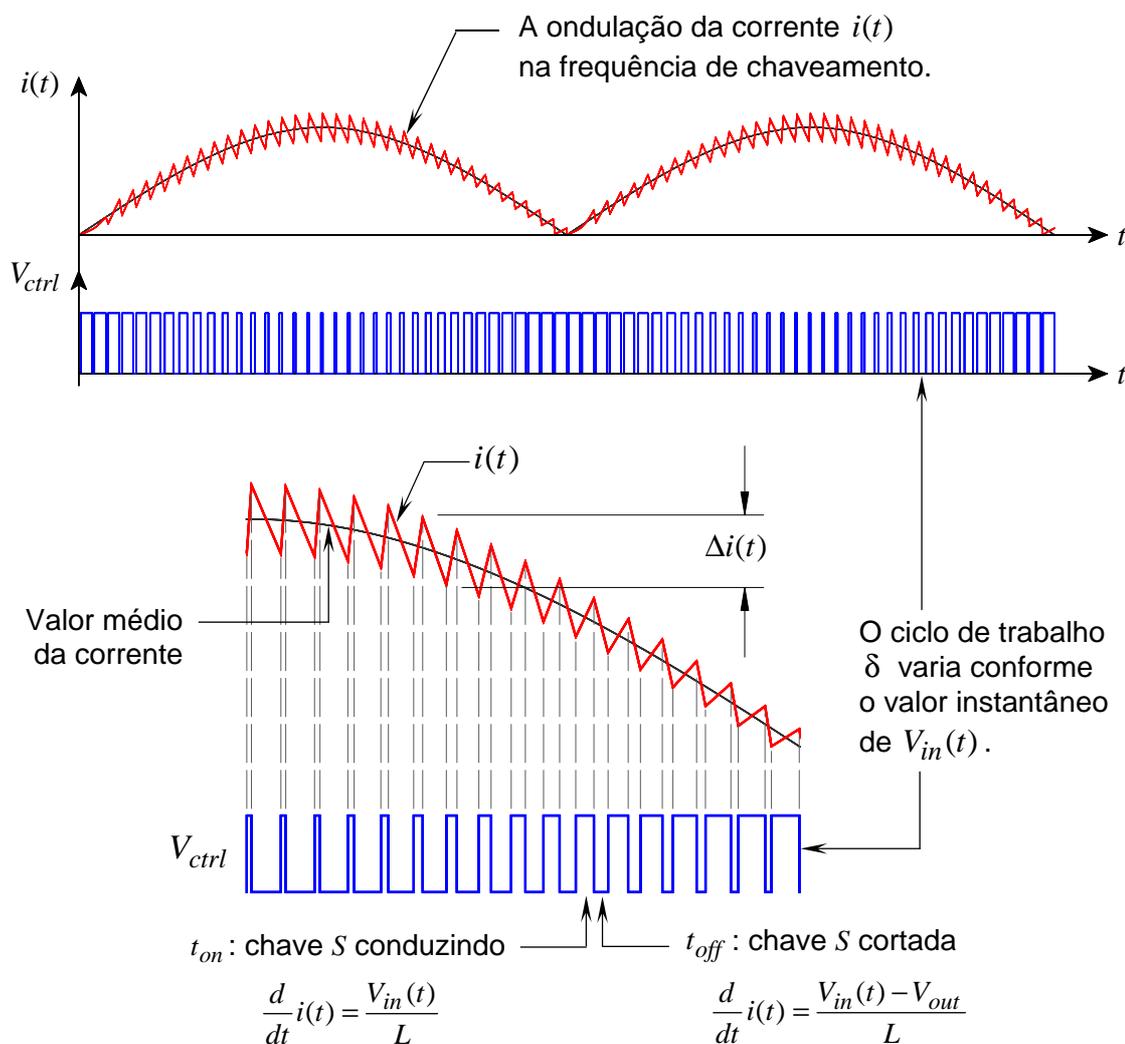
A função de transferência para o conversor *Boost* é:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - (t_{on} / T_s)} = \frac{1}{1 - \delta} \quad (2.52)$$

onde  $t_{on}$  é o intervalo de tempo em que a chave  $S$  está conduzindo,  $T_s$  é o período do sinal de controle de chaveamento  $V_{ctrl}$  e o ciclo de trabalho  $\delta$  definido pela relação  $t_{on} / T$ .

O princípio da correção do fator de potência, bem como da regulação da tensão de saída do conversor *Boost*, baseia-se no controle dos tempos de condução e corte da chave  $S$  e na energia armazenada no indutor  $L$  a cada ciclo de chaveamento. Existem diferentes estratégias de controle para correção de fator de potência, mas basicamente qualquer circuito de controle PFC consiste de duas malhas de realimentação. Uma malha de realimentação monitora a tensão de saída  $V_{out}$  e a outra monitora a corrente de entrada retificada  $i(t)$ . No exemplo da Figura 2.67,  $V_{out}$  é monitorada através de um divisor de tensão que leva a uma entrada do bloco de controle a fração  $xV_{out}$ , e  $i(t)$  é monitorada através de um resistor sensor de corrente  $R_s$  que leva à outra entrada do bloco de controle a tensão  $V_{R_s}$ . O sinal de chaveamento  $V_{ctrl}$ , que comanda o chaveamento de  $S$ , é gerado de modo que se tenha a tensão  $V_{out}$  regulada e que a corrente  $i(t)$  acompanhe a forma de onda e a fase da tensão retificada  $V_{in}(t)$ .

A Figura 2.68 mostra o comportamento da corrente  $i(t)$  de entrada do conversor, que é a mesma corrente no indutor  $i_L(t)$ , mediante um trem de pulsos do sinal de controle  $V_{ctrl}$ . Verifica-se que o valor médio da corrente  $i(t)$  acompanha o formato pulsante de uma senóide retificada e apresenta uma ondulação  $\Delta i(t)$  em alta frequência, que é a frequência de chaveamento de  $V_{ctrl}$ .



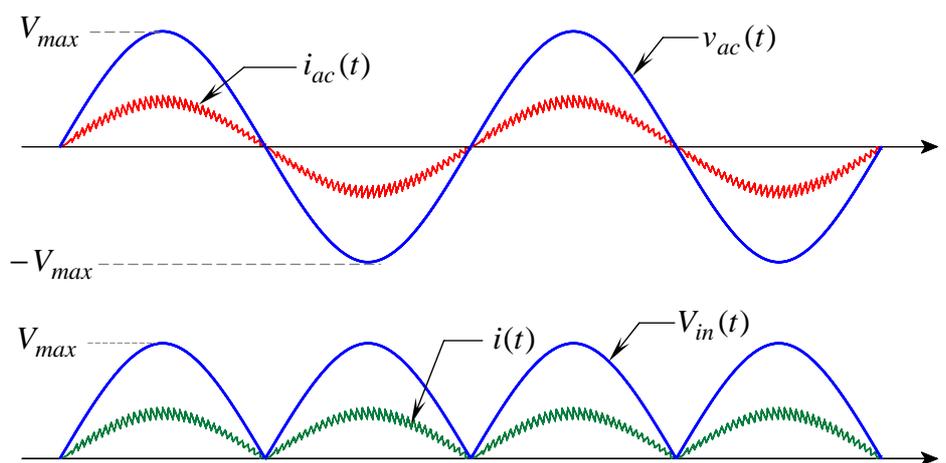
**Figura 2.68** – Forma de onda de  $i(t)$  com o trem de pulsos do sinal de controle  $V_{ctrl}$  e detalhe da ondulação  $\Delta i(t)$ .

Durante  $t_{on}$ , a tensão aplicada no indutor é igual a  $V_{in}(t)$  e a corrente no indutor  $i_L(t)$  cresce linearmente com inclinação  $V_{in}(t)/L$ . Já durante  $t_{off}$ , a tensão aplicada ao indutor é  $V_{in}(t) - V_{out}$ , e como para o conversor *Boost*  $V_{out} > V_{in}$ ,  $i_L(t)$  decresce linearmente com inclinação  $(V_{in}(t) - V_{out})/L$ . Como  $V_{in}(t)$  é pulsante, a cada instante em que ocorre a condução ou o corte de  $S$ , o valor instantâneo da tensão aplicada no indutor é diferente. Para manter a ondulação da corrente no indutor dentro de uma faixa

determinada e a tensão  $V_{out}$  regulada, o bloco de controle do conversor modula o sinal  $V_{ctrl}$  conforme o valor de  $V_{in}(t)$  no instante em que ocorre a comutação, por isso  $t_{on}$  é maior quando  $V_{in}(t)$  tem valor baixo e menor para valores mais altos de  $V_{in}(t)$ . É possível chegar a essa conclusão analisando a equação 2.53: com  $V_{in}(t)$  variando, para manter a relação  $V_{out}/V_{in}$  constante é necessário variar o ciclo de trabalho  $\delta$ .

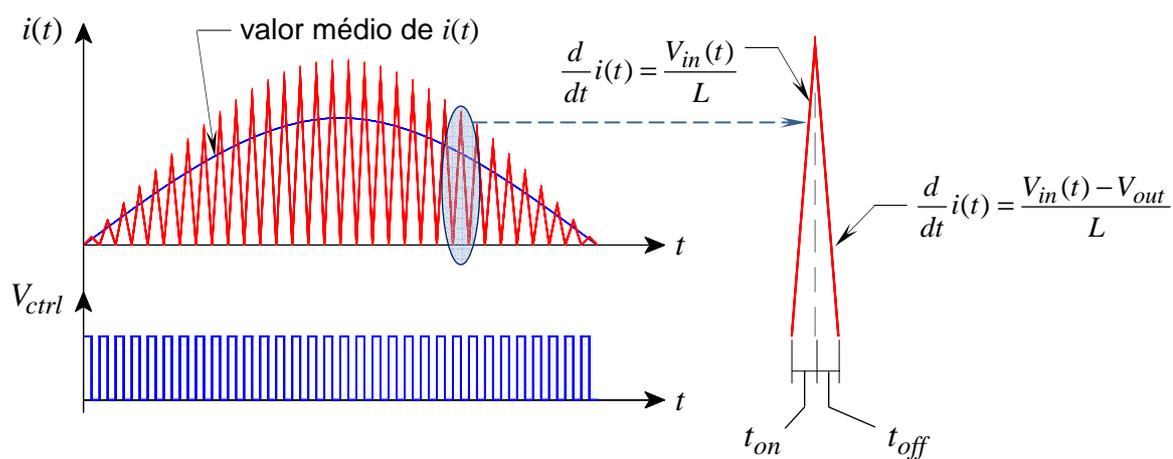
Como a corrente retificada  $i(t)$  tende a acompanhar a forma da onda e a fase da tensão de entrada  $V_{in}$  e conseqüentemente a corrente drenada da rede  $i_{ac}(t)$  tende a acompanhar a forma de onda senoidal e a fase da tensão  $v_{ac}(t)$ . Isto pode ser visualizado na Figura 2.69.

As formas de onda mostradas nas Figuras 2.68 e 2.69 referem-se ao conversor *Boost* operando no modo de condução contínua, porém o controle PFC também pode atuar nos modos de condução descontínua e condução crítica.



**Figura 2.69** – Formas de onda da tensão e corrente de entrada do retificador ( $v_{ac}(t)$  e  $i_{ac}(t)$ ) e da tensão e corrente de entrada do conversor *Boost* ( $V_{in}(t)$  e  $i(t)$ ).

No modo de condução descontínua,  $i(t)$  apresenta crescimento com inclinação bastante acentuada  $V_{in}(t)/L$  durante  $t_{on}$  e também queda bastante acentuada  $(V_{in}(t)-V_{out})/L$  dentro do intervalo  $t_{off}$ , sendo que  $i(t)$  torna-se nula antes do término de  $t_{off}$ . O modo de condução crítica diferencia-se do modo de condução descontínua apenas pelo fato de  $i(t)$  chegar à zero no exato instante em que termina o intervalo  $t_{off}$  e inicia o intervalo  $t_{on}$  do próximo ciclo de chaveamento. A Figura 2.70 mostra a forma de onda de  $i(t)$  para o modo de condução crítica. Os picos de  $i(t)$  variam de acordo com a variação da amplitude de  $V_{in}(t)$  e o valor médio da corrente acompanha a forma de onda de  $V_{in}(t)$ .



**Figura 2.70** – Forma de onda de  $i(t)$  para um conversor *Boost* PFC operando no modo de condução crítica.

### 3 PROJETO DO CONVERSOR ESTÁTICO

O primeiro passo para projetar um circuito conversor é determinar quais os seus parâmetros de operação e desempenho. Para isto, é necessário conhecer as exigências da carga, que neste caso são LEDs de potência; também é necessário conhecer as exigências da aplicação, neste trabalho, uma luminária de iluminação pública.

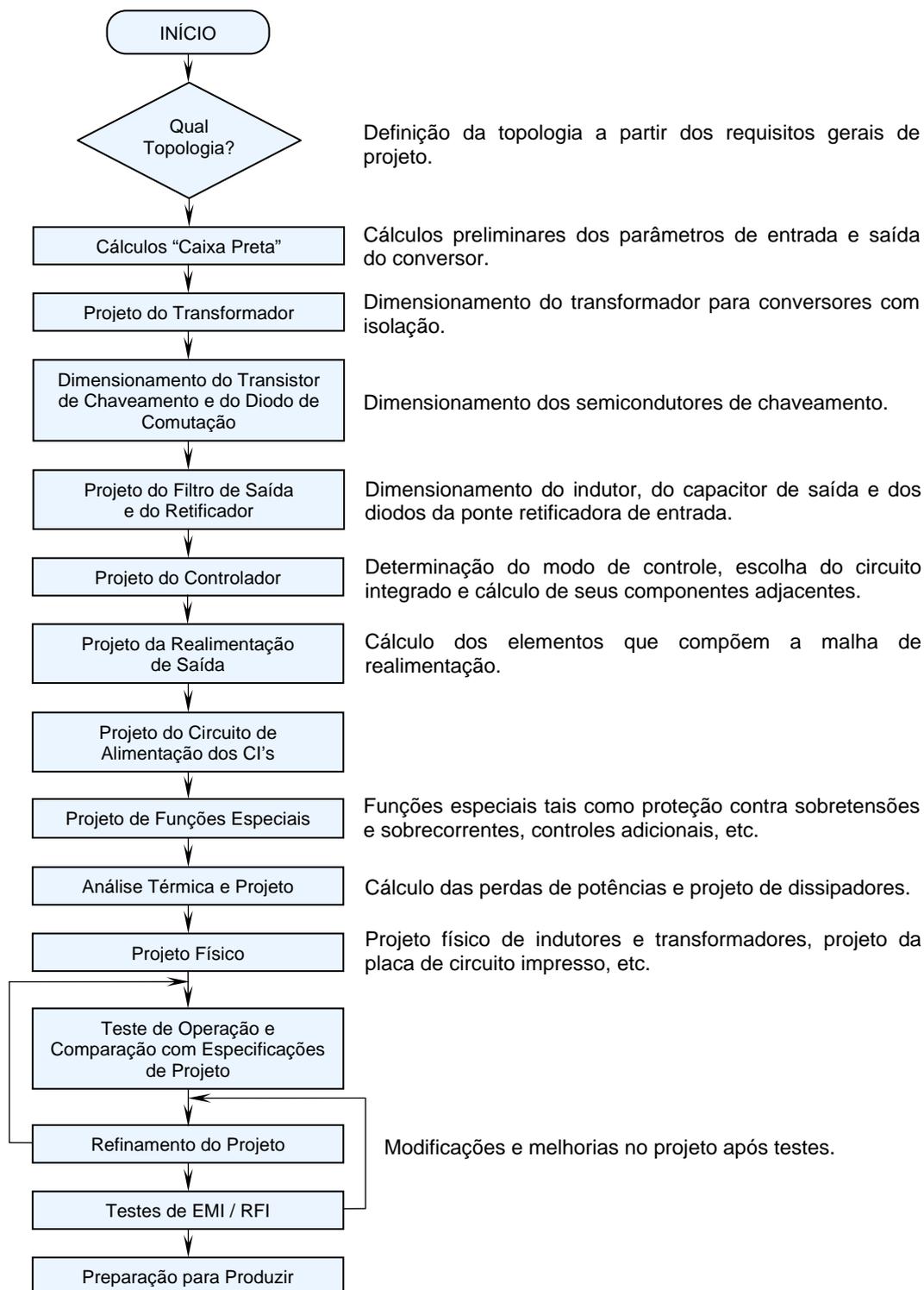
Um LED de potência típico disponível atualmente no mercado emite um fluxo luminoso de 100 lm quando percorrido por uma corrente contínua de 350 mA, ou 700 mA dependendo do modelo de LED, dissipando uma potência de 1 W, o que corresponde a uma eficiência energética de 100 lm/W. Portanto, para que um LED emita seu fluxo luminoso nominal, por ele deve circular a sua corrente nominal.

Os LEDs com potências maiores, porém, no atual “estado da arte”, têm eficiência energética menor que o de 1 W, pelo fato de operarem a temperaturas maiores justamente por conta da potência, sendo a temperatura um dos principais fatores que limitam o fluxo luminoso emitido por um dispositivo de estado sólido.

Algumas características do conversor a ser projetado já podem ser mencionadas:

- Conversor chaveado PWM com alta eficiência;
- Alto fator de potência, se possível unitário;
- Possibilidade da tensão de alimentação variar entre 90 Vac e 230 Vac (valores RMS);
- Simples e com baixo custo, com circuito utilizando o menor número de componentes possível;
- O conversor deve operar como uma fonte de corrente controlada;
- Os LEDs devem estar em série, de modo a garantir que a mesma corrente circule por todos os LEDs e, idealmente, que eles brilhem na mesma intensidade, operem na mesma temperatura e sofram o mesmo desgaste;
- Mesmo que algum LED (ou alguns LEDs) se danifique(m) com o rompimento da junção, outros LEDs ainda em bom estado devem continuar operando;
- O tempo de vida útil do conversor deve ser maior que o estimado para os LEDs, o que implica baixa manutenção;
- Possibilidade de controle de luminosidade.

O fluxograma da Figura 3.1 traz uma metodologia de projeto e testes para conversores chaveados e que serve de referência para este trabalho. Esta metodologia pode ser aplicada a qualquer conversor, porém, dependendo da topologia e da estratégia de controle, algumas etapas podem ser desconsideradas.



**Figura 3.1** – Fluxograma da metodologia de projeto e implementação para conversores chaveados (adaptado de Brown (2001)).

A partir do momento em que são conhecidas as exigências da aplicação para um conversor estático, o próximo passo é a execução de um anteprojeto. A forma mais fácil de iniciar um projeto é esboçá-lo como um diagrama de blocos, pois assim é possível através de um desenho simples ter uma visão geral do circuito/sistema, entender quais os blocos necessários, a função de cada bloco. O passo seguinte, o projeto mais detalhado de cada bloco e das interfaces entre blocos, fica assim facilitado.

### 3.1 Anteprojeto do circuito conversor proposto

Na etapa do anteprojeto, a primeira tarefa é desenhar o diagrama em blocos do conversor estático para alimentar LEDs de potência, tendo em vista os requisitos para o conversor já descritos.

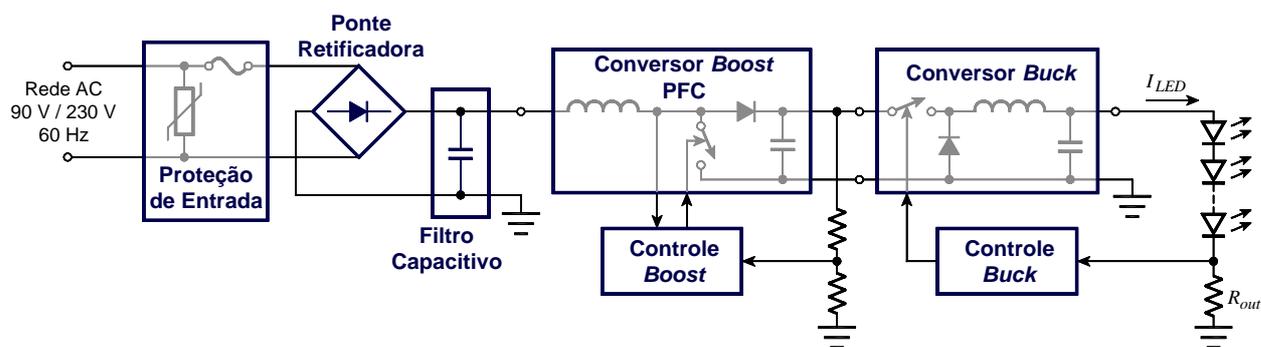
Como a luminária de IP recebe alimentação de tensão alternada via rede de distribuição e os LEDs operam com corrente contínua, um bloco retificador é necessário. Porém, um retificador com filtro capacitivo simples não garantiria a condição de alto fator de potência para o conversor, assim, deve-se incluir uma etapa para correção do fator de potência, e como o conversor *Boost* é um dos mais utilizados para esta finalidade, de antemão pode-se adotar esta topologia, que também satisfaz as condições de número reduzido de componentes e menor custo em relação a outras topologias. Para proteção do conversor, antes da ponte retificadora inclui-se um fusível e um varistor.

O fato de se adotar um conversor chaveado possibilita que a tensão de alimentação da rede varie entre valores distintos, pois o controle de chaveamento trata de manter a tensão de saída contínua e regulada. Neste projeto deseja-se que o conversor trabalhe na faixa de 90 Vac a 230 Vac, ou seja, o conversor pode funcionar tanto com alimentação monofásica (fase-neutro) como bifásica (fase-fase).

O conversor *Boost* PFC deve obrigatoriamente ter em sua saída uma tensão regulada maior que a máxima tensão retificada aplicada em sua entrada, ou seja, maior que  $230 \cdot \sqrt{2} = 325,27$  V. Uma alta tensão de saída do conversor obrigaria ligar muitos LEDs em série, o que não seria interessante, pois bastaria que apenas um LED se rompa para que toda a sequência de LEDs fique fora de operação. A solução seria utilizar uma sequência com menor número de LEDs, porém, tem-se deste modo a necessidade de diminuir a tensão aplicada à sequência de LEDs. Isto implica na utilização de mais um bloco ligado ao conversor *Boost* para diminuir a tensão aplicada aos LEDs, podendo ser adotado o conversor *Buck*, que também é uma topologia mais simples e com menor custo de implementação em relação a outras topologias de conversores chaveados. O

circuito de controle deste conversor *Buck* deve ser projetado de tal forma que o laço de realimentação monitore a corrente que circula pelos LEDs, de modo a fazer com que o conversor atue como uma fonte de corrente.

A Figura 3.2 mostra o diagrama em blocos para o conversor que representa essa primeira idéia do anteprojeto.



**Figura 3.2** – Diagrama em blocos do conversor ilustrando a idéia do anteprojeto.

Luminárias de iluminação pública podem ser montadas em alturas diversas e ter potências diversas, conforme o tipo de via a ser iluminada e de acordo com os critérios estabelecidos na norma NBR 5101/1992. Por conta disso, existem modelos de lâmpadas HID utilizadas para iluminação pública disponíveis em várias potências, bem como os reatores e ignitores adequados a cada potência de lâmpada.

O sistema de iluminação com LEDs pode apresentar mais uma vantagem em relação aos sistemas com lâmpadas HID, pois o conversor pode ser composto por módulos idênticos. Cada módulo alimenta uma quantidade determinada de LEDs e o número de módulos será função da potência total da luminária. Diferentemente dos reatores e ignitores, que demandam projetos diferentes e componentes diversos para cada potência, para o sistema com LEDs não haveria a necessidade de projetos diversos. Isto representaria uma grande economia em horas de engenharia e, com componentes padronizados, o custo de produção em larga escala poderia ser baixo, o que permitiria comercializar luminárias com custo bem menor que as mais utilizadas atualmente.

A partir da idéia do conversor composto por módulos, pode-se redesenhar o diagrama em blocos da Figura 3.2, transformando-o no diagrama de blocos da Figura 3.3, em que cada módulo consiste de um conversor *Boost* para correção do fator de potência associado a um conversor *Buck* atuando como um regulador de corrente, alimentando uma associação de LEDs de potência em série.

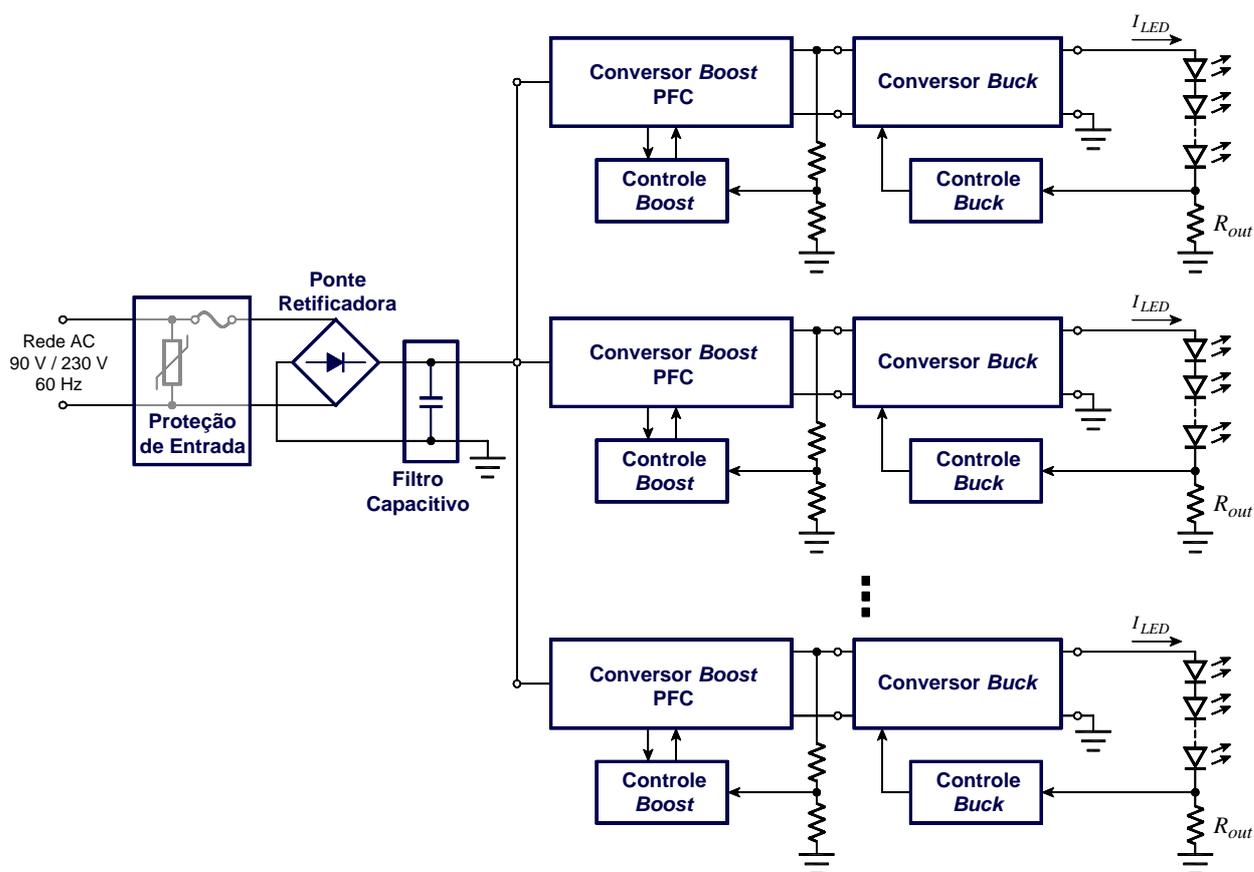


Figura 3.3 – Diagrama em blocos do conversor composto por  $n$  módulos.

### 3.2 Projeto do circuito conversor proposto

Definidos seus blocos constituintes, pode-se efetuar o projeto mais detalhado do conversor. A seguinte nomenclatura é adotada para os índices das variáveis envolvidas nas equações de projeto:

- $nom$  : indica o valor nominal da variável;
- $max$  : indica o valor máximo da variável;
- $min$  : indica o valor mínimo da variável;
- $avg$  : indica o valor médio (*average*) da variável;
- $pk$  : indica o valor de pico (*peak*) da variável;
- $RMS$  : indica o valor eficaz da variável;
- $bk$  : indica que a grandeza se refere ao conversor *Buck*;
- $bst$  : indica que a grandeza se refere ao conversor *Boost*;
- $ac$  : indica que a grandeza é alternada proveniente da rede elétrica.

### 3.2.1 Projeto do conversor *Buck*

#### 3.2.1.1 Cálculos “caixa-preta” para o conversor *Buck*

A etapa de cálculos “caixa-preta”, indicada no fluxograma da Figura 3.1, é assim chamada pelo fato do conversor a ser projetado poder ser visto como uma “caixa preta”, como mostra a Figura 3.4, em que se pretende determinar os parâmetros de entrada e saída do conversor (tensão, corrente e potência), sem ainda a preocupação do projeto dos componentes e parâmetros do interior da “caixa”.



Figura 3.4 – O conversor visto como uma caixa preta.

#### ■ Tensão de entrada $V_{in(bk)}$

A tensão de entrada do conversor *Buck*  $V_{in(bk)}$  é proveniente de um conversor *Boost*. Deseja-se que o valor RMS máximo da tensão AC na entrada do conversor *Boost* seja 230 V, assim o valor máximo de tensão retificada aplicada à entrada do conversor *Boost* é:

$$V_{in(bst)(\max)} = 230 \cdot \sqrt{2} = 325,27 \text{ V} .$$

Como o conversor *Boost* é elevador, a tensão em sua saída deve ser superior a 325,27 V. Assim, adotando como tensão de saída para o conversor *Boost*, que equivale à tensão de entrada do conversor *Buck*:

$$V_{in(bk)} = 380 \text{ V} ,$$

adotando-se também a faixa que esta tensão pode variar em  $\pm 20 \text{ V}$ , tem-se:

$$V_{in(bk)(\max)} = 380 + 20 = 400 \text{ V} ,$$

$$V_{in(bk)(\min)} = 380 - 20 = 360 \text{ V} .$$

■ Corrente de saída  $I_{out(bk)}$

A corrente  $I_{out(bk)}$  deve ser igual à corrente nominal que circula pela sequência de LEDs em série ligada à saída do conversor, portanto:

$$I_{out(bk)} = 350 \text{ mA} .$$

■ Resistor sensor de corrente  $R_{out}$

Analisando a Figura 3.2, verifica-se que o resistor  $R_{out}$  deve atuar como sensor da corrente que circula pela sequência de LEDs alimentada pelo conversor. A intensidade da corrente nos LEDs é monitorada através da queda de tensão neste resistor, denominada  $V_{Rout}$ , sendo esta a tensão de realimentação, aplicada à entrada do circuito de controle. Este resistor deve ter pequeno valor ôhmico e dissipar uma baixa potência. Adotando  $V_{Rout} = 0,7 \text{ V}$ , calcula-se o valor de  $R_{out}$ :

$$R_{out} = \frac{V_{Rout}}{I_{out(bk)}} \quad (3.1)$$

$$R_{out} = \frac{0,7}{350 \times 10^{-3}} = 2 \text{ } \Omega ,$$

e a potência dissipada neste resistor:

$$P_{R_{out}} = R_{out} \cdot (I_{out(bk)})^2 \quad (3.2)$$

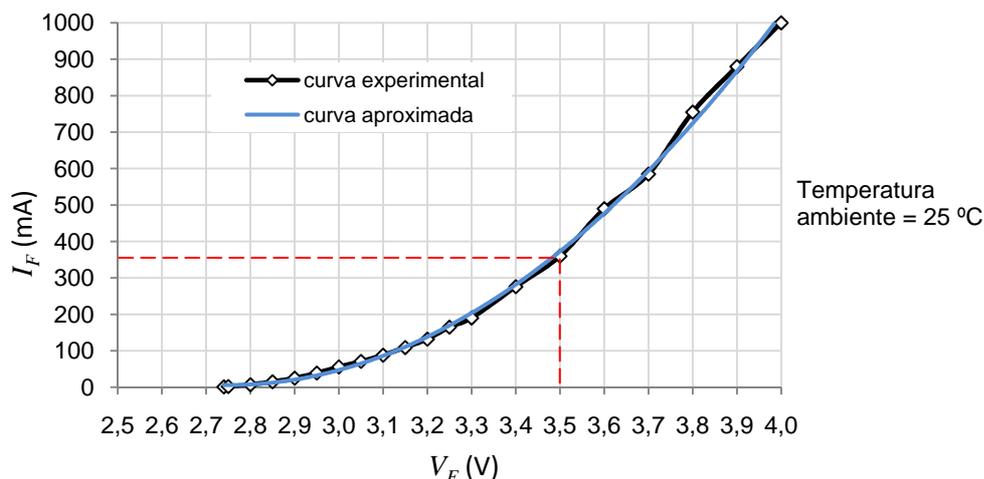
$$P_{R_{out}} = 2 \cdot (350 \times 10^{-3})^2 = 245 \text{ mW}.$$

Adota-se portanto:

$$R_{out} = 2 \text{ } \Omega / \frac{1}{2} \text{ W}.$$

■ Tensão de saída  $V_{out(bst)}$

Deseja-se que um módulo seja composto por 50 LEDs brancos de 1 W cada em série. A figura 3.3 mostra a curva característica  $I_F \times V_F$  levantada experimentalmente para um LED de 1 W. A partir da curva, verifica-se que circula pelo LED a corrente nominal  $I_F = 350 \text{ mA}$  quando a tensão direta  $V_F$  no LED é aproximadamente 3,5 V. A potência dissipada pelo LED é, nesta condição, 1,225 W.



**Figura 3.5** – Curva característica de um LED de 1 W.

Assim, sendo  $n_{LED}$  o número considerado na sequência de LEDs, a tensão de saída  $V_{out(bk)(nom)}$  é calculada por:

$$V_{out(bk)(nom)} = V_{F(LED)} \cdot n_{LED} + V_{R_{out}} \quad (3.3)$$

$$V_{out(bk)(nom)} = 3,5 \cdot 50 + 0,7 = 175,7 \text{ V} \cong 176 \text{ V}.$$

Pode-se admitir que a tensão de saída possa atingir um valor acima do valor nominal, e assim adota-se:

$$V_{out(bk)(max)} \cong 200 \text{ V}.$$

O circuito de controle deve ser projetado de modo a permitir que  $V_{out(bk)(max)}$  seja 200V.

#### ■ Potência de saída $P_{out(bk)}$

Calcula-se a seguir os valores nominal e máximo da potência entregue à saída  $P_{out(bk)}$ :

$$P_{out(bk)(nom)} = V_{out(bk)(nom)} \cdot I_{out(bk)} \quad (3.4)$$

$$P_{out(bk)(nom)} = 176 \cdot (350 \times 10^{-3}) = 61,6 \text{ W}.$$

$$P_{out(bk)(max)} = V_{out(bk)(max)} \cdot I_{out(bk)} \quad (3.5)$$

$$P_{out(bk)(max)} = 200 \cdot (350 \times 10^{-3}) = 70 \text{ W}.$$

■ Potência de entrada  $P_{in(bk)}$

Para calcular a potência de entrada  $P_{in(bk)}$ , é estimado um valor de eficiência  $\eta$  para o conversor. Normalmente adota-se um valor de eficiência em torno de 90%. Assim, com  $\eta = 90\%$ , o cálculo fica:

$$P_{in(bk)} = \frac{P_{out(bk)}}{\eta} \quad (3.6)$$

$$P_{in(bk)(max)} = \frac{70}{0,9} \cong 78 \text{ W.}$$

$$P_{in(bk)(nom)} = \frac{61,6}{0,9} \cong 68,4 \text{ W.}$$

■ Corrente média máxima de entrada  $I_{in(bk)(avg\_max)}$

A corrente média máxima de entrada é a relação entre a potência máxima de entrada e a tensão mínima de entrada. Assim:

$$I_{in(bk)(avg\_max)} = \frac{P_{in(bk)(max)}}{V_{in(bk)(min)}} \quad (3.7)$$

$$I_{in(bk)(avg\_max)} = \frac{78}{360} = 216,67 \text{ mA.}$$

### 3.2.1.2 Dimensionamento do transistor de chaveamento e do diodo de comutação

■ Seleção do transistor de chaveamento

O MOSFET tem sido o semicondutor de chaveamento mais utilizado atualmente, pois é capaz de comutação em frequências bastante altas e apresenta uma resistência entre dreno e fonte durante condução  $r_{DS(on)}$  reduzida.

Para a topologia *Buck*, o MOSFET deve atender as seguintes exigências (ON SEMICONDUCTOR, 1999):

$$\begin{aligned} V_{DSS} > V_{in(bk)(max)} &\Rightarrow V_{DSS} > 387 \text{ V} \\ I_{D(max)} > I_{out(bk)} &\Rightarrow I_{D(max)} > 350 \text{ mA} \end{aligned}$$

Para atender tais exigências, o MOSFET adotado é o IRF840.

### ■ Seleção do diodo de comutação

Já o diodo de comutação deve ser do tipo ultra-rápido, que apresenta tempo de comutação bastante reduzido, uma vez que o diodo deve conduzir e cortar alternadamente com o transistor de chaveamento em uma frequência alta.

De fato, diodo e transistor de chaveamento não podem estar de maneira alguma em condução ao mesmo tempo, o que colocaria a entrada praticamente em curto-circuito, tendo em vista a baixa resistência em condução que o MOSFET e o diodo apresentam. Se o diodo não é suficientemente rápido, tal condição pode ocorrer, causando danos no conversor. Também, com um tempo de comutação muito pequeno, as perdas por chaveamento são reduzidas.

Outras condições que o diodo deve satisfazer (ON SEMICONDUCTOR, 1999):

$$\begin{aligned} V_{R(\max)} > V_{in(bk)(\max)} &\Rightarrow V_{R(\max)} > 387 \text{ V} \\ I_{F(\max)} > I_{out(bk)} &\Rightarrow I_{F(\max)} > 350 \text{ mA.} \end{aligned}$$

Para atender tais exigências, o diodo de comutação adotado é o UF5406.

#### 3.2.1.3 Projeto do filtro de saída

O projeto do filtro de saída consiste no dimensionamento do indutor e do capacitor do conversor *Buck*. Porém, antes de efetuar os cálculos para determinar os valores de tais componentes, deve-se conhecer o ciclo de trabalho  $\delta$  e a frequência de chaveamento  $f$ .

Nas equações obtidas através da análise apresentada no Capítulo 2 para o conversor *Buck*, os componentes foram considerados ideais. Porém, como os valores de queda de tensão que o MOSFET e o diodo apresentam no estado de condução são muito menores que as amplitudes das tensões de entrada e saída consideradas neste projeto, tais equações podem ser utilizadas.

### ■ Determinação da frequência de chaveamento

A frequência de chaveamento deve ser suficientemente alta de modo a fazer com que o indutor e o capacitor tenham, respectivamente, valores de indutância e capacitância reduzidos, assim como suas dimensões. Porém, as perdas ocasionadas pelo chaveamento, assim como o tempo de resposta do MOSFET utilizado, limitam a frequência de chaveamento. Também, a frequência de chaveamento deve estar dentro

da faixa de trabalho do circuito integrado de controle. Um valor conveniente para a frequência de chaveamento e adotado neste projeto é:

$$f = 100 \text{ kHz.}$$

■ Ciclo de trabalho  $\delta_{bk}$

São calculados os ciclos de trabalho nominal, mínimo e máximo.

$$\delta_{bk(\text{nom})} = \frac{V_{out(bk)(\text{nom})}}{V_{in(bk)(\text{nom})}} \quad (3.8)$$

$$\delta_{bk(\text{nom})} = \frac{176}{380} = 0,463 \text{ ou } 46,3\%$$

$$\delta_{bk(\text{min})} = \frac{V_{out(bk)(\text{min})}}{V_{in(bk)(\text{max})}} \quad (3.9)$$

$$\delta_{bk(\text{min})} = \frac{176}{400} = 0,44 \text{ ou } 44\%$$

$$\delta_{bk(\text{max})} = \frac{V_{out(bk)(\text{max})}}{V_{in(bk)(\text{min})}} \quad (3.10)$$

$$\delta_{bk(\text{max})} = \frac{200}{360} = 0,556 \text{ ou } 55,6\%$$

■ Cálculo da Indutância

Para o cálculo da indutância utiliza-se a equação 2.15, que rearranjada fica:

$$L_{bk} = \frac{(1 - \delta_{bk})}{f \cdot \Delta i_{L(bk)}} V_{out(bk)} \quad (3.11)$$

Todos os parâmetros para o cálculo de  $L$  são conhecidos, exceto a ondulação da corrente no indutor  $\Delta i_{L(bk)}$ . Pela equação 3.11 é possível perceber que a indutância é inversamente proporcional à ondulação da corrente no indutor. Deve-se dimensionar  $L$  de modo que  $\Delta i_{L(bk)}$  não seja exageradamente alta, mas também não é conveniente utilizar um valor de  $L$  muito alto, pois assim o indutor ficaria com maiores dimensões físicas e mais caro. O fator de ondulação para a corrente no indutor é dado pela equação 3.12:

$$r = \frac{\Delta i_L}{I_L}, \quad (3.12)$$

onde  $I_L$  é a corrente média no indutor. Segundo Maniktala (2004), o conversor opera em uma condição otimizada ao adotar  $r = 0,4$ , e assim pode-se determinar  $\Delta i_L$ . Deste modo, a partir da equação 3.12, sendo  $I_{L(bk)} = I_{out}$ , calcula-se  $\Delta i_{L(bk)}$ :

$$\Delta i_{L(bk)} = r \cdot I_{L(bk)} = 0,4 \cdot 350 \times 10^{-3} = 140 \text{ mA},$$

e considerando o valor mínimo do ciclo de trabalho, determina-se o valor da indutância a partir da equação 3.11:

$$L_{bk} = \frac{(1-0,44)}{(100 \times 10^3) \cdot (140 \times 10^{-3})} \cdot 176 = 7 \text{ mH}.$$

#### ■ Cálculo da Capacitância

Existem diferentes critérios para a determinação da capacitância. O primeiro critério aqui considerado utiliza a equação 2.18, que rearranjada fica:

$$C_{bk} = \frac{\Delta i_{L(bk)}}{8f \Delta V_{out(bk)}}. \quad (3.13)$$

Admitindo que a tensão de ondulação seja 2% da tensão de saída, tem-se:

$$\Delta V_{out(bk)} = 0,02 \cdot V_{out(bk)} = 0,02 \cdot 176 = 3,52 \text{ V},$$

e utilizando a equação 3.13, o cálculo da capacitância fica:

$$C_{bk} = \frac{140 \times 10^{-3}}{8 \cdot (100 \times 10^3) \cdot 3,52} = 49,7 \text{ nF}.$$

Para conversores chaveados, geralmente utiliza-se o capacitor de saída do tipo eletrolítico. Na prática, o valor da tensão de ondulação tende a ser bem mais elevado por conta da resistência série equivalente  $R_{se}$  do capacitor. Capacitores eletrolíticos com maiores valores de capacitâncias possuem menores valores de  $R_{se}$ , por isso normalmente se adota um valor de capacitância bem maior que o obtido através da equação 3.13.

O outro critério para a determinação da capacitância consiste em calcular a  $R_{se}$  através da equação 3.14, apresentada por Maniktala (2004), para depois escolher um capacitor que apresente tal valor de  $R_{se}$ .

$$\Delta V_{out} = \frac{1}{2} I_{out} \cdot r \cdot R_{se}$$

$$R_{se} = \frac{2 \cdot \Delta V_{out}}{I_{out} \cdot r} \quad (3.14)$$

Utilizando a equação 3.14:

$$R_{se} = \frac{2 \cdot 3,52}{350 \times 10^{-3} \cdot 0,4} = 50,29 \, \Omega .$$

É também uma prática comum utilizar capacitores em paralelo, cuja capacitância equivalente é a soma de suas capacitâncias e a resistência equivalente o paralelo entre suas  $R_{se}$ . Deste modo, a  $R_{se}$  equivalente é menor se comparada à de um capacitor apenas. Consultando o manual do fabricante Epcos (2008), adota-se os capacitores em paralelo:

$$C_{bk} = 2 \times 2,2 \, \mu\text{F} / 250\text{V}.$$

Neste projeto, a capacitância é adotada a partir do critério que leva em consideração a  $R_{se}$ , portanto  $C_{bk} = 4,4 \, \mu\text{F}$ . A  $R_{se}$  máxima de cada capacitor é  $85 \, \Omega$ , e o equivalente em paralelo fica  $42,5 \, \Omega$ . Levando em conta que a ondulação da corrente no capacitor é praticamente igual à ondulação da corrente no indutor, o valor da tensão de ondulação de saída fica:

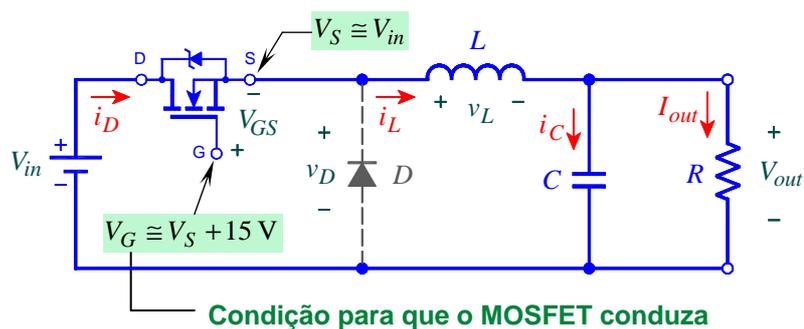
$$\Delta V_{out} = \Delta i_C \cdot R_{se} = (140 \times 10^{-3})(42,5) = 5,95 \, \text{V}.$$

#### 3.2.1.4 Circuito integrado de controle e realimentação de saída.

É possível projetar a malha de realimentação e controle para gerar o sinal PWM a partir de componentes discretos e amplificadores operacionais. Existem, no entanto, disponíveis no mercado diversos CI's específicos para o controle em conversores estáticos chaveados, seja utilizando PWM ou outras técnicas. Neste projeto o CI escolhido é o TL494. A metodologia utilizada para o projeto do circuito de controle e

realimentação com o TL494, bem como os detalhes sobre este circuito integrado são apresentados em Griffith (2005).

Para o conversor *Buck*, no entanto, há uma dificuldade adicional em controlar o MOSFET, pois seu terminal Fonte não está referenciado ao potencial terra, mas sim em um ponto onde o potencial fica fluando. Para que o MOSFET conduza, é necessário garantir que a tensão  $V_{GS}$ , entre os terminais Porta (*Gate* – G) e Fonte (*Source* – S), seja entre 10 V e 15 V, como mostra a Figura 3.6.



**Figura 3.6** – Condição para garantir a condução de um MOSFET em um conversor *Buck*.

Durante a condução do MOSFET, desprezando a queda de tensão  $V_{DS}$  entre os terminais Dreno (*Drain* – D) e Fonte (*Source* – S), o potencial do terminal Fonte em relação ao terra é  $V_S = V_{in}$ . Portanto, para que a tensão  $V_{GS}$  seja, por exemplo, 15 V, o potencial  $V_G$  do terminal Porta em relação ao terra deve ser  $V_{in} + 15$  V.

Para garantir esta condição de  $V_{GS} \cong 15$  V, deve-se utilizar um circuito *Gate Driver*, e o CI escolhido para este projeto é o IR2125. O esquemático do circuito para o IR2125 e os detalhes sobre este circuito integrado são apresentados em Kiraly (sem data) e International Rectifier (2004).

### 3.2.2 Projeto do retificador com conversor *Boost* para correção do fator de potência

#### 3.2.2.1 Cálculos “caixa preta” para o retificador com conversor *Boost* PFC

##### ■ Tensão de entrada

A tensão de entrada do conversor *Boost* é a tensão retificada pela ponte de diodos. Esta ponte recebe a tensão senoidal fornecida pela rede, e deseja-se que o conversor

possa ser alimentado em uma faixa de tensão que varia de 90 V a 230 V, sendo estes valores RMS de tensão. O valor nominal da tensão de alimentação adotado é 220 V. Assim, calculando os valores de pico mínimo, máximo e nominal da tensão de entrada do conversor *Boost*:

$$V_{in(bst)(pk\_min)} = 90 \cdot \sqrt{2} = 127,28 \text{ V} ,$$

$$V_{in(bst)(pk\_max)} = 230 \cdot \sqrt{2} = 325,27 \text{ V} .$$

$$V_{in(bst)(pk\_nom)} = 220 \cdot \sqrt{2} = 311,13 \text{ V} .$$

■ Tensão de saída  $V_{out(bst)}$

A tensão de saída para o conversor *Boost*  $V_{out(bst)}$  é igual à tensão de entrada do conversor *Buck*, sendo:

$$V_{out(bst)(nom)} = 380 \text{ V} ,$$

$$V_{out(bst)(min)} = 360 \text{ V} ,$$

$$V_{out(bst)(max)} = 400 \text{ V} .$$

■ Corrente média máxima de saída  $I_{out(bst)(avg\_max)}$

A corrente média máxima de saída do conversor *Boost*  $I_{out(bst)(avg\_max)}$ , deve ser igual à corrente média máxima de entrada do conversor *Buck*,  $I_{in(bk)(avg\_max)}$ , ou seja:

$$I_{out(bst)(avg\_max)} = 216,67 \text{ mA} .$$

■ Potência de saída  $P_{out(bst)}$

As potências máxima e nominal de saída para o conversor *Boost* devem ser iguais às potências máxima e nominal de entrada para o conversor *Buck*. Assim:

$$P_{out(bst)(max)} = P_{in(bk)(max)} = 78 \text{ W} .$$

$$P_{out(bst)(nom)} = P_{in(bk)(nom)} = 68,4 \text{ W} .$$

■ Potência de entrada  $P_{in(bst)}$

Considerando que o conversor *Boost* tenha uma eficiência  $\eta = 90\%$ , o cálculo das potências máxima e nominal de entrada fica:

$$P_{in(bst)} = \frac{P_{out(bst)}}{\eta} \quad (3.15)$$

$$P_{in(bst)(max)} = \frac{78}{0,9} \cong 87 \text{ W.}$$

$$P_{in(bst)(nom)} = \frac{68,4}{0,9} \cong 76 \text{ W.}$$

■ Corrente RMS máxima drenada da rede  $I_{ac(RMS\_max)}$

A corrente  $I_{ac(RMS\_max)}$  é o valor máximo RMS da corrente  $i_{ac}(t)$  drenada da rede pelo circuito retificador (ver Figura 2.67), definida pela equação 3.16.

$$I_{ac(RMS\_max)} = \frac{P_{in(bst)(max)}}{V_{ac(bst)(RMS\_min)} \cdot FP} \quad (3.16)$$

Admitindo o fator de potência  $FP = 0,99$ , o cálculo de  $I_{ac(RMS\_max)}$  fica:

$$I_{ac(RMS\_max)} = \frac{87}{90 \cdot 0,99} = 976,43 \text{ mA.}$$

■ Corrente de pico máxima drenada da rede  $I_{ac(pk\_max)}$

Assumindo que a corrente drenada da rede é senoidal, seu valor de pico máximo é calculado pela equação 3.17.

$$I_{ac(pk\_max)} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_{in(bst)(max)}}{V_{ac(bst)(RMS\_min)}} \quad (3.17)$$

$$I_{ac(pk\_max)} = \frac{\sqrt{2} \cdot 87}{90} = 1,367 \text{ A}$$

### 3.2.2.2 Dimensionamento do transistor de chaveamento e do diodo de comutação

#### ■ Seleção do transistor de chaveamento

Para a topologia *Boost*, o MOSFET deve atender as seguintes exigências (ON SEMICONDUCTOR, 1999):

$$V_{DSS} > V_{in(bst)(max)} \quad \Rightarrow \quad V_{DSS} > 325,27 \text{ V}$$

$$I_{D(max)} > 2 \cdot \frac{P_{out(bst)(max)}}{V_{ac(bst)(RMS\_min)}} \quad \Rightarrow \quad I_{D(max)} > 1,733 \text{ A}$$

Para atender tais exigências, o MOSFET adotado para o conversor *Boost* é o mesmo utilizado para o conversor *Buck*, IRF840.

#### ■ Seleção do diodo de comutação

São as condições que o diodo deve satisfazer (ON SEMICONDUCTOR, 1999):

$$V_{R(max)} > V_{out(bst)(max)} \quad \Rightarrow \quad V_{R(max)} > 400 \text{ V}$$

$$I_{F(max)} > I_{out(bst)(avg\_max)} \quad \Rightarrow \quad I_{F(max)} > 216,67 \text{ mA.}$$

Para atender tais exigências, o diodo de comutação adotado é também o UF5406.

### 3.2.2.3 Dimensionamento da ponte retificadora de entrada

A ponte retificadora deve ser dimensionada de modo que seus diodos suportem uma tensão reversa de pico superior a  $V_{in(bst)(pk\_max)}$  e uma corrente RMS direta máxima superior à corrente que pode ser drenada pelo conversor *Boost*  $I_{ac(RMS\_max)}$ .

Considerando o circuito conversor da Figura 3.2, que consiste de um módulo com retificador *Boost* associado a um conversor *Buck*, tem-se que:

$$V_{R(max)} > V_{in(bst)(pk\_max)} \quad \Rightarrow \quad V_{R(max)} > 325,27 \text{ V}$$

$$I_{F(max)} > I_{ac(RMS\_max)} \quad \Rightarrow \quad I_{F(max)} > 976,43 \text{ mA.}$$

Para atender tais exigências, adota-se a ponte retificadora W10M. Evidentemente este componente foi dimensionado considerando que o conversor consiste de apenas um

módulo. Para um conversor com  $n$  módulos, deve-se redimensionar a ponte retificadora de modo que esta suporte uma corrente direta superior a  $n \cdot I_{ac(RMS\_max)}$ .

### 3.2.2.4 Determinação da frequência de chaveamento, cálculo do ciclo de trabalho e projeto do filtro de saída

#### ■ Determinação da frequência de chaveamento

Um valor conveniente para a frequência de chaveamento e adotado neste projeto é:

$$f = 150 \text{ kHz.}$$

A frequência de chaveamento do conversor *Boost* com valor diferente em relação ao adotado pelo conversor *Buck* foi escolhida para evitar o batimento de frequência que eventualmente pode ocorrer em circuitos que trabalham com elementos chaveados.

#### ■ Ciclo de trabalho $\delta_{bst}$

São calculados os ciclos de trabalho nominal, mínimo e máximo, considerando o instante em que a tensão de pico da rede é aplicada à entrada do conversor *Boost*.

$$\delta_{bst(nom)} = 1 - \frac{V_{in(bst)(pk\_nom)}}{V_{out(bst)(nom)}} \quad (3.18)$$

$$\delta_{bst(nom)} = 1 - \frac{311,13}{380} = 0,181 \text{ ou } 18,1\%$$

$$\delta_{bst(min)} = 1 - \frac{V_{in(bst)(pk\_max)}}{V_{out(bst)(min)}} \quad (3.19)$$

$$\delta_{bst(min)} = 1 - \frac{325,27}{360} = 0,0965 \text{ ou } 9,65\%$$

$$\delta_{bst(max)} = 1 - \frac{V_{in(bst)(pk\_min)}}{V_{out(bst)(max)}} \quad (3.20)$$

$$\delta_{bst(max)} = 1 - \frac{127,28}{400} = 0,6818 \text{ ou } 68,18\%$$

### ■ Cálculo da Indutância

Para o cálculo da indutância utiliza-se a equação 2.25, que rearranjada fica:

$$L_{bst} = \frac{\delta_{bst}}{f \cdot \Delta i_{L(bst)}} V_{in(bst)} \quad (3.21)$$

Para o circuito corretor de fator de potência, normalmente adota-se o fator de ondulação da corrente no indutor  $r = 0,2$ . Deste modo, calcula-se  $\Delta i_{L(bst)}$  em função de  $r$  e da corrente de pico máxima de entrada  $I_{in(pk\_max)}$ :

$$\Delta i_{L(bst)} = r \cdot I_{in(pk\_max)} = 0,2 \cdot 1,367 = 273,4 \text{ mA.}$$

Considerando a situação em que o ciclo de trabalho e a tensão de saída do conversor *Boost* são máximos, calcula-se o valor da indutância a partir da equação 3.20:

$$L_{bst} = \frac{0,6818}{(150 \times 10^3) \cdot (273,4 \times 10^{-3})} \cdot 127,28 \cong 2,1 \text{ mH.}$$

### ■ Cálculo da Capacitância

O critério geralmente adotado para o cálculo da capacitância de filtro de saída em conversores PFC se baseia no tempo de “*hold up*”, que é o intervalo de tempo em que o capacitor de saída garante a tensão de saída mínima especificada entregue à carga mediante uma interrupção da tensão de alimentação da rede. A equação 3.21, apresentada por Todd (1999), permite calcular o valor mínimo da capacitância de saída:

$$C_{bst(min)} = \frac{2P_{out(bst)(nom)} \cdot t_H}{(V_{out(bst)(nom)})^2 - (V_{out(bst)(min)})^2}, \quad (3.22)$$

onde  $t_H$  é o tempo de “*hold up*”. Considerando  $t_H = 50$  ms, o que equivale a três ciclos de onda em 60 Hz, calcula-se  $C_{bst(min)}$ :

$$C_{bst(min)} = \frac{2 \cdot 68,4 \cdot (50 \times 10^{-3})}{(380)^2 - (360)^2} = 462,16 \text{ } \mu\text{F.}$$

Como os capacitores eletrolíticos utilizados podem apresentar tolerância de até  $\pm 20\%$ , calcula-se um valor maior de capacitância de modo a compensar uma possível variação máxima abaixo do valor especificado de capacitância:

$$C_{bst} \geq 462,16 \times 10^{-6} / (1 - 0,2) = 577,7 \mu F.$$

Adota-se dois capacitores de 330  $\mu F$  / 450 V em paralelo, e portanto:

$$C_{bst} = 660 \mu F.$$

### 3.2.2.5 Dimensionamento do capacitor de entrada

Para calcular o capacitor de entrada, dispõe-se da equação 3.22, apresentada por Todd (1999).

$$C_{in} = r \frac{I_{ac(RMS\_max)}}{2\pi \cdot f \cdot \left( \frac{\Delta V_{in}}{V_{in}} \right) \cdot V_{ac(RMS\_min)}}, \quad (3.23)$$

onde:

- $r$  : é o fator de ondulação da corrente no indutor;
- $\Delta V_{in} / V_{in}$  : é o máximo fator de ondulação em alta frequência da tensão de entrada, tipicamente entre 3% e 9%.

Admitindo  $r = 0,4$  ,  $\Delta V_{in} / V_{in} = 3\%$  e utilizando a equação 3.22, calcula-se  $C_{in}$  :

$$C_{in} = 0,4 \cdot \frac{976,43 \times 10^{-3}}{2 \cdot 3,1416 \cdot (150 \times 10^3) \cdot 0,03 \cdot 90} = 191,86 \text{ nF} .$$

Adota-se portanto:

$$C_{in} = 270 \text{ nF} / 400 \text{ V}.$$

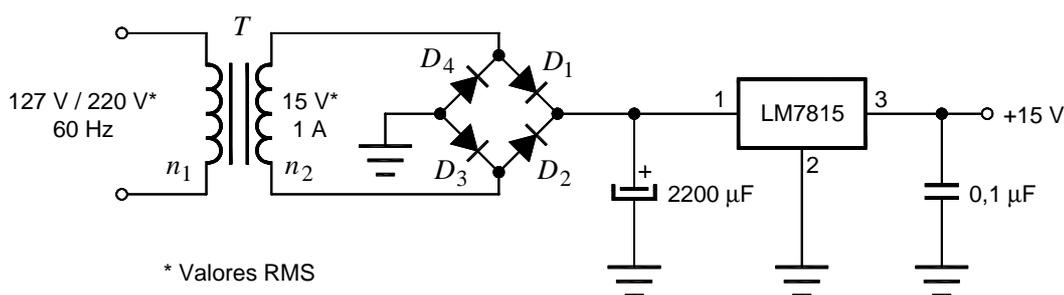
### 3.2.2.6 Circuito integrado de controle e realimentação de saída

Neste projeto o CI escolhido para realizar o controle PFC é o UC3854. Mais detalhes sobre o UC3854 são apresentados em Unitrode (1999), e a metodologia para projeto do circuito de controle e realimentação é detalhada em Todd (1999).

### 3.2.3 Projeto de circuito de alimentação dos circuitos integrados

A tensão de saída do circuito de alimentação deve atender aos três circuitos integrados considerados no projeto, no caso, o TL494, o IR2125 e o UC3854. Assim, é adotada uma tensão de alimentação de 15 V.

Visando um circuito de alimentação simples e com baixa EMI, adota-se a topologia de regulador linear como mostrada na Figura 3.7



**Figura 3.7** – Circuito de alimentação dos CI's TL494, IR2125 e UC3854.

### 3.2.4 Projeto físico

O projeto físico se refere aos aspectos construtivos do conversor, ou seja, de sua implementação física. Esta etapa consiste basicamente no projeto físico dos elementos magnéticos do conversor (indutores e transformadores) e no projeto e desenho da placa de circuito impresso.

#### 3.2.4.1 Projeto físico de elementos magnéticos

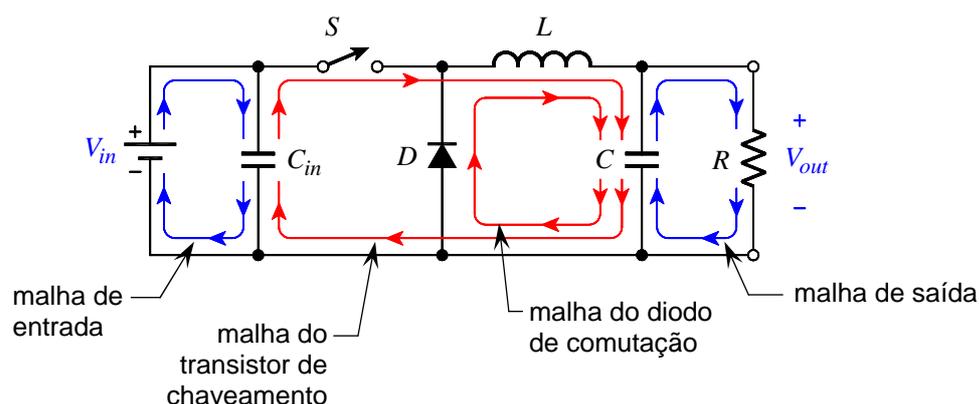
Os elementos magnéticos devem ser projetados e construídos conforme a especificação de cada conversor chaveado, pois não são componentes “de prateleira”, ou seja, encontrados prontos no mercado. Para o projeto de indutores são considerados os seguintes fatores (MCLYMAN, 2004):

- O valor de indutância  $L$  desejado (já previamente calculado);
- A componente contínua da corrente no indutor, que corresponde à corrente média  $I_L$ ;
- A componente alternada da corrente no indutor  $\Delta i_L$ ;
- A frequência de chaveamento do conversor;
- As perdas por dissipação e a temperatura de operação.

A partir de tais parâmetros determina-se a máxima densidade de fluxo magnético  $B$  no núcleo do indutor de modo a fazer com que este não entre em saturação durante a operação, define-se o material, o formato e as dimensões do núcleo, assim como o número de espiras, o material e as dimensões do fio do indutor.

### 3.2.4.2 Projeto da placa de circuito impresso

O projeto adequado da placa de circuito impresso é extremamente importante para o bom funcionamento de um conversor chaveado. A Figura 3.8 mostra o circuito de um conversor *Buck* trazendo em detalhe suas malhas: a malha de entrada (considerando o conversor com um capacitor de entrada  $C_{in}$ ), a malha do transistor de chaveamento, a malha do diodo de comutação e a malha de saída.



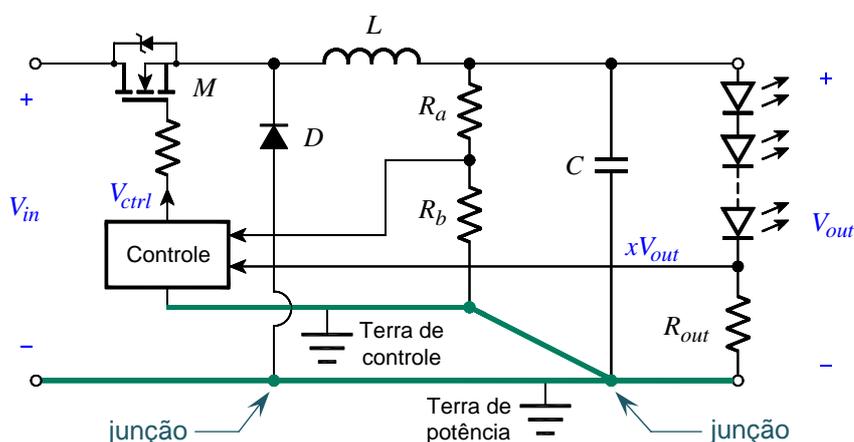
**Figura 3.8** – Malhas do circuito de um conversor *Buck* (adaptado de Brown (2001)).

As malhas de entrada e de saída não são críticas em relação à geração de interferência e ruído, pois as correntes nessas malhas consistem de componentes contínuas com uma pequena ondulação AC. Porém, nas malhas do transistor de chaveamento e do diodo de comutação circulam correntes com componentes harmônicas de altas frequências. As trilhas de uma placa de circuito impresso apresentam resistência e indutância diretamente proporcionais ao comprimento e inversamente proporcionais à largura. As correntes com componentes harmônicas são a causa primária de interferência eletromagnética, uma vez que as trilhas por onde circulam essas correntes se comportam como geradoras de radiação eletromagnética, sendo que as outras trilhas podem se comportar como antenas, que captam essa radiação eletromagnética, provocando assim a interferência em várias partes do circuito. Níveis excessivos de interferência podem provocar funcionamento instável em conversores chaveados.

Para minimizar a interferência, bem como as perdas no circuito, deve-se limitar a resistência e a indutância das trilhas, desenhando-as com menores comprimentos e maiores larguras possíveis, principalmente para as malhas mais críticas. Isto acarreta que os componentes na placa devem ser dispostos o mais próximo possível um do outro. No entanto, deve-se levar em consideração também a dissipação de potência e a elevação da temperatura em cada componente, o que limita a proximidade na disposição.

Ainda em relação à largura das trilhas, evidentemente deve-se levar em consideração para o dimensionamento os níveis de corrente circulante.

Outro aspecto de extrema importância no *layout* de placas de circuito impresso para conversores estáticos chaveados se refere às trilhas das malhas de aterramento. Basicamente, a trilha de terra tem como funções: servir como caminho de retorno da corrente e ser o ponto de referência para as malhas do circuito. No entanto, assim como as outras trilhas do circuito, a trilha de aterramento também não está imune a interferências, assim alguns cuidados devem ser tomados em relação ao projeto do aterramento em conversores chaveados. A Figura 3.9 mostra o esquema do conversor *Buck*, trazendo o detalhe em que a trilha de terra do bloco de controle está separada da trilha de terra do circuito de potência do conversor, sendo as trilhas unidas em um ponto de junção devidamente escolhido próximo ao terminal do capacitor de filtro de saída, que também está próximo do terminal de saída do conversor.



**Figura 3.9** – Esquema de ligação das malhas de terra para os circuitos de controle e de potência.

Ao terra do bloco de controle estão conectados o CI e os componentes passivos associados ao circuito de controle. Este circuito é bastante sensível a ruído. É por isso que a trilha de aterramento do circuito do controle, em que circula uma baixa corrente, deve ser separada da trilha de controle do circuito de potência, por onde circula uma corrente mais alta e com componentes harmônicas de altas frequências. Ao unir as trilhas

de terra de controle e potência em um ponto próximo ao terminal de saída do conversor, assegura-se que a alta corrente do circuito de potência seja desviada do bloco de controle, minimizando a interferência.

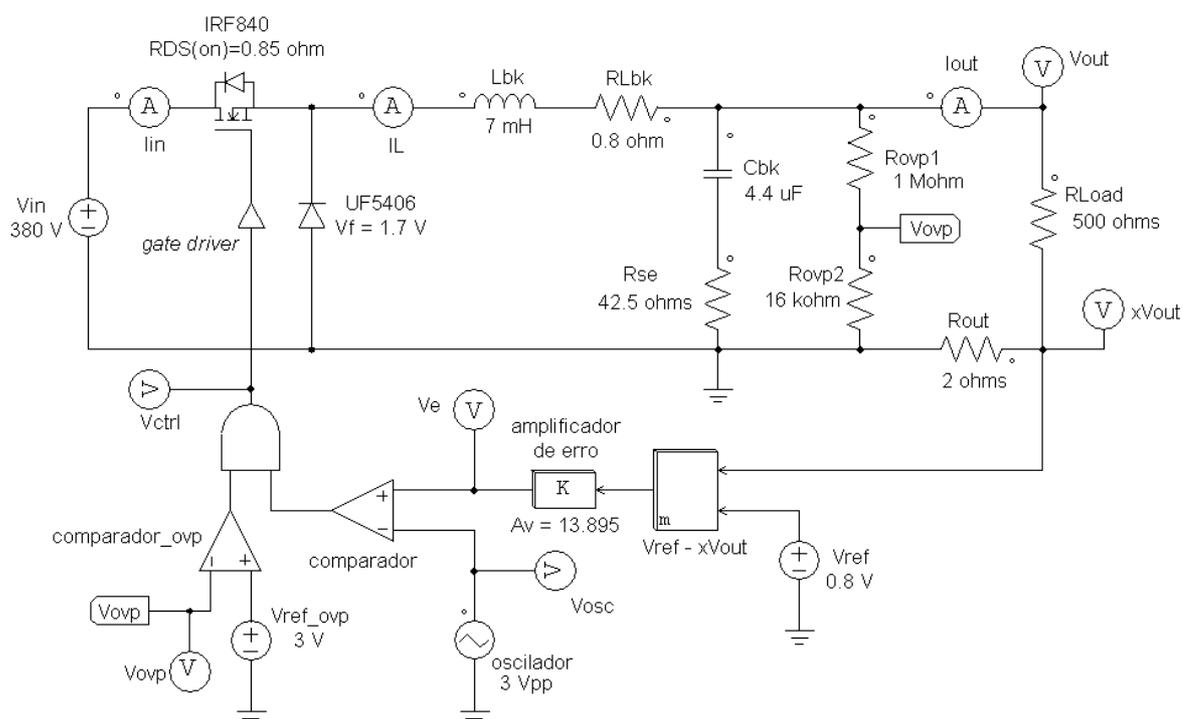
Além dos cuidados citados, há outras providências que podem ser tomadas para minimizar a EMI em conversores estáticos chaveados, tais como a inclusão de capacitores de filtro adicionais em partes do circuito e a adição do circuito de *snubber* (geralmente um circuito RC) em paralelo com os elementos de chaveamento. Essas providências fazem parte do refinamento do projeto e são tomadas com base em testes realizados nos protótipos de conversores.

## 4 RESULTADOS E DISCUSSÃO

### 4.1 Simulação computacional para o conversor *Buck*

A primeira análise do funcionamento do circuito projetado é realizada através de simulação computacional. O *software* utilizado neste trabalho para realizar a simulação é o PSIM, desenvolvido pela empresa Powersim Inc. e que apresenta interface e funções voltadas à simulação de circuitos de eletrônica de potência e sistemas de potência.

A simulação computacional é importante para verificar se o comportamento do circuito/sistema está de acordo com o esperado em projeto e é também uma ferramenta útil para o refinamento do projeto. Bons resultados obtidos a partir de uma simulação não são garantia de que o circuito/sistema projetado funcionará na sua implementação física, mas indicam uma boa probabilidade de sucesso. A Figura 4.1 mostra o circuito do conversor *Buck* projetado e implementado no *software* PSIM.



**Figura 4.1** – Circuito do conversor *Buck* projetado implementado no *software* PSIM.

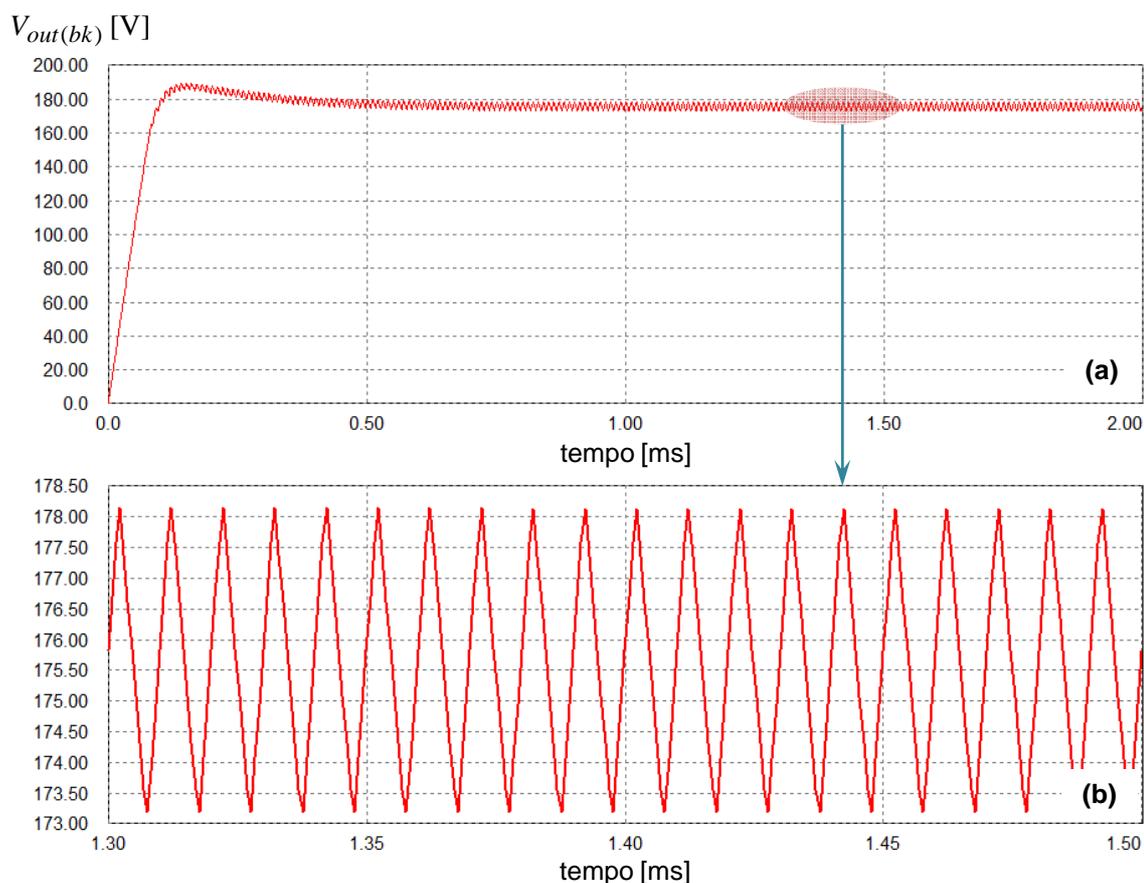
Os valores dos componentes do circuito montado no PSIM foram selecionados de modo a corresponderem aos valores dos componentes projetados. Também, o circuito de controle mostrado na Figura 4.1 é um modelo simplificado elaborado conforme a arquitetura do TL494 e que executa as funções básicas de controle de chaveamento com

base na corrente de saída e proteção contra sobretensão de saída. Foi considerada uma carga resistiva correspondente a uma sequência de 50 LEDs de 1,225 W cada, com uma corrente circulante sequência de LEDs de 350 mA, o que equivale a  $500 \Omega$ . Nas simulações são consideradas diferentes situações para análise do comportamento do conversor:

- com tensão de entrada nominal 380 V, máxima 400 V e mínima 360 V;
- com variações bruscas na tensão de entrada: de 380 V para 400 V e de 380 V para 360 V;
- com desvio na indutância do indutor  $L_{bk}$ ;
- com desvio na frequência de chaveamento;
- retirando o capacitor de saída do conversor *Buck*;

■ Simulação para  $V_{in(bk)} = 380 \text{ V}$

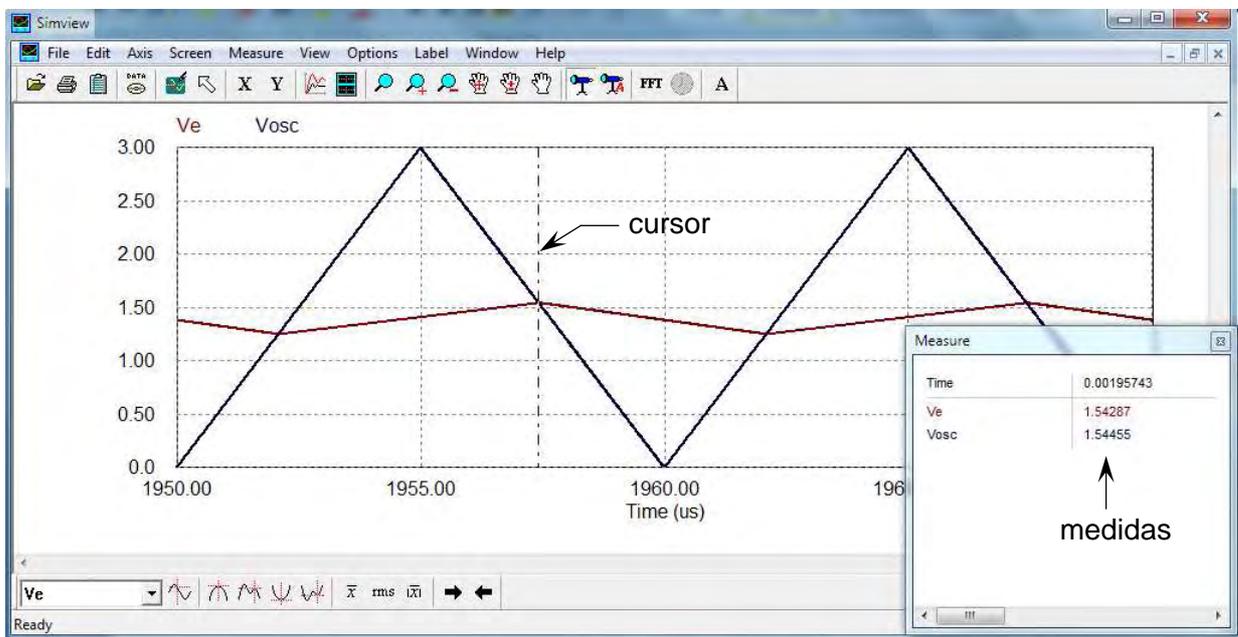
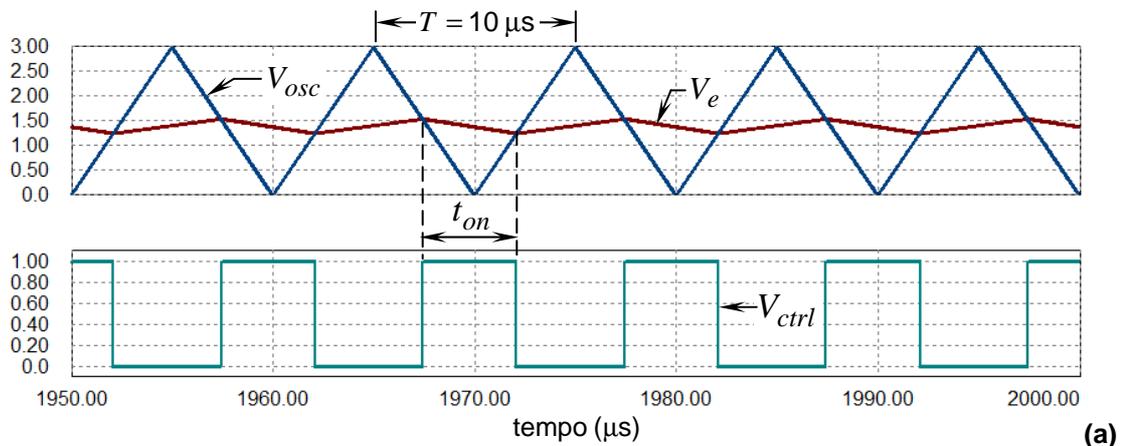
As Figuras 4.2(a) e 4.2(b) mostram, respectivamente, a forma de onda da tensão de saída  $V_{out(bk)}$  em função do tempo e o detalhe da ondulação  $\Delta V_{out(bk)}$ .



**Figura 4.2** – Formas de onda de simulação: (a)  $V_{out(bk)} \times t$  e (b) detalhe da ondulação  $\Delta V_{out(bk)}$ .

Analisando a Figura 4.2, verifica-se que o valor médio de  $V_{out(bk)}$  em regime permanente é 175,62 V, bastante próximo dos 176 V estimados em projeto. A ondulação da tensão de saída  $\Delta V_{out(bk)}$  obtida através da simulação é aproximadamente 4,95 V, um pouco inferior ao valor 5,95 V estimado na fase de projeto, é possível perceber que o transitório inicial apresenta uma sobretensão com pico aproximado de 190 V. O tempo que o conversor *Buck* leva até atingir o regime permanente é inferior a 1 ms.

A Figura 4.3(a) traz os gráficos do sinal do oscilador  $V_{osc}$ , do sinal de erro  $V_e$  e do sinal de controle  $V_{ctrl}$ .



**Figura 4.3 – (a)** Formas de onda de simulação:  $V_{osc} \times t$ ,  $V_e \times t$  e  $V_{ctrl} \times t$ . **(b)** Detalhe da forma de onda: obtendo os pontos de cruzamento para determinar  $t_{on}$ .

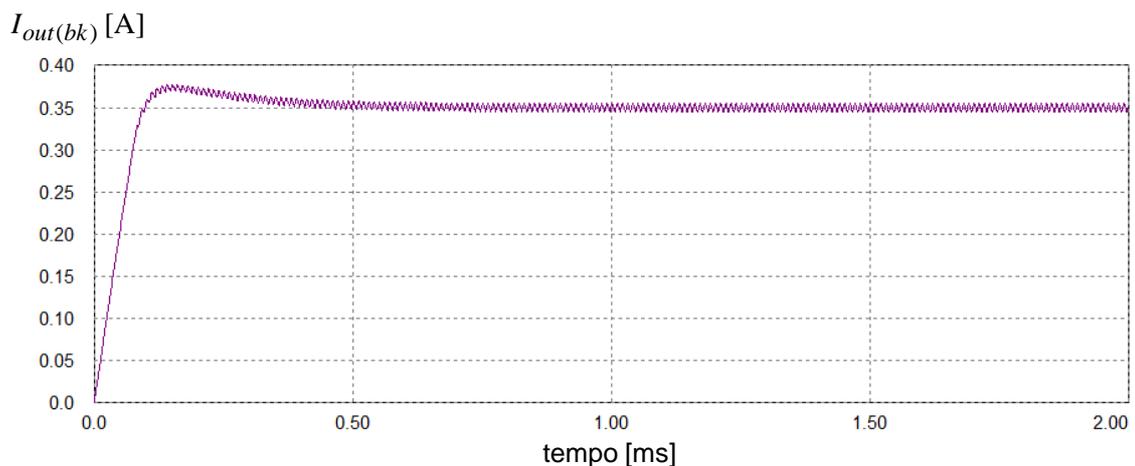
Determina-se o valor de  $t_{on}$  e do ciclo de trabalho  $\delta$  verificando os pontos de cruzamento entre as formas de onda de  $V_{osc}$  e  $V_e$  no intervalo em que  $V_{osc(pk)} < V_e$ ,

onde  $V_{osc(pk)}$  é o valor de pico da tensão proveniente do oscilador. Para o TL494,  $V_{osc(pk)} \cong 3 \text{ V}$ . Tais pontos são obtidos através de uma função do *software* que permite verificar os valores das amplitudes dos sinais de  $V_{osc}$  e  $V_e$  e o instante de tempo através de um cursor, como mostra a Figura 4.3(b). Para a Figura 4.3(a),  $t_{on} = 4,67 \mu\text{s}$  e o ciclo de trabalho é  $\delta = 46,7\%$ . Outro modo a partir do qual pode-se obter um valor aproximado de  $t_{on}$  e de  $\delta$  é considerar o valor médio de  $V_e$  e obter por semelhança de triângulos a seguinte relação:

$$\frac{V_e}{V_{osc(pk)}} = \frac{t_{on}}{T} = \delta . \quad (4.1)$$

Com esta relação e considerando o valor médio de  $V_e$  igual a 1,4 V, obtém-se  $t_{on} = 4,667 \mu\text{s}$  e  $\delta = 46,67\%$ . De toda forma, pode-se verificar que o resultado de  $\delta$  obtido através da simulação é bastante próximo do valor  $\delta = 46,3\%$  estimado no projeto. Nota-se que a amplitude do sinal  $V_{ctrl}$  é 1 V. Esta é uma particularidade do PSIM (o *software* acusa erro se forçar a amplitude de  $V_{ctrl}$ , por exemplo, em 15 V).

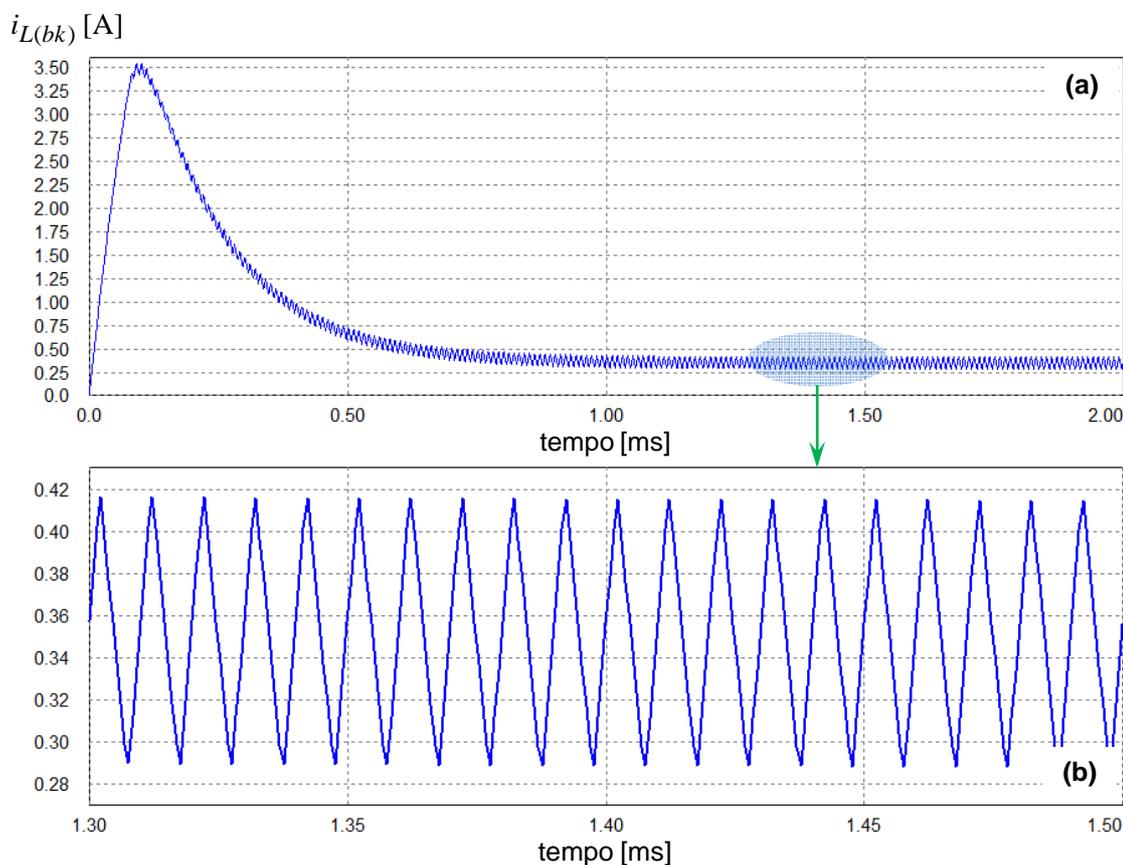
A Figura 4.4 mostra a forma de onda da corrente de saída  $I_{out(bk)}$  em função do tempo. Há uma pequena sobrecorrente com pico de 380 mA durante o transitório inicial. O valor médio da corrente de saída em regime permanente obtido na simulação é  $I_{out(bk)(avg)} = 349,84 \text{ mA}$ , muito próximo dos 350 mA determinados no projeto. A ondulação  $\Delta I_{out(bk)}$  é 9,86 mA.



**Figura 4.4** – Forma de onda de simulação:  $I_{out(bk)} \times t$ .

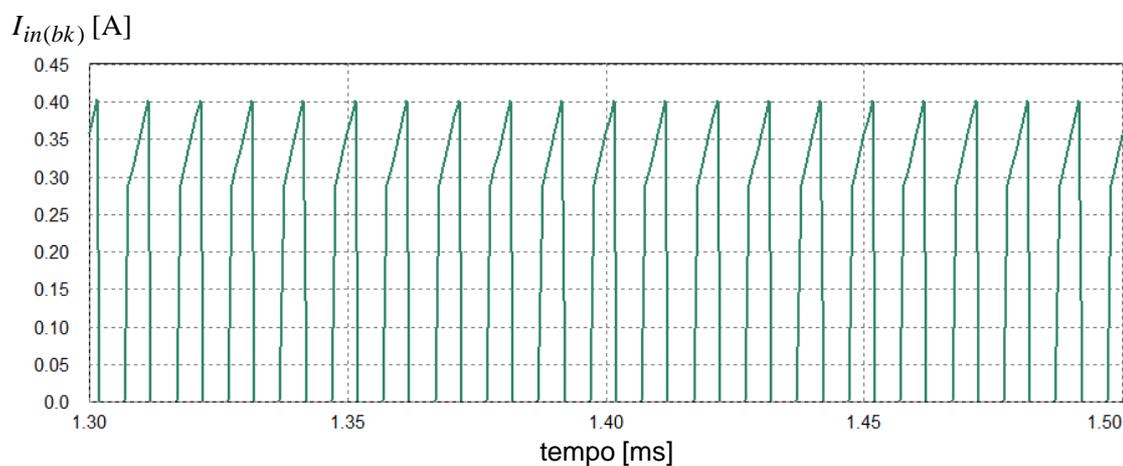
A Figura 4.5(a) mostra a forma de onda da corrente no indutor  $i_{L(bk)}$  em função do tempo. Verifica-se uma alta corrente transitória com pico de aproximadamente 3,5 A

nos instantes iniciais da simulação. Já na Figura 4.5(b) pode-se visualizar que o valor médio em regime permanente  $I_{L(bk)}$  é aproximadamente 350 mA e que a ondulação  $\Delta i_{L(bk)}$  é em torno de 126,29 mA, um pouco inferior aos 140 mA estimados em projeto.



**Figura 4.5** – Forma de onda de simulação: **(a)** corrente no indutor  $i_{L(bk)} \times t$ . **(b)** ondulação da corrente no indutor  $\Delta i_L$  no regime permanente.

A Figura 4.6 mostra a forma de onda da corrente de entrada do conversor *Buck*. Seu valor médio, calculado pelo PSIM, é  $I_{in(bk)(avg)} = 163,35$  mA.



**Figura 4.6** – Forma de onda de simulação da corrente de entrada do conversor *Buck*.

Com os dados de simulação, é possível calcular as potências de entrada e saída do conversor *Buck*:

$$P_{in(bk)} = 380 \cdot 163,35 \times 10^{-3} = 62 \text{ W}$$

$$P_{out(bk)} = 175,62 \cdot 349,84 \times 10^{-3} = 61,44 \text{ W}$$

Deste modo, é possível também obter a eficiência do conversor *Buck*:

$$\eta_{bk} = \frac{61,44}{62} \times 100 = 99,1\%$$

Nota-se que a eficiência calculada a partir dos dados de simulação é próxima de 99%. A eficiência estimada em projeto é 90%.

- Simulação para  $V_{in(bk)} = 360 \text{ V}$  e para  $V_{in(bk)} = 400 \text{ V}$

Realizando o mesmo procedimento de simulação no PSIM alterando a tensão de entrada do conversor *Buck* para 360 V e para 400 V, foram coletados dados que, juntamente com os previamente apresentados na simulação para tensão de entrada 380 V, compõem a tabela 4.1. Também, na tabela 4.1 são apresentados os valores de projeto obtidos considerando o conversor *Buck* com a tensão nominal de entrada 380 V.

**Tabela 4.1** – Resumo dos dados obtidos a partir de simulação do conversor *Buck* com o *software* PSIM.

$V_{in(bk)}$	360 V	400 V	380 V	380 V	$\Delta(\%)$
	simulação			projeto	
$V_{out(bk)}$ (V)	174,38	176,73	175,62	176,00	- 0,11
$\Delta V_{out(bk)}$ (V)	4,73	5,18	4,95	5,95	- 16,81
$I_{out(bk)}$ (mA)	347,50	352,07	349,84	350,00	- 0,046
$\Delta I_{out(bk)}$ (mA)	9,40	10,31	9,86	11,85*	- 16,79
$I_{L(bk)}$ (mA)	349,61	355,04	352,27	350,00	0,65
$\Delta i_{L(bk)}$ (mA)	120,88	132,30	126,29	140,00	- 9,79
$\delta$ (%)	48,8	44,3	46,9	46,3	1,30
$\eta$ (%)	99,3	99,1	99,1	90,0	10,11

\*O valor projetado de  $\Delta I_{out(bk)}$  é obtido pela relação  $\Delta V_{out(bk)} / (R_{Load} + R_{out})$

Ao lado da coluna com valores obtidos a partir da simulação para  $V_{in(bk)} = 380$  V está uma coluna com os valores de projeto, também considerando  $V_{in(bk)} = 380$  V. A última coluna da tabela 4.1 apresenta os valores calculados do desvio percentual  $\Delta(\%)$  entre os valores simulados e de projeto. O cálculo dos desvios percentuais é realizado utilizando da equação 4.2.

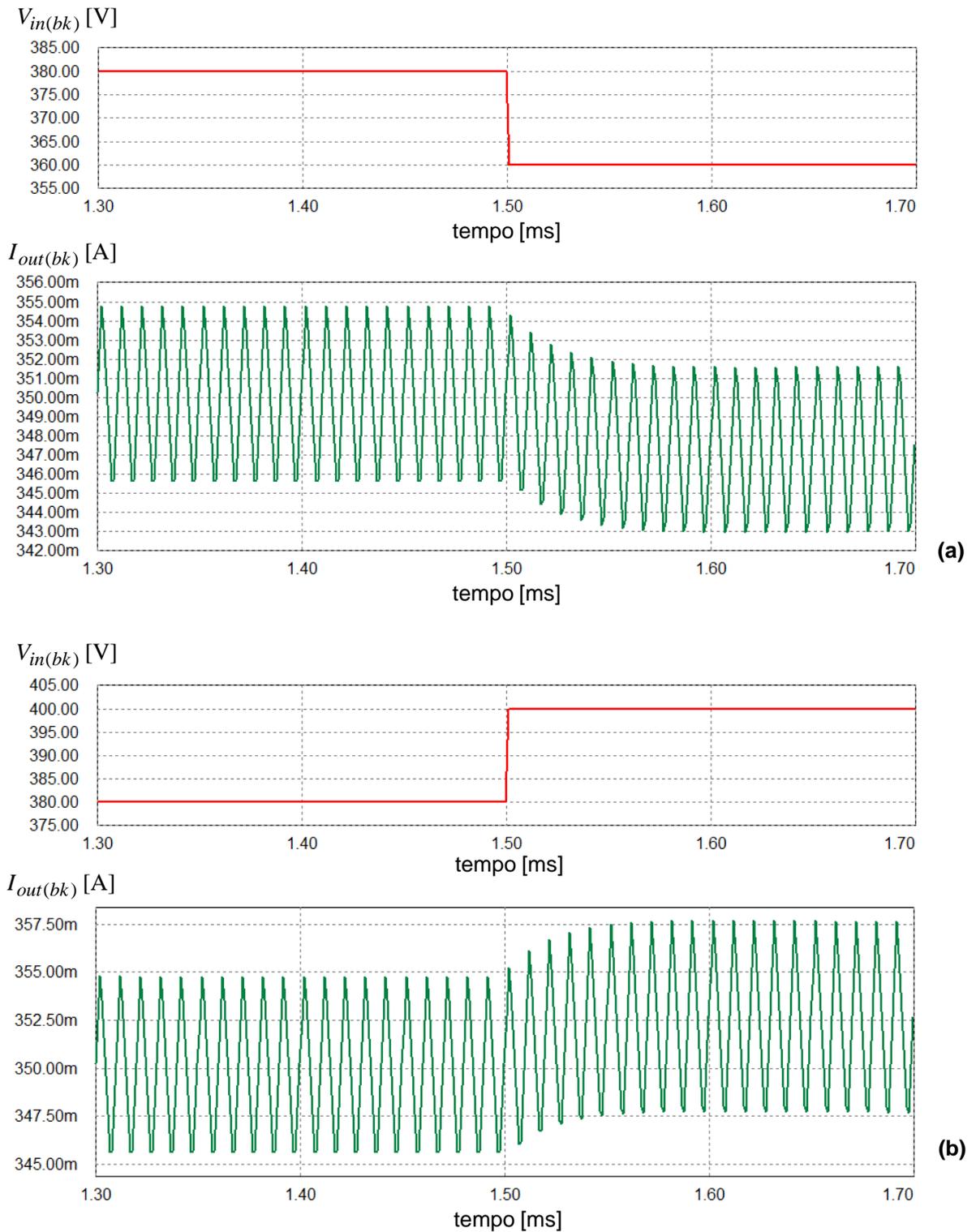
$$\text{Desvio Percentual}(\Delta(\%)) = \frac{\text{valor simulado} - \text{valor projetado}}{\text{valor projetado}} \times 100 [\%] \quad (4.2)$$

Analisando os dados da tabela 4.1 percebe-se maiores desvios percentuais nos valores da ondulação da tensão de saída  $\Delta V_{out(bk)}$ , da ondulação da corrente de saída  $\Delta I_{out(bk)}$ , da ondulação da corrente no indutor  $\Delta i_{L(bk)}$  e da eficiência  $\eta_{bk}$ . Entretanto, os valores médios da tensão de saída  $V_{out(bk)}$ , da corrente de saída  $I_{out(bk)}$  e da corrente no indutor  $I_{L(bk)}$ , que são os parâmetros mais importantes, apresentam desvios percentuais inferiores a 1%. O ciclo de trabalho apresenta também um pequeno desvio, pouco acima de 1%. Mesmo para diferentes valores de tensão de entrada, a variação nas grandezas analisadas é pequena, o que indica que o conversor *Buck* trabalha bem dentro das condições impostas, garantindo uma corrente média próxima dos 350 mA para a carga.

#### ■ Simulação com variações bruscas na tensão de entrada $V_{in(bk)}$

O objetivo desta simulação é avaliar a influência de variações bruscas na tensão  $V_{in(bk)}$  conversor aplicada à entrada do conversor *Buck*: como são os transitórios e qual a variação na corrente de saída. Para isto, são avaliadas duas situações: na primeira tem-se que a variação de  $V_{in(bk)}$  é um degrau de 380 V para 360 V e na segunda tem-se em  $V_{in(bk)}$  um degrau de 380 V para 400 V. Os resultados da simulação são apresentados através das formas de onda da Figura 4.6.

Analisando a Figura 4.7(a) verifica-se que o degrau em  $V_{in(bk)}$  de 380 V para 360 V implica em uma variação na corrente média de saída  $I_{out(bk)}$  de 350 mA para aproximadamente 347 mA. Já a partir da Figura 4.7(b), é possível verificar que o degrau em  $V_{in(bk)}$  de 380 V para 400 V faz com que  $I_{out(bk)}$  varie de 350 mA para aproximadamente 352,5 mA. Em ambas as situações, a variação em  $I_{out(bk)}$  é inferior a 1%. Também o intervalo de tempo do transitório em  $I_{out(bk)}$  é inferior a 100  $\mu$ s.

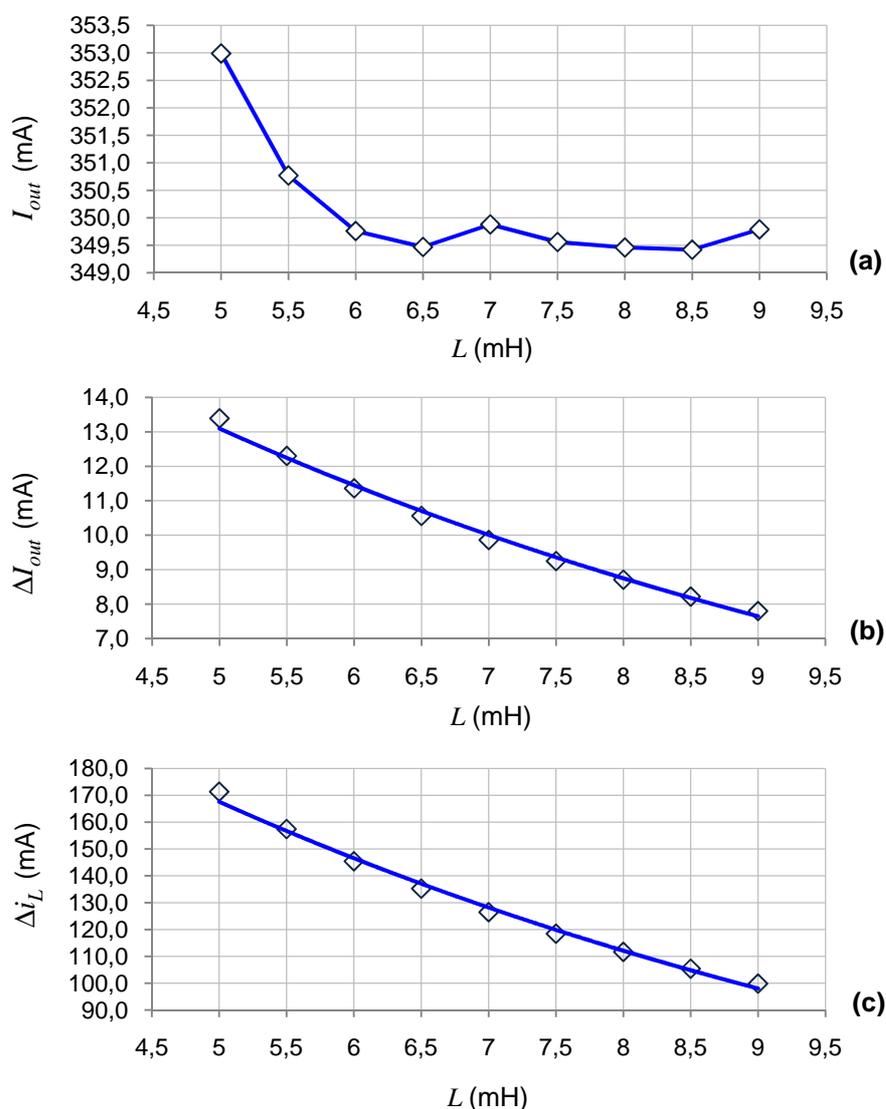


**Figura 4.7** – Resultados de simulação: **(a)** Forma de onda  $I_{out(bk)} \times t$  para um degrau em  $V_{in(bk)}$  de 380 V para 360 V. **(b)** Forma de onda  $I_{out(bk)} \times t$  para um degrau em  $V_{in(bk)}$  de 380 V para 400 V.

#### ■ Simulação com grandes desvios na indutância

O objetivo agora é verificar a influência da variação da indutância no comportamento do conversor *Buck*. Foram feitas simulações considerando a indutância

entre 5 mH e 9 mH. Os resultados destas simulações são apresentados na forma de gráficos na Figura 4.8.

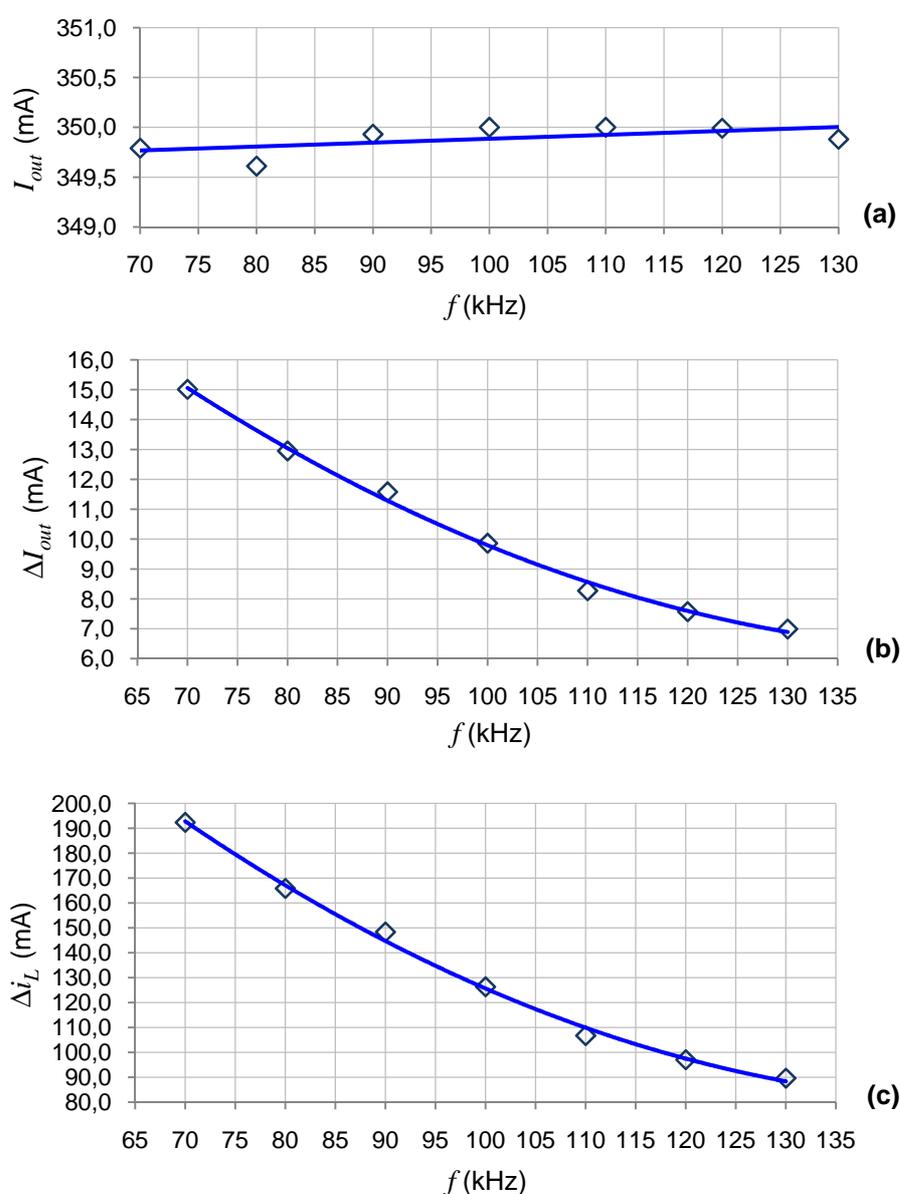


**Figura 4.8** – Resultados de simulação variando a indutância no conversor *Buck*:  
**(a)** gráfico de  $I_{out} \times f$ , **(b)** gráfico de  $\Delta I_{out} \times f$ , **(c)** gráfico de  $\Delta i_L \times f$ .

Analisando a Figura 4.8(a), verifica-se que com a indutância a partir de 6 mH o valor da corrente de saída  $I_{out(bk)}$  é muito próximo dos 350 mA estimados em projeto. Porém, mesmo para a situação em que ocorreu a maior variação de  $I_{out(bk)}$ , com a indutância em 5 mH, o desvio percentual em relação à corrente de saída de projeto é inferior a 1%. Assim como nas outras situações de simulação, os parâmetros mais influenciados pela variação da indutância são a ondulação da corrente de saída  $\Delta I_{out(bk)}$  e a ondulação na corrente no indutor  $\Delta i_{L(bk)}$ , como se pode perceber, respectivamente, nas Figuras 4.8(b) e 4.8(c).

■ Simulação com grandes desvios na frequência de chaveamento

Para o TL494, bem como para boa parte dos CIs de controle PWM para conversores chaveados disponíveis no mercado, a frequência do oscilador é definida por um resistor e por um capacitor. Variações no valor destes componentes por conta de tolerância podem ocasionar variações na frequência do oscilador do CI e consequentemente na frequência de chaveamento do conversor. É interessante verificar a influência da variação da frequência na operação do conversor *Buck*. Para isso, foram feitas simulações para frequências variando entre 70 kHz e 130 kHz. Os resultados destas simulações são apresentados na forma de gráficos na Figura 4.9.

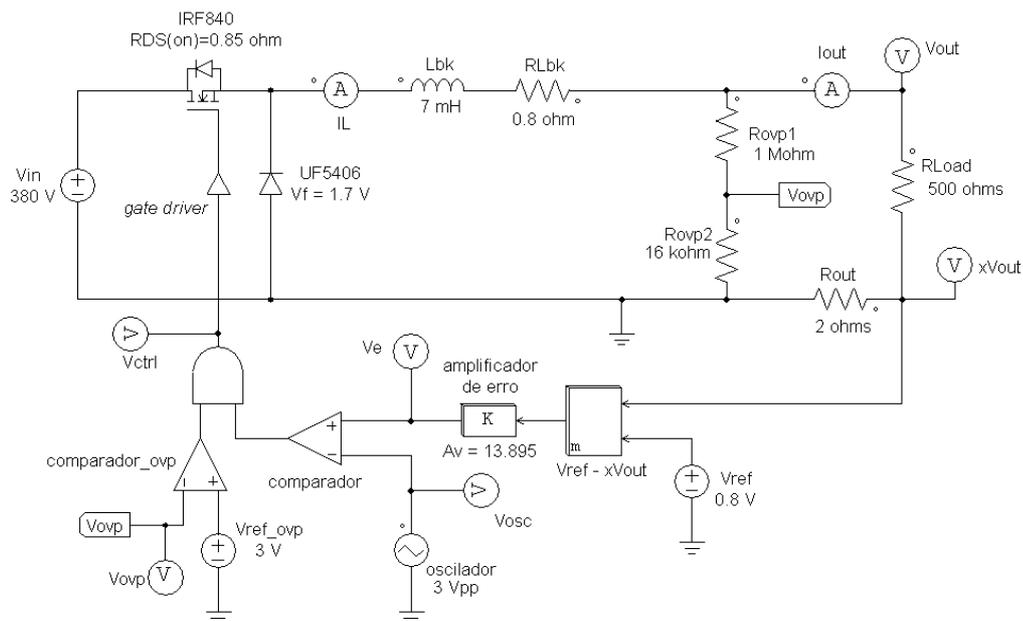


**Figura 4.9** – Resultados de simulação variando a frequência de chaveamento do conversor *Buck*:  
**(a)** gráfico de  $I_{out} \times f$ , **(b)** gráfico de  $\Delta I_{out} \times f$ , **(c)** gráfico de  $\Delta i_L \times f$ .

Analisando a Figura 4.8(a), verifica-se que a corrente de saída  $I_{out(bk)}$  é próxima de 350 mA para qualquer um dos valores de frequência de chaveamento considerados nas simulações. Ocorre uma variação significativa na ondulação da corrente de saída  $\Delta I_{out(bk)}$ , como mostra a Figura 4.8(b), e na ondulação da corrente no indutor  $\Delta i_{L(bk)}$ , como mostra a Figura 4.8(c).

#### ■ Simulação do conversor *Buck* sem o capacitor de filtro de saída

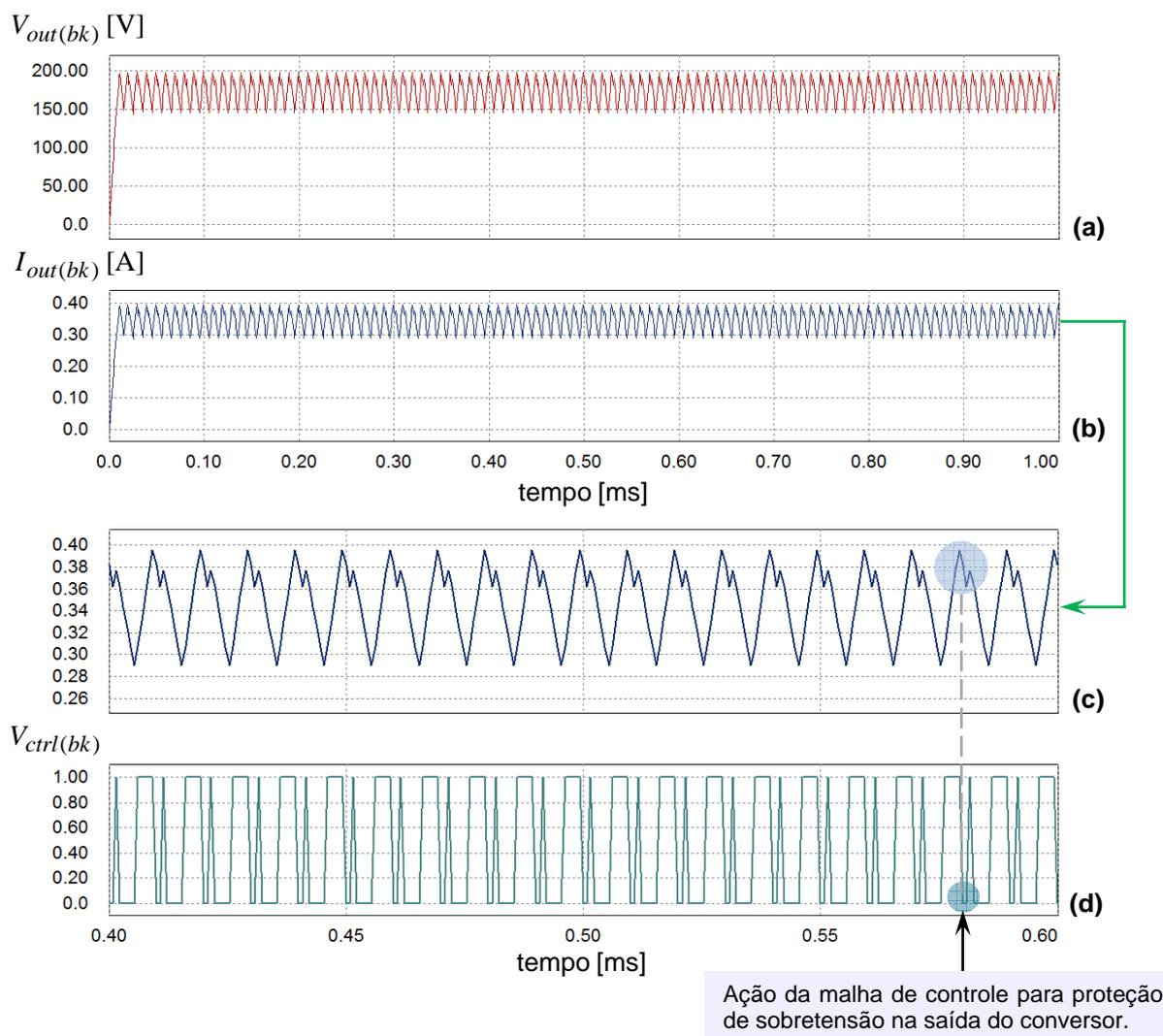
Segundo Van Der Broeck, Sauerländer e Wendt (2007), capacitores eletrolíticos típicos utilizados na saída de conversores chaveados tendem a ser componentes críticos em relação à vida útil dos conversores, principalmente se esses capacitores operam em ambientes onde a temperatura é alta. Uma proposta é retirar o capacitor de saída  $C_{bk}$  do conversor *Buck*, como mostra a Figura 4.9, e analisar o comportamento do conversor.



**Figura 4.10** – Circuito do conversor *Buck* sem o capacitor de saída simulado no PSIM.

A Figura 4.11 traz as formas de onda obtidas através de simulação para o circuito da Figura 4.10. Sem o capacitor  $C_{bk}$ , a resistência de carga fica em série com o indutor e, portanto, a corrente entregue à carga é igual à no indutor. Na Figura 4.11(a), verifica-se que a tensão de saída apresenta valor médio de 174,6 V, bem próximo do valor médio de aproximadamente 176 V obtido com o capacitor  $C_{bk}$  presente no circuito. Porém, a ausência de  $C_{bk}$  faz com que haja uma grande ondulação  $\Delta V_{out(bk)} = 52,96$  V e a forma

de onda desta ondulação acompanha a forma de onda da corrente no indutor. A corrente de saída apresenta valor médio  $I_{out} = 347,23$  mA e ondulação de pico a pico  $\Delta I_{out} = 105,5$  mA, como pode-se visualizar a partir das Figuras 4.11(b) e 4.11(c). A Figura 4.11(d) traz o detalhe do sinal de controle de chaveamento do MOSFET  $V_{ctrl(bk)}$ .



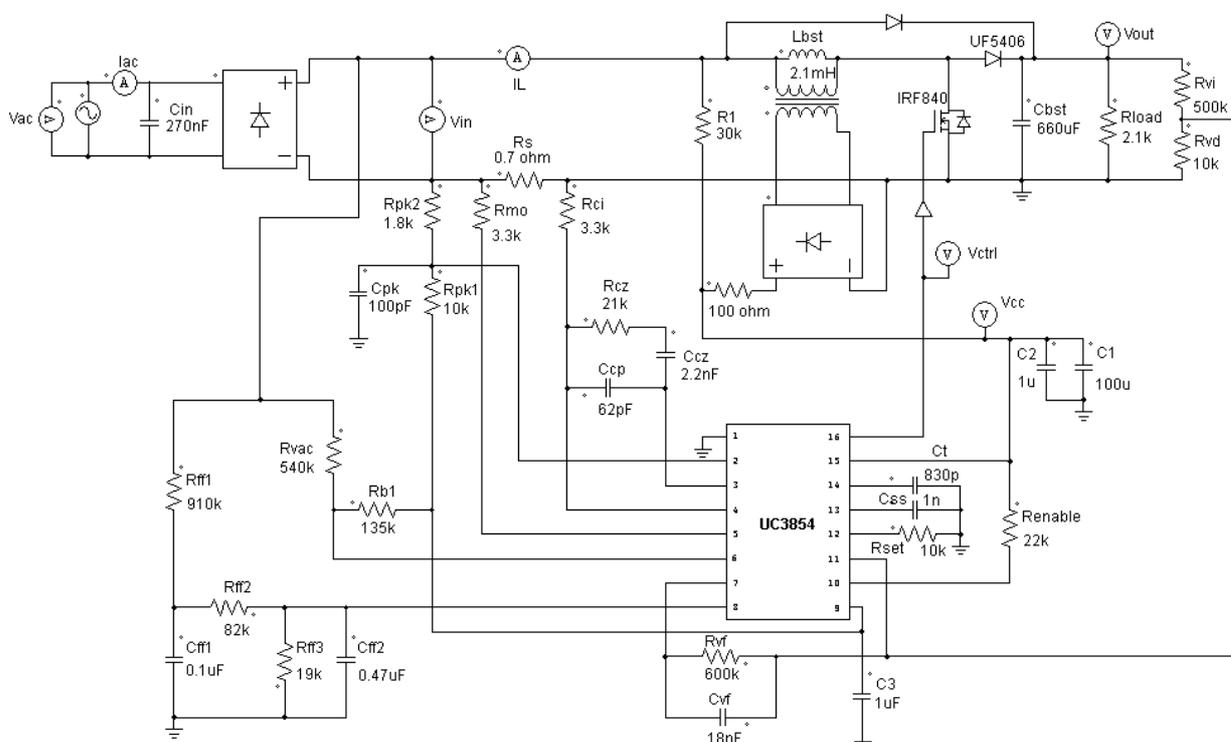
**Figura 4.11** – Formas de onda obtidas através de simulação do conversor *Buck* sem o capacitor  $C_{bk}$  :  
**(a)** Tensão de saída  $V_{out(bk)} \times t$  . **(b)** Corrente de saída  $I_{out(bk)} \times t$  . **(c)** Detalhe da ondulação na corrente de saída  $\Delta I_{out(bk)}$  . **(d)** Detalhe do sinal de controle  $V_{ctrl(bk)}$  .

Os resultados de simulação mostram que mesmo sem o capacitor de saída, o conversor *Buck* ainda assim continua a operar no modo de condução contínua. O valor médio da corrente de saída é próximo do valor médio obtido se comparado com a simulação considerando o conversor com o capacitor de saída presente. Também é interessante notar que a tensão de saída é limitada em 200 V através da malha de

controle de proteção contra sobretensão de saída. A atuação da proteção contra sobretensão faz com que haja o corte do MOSFET de chaveamento no instante em que a tensão de saída atinge o seu valor máximo e pode ser percebida também nos “dentes” que aparecem nas formas de onda da corrente de saída (detalhe na Figura 4.10(c)) e no sinal de controle  $V_{ctrl(bk)}$  (detalhe na Figura 4.10(d)).

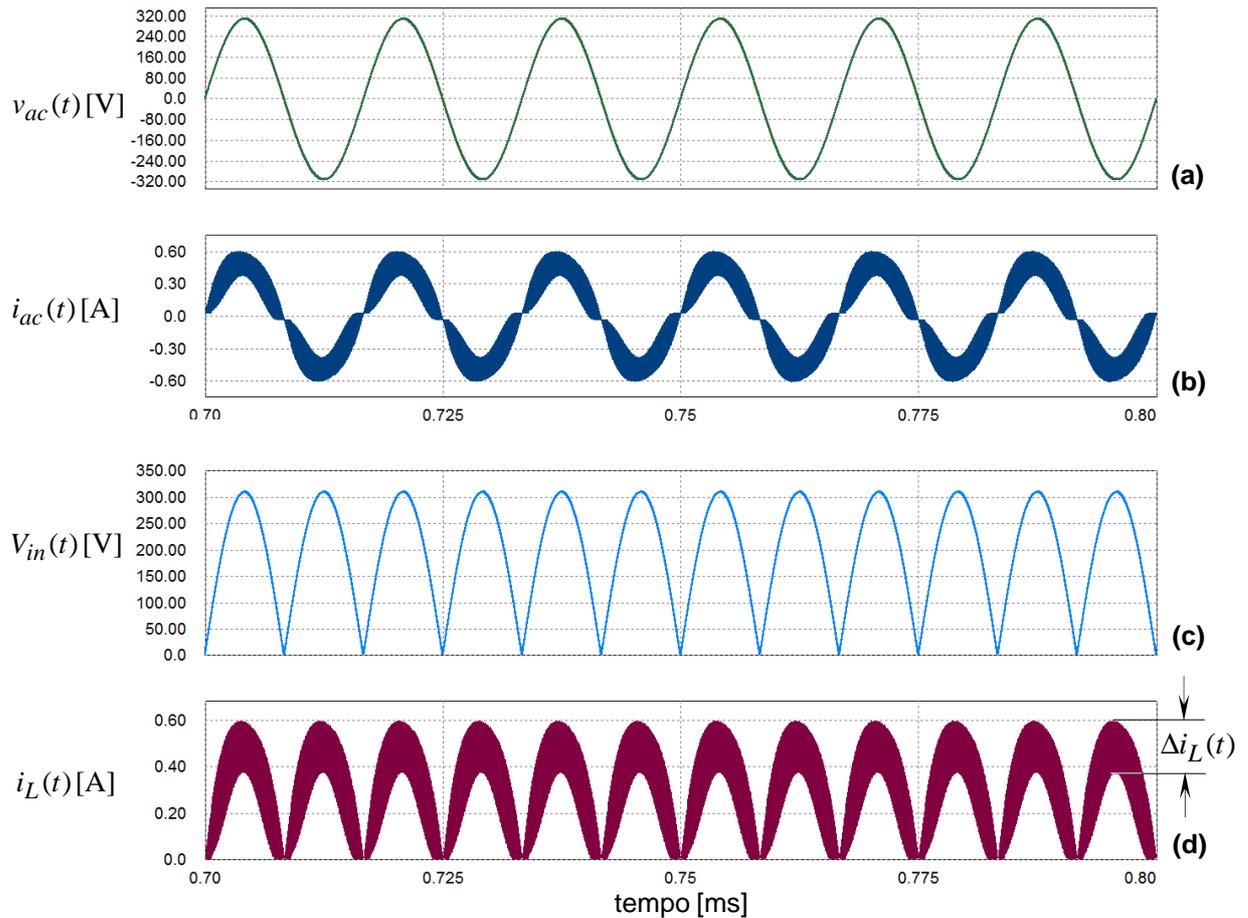
## 4.2 Simulação computacional para o conversor *Boost* PFC

A Figura 4.11 mostra o circuito do retificador com conversor *Boost* para correção do fator de potência implementado no *software* PSIM.



**Figura 4.12** – Circuito do retificador com conversor *Boost* PFC implementado no PSIM.

Para a simulação, foi considerada uma carga resistiva  $R_{load}$  igual a  $2,1\text{ k}\Omega$ , que corresponde à potência nominal de saída do conversor *Boost* PFC de  $68,4\text{ W}$  com uma tensão nominal de saída de  $380\text{ V}$ . A Figura 4.12 traz as formas de onda obtidas a partir de simulação para o conversor *Boost* considerando a tensão de entrada nominal  $V_{ac} = 220\text{ V (RMS)}$ .



**Figura 4.13** – Formas de onda obtidas a partir de simulação do conversor *Boost* PFC: **(a)** tensão de entrada proveniente da rede elétrica  $v_{ac}(t)$ ; **(b)** corrente de entrada  $i_{ac}(t)$ ; **(c)** tensão retificada  $V_{in}(t)$ ; **(d)** corrente no indutor  $i_L(t)$ .

Analisando as formas de onda da Figura 4.12, é possível notar que a forma de onda da corrente drenada da rede elétrica  $i_{ac}(t)$  se aproxima da forma de onda senoidal da tensão  $v_{ac}(t)$ , assim como a forma de onda da corrente no indutor  $i_L(t)$  se aproxima da forma de onda pulsada da tensão retificada  $V_{in}(t)$ , o que evidencia a correção do fator de potência através do conversor *Boost* PFC. Também se verifica que  $i_{ac}(t)$  está em fase com  $v_{ac}(t)$ . Considerando a potência de entrada estimada em projeto  $P_{in(bst)(nom)} = 76 \text{ W}$ , a tensão de entrada  $V_{ac(RMS\_nom)} = 220 \text{ V}$ , o fator de potência 0,99 e utilizando a equação 4.3, calcula-se o valor RMS da corrente de entrada do conversor, que é a corrente drenada da rede:

$$I_{ac(RMS\_nom)} = \frac{P_{in(bst)(nom)}}{V_{ac(RMS\_nom)} \cdot FP} \quad (4.3)$$

$$I_{ac(RMS\_nom)} = \frac{76}{220 \cdot 0,99} = 348,94 \text{ mA}$$

Já o valor RMS da corrente  $i_{ac}(t)$  obtido através do PSIM é  $I_{ac(RMS)} = 363,45$  mA.

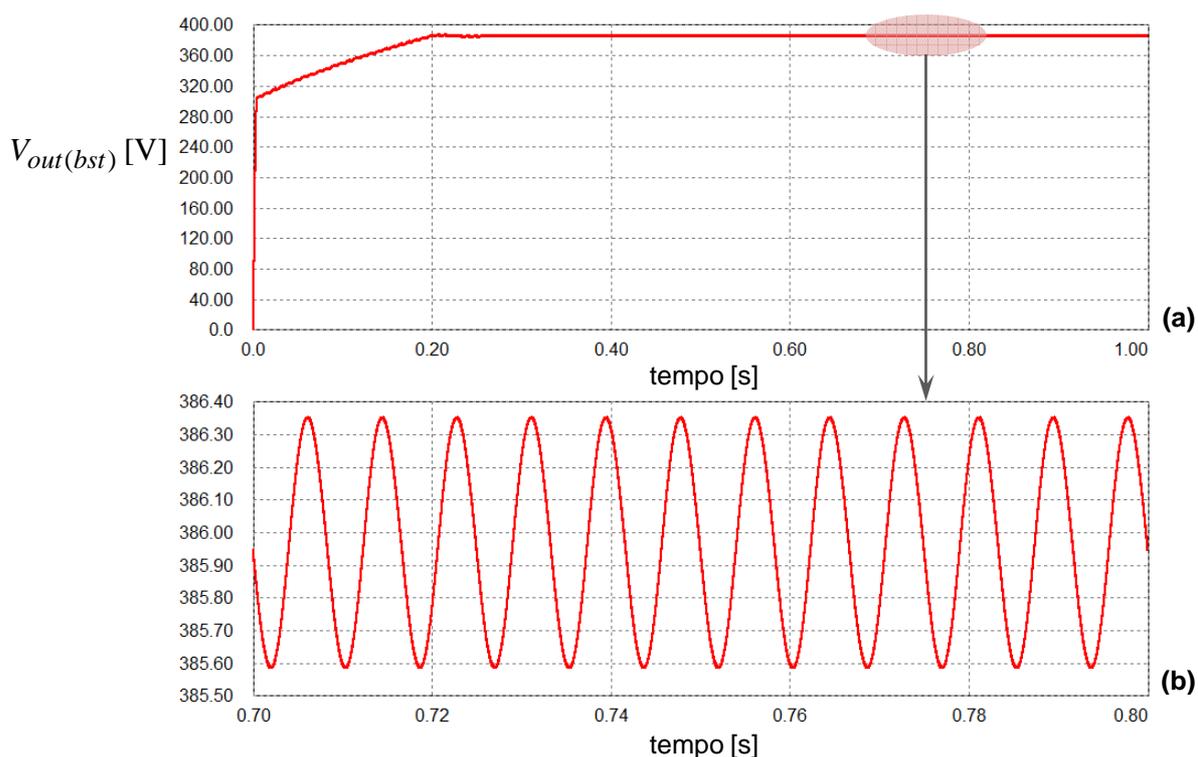
Isto significa que a potência de entrada para a simulação é:

$$P_{in(bst)(nom)} = 220 \cdot 363,45 \times 10^{-3} \cdot 0,99 = 79,16 \text{ W.}$$

Portanto, o desvio entre o valor estimado em projeto (76 W) e o valor simulado da potência de entrada do conversor *Boost* é de apenas 4,16%.

Também, ainda em relação às formas de onda da Figura 4.12, verifica-se que a ondulação da corrente no indutor  $\Delta i_L(t)$  (que conseqüentemente é a ondulação na corrente de entrada) é em torno de 220 mA.

A Figura 4.14(a) mostra o comportamento da tensão de saída do conversor *Boost* PFC  $V_{out(bst)}$  em função do tempo com  $V_{ac(RMS\_nom)} = 220$  V e a Figura 4.14(b) traz o detalhe da ondulação da tensão de saída.



**Figura 4.14** – Formas de onda obtidas a partir de simulação do conversor *Boost* PFC: **(a)** tensão de saída  $V_{out(bst)}$ ; **(b)** detalhe da ondulação da tensão de saída.

A partir da Figura 4.14 verifica-se que o valor médio da tensão de saída  $V_{out(bst)}$  em regime permanente é aproximadamente 385,92 V, com desvio de apenas 1,56% em relação ao valor estimado em projeto de 380 V. A ondulação de pico a pico da tensão de saída é de 790 mV. O tempo necessário para que o conversor *Boost* PFC atinja o regime

permanente é inferior a 300 ms. Com os valores simulados, é possível calcular a potência entregue à saída do conversor:

$$P_{out(bst)} = \frac{(385,92)^2}{2,1 \times 10^3} = 70,92 \text{ W} ,$$

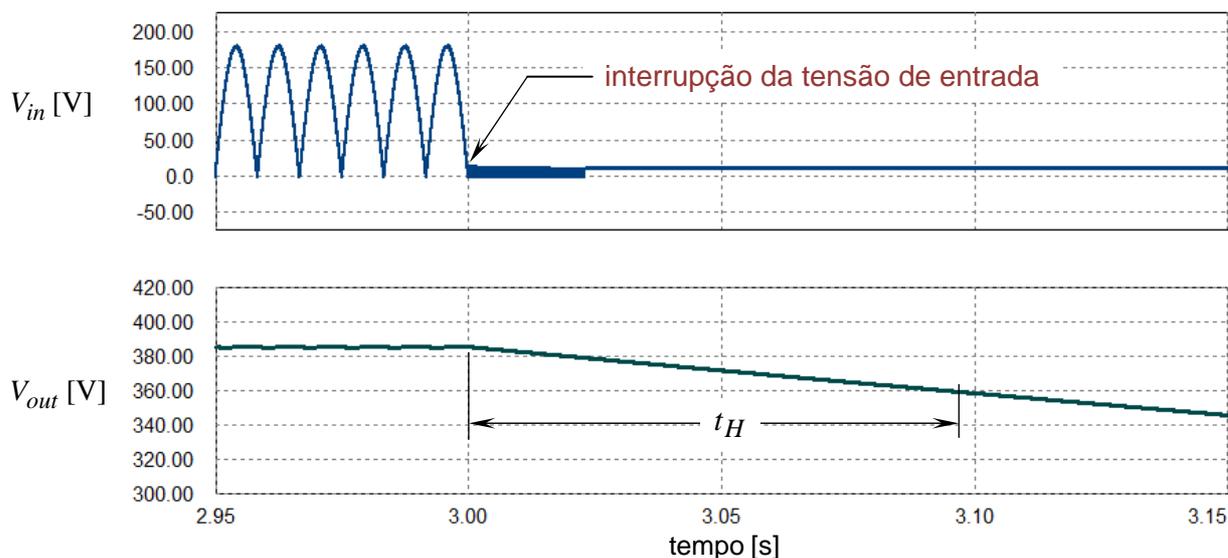
e também calcular a eficiência:

$$\eta_{bst} = \frac{70,92}{79,16} = 89,6\%.$$

Este valor de eficiência é bastante próximo dos 90 % estimados em projeto.

Para a simulação com  $V_{ac(RMS\_max)} = 230 \text{ V}$ , os valores de  $V_{out(bst)}$  e  $\Delta V_{out(bst)}$  encontrados são iguais aos obtidos para a tensão de entrada 220 V. Já a tensão de entrada mínima simulada que garante uma tensão de saída próxima de 380 V é  $V_{ac(RMS\_min)} = 120 \text{ V}$ , diferentemente dos 90 V estimados na etapa de projeto. Para a tensão de entrada mínima considerada na simulação, o tempo para que a saída do conversor atingisse o regime permanente foi em torno de 3,25 segundos, bem superior ao tempo obtido na simulação para as tensões de entrada nominal e máxima.

Finalmente, foi simulada uma interrupção na tensão de alimentação de entrada a fim de se verificar o tempo de *hold up* ( $t_H$ ). A condição considerada para a alimentação de entrada é  $V_{ac(RMS\_min)} = 120 \text{ V}$ . A Figura 4.14 mostra as formas de onda resultantes desta simulação.



**Figura 4.15** – Formas de onda de simulação para determinação do tempo de *hold up*.

O tempo de *hold up* é o intervalo a partir do instante da interrupção da tensão de alimentação de entrada até o instante em que a saída atinge o seu valor de tensão mínimo especificado, que para o conversor *Boost* PFC é  $V_{out(bst)(min)} = 360$  V. Analisando a Figura 4.14, verifica-se que  $t_H = 95,7$  ms, quase o dobro dos 50 ms especificados na etapa de projeto.

## 5 CONCLUSÃO

Como fonte de luz mais moderna, o LED deve ser capaz de substituir as outras fontes de luz atualmente utilizadas. Os avanços apresentados na tecnologia do LED branco, a perspectiva de que sua eficiência energética ultrapasse a das outras fontes de luz, o maior tempo de vida útil estimado, a elaboração de processos de fabricação que garantam um melhor padrão de qualidade, a queda dos custos com produção em grande escala e a tendência de desenvolvimento de tecnologias energeticamente eficientes são argumentos que qualificam o LED como a fonte de luz mais promissora. E como para funcionar os LEDs necessitam de conversores que lhes forneçam corrente contínua, esta necessidade justifica o empenho no desenvolvimento de conversores estáticos eficientes, tendo em vista uma grande demanda por luminárias com LEDs em um futuro próximo.

O projeto do conversor estático para alimentar LEDs foi realizado tendo como base a teoria dos conversores chaveados controlados por PWM disponível na literatura sobre o assunto. O primeiro passo para o desenvolvimento do trabalho foi, portanto, estudar as topologias de conversores estáticos chaveados, para em seguida, conhecendo a dinâmica de funcionamento e as características de cada topologia, optar pelas topologias de conversores mais adequadas aos requisitos do projeto proposto.

Considerando os requisitos para o conversor optou-se pelo conversor constituído de um retificador com conversor *Boost* associado a um conversor *Buck*. O conversor *Boost* tem como funções permitir com que o circuito trabalhe com tensões de alimentação distintas e para efetuar a correção o fator de potência; já o conversor *Buck* é empregado para abaixar a tensão elevada pelo conversor *Boost* e para controlar a corrente de saída.

Os resultados obtidos a partir das simulações computacionais realizadas utilizando o *software* PSIM são, em grande parte, compatíveis com o que fora estimado na etapa de projeto, tanto para o conversor *Buck* como para o *Boost*.

Para o conversor *Buck* foram simuladas várias situações. Para diferentes valores aplicados de tensão de entrada (360 V, 380 V e 400 V), a corrente de saída  $I_{out(bk)}$ , que é o principal parâmetro a ser analisado neste conversor, se mantém próxima dos 350 mA, com variações inferiores a 1%. A corrente mantém-se controlada mesmo para variações bruscas da tensão de entrada.

Outra situação simulada foi em relação à variação de parâmetros do conversor. Tanto para variações significativas na indutância do indutor como na frequência de chaveamento, o valor médio da corrente de saída  $I_{out(bk)}$  permanece sempre próximo

dos 350 mA. Há variação apenas nas ondulações da corrente no indutor  $\Delta i_{L(bk)}$  e da corrente de saída  $\Delta I_{out(bk)}$ .

Ainda para o conversor *Buck*, foi simulada a situação em que se retira o capacitor de filtro de saída. Os resultados mostram que, uma vez que nesta situação o indutor e a carga se encontram ligados em série e portanto  $i_{L(bk)} = I_{out(bk)}$ , a ondulação da corrente de saída aumenta consideravelmente em relação ao valor obtido quando há o capacitor de filtro em paralelo com a saída. Porém o valor médio de  $I_{out(bk)}$  sem o capacitor continua 350 mA e o conversor *Buck* continua operando no modo de condução contínua. A tensão máxima de saída de 200 V é limitada através da malha de controle para proteção contra sobretensão.

Para o conversor *Boost* PFC foram feitas simulações para diferentes valores de tensão de entrada. Na faixa entre 120 V e 230 V (RMS), a tensão de saída  $V_{out(bst)}$  se mantém próxima dos 386 V, valor coerente com o projetado (380 V). As formas de onda obtidas no PSIM mostram o efeito da correção do fator de potência através do conversor *Boost*, de modo que a forma de onda da corrente drenada da rede  $i_{ac}(t)$  se aproxima de uma senóide e está em fase com a tensão de alimentação  $v_{ac}(t)$ . No teste para determinação do tempo de *hold up*, o resultado do PSIM é 95,7 ms, bastante superior aos 50 ms estimados no projeto.

Para ambos os conversores, a eficiência estimada no projeto foi de 90%, e os resultados de simulação indicam uma eficiência de 99% para o conversor *Buck* e 89,6% para o conversor *Boost* PFC.

Portanto, os resultados de simulação validam a metodologia de projeto utilizada neste trabalho.

A partir dos resultados obtidos neste trabalho, pode-se destacar alguns tópicos, que são etapas para trabalhos futuros de continuação do projeto do conversor estático para alimentar LEDs de potência em uma luminária pública:

- A implementação física em uma placa de circuito impresso;
- Testes no circuito conversor implementado e comparação dos resultados experimentais com os resultados aqui obtidos;
- Refinamento do projeto, incluindo melhorias para maior eficiência do conversor, além de funções especiais, tais como o controle de acendimento da luminária no instante em que a luz natural é insuficiente para as pessoas e o controle de luminosidade,

reduzindo a intensidade luminosa da luminária e o consumo de energia elétrica durante a madrugada, considerando a queda no tráfego de veículos e de transeuntes;

- Pesquisa sobre normas de segurança relacionadas aos conversores estáticos chaveados e adequação do projeto a tais normas e para a aplicação em iluminação pública, assim como mais testes em laboratório;
- Testes do circuito conversor para LEDs em uma luminária pública instalada em campo, de modo a verificar as condições reais de funcionamento do conversor, dos LEDs e da luminária como um produto no todo;
- Redação e publicação de artigo científico em congresso/periódico com resultados dos estudos;

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ANEEL, **Resolução 456/2000**. Disponível em:  
<<http://www.aneel.gov.br/cedoc/res2000456.pdf>>.  
Acesso em 30 de abril 2010.

BROWN, M., **Power Supply Cookbook**. 2<sup>nd</sup> Edition. Boston: Newnes, 2001.

BROWN, M., **Practical Switching Power Supply Design**. 1<sup>st</sup> Edition. San Diego: Academic Press, 1990.

CAPELI, A., **Fontes Chaveadas Industriais**. Saber Eletrônica. São Paulo: Editora Saber, Ano 37, nº340, maio de 2001.

CHENG, Y. K.; CHENG, K. W. E. **General Study for Using LED to Replace Traditional Lighting Devices**. 2<sup>nd</sup> International Conference on Power Electronics Systems and Applications (ICPESA '06), page(s): 173 – 177, 2006.

CONNER, M. **Innovative Packaging Improves LEDs Light Output, Lifetime and Reliability**. EDN. page(s): 21 – 23, jan. 2010.

CRAWFORD, M. H. **LEDs for Solid-State Lighting: Performance Challenges and Recent Advances**. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, Volume: 15, Issue: 4, 2009.

ELETROBRÁS / PROCEL.

Disponível em:

<<http://www.eletronbras.gov.br/elb/procel/main.asp?TeamID=%7BEB94AEA0-B206-43DE-8FBE-6D70F3C44E57%7D>>

Último acesso em 27 de maio de 2010.

GANSLANDT, R.; HOFMANN, H. **Handbook of Lighting Design**. 1<sup>st</sup> Edition. ERCO Leuchten: Lüdenscheid Friedr. Vieweg & Sohn Verlagsgesellschaft, Braunschweig/Wiesbaden, 1992.

GENDRE, M. F. **Two Centuries of Electric Light Source Innovations**. Eindhoven, 2002.

GRIFFITH, P. **Designing Switching Voltage Regulators With the TL494**. Dallas: Texas Instruments, 2005.

INTERNATIONAL RECTIFIER. **IR2125(S) & (PbF) Current Limiting Single Channel Driver**. El Segundo, 2004.

HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. **Fundamentals of Physics**. 4<sup>th</sup> Edition. New York: John Wiley & Sons, 1993.

LEE, C et al. **High-Brightness InGaN–GaN Flip-Chip Light-Emitting Diodes With Triple-Light Scattering Layers**. IEEE Photonics Technology Letters, Volume 20, Issue 8, pages: 659 – 661, 2008.

LUZ, J. M. **Luminotécnica**.

Disponível em:

<[www.iar.unicamp.br/lab/luz/ld/Livros/Luminotecnica.pdf](http://www.iar.unicamp.br/lab/luz/ld/Livros/Luminotecnica.pdf)>.

Acesso em 05 de junho 2008.

MANIKTALA, S., **Switching Power Supply Design & Optimization**. 1<sup>st</sup> Edition. New York: McGraw Hill Professional, 2004.

MCLYMAN, C. W. T. **Transformer and Inductor Design Handbook**. 3<sup>rd</sup> Edition. New York: Marcel Dekker, 2004.

MOHAN, N., **First Course on Power Electronics and Drives**. 1<sup>st</sup> Edition. Minneapolis: MNPERE, 2003.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P., **Power Electronics – Converters, Applications and Design**. 3<sup>rd</sup> Edition. New York: John Wiley & Sons, 2003.

MUTHU, S.; SCHUURMANS, F.J.P.; PASHLEY, M.D. **Red, green, and blue LEDs for white light illumination**. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, Volume 8, Issue 2, March-April 2002, page(s): 333 – 338, 2002.

ON SEMICONDUCTOR, **Switchmode™ Power Supply Reference Manual**. Denver: ON Semiconductor – Motorola, 1999.

OSRAM. **Iluminação: Conceitos e Projetos**. 2009

Disponível em:

<[http://www.osram.com.br/osram\\_br/Ferramentas\\_%26\\_Catlogos/\\_pdf/Arquivos/Iluminacao\\_Geral/Manual\\_do\\_Curso\\_Illuminacao%2c\\_Conceitos\\_e\\_Projetos/AF\\_apostila\\_conceitos\\_e\\_projetos\\_SITE.pdf](http://www.osram.com.br/osram_br/Ferramentas_%26_Catlogos/_pdf/Arquivos/Iluminacao_Geral/Manual_do_Curso_Illuminacao%2c_Conceitos_e_Projetos/AF_apostila_conceitos_e_projetos_SITE.pdf)>.

Acesso em 05 de junho 2009.

OSRAM. **Lâmpadas de Descarga de Alta Pressão**. Osasco, 2008.

PHILIPS. **Guia Prático Philips Iluminação – Lâmpadas, Reatores, LEDs e Luminárias**. São Paulo, 2007.

POMILIO, J. A., **Eletrônica de Potência**. Campinas: Unicamp – FEEC, 2007.

POMILIO, J. A., **Fontes Chaveadas**. Campinas: Unicamp – FEEC, 2008.

KIRALY, L. **Design Tips DT94-1A – Keeping the Bootstrap Capacitor Charged in Buck Converters.** El Segundo: International Rectifier.

RASHID, M. H., **Eletrônica de Potência: Dispositivos, Circuitos e Aplicações.** 1ª Edição. São Paulo: Makron Books, 1999.

RASHID, M. H., **Power Electronics Handbook – Devices, Circuits and Applications.** 2<sup>nd</sup> Edition. San Diego: Academic Press, 2006.

SCHERÉDER, **Practical Experience Using LED for Lighting and Signage Products.** LED4Europe Congress: High Brightness LEDs, Products, Markets and Technical Challenges. 2007.

TAYLOR, B. N.; THOMPSON, A. **The International System of Units (SI).** 2008 Edition. Washington: NIST Special Publication, 2008.

Disponível em: <<http://physics.nist.gov/Pubs/SP330/sp330.pdf>>.

Acesso em 29 de maio de 2010.

TODD, P. C. **Unitrode Application Note U-134 – UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design.** 1999.

Disponível em: <<http://focus.ti.com/lit/an/slua144/slua144.pdf>>

Acesso em 15 de junho de 2010.

THE BRUSSELS ENTERPRISE AGENCY. **LEDs for Lighting and Signage Applications.** Bruxelas, 2006.

UNITRODE. **UC1854, UC2854, UC3854 High Power Factor Preregulator.** 1999.

Disponível em: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/uc3854.pdf>>

Acesso em 15 de junho de 2010.

VAN DER BROECK, H.; SAUERLANDER, G.; WENDT, M., **Power Driver Topologies and Control Schemes for LEDs.** Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC 2007), page(s): 1319 – 1325, 2007.

ZISSIS, G.; CASTANO, E. **Perspectivas e Obstáculos ao Uso do LED Branco como Fonte de Luz.** Eletricidade Moderna. São Paulo: Aranda Editora, Nº 408, páginas: 104 – 117, março de 2008.