

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**HEBERTY HUILTON AMARAL**

**CONVERSOR BOOST ZCZVT APLICADO EM UM SISTEMA DE  
ILUMINAÇÃO DE EMERGÊNCIA COM LED**

**DISSERTAÇÃO**

**PATO BRANCO**

**2011**

**HEBERTY HUILTON AMARAL**

**CONVERSOR BOOST ZCZVT APLICADO EM UM SISTEMA DE  
ILUMINAÇÃO DE EMERGÊNCIA COM LED**

Trabalho de Dissertação apresentada como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Dr. Carlos Marcelo de Oliveira Stein

**PATO BRANCO**

**2011**

A485c Amaral, Heberty Huiton

Conversor boost zczvt aplicado em um sistema de iluminação de emergência com LED / Heberty Huiton Amaral – 2011.

124 f. : il.; 30 cm.

Orientador: Carlos Marcelo de Oliveira Stein

Dissertação (Mestrado) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Pato Branco/PR, 2011.

Bibliografia: f. 107-111

1. Boost. 2. LED. 3. Rendimento. 4. Autonomia. 5. Norma. 6. IEEE - 446. I. Stein, Carlos Marcelo de Oliveira, orient. II. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDD(22. ed.) 621.3



Ministério da Educação  
**Universidade Tecnológica Federal do Paraná**  
Campus Pato Branco  
Diretoria de Pesquisa e Pós-Graduação  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica



### TERMO DE APROVAÇÃO

Título da Dissertação nº 007

**Conversor boost ZCZVT aplicado em um sistema de iluminação de emergência com LED**

por

**Heberty Huilton Amaral**

Dissertação apresentada às oito horas do dia doze de julho de dois mil e onze, como requisito parcial para obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA, Linha de Pesquisa - Processamento de Energia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (Área de Concentração: Sistemas e Processamento de Energia), Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Campus Pato Branco. O candidato foi argüido pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho. . . . .  
..... *aprovado* .....

Banca examinadora:

Dr. Rui Jovita Godinho Corrêa da Silva  
ITAIPU BINACIONAL

Dr. Emerson Giovanni Carati  
UTFPR

Dr. Jean Carlos Cardozo da Silva  
UTFPR

Dr. Carlos Marcelo de Oliveira Stein  
UTFPR (Orientador)

Visto da Coordenação:

Prof. Dr. Rafael Cardoso  
Coordenador do PPGEE

Dedico este trabalho a Deus e a Nossa Senhora Aparecida, meus protetores em todos os momentos de minha vida, aos meus pais, Amauri Amaral e Neusa Lourdes Amaral, pelo amor, exemplo, apoio, compreensão e dedicação incontestável, ao meu irmão, Helenilson H. Amaral pela amizade e cumplicidade, a minha avó, Irene Zeca Amaral, pelo amor e exemplo de luta e perseverança, a memória de Francisca Da Silva Caldas.

## **AGRADECIMENTOS**

Meus sinceros agradecimentos:

Ao professor Dr. Carlos Marcelo de Oliveira Stein, pela orientação, amizade e tempo dedicado para finalização deste trabalho.

Aos meus padrinhos, Rui e Cristina pelo incentivo, pelos conselhos e pela nossa amizade.

Aos professores da Pós-graduação, em especial aos professores Dr. Mário L. Martins e Adriano D. S. Gomes, pelo conhecimento técnico transmitido e pela importante contribuição na formação profissional dos alunos.

Aos colegas Engenheiros Cláudio Lucas, João Bazzo, Ricardo Bertoncello, João Kanieski, Alexandre Zamadei, Kleiton Moraes, Filipe Marangoni, e também aos Tecnólogos Jean Gazzoni, Alex Lopes e Alcir Scarmin, ao estagiário Adriano Fasolo e, aos amigos (as) Paulo L. Benatto, Bruno Franco, Silvana Castagnaro, Cristian Carreira, Letícia de Moraes, Maikon Mozart, Jonas Somenzi, Elda Lopes Lira, Jean Carlos Gentilini, Newton Carlos Will, Della Maris Fernandes e a todos os demais que auxiliaram na criação e desenvolvimento desse trabalho, além da amizade e convivência diária que fazem do GEPEP um local de trabalho agradável.

Aos acadêmicos de iniciação científica, Michael Toaldo e Allan Gregori, que foram essenciais para a implementação do projeto.

Ao GEPEP que proporcionou todas as ferramentas e oportunidades fundamentais para meu crescimento profissional.

Meus agradecimentos aos professores que aceitaram ser componentes da banca examinadora e pelas contribuições dadas ao trabalho.

A UTFPR que forneceu uma estrutura adequada para minha formação durante o curso de Pós-graduação.

A Fundação Araucária pelo suporte financeiro durante o curso de mestrado, e pela confiança depositada no meu trabalho.

“É melhor tentar e falhar,  
que preocupar-se e ver a vida passar;  
é melhor tentar, ainda que em vão,  
que sentar-se fazendo nada até o final.  
Eu prefiro na chuva caminhar,  
que em dias tristes em casa me esconder.  
Prefiro ser feliz, embora louco,  
que em conformidade viver ...”  
(KING, Martin Luther)

## RESUMO

Neste trabalho foi realizado um estudo sobre um sistema de iluminação de emergência não permanente. Este sistema é constituído de baterias, conversor *boost* e o *LED* de potência. O foco do trabalho é analisar o conversor *boost*, que emprega duas técnicas de comutação, sendo elas: comutação dissipativa e comutação suave. As análises feitas no conversor são referentes a comutação da chave semicondutora principal ocorrer de forma dissipativa ou suave para a técnica de comutação dissipativa e verificar se para a comutação suave as chaves semicondutoras (principal e auxiliar) comutam de forma dissipativa ou suave. Outro fato importante é avaliar o rendimento do conversor *boost* para as duas técnicas de comutação. Ainda é averiguada a autonomia do sistema de iluminação de emergência e também se ele está em conformidade com que cita a norma *IEEE 446*, referente a autonomia do sistema. Por fim é apresentada as formas de onda da corrente fornecida ao *LED*. Em suma, o conversor que emprega a técnica de comutação dissipativa demonstrou que a comutação ocorre de forma dissipativa, já para a técnica de comutação suave, a comutação transcorreu de forma suave. A eficiência do conversor mensurada através da autonomia do sistema de iluminação de emergência comprovou que a comutação suave apresenta maior eficiência do que a comutação dissipativa, em torno de 34%, devido a redução das perdas no chaveamento. Foi relatado que o conversor com a técnica de comutação suave empregado no sistema de iluminação de emergência obteve uma autonomia de uma hora e quatro minutos, já o conversor que utiliza a técnica de comutação dissipativa obteve uma autonomia de quarenta e dois minutos. Portanto, os sistemas de iluminação de emergência, no qual o conversor *boost* faz uso das duas técnicas de comutação estão em conformidade com a norma *IEEE- Std 446*. Em análise última observou-se que a corrente fornecida ao *LED* proveniente de um conversor com comutação suave possui uma ondulação em torno de 35% menor que a corrente oriunda de um conversor com comutação dissipativa e, ainda não possui oscilação do nível de corrente, tais características elevam a vida útil do *LED* e não alteram as características fotométricas do *LED*.

**Palavras-chave:** *boost*; *LED*; rendimento; autonomia; norma *IEEE- 446*.



## ABSTRACT

In this paper we present a study of an emergency lighting system is not permanent. This system consists of batteries, LED boost converter and power. The focus of the paper is to analyze the boost converter, which employs two switching techniques, which are: hard switching and soft switching. The analysis made in the converter are related to the commutation of the main semiconductor switch occur hard or soft switching technique for hard and check for soft switching the switches (main and auxiliary) switch in a hard or soft. Another important fact is to evaluate the performance of the boost converter for the two switching techniques. Also investigated is the autonomy of the emergency lighting system and also if he is quoting in accordance with IEEE 446, regarding the autonomy of the system. Finally is shown the waveform of the current supplied to the LED. In short, the converter that employs the technique of switched hard demonstrated that switching occurs in a hard, since the techniques of soft switching, the switch went soft. The measured efficiency of the converter through the autonomy of the emergency lighting system has proven that soft switching is more efficient than the hard switching, around 34% due to reduction in switching losses. It was reported that the converter with soft switching technique used in emergency lighting system achieved an endurance of one hour and four minutes, as the converter using the switching technique obtained a hard range of forty-two minutes. Therefore, emergency lighting systems, in which the boost converter makes use of two switching techniques are in accordance with IEEE Std-446. In ultimate analysis it was observed that the current supplied to the LED from a converter with soft switching has a ripple around 35% lower than the current coming from a switching converter with hard and does not have oscillation current level, such features increase the lifetime of the LED and do not alter the photometric characteristics of the LED.

**Keywords:** boost; LED; performance; autonomy; standard *IEEE- 446*.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Sistema de iluminação de emergência permanente. ....	27
Figura 2- Sistema de iluminação de emergência não permanente. ....	28
Figura 3- Sistema de iluminação <i>LED</i> . ....	32
Figura 4- Diagrama simplificado da junção PN. ....	36
Figura 5- Modelo do diodo. ....	37
Figura 6- Curvas de tensão e corrente no <i>LED</i> . ....	38
Figura 7- Eficiência luminosa X vida útil. ....	39
Figura 8- a) Sistema de iluminação de emergência não permanente tradicional. b) Sistema de iluminação de emergência aplicado neste trabalho. ....	43
Figura 9- Classificação das topologias dos conversores. ....	45
Figura 10- Conversor <i>Boost</i> . ....	46
Figura 11- Circuito <i>Boost</i> . ....	46
Figura 12- Diagrama de um conversor <i>boost</i> para regulação da tensão na saída. ....	49
Figura 13- Modulação em amplitude. ....	50
Figura 14- Modulação em frequência. ....	50
Figura 15- Ajuste do nível de tensão na saída do conversor. ....	51
Figura 16- Formas de onda da tensão de saída com frequência de comutação fixa. ....	52
Figura 17- Diagrama de blocos do <i>PWM</i> . ....	52
Figura 18- Modulação <i>PWM</i> . ....	53
Figura 19- Etapas de operação do conversor <i>Boost</i> . (a) Primeira etapa. (b) Segunda etapa de operação. ....	54
Figura 20- Comutação dissipativa. ....	55
Figura 21- Formas de ondas de tensão e corrente sobre a chave semicondutora utilizando a técnica de comutação dissipativa e a comutação suave. ....	56
Figura 22- Conversor <i>boost PWM ZCZVT</i> . ....	59
Figura 23- Conversor <i>boost PWM ZCZVT</i> simplificado. ....	59
Figura 24- Etapa 1- $t_0, t_1$ . ....	60
Figura 25- Etapa 2- $t_1, t_2$ . ....	60
Figura 26- Etapa 3- $t_2, t_3$ . ....	61
Figura 27- Etapa 4- $t_3, t_4$ . ....	62
Figura 28- Etapa 5- $t_4, t_5$ . ....	63
Figura 29- Etapa 6- $t_5, t_6$ . ....	64
Figura 30- Etapa 7- $t_6, t_7$ . ....	65
Figura 31- Etapa 8- $t_7, t_8$ . ....	65
Figura 32- Formas de ondas para o processo de entrada em condução. ....	66
Figura 33- Etapa 9- $t_8, t_9$ . ....	67
Figura 34- Etapa 10- $t_9, t_{10}$ . ....	68

Figura 35- Etapa 11- $t_{10}, t_{11}$ .....	69
Figura 36- Etapa 12- $t_{11}, t_{12}$ .....	70
Figura 37- Etapa 13- $t_{12}, t_{13}$ .....	71
Figura 38- Etapa 14- $t_{13}, t_0$ .....	72
Figura 39- Formas de ondas teóricas do conversor <i>PWM boost ZCZVT</i> .....	73
Figura 40- Ábaco (relação mínima entre os capacitores ressonantes e o fator de segurança $k_{c1}$ ) .....	78
Figura 41- Diagrama do sistema de iluminação proposto neste trabalho.....	81
Figura 42- Esboço da parte experimental. ....	82
Figura 43- Sinais de comando da entrada ( <i>PWM</i> convencional) e das saídas (Chave Auxiliar e Principal) do programa. ....	84
Figura 44- Fluxograma de funcionamento do programa. ....	86
Figura 45- Conversor <i>boost</i> com comutação dissipativa.....	90
Figura 46- Circuito de acionamento da chave semicondutora ( <i>PWM</i> ) .....	90
Figura 47- Forma de onda de tensão e corrente na chave semicondutora do conversor <i>boost</i> com comutação dissipativa.....	91
Figura 48- Conversor <i>boost ZCZVT</i> .....	92
Figura 49- Circuito de acionamento da chave principal e da chave auxiliar .....	94
Figura 50- Formas de onda de tensão e corrente na chave semicondutora principal do conversor <i>boost</i> com comutação suave .....	94
Figura 51- Formas de onda de tensão e corrente na chave auxiliar do conversor <i>boost</i> com comutação suave.....	95
Figura 52- Formas de onda de tensão e corrente na chave semicondutora no processo de entrada em condução para um conversor <i>boost</i> com comutação dissipativa.....	96
Figura 53- Formas de onda de tensão e corrente na chave semicondutora no processo de bloqueio para um conversor <i>boost</i> com comutação dissipativa.....	97
Figura 54- Formas de onda de tensão e corrente na chave semicondutora principal para um conversor <i>boost</i> com comutação suave .....	98
Figura 55- Formas de onda de tensão e corrente na chave semicondutora auxiliar para um conversor <i>boost</i> com comutação suave .....	99
Figura 56- Forma de onda de corrente fornecida ao <i>LED</i> proveniente de um conversor <i>boost</i> com comutação dissipativa.....	100
Figura 57- Forma de onda de corrente proveniente de um conversor <i>boost</i> com comutação suave, fornecendo alimentação ao <i>LED</i> .....	101
Figura 58- Conversor <i>Buck</i> .....	112
Figura 59- Circuito <i>Buck</i> .....	112
Figura 60- Conversor <i>Buck Quadratic</i> .....	113
Figura 61- Conversor <i>Buck- Boost</i> .....	113
Figura 62- Topologia <i>Buck- Boost</i> .....	113
Figura 63- Conversor Zeta .....	114
Figura 64- Topologia Zeta .....	114
Figura 65- Conversor <i>Cúk</i> .....	115

Figura 66- Topologia <i>Cúk</i> .....	115
Figura 67- Conversor <i>Flyback</i> .....	116
Figura 68- Topologia <i>Flyback</i> .....	117
Figura 69- Conversor Ressonante.....	118
Figura 70- Topologia Ressonante.....	118

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1- Luminosidade x cor. ....	41
Tabela 2- Dados iniciais de projeto. ....	74
Tabela 3- Parâmetros de projeto de um conversor <i>boost</i> com comutação dissipativa e comutação suave. ....	78

## LISTA DE SIGLAS E ACRÔNIMOS

<i>AHDL</i>	<i>Altera Hardware Description Language</i> - Linguagem de descrição de hardware
<i>AlGaInP</i>	Alumínio Gálio Índio Fósforo
<i>ANSI/ NFPA</i>	<i>American national Standards Institute/ National Fire Protection Association</i>
CA- CA	Corrente Alternada- Corrente Alternada
CC- CC	Corrente Contínua- Corrente Contínua
<i>CCM</i>	<i>Continuos Conduction Mode</i> - Modo de condução contínua
<i>Diac</i>	Diodo para corrente alternada
<i>EMI</i>	<i>Eletromagnetic Interference</i> - Interferência eletromagnética
<i>FPGA</i>	<i>Field-programmable Gate Array</i>
<i>IEEE</i>	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
<i>InGaN</i>	Índio Gálio Nitrogênio
IRC	Índice de reprodução de cor
<i>LED</i>	<i>Light emitting diode</i> - Diodo emissor de luz
<i>LLC</i>	<i>Inductor magnetizing Inductor resonant Capacitor resonant</i> - Indutor magnetizante, indutor ressonante e capacitor ressonante
<i>MOSFET</i>	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> - Transistor de efeito de campo de semicondutor de óxido metálico
<i>NLPIP</i>	<i>National Lighting Product Information Program</i>
<i>PAM</i>	<i>Pulse amplitude modulation</i> - Modulação em amplitude de pulso
<i>PELS</i>	<i>Permanent Emergency Lighting System</i> - Sistema de iluminação de emergência permanente
<i>PFM</i>	<i>Pulse Frequency modulation</i> - Modulação em frequência de pulso
<i>PHT</i>	<i>Pin Through Hole</i> - Pinos através de Furos
<i>PIC</i>	Circuito integrado fabricado pela <i>Microchip Technology Inc.</i>
<i>PN</i>	Dois cristais justapostos dopados de impurezas do tipo P, e do tipo N

<i>PSIM</i>	<i>Power Electronics Simulation- Software de simulação para conversores de eletrônica de potência e sistemas elétricos</i>
<i>PWM</i>	<i>Pulse width modulation- Modulação por largura de pulso</i>
<i>RGB</i>	<i>Red, Green, blue- Vermelho, verde e azul</i>
<i>SMD</i>	<i>Surface mount device- Dispositivos de Montagem em Superfície</i>
<i>SMT</i>	<i>Surface mount technology- Tecnologia de Montagem em superfície</i>
<i>UPS</i>	<i>Uninterruptible power supply- Fonte ininterrupta de energia</i>
<i>UV</i>	<i>Ultra-violeta</i>
<i>ZCS</i>	<i>Zero Current Switching- Chaveamento em corrente nula</i>
<i>ZCT</i>	<i>Zero Current Transition- Transição em corrente nula</i>
<i>ZVS</i>	<i>Zero Voltage Switching- Chaveamento em tensão nula</i>
<i>ZVT</i>	<i>Zero Voltage Transition- Transição em tensão nula</i>
<i>ZCZVT</i>	<i>Zero Current Zero Voltage Transition- Transição em tensão e corrente nula</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$lux$	Unidade de luminância
$^{\circ}C$	Graus Celsius
$I_n$	Fluxo de elétrons
$I_p$	Fluxo de lacunas
$I_{n0}$ e $I_{p0}$	Corrente balanceada na temperatura ambiente
$\gamma$	Constante cinética eletrônica
$q$	Carga elétrica
$V$	Tensão no diodo
$T$	Temperatura ambiente
$V_T$	Tensão térmica
$lm$	Lumen
$cd$	Intensidade luminosa (candela)
$K$	Kelvin
$lm/W$	Lúmen por Watts
$hTW/ano$	hora Tera Watt por ano
$MTons/ano$	Mega Toneladas por ano
$V_i$	Tensão de entrada
$S$	Chave semicondutora
$D$	Diodo
$L$	Indutor
$C_o$	Capacitor na saída do conversor
$R_o$	Carga resistiva na saída do conversor
$W$	<i>Watts</i>
$D_z$	Diodo zener
$L$	Vida Útil do capacitor
$L_o$	Vida útil do capacitor inicialmente
$T$	Temperatura ambiente
$T_o$	Temperatura máxima



$K$	Coeficiente de ondulação da corrente
$\Delta T$	Variação de temperatura
$V_{ref}$	Tensão de referência
$V_{dente\_serra}$	Forma de onda dente-de-serra
$V_{controis}$	Nível de tensão controlada
$T_s$	Período de comutação
$t_{on}$	Tempo que a chave conduz corrente
$t_{off}$	Tempo que a chave não conduz corrente
$V_o$	Tensão média na saída do conversor
$d$	Razão cíclica
$V_s$	Tensão na chave semicondutora principal
$I_s$	Corrente na chave semicondutora principal
$I_{in}$	Corrente de entrada no conversor
$I_o$	Corrente na saída do conversor
$C_{R1}$ e $C_{R2}$	Capacitor ressonante 1 e 2
$L_R$	Indutor ressonante ou indutor auxiliar
$S_A$	Chave auxiliar
$D_{A1}$	Diodo auxiliar 1
$D_S$	Diodo na chave principal
$D_{A2}$	Diodo auxiliar 2
$D_{RL}$	Diodo de roda livre
$i_{LR}$	Corrente no indutor ressonante
$t$	Tempo
$V_{CR1}$	Tensão no capacitor ressonante 1
$V_{CR2}$	Tensão no capacitor ressonante 2
$Z$	Impedância
$\omega$	Frequência angular
$\Delta t_n$	Intervalo de tempo da duração da etapa n
$f$	Frequência de chaveamento
$P_{in}$	Potência de entrada do conversor

$P_o$	Potência do <i>LED</i>
$\eta$	Rendimento do conversor
$L$	Indutor
$\Delta I$	Ondulação da corrente de entrada no conversor
$C$	Capacitor
$\Delta V_c$	Ondulação da tensão no capacitor
$\frac{di}{dt}$	Derivada da corrente
$V_{imín}$	Tensão mínima de entrada no conversor
$I_{inmáx}$	Corrente máxima na entrada do conversor
$k_{C1}$	Parâmetro utilizado no ábaco para escolha do valor do capacitor ressonante 1
$k_v$	Parâmetro que relaciona a tensão na saída pela entrada.
$k_{C2}$	Parâmetro usado no ábaco para obter o valor do capacitor ressonante 2

## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>18</b>
1.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	18
1.2 OBJETIVOS .....	23
1.2.1 Objetivo Geral.....	23
1.2.2 Objetivos Específicos .....	24
1.3 MÉTODO DE OBSERVAÇÃO E TRATAMENTO DOS DADOS .....	24
1.4 ESCOPO DO TRABALHO .....	25
<b>2 SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO DE EMERGÊNCIA E LED DE POTÊNCIA .....</b>	<b>26</b>
2.1 SISTEMA DE ILUMINAÇÃO DE EMERGÊNCIA .....	26
2.1.1 Classificação.....	26
2.1.2 Descrição dos Blocos .....	28
2.2 NORMATIZAÇÃO .....	33
2.3 O USO DO LED DE POTÊNCIA EM SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO DE EMERGÊNCIA.....	34
2.3.1 Princípio de funcionamento do LED de potência.....	35
2.3.2 Propriedades Elétricas do LED de potência .....	37
2.3.3 Propriedades Térmicas do LED de potência .....	40
2.3.4 Propriedades Fotométricas do LED de potência .....	40
2.3.5 Aplicações e Perspectivas do LED de potência.....	41
2.3.6 Sistema de iluminação de emergência com LED de potência.....	42
2.4 CONCLUSÃO .....	44
<b>3 CONVERSORES CC-CC .....</b>	<b>45</b>
3.1 CONVERSOR BOOST .....	46
3.2 CARACTERÍSTICAS DOS CONVERSORES CC-CC .....	47
3.3 COMUTAÇÃO.....	55
3.4 COMUTAÇÃO SUAVE.....	56
3.4.1 Conversor Boost ZCZVT.....	58
3.5 METODOLOGIA DE PROJETO PARA O CONVERSOR BOOST.....	74
3.6 CONCLUSÃO .....	78
<b>4 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS E RESULTADOS.....</b>	<b>80</b>
4.1 DESCRIÇÃO DA PESQUISA.....	80
4.2 DESENHO METODOLÓGICO.....	81
4.3 MATERIAIS.....	88
4.4 RESULTADOS.....	89
4.5 CONCLUSÃO .....	102
<b>5 CONCLUSÃO .....</b>	<b>103</b>
<b>LISTA DE PUBLICAÇÃO .....</b>	<b>106</b>
<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>107</b>

<b>ANEXO A</b> .....	<b>112</b>
<b>ANEXO B</b> .....	<b>120</b>

## 1 INTRODUÇÃO

### 1.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Um fator limitante para o crescimento econômico dos países é a oferta de energia elétrica, visto que a demanda aumenta com o crescimento da população e com a necessidade de desenvolvimento social e econômico. A existência de novas tecnologias pode contribuir para aumentar a eficiência energética e reduzir o montante da demanda (BARBALHO, 1987) (NOVA, 1985). O advento da eletrônica de potência, a partir de 1950, introduziu novos componentes, aplicados no controle e conversão da energia elétrica, permitindo equipamentos com dimensões reduzidas e elevada densidade de potência. O uso da eletrônica de potência em grande escala, nas mais diversas áreas de aplicação, requer o desenvolvimento de pesquisas para obter a máxima eficiência desses equipamentos (RASHID, 1999). Em outras palavras, isso significa produzir equipamentos que utilizam energia elétrica de forma racional e sustentável. Nesse contexto, a humanidade também tem se tornado cada vez mais dependente da iluminação, com grande parte das atividades humanas de trabalho e lazer desenvolvidas necessitando de uma fonte luminosa, incentivando o advento de novas tecnologias relacionadas a iluminação artificial. A área de sistemas de iluminação de emergência foi uma das que mais se desenvolveu e popularizou. Este sistema é considerado item de segurança e necessário em muitos ambientes, tais como: salas comerciais, escadas, garagens, elevadores, restaurantes, garantindo dessa forma a luminosidade na falta de energia elétrica (PINTO et al., 2009).

O *LED* (*light emitting diode*- diodo emissor de luz) é um dispositivo que emite luz quando energizado. Este dispositivo, considerado de estado sólido, ou seja, um semicondutor, é constituído de uma junção PN (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2004). Para Calleja et al. (2004) os primeiros *LEDs* foram construídos na década de 60 e empregados principalmente como indicadores do estado de equipamentos eletrônicos, permitindo identificar se o equipamento está ou não recebendo tensão, ou ainda se está ligado ou desligado, sendo utilizados nos mais diversos tipos de equipamentos, tais como: rádio, televisão, aparelhos de som, *VIDEO*, *DVD* e

eletrodomésticos. Também são usados em *displays* numéricos, para apresentar uma informação de grandeza de alguma medida, tanto no ambiente industrial, em todas as formas de instrumentação, quanto no residencial, como calculadoras e relógios (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2004). Para Secades et al. (2005) esses primeiros *LED* emitiam baixos níveis de luminosidade.

Na década de 1990 surgiram *LEDs* de alto brilho e de potência (*NLPIP LIGTHING ANSWERS*, 2003) (PINTO, 2008). O chamado *LED* de potência vêm sendo empregado como uma nova fonte de iluminação, não só pela introdução de novos materiais, tais como AlGaInP (alumínio- gálio- índio- fósforo) e InGaN (Índio- Gálio- Nitrogênio), mas também novas tecnologias utilizadas pelos fabricantes. As melhorias obtidas nas características elétricas, térmicas e fotométricas do *LED* de potência têm permitido uma elevada eficiência nas aplicações de iluminação, tornando-os mais eficazes que as mesmas aplicações que utilizam as lâmpadas incandescentes e com eficácia próxima das aplicações que utilizam lâmpadas fluorescentes (CARDESÍN et al., 2008) (SECADES et al., 2005).

Na década de 2000 foi obtido um aumento no nível de potência do *LED*, tanto luminosa quanto energética, aprimorando sua eficiência luminosa e aumentando o potencial para sua aplicação em iluminação (NARENDRAM, 2005) (*NLPIP LIGTHING ANSWERS*, 2003). Algumas aplicações do *LED* em iluminação são: sistemas de iluminação de emergência, semáforos e a sinalização de saída de emergência (PINTO, 2008). Existem diversos modelos de *LEDs* usados em iluminação, tais como XLamp XP- E *cool White LED* (fabricante Cree), ASMT- Ax00 *LED* (fabricante Avagos), Edixeon *Federal Series LED* (fabricante Edison Opto) e *LED LUMILEDS* (fabricante PHILIPS), e o modelo a ser utilizado depende dos requisitos da aplicação (*NLPIP LIGTHING ANSWERS*, 2003). Este trabalho apresenta seu foco no uso do *LED* de potência em sistemas de iluminação de emergência.

A aplicação do *LED* de potência se tornou interessante para sistema de iluminação de emergência devido a sua elevada eficiência, vida útil superior a 100.000 horas e consumo de energia em torno de 50% do consumo das fontes luminosas tradicionais (OLIVEIRA et al., 2009). Para Secades et al. (2005) os sistemas de iluminação de emergência tradicionais utilizam lâmpadas fluorescentes, com vida útil entre 10.000 e 20.000 horas, resultando em elevado custo de

manutenção do sistema, pela necessidade de substituição da lâmpada. Conseqüentemente, o uso de *LED* implica na redução do custo na manutenção (CARDESÍN et al., 2009). A principal desvantagem do uso do *LED* é o elevado custo de produção, cuja redução é alvo de pesquisas (*LED PROFESSIONAL REVIEW*, 2009) (XIAOYUN; XIAOJIAN; YAN, 2009).

O uso do *LED* de potência em sistemas de iluminação de emergência também apresenta algumas vantagens de projeto. Uma vantagem é a simplicidade do sistema de fornecimento de energia, que não necessita de circuito de partida, reduzindo assim seu custo final (CALLEJA et al., 2004). Outra é a possibilidade de controlar o nível de luminosidade (CALLEJA et al., 2004) (SECADES et al., 2004).

Para Cardesín et al. (2008) os sistemas de iluminação de emergência com *LED* ainda garantem maior segurança porque operam com níveis de tensão mais baixos e não possuem gases tóxicos no interior do dispositivo. Também possuem maior flexibilidade de uso em função da ampla faixa da temperatura de operação, situada entre  $-20^{\circ}\text{C}$  a  $120^{\circ}\text{C}$  (CALLEJA et al., 2004) (SECADES et al., 2004). O sistema de iluminação de emergência tradicional impõe restrições ao projetista por não apresentarem essas características (PINTO, 2008).

Por operarem com baixos níveis de tensão e corrente, os *LEDs* não podem ser alimentados diretamente da rede elétrica, requerendo um circuito para adequar os valores de tensão e corrente (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003). Com o avanço da eletrônica de potência surgiram dispositivos semicondutores de potência que possibilitaram novas técnicas de conversão de energia CA-CC (RASHID, 1999). Os conversores CA-CC são conhecidos como retificadores e tem a função de converter a corrente alternada fornecida pela rede de alimentação para uma corrente contínua, utilizada para alimentar equipamentos eletrônicos (RASHID, 1999) (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

Os sistemas de iluminação de emergência são classificados em: permanentes e não permanentes. Na iluminação permanente as lâmpadas são alimentadas através da rede elétrica e necessitam utilizar um conversor CA-CC (ABNT, 1999). Quando ocorre a falta de energia, o sistema comuta automaticamente para a fonte de alimentação alternativa. Na iluminação não permanente as lâmpadas são alimentadas por outra fonte de energia, por exemplo, bateria, não havendo necessidade da utilização de conversor CA-CC (ABNT, 1999) (PINTO et al., 2008).

Vale ressaltar que esse sistema não é alimentado através da rede da concessionária, ele somente é acionado na falta de energia fornecida pela rede (ABNT, 1999).

De acordo com o sistema de iluminação empregado e do tipo de lâmpada utilizado, surge a necessidade de empregar circuitos para adequar os níveis de tensão e corrente. Tais circuitos são chamados de conversores estáticos (PINTO et al., 2008).

É necessário esclarecer o motivo da utilização do conversor CC-CC para acionar o *LED* aplicado em um sistema de iluminação de emergência alimentado por baterias. O *LED* conectado em série e/ou paralelo necessita de um nível mínimo de tensão que varia de acordo com o fabricante. No entanto, caso a aplicação exija um nível elevado de luminosidade, maior será o número de *LEDs* empregados para a configuração série e, conseqüentemente o nível de tensão necessário será superior. Desta forma, a tensão fornecida pela bateria torna-se insuficiente. Portanto, é necessário um conversor CC-CC para elevar o nível de tensão fornecido ao *LED*.

Os conversores CC-CC podem converter uma tensão CC fixa em um outro valor de tensão CC, podendo elevar ou abaixar a tensão de uma fonte CC (RASHID, 1999). Eles são diretamente responsáveis pela autonomia dos sistemas de iluminação de emergência com *LED*, devido as perdas que ocorrem no mesmo (OLIVEIRA et al., 2007) (*IEEE SYSTEMS...*, 1995). Estes conversores são reguladores chaveados e a escolha da sua topologia varia de acordo com as necessidades de projeto e da aplicação (*LED PROFESSIONAL REVIEW*, 2009) (RASHID, 1999). Os principais tipos de conversores CC-CC são:

- *buck* (abaixador de tensão);
- *boost* (elevador de tensão) (AHMED, 2006);
- *buck-boost* (abaixador/ elevador de tensão); e
- *flyback*; (abaixador/ elevador de tensão) (YU; YANG, 2009).

Para realizar a regulação de uma tensão, o conversor CC-CC opera em ciclos de chaveamento (comutação). A quantidade de comutações é chamada de frequência de chaveamento e a relação entre o tempo que a chave permanece acionada, em um período de comutação é chamado de razão cíclica (RASHID, 1999). A frequência de chaveamento é diretamente relacionada com a regulação de tensão e com as perdas do conversor e a razão cíclica é relacionada com o nível de



luminosidade dos sistemas (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003) (PINTO, 2008) (STEIN; HEY, 2000) (CALLEJA et al., 2004) (SECADES et al., 2004). Assim, para melhorar o controle de luminosidade e a eficiência do conversor, é importante investigar as melhores técnicas de comutação.

A comutação representa a transição do estado da chave semicondutora. Esse processo é constituído pela entrada em condução (chave fechada) e bloqueio (chave aberta). O aumento da frequência de comutação permite a redução dos valores dos componentes do filtro e, conseqüentemente, da dimensão do conversor. Em contrapartida, as perdas na comutação aumentam, reduzindo a eficiência do conversor (PINTO et al., 2008) (STEIN, 1997). As técnicas de comutação mais utilizadas são (VELAN; REDDY; JAIKUMAR, 2007):

- dissipativa: é a comutação em que ocorre a presença simultânea de tensão e corrente, aumentando as perdas, limitando a frequência de comutação e a eficiência do conversor.
- suave: a comutação suave têm a finalidade de minimizar as perdas na comutação, suavizar as formas de onda de tensão e corrente, possibilitando elevar a frequência de comutação e aumentar a eficiência do conversor.

Para variar a tensão média de saída dos conversores CC-CC podem ser utilizadas as seguintes técnicas (AHMED, 2006):

- modulação de tensão por largura de pulso (*PWM*): aplicada em um conversor com comutação dissipativa ou comutação suave. Esse método permite controlar o valor da energia fornecida à carga, através do ajuste do tempo de condução (largura do pulso) da chave semicondutora (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003) (VELAN; REDDY; JAIKUMAR, 2007).

- modulação de tensão por frequência de pulso (*PFM*). Tal método controla o valor da energia fornecida à carga usando uma largura de pulso fixa, enquanto que sua frequência é variada (AHMED, 2006).

A modulação *PWM* é o método escolhido para ser utilizado neste trabalho por apresentar a vantagem de ter baixa ondulação, o que significa componentes menores para o filtro (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003) (LIN; HSIA, 2005). Outro benefício em relação a modulação *PFM* é a frequência da portadora ser fixa.

Fato que contribui para facilitar o projeto dos filtros, pois não é levado em consideração valores mínimos e máximos da variação de frequência.

Este trabalho apresenta o estudo sobre um sistema de iluminação de emergência não permanente utilizando como fonte luminosa *LED* de potência. O foco principal deste estudo é a comparação do desempenho de dois conversores, um com comutação dissipativa e outro com comutação suave. O propósito é reduzir as perdas na comutação do conversor e obter uma maior autonomia do sistema de iluminação de emergência. O trabalho ainda verifica se o sistema de iluminação respeita a norma internacional *IEEE 446- 1995 (IEEE SYSTEMS..., 1995)*.

## 1.2 OBJETIVOS

A qualidade de um sistema de iluminação de emergência está relacionada com sua autonomia, o que está intimamente ligada a eficiência do conversor CC-CC e da lâmpada (XIAOYUN; XIAOJIAN; YAN, 2009) (OLIVEIRA et al., 2007) (*IEEE SYSTEMS..., 1995*). É interessante que o conversor CC-CC possua uma eficiência alta e que a lâmpada tenha baixo consumo e elevada vida útil, característica dos *LEDs*. Além disso, é imprescindível mencionar que o sistema de iluminação de emergência possui a obrigatoriedade de obedecer a norma internacional *IEEE 446-1995*, no que se diz respeito ao tempo de operação do sistema. Caso a eficiência do sistema esteja baixa, ou seja, o tempo de operação do sistema esteja aquém ao que cita a norma, pode vir a ocorrer algum acidente com algumas consequências como, por exemplo, danos materiais ou mortes. Outro é o órgão de fiscalização aplicar alguma penalidade ao fabricante do sistema de iluminação de emergência por não estar de acordo com a norma *IEEE std 446 (IEEE SYSTEMS..., 1995)*. Este trabalho pretende atingir os objetivos descritos a seguir.

### 1.2.1 Objetivo Geral

Este trabalho tem por finalidade reduzir as perdas na comutação de um conversor *Boost* baseado em (STEIN, 1997) e, projetado para alimentar um sistema de iluminação de emergência não permanente com *LED*. Também verificar se o

sistema de iluminação de emergência está de acordo com a norma internacional *IEEE 446- 1995 (IEEE SYSTEMS..., 1995)*.

### 1.2.2 Objetivos Específicos

- Desenvolver o protótipo do conversor *boost* com comutação dissipativa;
- Desenvolver o protótipo do conversor *boost* com comutação suave;
- Elaborar a partir de ensaios realizados em laboratório, uma comparação qualitativa e quantitativa dos dois conversores, no que se refere a análise da eficiência do conversor e tempo de funcionamento do sistema de iluminação de emergência alimentado por baterias;
- Estudar e averiguar se o sistema de iluminação de emergência utilizando os dois tipos de conversores está de acordo com a norma internacional vigente, a (*IEEE Std- 446- 1995*), referente a autonomia do sistema (*IEEE SYSTEMS..., 1995*).

### 1.3 MÉTODO DE OBSERVAÇÃO E TRATAMENTO DOS DADOS

Neste momento é realizada uma abordagem de como será conduzida a pesquisa, qual método de observação e tratamento de dados será empregado.

A intenção deste estudo é averiguar se a técnica de comutação suave reduz as perdas de comutação na chave semicondutora principal do conversor, quando comparada a técnica de comutação dissipativa. A redução das perdas na comutação influencia diretamente na autonomia do sistema. Desta forma, torna-se necessário verificar qual sistema de iluminação de emergência (conversor com comutação dissipativa ou comutação suave) obtém uma maior autonomia de operação.

Os dados obtidos são observados e analisados de forma comparativa. Em outras palavras, significa que será realizada uma comparação entre as perdas em um conversor *boost* com comutação dissipativa e também com comutação suave, utilizado para acionar o *LED* de potência em um sistema de iluminação de emergência.

Os procedimentos empregados para o tratamento dos dados obtidos serão do tipo qualitativo, embora contemple uma análise quantitativa. A análise quantitativa é oriunda dos resultados experimentais obtidos através dos equipamentos utilizados e citados na seção 4.2.

Em primeiro momento, é verificado se a transição do estado de comutação da chave principal (entrada em condução e bloqueio) ocorre de forma dissipativa (para comutação dissipativa) ou suave (para comutação suave). Na análise qualitativa é feita a comparação de rendimento dos conversores, utilizando as duas técnicas de comutação. Outro passo é verificar se a autonomia (tempo de operação) obtida do sistema de iluminação de emergência testado está de acordo com a norma internacional *IEEE- 446*.

#### 1.4 ESCOPO DO TRABALHO

Este trabalho está organizado em cinco capítulos, sendo que o capítulo um apresenta a introdução e a revisão bibliográfica parcial, a fim de disponibilizar informações básicas para o entendimento deste tema.

No capítulo dois são apresentados os principais sistemas de iluminação de emergência e o *LED*.

O capítulo três é composto pelo conversor *boost* com comutação dissipativa e com comutação suave e, ainda apresenta também os principais conversores CC-CC com aplicação em sistemas que utilizam *LED* de potência.

No capítulo quatro é descrito o procedimento metodológico aplicado na realização deste trabalho e os resultados de simulação e experimentais.

O capítulo cinco apresenta as conclusões e sugestões de trabalhos futuros.

## 2 SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO DE EMERGÊNCIA E *LED* DE POTÊNCIA

Neste capítulo são apresentados os conceitos básicos necessários para o perfeito entendimento do sistema que está sendo estudado. Assim, estão descritas as informações relativas ao sistema de iluminação de emergência, classificação, os componentes do sistema e normatização. Também são apresentados neste capítulo, os conceitos básicos do *LED*, como suas características, princípio de funcionamento e propriedades. É explicada ainda a aplicação do *LED* em sistemas de iluminação de emergência.

### 2.1 SISTEMA DE ILUMINAÇÃO DE EMERGÊNCIA

Os sistemas de iluminação de emergência possuem a finalidade de prover iluminação ininterrupta em locais de risco, para evitar acidentes e preservar a vida de pessoas, proporcionando iluminação quando o fornecimento da concessionária é interrompido. Esses sistemas são aplicados principalmente nas vias de evacuação e saídas de emergência em escritórios, centros de convenções, indústrias, escadas, corredores, rampas, ou quaisquer outras áreas que requerem iluminação de emergência (*IEEE SYSTEMS...*, 1995).

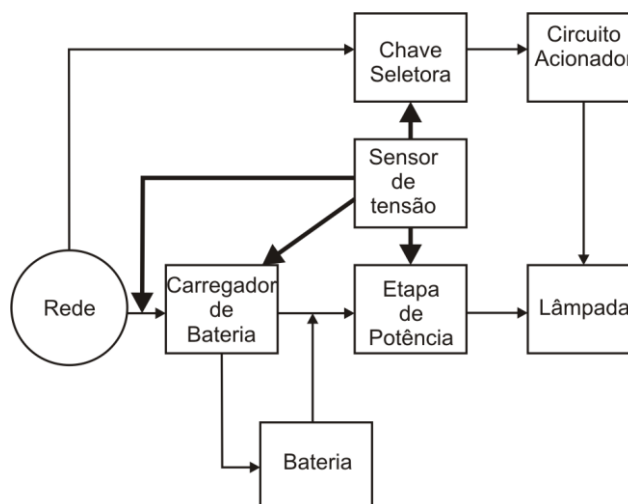
#### 2.1.1 Classificação

Para Secades et al. (2004) os sistemas de iluminação de emergência são classificados em permanente e não permanente.

##### a) Sistema de Iluminação de Emergência Permanente

Em um sistema de iluminação permanente, conforme apresenta a Figura 1, a lâmpada é alimentada diretamente da rede e opera continuamente, ou seja, permanece acesa enquanto a bateria tiver carga suficiente para alimentá-la, independentemente da interrupção de energia fornecida pela concessionária (SECADES et al., 2004). Neste sistema de iluminação de emergência a lâmpada possui uma vida útil reduzida, pelo fato de estar sempre em operação. Eles são

constituídos de circuito sensor do nível de tensão, carregador de bateria, bateria, etapa de potência, chave seletora, circuito acionador e a lâmpada (ALONSO et al., 1993). A Figura 1 representa o diagrama de blocos desse sistema. As setas mais espessas são referentes aos sinais de comando, já as setas menos espessas representam os sinais de potência.



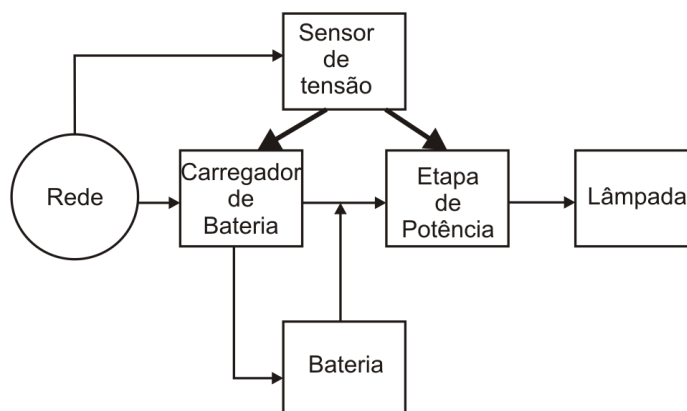
**Figura 1 - Sistema de iluminação de emergência permanente.**

**Fonte: Autoria Própria (2011).**

Para Alonso et al. (1993) no momento em que há a interrupção no fornecimento de energia pela concessionária, o circuito sensor detecta a ausência de tensão e envia um comando para a etapa de potência, que mantém a lâmpada em operação. A partir do instante que a concessionária assume o fornecimento de energia, a etapa de potência é desativada e a bateria é carregada através do carregador utilizando a energia da rede.

#### b) Sistema de Iluminação Não Permanente

Historicamente, os sistemas de iluminação de emergência tradicionais são não permanentes. Eles são constituídos de circuito sensor do nível de tensão, carregador de bateria, bateria, etapa de potência e lâmpada (ALONSO et al., 1993). A sua função é fornecer energia a uma fonte luminosa quando não houver energia fornecida pela concessionária. A Figura 2 representa o sistema de iluminação de emergência não permanente.



**Figura 2- Sistema de iluminação de emergência não permanente.**  
**Fonte: Autoria Própria (2011).**

Para Cardesín et al. (2008) o carregador de bateria é conectado à rede de alimentação da concessionária para manter a máxima energia armazenada na bateria. O circuito sensor tem a finalidade de verificar a tensão da rede. Caso ela esteja abaixo de um valor estipulado, a etapa de potência é acionada (ALONSO et al., 1993).

### 2.1.2 Descrição dos blocos

Na sequência é realizada uma descrição sobre os diagramas de blocos dos sistemas de iluminação de emergência mencionados na seção 2.1.1.

#### a) Circuito Sensor de Tensão

O circuito sensor tem por objetivo acionar a etapa de potência quando há perda da rede de alimentação da concessionária, através da detecção do nível de tensão. Quando a tensão estiver abaixo do valor mínimo estipulado, o sensor aciona a etapa de potência, que mantém a lâmpada acesa com energia da bateria (CARDESÍN et al., 2008). O circuito sensor pode ser implementado por um diodo zener, uma chave semicondutora ou de um microcontrolador (ALONSO et al., 1993) (SECADES et al., 2003). No caso do sistema de iluminação permanente, ele também utiliza uma chave seletora para acionar a alimentação da rede ou da bateria.

O bloco do circuito de detecção do nível de tensão é comum a ambos os sistemas de iluminação permanente ou não permanente e, também independe da fonte luminosa empregada.

#### b) Bateria e Carregador de Bateria

A bateria é a fonte de energia mais confiável para situações de emergência, ou para situações em que a fonte permanece em modo de espera (*stand by*) para o fornecimento de energia, e é uma das mais versáteis quando aplicada em conjunto com outros dispositivos. Em função disso, há vários projetos de baterias disponíveis, cada um deles adaptado para atender às necessidades específicas de uma determinada aplicação. Algumas aplicações de baterias (*IEEE SYSTEMS...*, 1995):

- sistemas de telecomunicações;
- subestações elétricas;
- estações geradoras elétricas;
- sistema de *UPS* (fontes ininterruptas de energia);
- controle industrial;
- iluminação emergencial;
- sistemas de segurança;
- sistemas solar fotovoltaico.

Em condições normais de operação o carregador da bateria fornece corrente para a carga e para a bateria, de forma que essa última seja mantida em plena carga. A bateria fornece energia à carga quando há interrupção no fornecimento da concessionária ou quando a carga excede a potência de saída do carregador (*IEEE SYSTEMS...*, 1995).

Para Oliveira et al. (2007) a bateria varia de acordo com a fonte luminosa empregada e a autonomia desejada para o sistema de iluminação de emergência. No caso da fluorescente é necessária elevada capacidade de armazenamento de energia, pois a energia requerida é elevada. Para o *LED* a bateria é menor, devido a operar com baixa potência e garantir uma autonomia semelhante a fluorescente (OLIVEIRA et al., 2007).

O bloco do carregador de bateria, assim como a bateria possui vários modelos e varia em função da quantidade de energia que se deseja armazenar e/ou



carregar e também de acordo com a aplicação. Para baixos níveis de tensão, menores são as dimensões físicas do carregador e o nível de tensão armazenada. Em situações que se deseja armazenar elevado nível de energia, maiores serão as dimensões físicas do carregador da bateria e da bateria.

#### c) Etapa de Potência (circuito acionador)

Para Alonso et al. (1993) a etapa de potência ou circuito acionador do sistema de iluminação de emergência tem por objetivo acionar a lâmpada no caso de falha ou interrupção no fornecimento de energia da concessionária.

O circuito sensor detecta a ausência de energia e realiza a mudança para outra fonte de alimentação, cuja finalidade é fornecer energia à etapa de potência, para que essa última forneça o nível de energia necessário para a lâmpada permanecer ou entrar em funcionamento (ALONSO et al., 1993).

#### d) Lâmpadas

Deve ser levada em consideração qual lâmpada é usada no sistema de iluminação de emergência, podendo ser incandescentes, fluorescentes ou *LED*. Sendo que as mais empregadas são: fluorescente e *LED* (ALONSO et al., 1993) (SIMÕES; SILVA, 1994). Um fato importante que deve ser mencionado é que de acordo com a lâmpada empregada há alteração do circuito que constitui a etapa de potência. A escolha do sistema de iluminação de emergência ser permanente ou não permanente também modifica o circuito da etapa de potência (OLIVEIRA et al., 2007).

##### ✓ Lâmpadas Incandescentes

Um sistema de iluminação de emergência com lâmpada incandescente de baixa tensão é constituído de bateria, carregador de bateria, circuito sensor de tensão e uma chave seletora. A escolha da bateria varia de acordo com a aplicabilidade. Em sistema de iluminação de emergência com lâmpada incandescente a bateria é volumosa e pesada e substitui a etapa de potência, alimentando diretamente a lâmpada (BINGGELI, 2009).

##### ✓ Lâmpadas Fluorescentes

Um sistema de iluminação de emergência utilizando uma lâmpada fluorescente necessita de um circuito para seu acionamento, chamado de reator eletrônico (SIMÕES; SILVA, 1994). Este circuito é dividido em três partes: circuito de comando, responsável pelo controle da frequência, conversor CC-CA, que converte tensão contínua para alternada, o filtro ressonante e um transformador para elevar a tensão a 127 V ou 220 V (SIMÕES; SILVA, 1994).

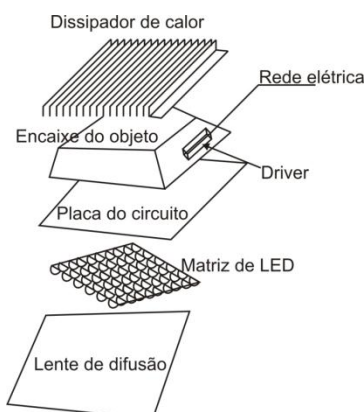
O bloco do *drive* da lâmpada fluorescente é o sistema mais complexo, pois fornece elevado nível de energia à lâmpada.

✓ *LED* de Potência

O *LED* de potência é considerado a quarta geração das lâmpadas (PINTO, 2008). A primeira geração das lâmpadas (1881) é representada pelas lâmpadas de incandescência, a segunda geração (1930) pelas lâmpadas de descarga e a terceira geração (1980) pelas lâmpadas de indução. O *LED* de potência é comumente aplicado para fins de iluminação e foram desenvolvidos na década de 90 (*NLPIP LIGHTING ANSWERS*, 2003) (IET OPTPELECTRON, 2009).

O *LED* não utiliza diretamente a energia proveniente da rede elétrica e em algumas situações o nível de energia fornecido pela bateria é insuficiente para seu funcionamento. Sendo necessário realizar um tratamento dessa energia, para torná-la propícia ao *LED*. A fim de efetuar essa conversão de energia é empregado os conversores CA-CC ou conversores CC-CC. Caso estes conversores não sejam projetados adequadamente para aplicação desejada, isto é, não levam em consideração alguns fatores como temperatura ambiente, temperatura no conversor, variação e ondulação de corrente, pode comprometer a vida útil do *LED* e do conversor.

Na Figura 3 é representada a estrutura básica para um sistema de iluminação com *LED* de potência, independente se a sua aplicação for para iluminação pública, iluminação de emergência ou iluminação decorativa.



**Figura 3- Sistema de iluminação LED.**

Fonte: NLPIP (2003).

Esse sistema é formado pelos seguintes elementos: dissipador de calor, encaixe do objeto, *driver*, placa do circuito, matriz de LEDs e lente de difusão. O dissipador de calor possui a função de retirar o calor dissipado pelo dispositivo semicondutor do *driver*. O encaixe do objeto representa a estrutura física do sistema de iluminação, onde são inseridos todos os elementos desse sistema (NLPIP LIGHTING ANSWERS, 2003). O *driver*, ou acionador do LED é representado através de conversores CC-CC, que tem por finalidade realizar a conversão de energia, ou seja, modificar os níveis de tensão e/ou corrente do conversor. Na placa de circuito são realizadas as ligações para fornecer a alimentação do conversor CC-CC para o LED (NLPIP LIGHTING ANSWERS, 2003). O LED, diferente das lâmpadas tradicionais (única fonte de luz), normalmente é configurado como uma matriz com várias fontes individuais de luz. Por fim, a lente de difusão possui a finalidade de direcionar o fluxo luminoso de modo eficiente (PCC- USP, 2010).

Um fato notório sobre a utilização da energia CC é que o sistema de iluminação de emergência não necessita de um inversor, porém é necessário um circuito para modificar a tensão para o valor desejado.

Com a utilização de um sistema de iluminação permanente, a alimentação pode ser feita diretamente pela rede, porém é necessário um circuito para adequar essa energia. O LED utiliza um conversor CA-CC (CARDESÍN et al., 2008). Em um sistema de iluminação não permanente com LEDs ocorre a exclusão da etapa do conversor CA-CC, permanecendo as outras etapas citadas anteriormente. Deste modo, o LED é acionado somente nos instantes de falha no fornecimento de

energia, e com isso, sua vida útil é maior do que no sistema de iluminação de emergência permanente (SECADES et al., 2004).

Assim, quando alimentado pela bateria, o conversor CC-CC apresentará perdas e poderá comprometer a autonomia do sistema de iluminação de emergência. Devido a essa importância, o conversor CC-CC será analisado no capítulo três.

Aliado a algumas vantagens citadas nessa seção e outras que serão apresentadas na seção 2.3, este trabalho emprega um sistema de iluminação de emergência não permanente com *LED*. É importante destacar que o foco deste trabalho está na etapa de potência.

## 2.2 NORMATIZAÇÃO

A norma de iluminação de emergência analisa fatores como: qualidade, quantidade, tipo e duração do período de funcionamento desse sistema, de acordo com cada característica particular. Os diferentes setores da economia exigem um nível de iluminação por certo período, isto pode ocorrer de acordo com a importância que a luz possui para a aplicação.

As aplicações para iluminação são: iluminação para evacuação de pessoas, iluminação de segurança, luzes de aviso, serviços de saúde, iluminação para reparar equipamento, iluminação para produção, iluminação para reduzir os riscos para operadores de máquinas, iluminação suplementar para sistemas com alta descarga de tensão. Este trabalho considerará a iluminação de emergência para evacuação de pessoas.

A iluminação de emergência deve prover uma iluminação suficiente para permitir um acesso fácil e seguro da evacuação de pessoas da área envolvida (*IEEE SYSTEMS...*, 1995).

De acordo com a norma *IEEE Std 446* o nível de luminosidade mínimo no piso deve ser de 6 lux. Após uma hora e meia de autonomia, o nível de luminosidade mínimo deve ser de 0,6 lux. É importante mencionar que não será realizada aferição do nível de luminosidade.

Os sistemas de iluminação de emergência com aplicações em hotéis, apartamentos, lojas, escritórios e salas comerciais e de montagem devem fornecer iluminação ininterrupta em um intervalo de tempo situado entre trinta minutos até uma hora, a partir do momento em que há interrupção de energia fornecida pela concessionária (*IEEE SYSTEMS...*, 1995).

### 2.3 O USO DO *LED* DE POTÊNCIA EM SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO DE EMERGÊNCIA

Os diodos emissores de luz foram desenvolvidos no ano de 1960 e são classificados em: *LED* de indicação, *LED* alto brilho e *LED* de potência (PINTO, 2008).

O *LED* de indicação produz uma banda de frequências muito estreita, e emitem luz variando na faixa de cores do amarelo, verde e vermelho. Os *LEDs* de indicação proporcionam a luminosidade na ordem de unidades de lumens (*NLPIP LIGHTING ANSWERS*, 2003) (IET OPTPELECTRON, 2009).

Os *LEDs* de alto brilho são geralmente transparentes e apresentam eficiência maior do que os *LEDs* de indicação, o que permite uma melhor eficiência luminosa. Portanto, os *LEDs* de alto brilho emitem luz em um comprimento de onda específico e, não fazem uso de filtro ótico. A aplicação do *LED* de alto brilho ocorre onde não se necessita de uma grande intensidade luminosa, como por exemplo, semáforos e painéis eletrônicos (*NLPIP LIGHTING ANSWERS*, 2003) (OLIVEIRA et al., 2007).

A cor de um *LED* é determinada pelo material empregado no elemento semicondutor. Caso ocorra uma pequena modificação na fusão do material empregado em sua construção, o *LED* de potência possuirá como consequência uma alteração na cor da luz emitida (*NLPIP LIGHTING ANSWERS*, 2003) (BINGGELI, 2009). Na década de 2000 são empregados dois materiais em *LEDs* de potência, sendo eles: Alumínio Gálio Índio Fósforo (*AlGaInP*) e Índio Gálio Nitrogênio (*InGaN*). Esses materiais possibilitam diodos emissores de luz com comprimentos de onda de pico em qualquer parte do espectro visível (*NLPIP LIGHTING ANSWERS*, 2003) (NARENDRAM, 2005).

Visando-se emitir uma fonte de luz branca apropriada para a visão humana, existem três técnicas para geração da luz branca nos *LEDs* de potência. A primeira técnica realiza a combinação de três fontes de luz monocromáticas: vermelho, verde e azul (*RGB*) (BINGGELI, 2009). Para Oliveira et al. (2007) a segunda técnica emprega um *LED* azul com uma camada de substância fosforescente em sua superfície. Quando a luz incidir nessa camada refletirá uma luz amarela, sendo que a combinação das luzes amarela e azul resulta na emissão da luz branca. A última técnica adota um *LED UV* (ultra-violeta) empregando a combinação do vermelho, verde e azul fosfórico (BINGGELI, 2009).

As principais vantagens do emprego do *LED* em relação à utilização das lâmpadas tradicionais são (SECADES et al., 2004) (SECADES et al., 2003):

- Robustez, resistência ao choque e à vibração, a ausência de filamentos, partes móveis e componentes de vidro;
- Eficiência elevada em comparação as lâmpadas incandescentes, porém possui uma eficiência semelhante as lâmpadas fluorescentes;
- Vida útil extensa, quando comparada as lâmpadas clássicas. Esta última possui vida útil em torno de 10.000 a 20.000 horas. Convém evidenciar que a vida útil do *LED* é superior a 100.000 horas;
- Ampla faixa da temperatura de operação (-20 °C a 120 °C);
- Não necessita de circuito de partida e opera com valores baixos de tensão e corrente.

As vantagens apresentadas são consideradas grandes avanços, porém os engenheiros e cientistas concentram esforços para tornar o *LED* a fonte de luz ideal (SCHUBERT; KIM, 2010).

### 2.3.1 Princípio de funcionamento do *LED* de potência

O *LED* é um componente eletrônico unidirecional (diodo), o que significa que o fluxo de corrente ocorre em apenas um sentido. O diodo é constituído por dois materiais distintos, conforme mostra a Figura 4 (NARENDRA, 2005).

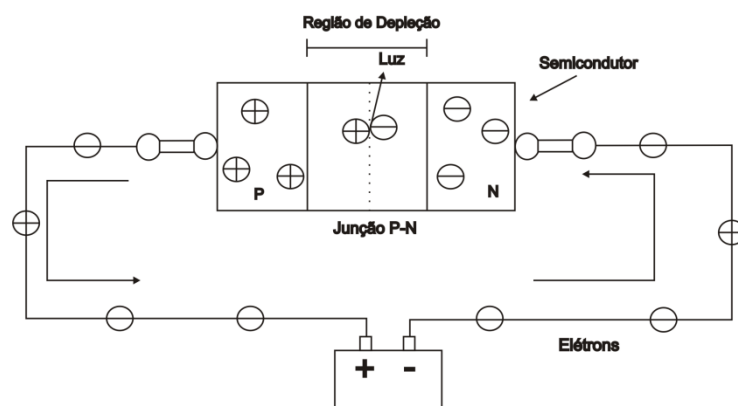


Figura 4- Diagrama simplificado da junção PN.

Fonte: NLPIP (2003).

Entre esses dois materiais é situada a região de depleção. Uma região neutra, onde apenas se encontram íons positivos e negativos fixos na estrutura cristalina.

O funcionamento do *LED* é baseado na eletroluminescência causada pela injeção de portadores em uma junção PN. A polarização direta na junção PN realiza a recombinação de lacunas e elétrons próximos à junção. As lacunas do semicondutor do tipo P e os elétrons livres do semicondutor do tipo N movem-se em sentidos opostos em relação à região de depleção. As lacunas injetadas no lado N recombinam-se com os elétrons livres que chegam da região de depleção, e os elétrons livres injetados do lado P recombinam-se com as lacunas provenientes da região de depleção. Essa recombinação exige que a energia destes elétrons livres seja transformada em calor, ou em luz. Se o semicondutor possuir <sup>1</sup>gap direto, a energia liberada durante a recombinação lacunas-elétrons provocará a emissão de fótons, gerando assim, uma fonte de luz eficiente. Um pequeno percentual de energia é absorvido pela estrutura, porém uma grande porcentagem é emitida na forma luminosa (NARENDRAM, 2005) (OLIVEIRA et al., 2007) (SIMÕES; SILVA, 1994) (SECADES et al., 2003) (CHANG; LEE; CHEN, 2009).

O desempenho de um *LED* de potência está intimamente relacionado às suas propriedades elétricas, térmica e óptica, as quais serão descritas na sequência.

---

<sup>1</sup>gap direto: mínima banda de condução e a máxima banda de valência ocorrem no mesmo vetor de onda, portanto, a emissão de um fóton terá exatamente o valor da energia de *gap*.

### 2.3.2 Propriedades Elétricas do *LED* de potência

Para Pinto et al. (2008) os diferentes processos de fabricação dos *LEDs* conduzem a uma variação considerável das características elétricas, ou seja, diferentes fabricantes utilizam os mesmos valores de tensão, porém os valores de corrente são distintos. Os *LEDs* são dispositivos que empregam baixos valores de tensão. Logo, um dispositivo contendo múltiplos elementos conectados em série demanda um nível de tensão elevada (*LED PROFESSIONAL REVIEW*, 2009).

Para Pinto et al. (2009) as conexões dos *LEDs* são efetuadas em três configurações: série, paralelo e série- paralelo. A conexão em série é mais empregada, devido o nível de corrente fornecida a matriz de *LED* ser semelhante, fazendo com que o circuito de controle seja mais simples.

O modelo do diodo é mostrado pela Figura 5. A corrente do diodo  $I_D$ , que depende de sua tensão, é representada por uma fonte de corrente. A resistência em série  $R_s$  se deve a resistência do semicondutor, e  $C_d$  é uma função não linear da tensão do diodo (RASHID, 1999).

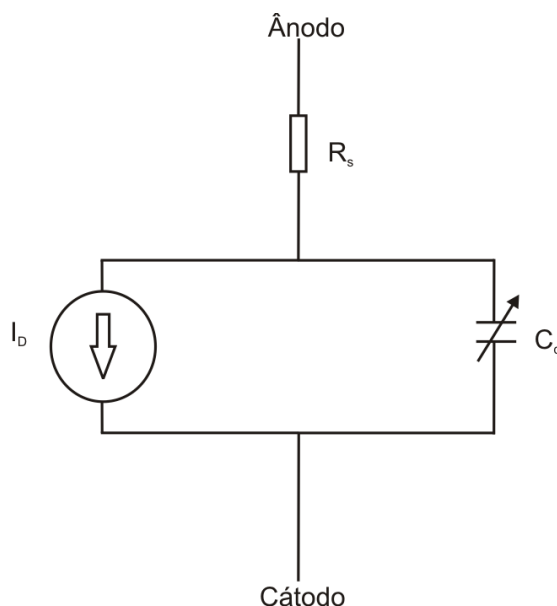


Figura 5- Modelo do diodo.

Fonte: Rashid (1999).

A emissão de luz do *LED* é proporcional a sua corrente, ou seja, uma variação desta última modifica o nível de luminosidade (*NLPIP LIGHTING ANSWERS*, 2003).



A Equação 2.1 demonstra uma relação entre tensão e corrente direta, sendo que esta autocorrelação é complexa (CHANG; LEE; CHAN, 2009). A corrente através da junção do dispositivo semiconductor não depende unicamente da tensão aplicada externamente, mas também da temperatura na junção (CUTLER, 1977). Na Figura 6 é apresentado um Gráfico da curvas de tensão e corrente no *LED*.

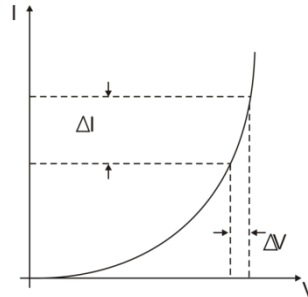


Figura 6- Curvas de tensão e corrente no *LED*.

Fonte: Chang (2009).

Conforme se observa no gráfico da Figura 6, há uma correlação de tensão-corrente, sendo de fundamental importância o ajuste do nível de tensão, pois a mínima variação de tensão acarreta em uma modificação significativa no nível de corrente (YU; YANG, 2009) (BROECK, SAUERLÄNDER; WENDT, 2007).

Uma relação entre corrente e temperatura aplicada nos terminais de um *LED* é apresentada a seguir (CHANG; LEE; CHEN, 2009):

$$I = (I_{n0} + I_{p0}) \left[ e^{\frac{V - IR_s}{V_T}} - 1 \right] + (I - I_n - I_p) \left[ e^{\frac{V - IR_s}{V_T \gamma}} - 1 \right] \quad (2.1)$$

$$I_n = I_{n0} \left( e^{\frac{V}{V_T}} - 1 \right) \quad (2.2)$$

$$I_p = I_{p0} \left( e^{\frac{V}{V_T}} - 1 \right) \quad (2.3)$$

$$V_T = \frac{\gamma T}{q} \quad (2.4)$$

onde:

$I_n$  : fluxo de elétrons,  $I_{n0}$ : corrente balanceada na temperatura ambiente

$I_p$ : fluxo de lacunas,  $I_{p0}$ : corrente balanceada na temperatura ambiente

$\gamma$ : constante cinética eletrônica

$q$ : carga elétrica

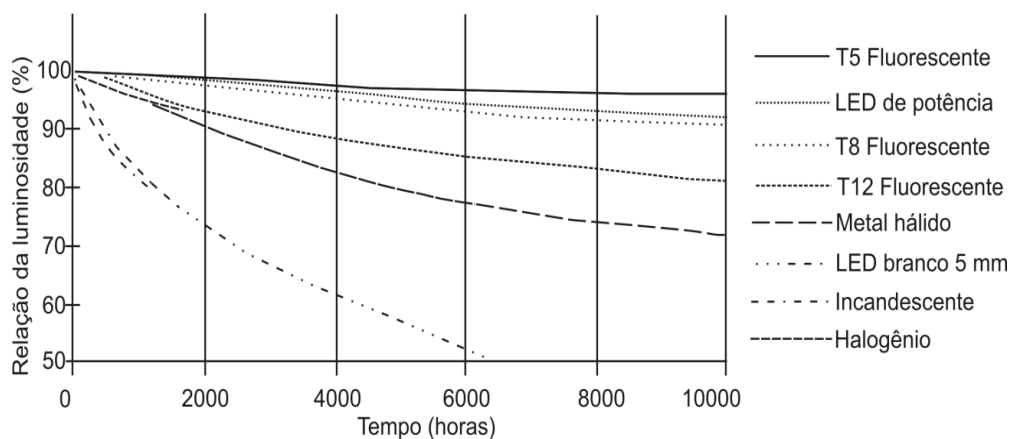
$V$ : tensão no diodo

$T$ : temperatura da junção

$V_T$ : tensão térmica

Na junção PN do dispositivo semiconductor as grandezas de corrente e temperatura são consideradas diretamente proporcionais, conforme a Equação 2.1. Caso seja maior o valor da temperatura no semiconductor, mais elevado é o valor da corrente. Conseqüentemente ocorre a aceleração do processo de degradação do dispositivo (CHANG; LEE; CHEN, 2009).

A degradação do *LED* ocorre de forma aproximadamente exponencial. Na Figura 7 é apresentado o gráfico da eficiência luminosa *versus* a vida útil de diversas fontes luminosas (NLPIP LIGHTING ANSWERS, 2003). Observa-se na Figura 7 que, algumas fontes luminosas possuem uma vida útil reduzida, quando comparadas ao *LED*.



**Figura 7- Eficiência luminosa X vida útil.**

Fonte: NLPIP (2003).

É impreterível salientar que o *LED* de potência, operando em baixas temperaturas (em torno de até  $-40^{\circ}\text{C}$ ), possui vida útil acima de 100.000 horas e oferece elevada eficiência energética (NLPIP LIGHTING ANSWERS, 2003). Devido às baixas temperaturas, ocorre uma redução de elétrons na camada de valência, pois estes absorvem em menor quantidade a energia térmica necessária para quebrar a ligação covalente, resultando na diminuição dos portadores livres. Com a redução dos portadores livres há uma diminuição do índice de condutividade do

dispositivo. Logo ocorre a diminuição do nível de corrente e, conseqüentemente menores serão as perdas no dispositivo (CUTLER, 1977).

### 2.3.3 Propriedades Térmicas do *LED* de potência

Com uma corrente constante, a luminosidade de um *LED* se modifica em função da temperatura de junção. Esta última é função da temperatura ambiente, da corrente fornecida ao *LED* e do material empregado pelo dissipador de calor em torno do *LED* (NLPIP LIGHTING ANSWERS, 2003).

A utilização de um sistema de iluminação que utiliza *LED* com elevada temperatura ambiente pode ocasionar a redução de sua vida útil. Quanto maior a temperatura ambiente, maior a temperatura na junção, proporcionando um valor elevado de corrente, com isso aumenta-se a taxa de degradação na junção do dispositivo *LED*.

Para manter o nível de luminosidade constante é necessário tornar a temperatura adequada para aplicação de sistemas com *LED*. Isto é viabilizado através da adição de um circuito de compensação, o qual adapta o nível de corrente fornecida ao *LED* para manter constante a iluminação para diferentes temperaturas ambientes.

### 2.3.4 Propriedades Fotométricas do *LED* de potência

As principais características fotométricas são (UFSC LABEEE, 2010):

- a) Fluxo luminoso (lm): é a quantidade de energia produzida por uma fonte luminosa.
- b) Intensidade luminosa (cd): é o valor da energia radiante emitida por uma fonte de luz, correspondendo a 1/60 da intensidade luminosa emitida por um centímetro quadrado da superfície de um corpo capaz de absorver toda energia radiante nele incidida.
- c) Índice de reprodução de cor: representa a qualidade em que as cores serão reproduzidas por uma fonte de luz, sendo independente da temperatura de cor da fonte.

- d) Temperatura de cor (K): Expressa a aparência de cor emitida por uma fonte de luz. Quanto mais elevada for sua temperatura de cor, mais clara será a tonalidade da luz.

O *LED* obteve avanços nas principais características fotométricas em relação às lâmpadas tradicionais e utiliza o projeto de ótica secundária, que é composto por refletores e lentes, os quais possuem o objetivo de direcionar e concentrar maior quantidade de luz, além de adquirir uma melhor distribuição do feixe luminoso (*NLPIP LIGHTING ANSWERS*, 2003) (PCC- USP, 2010).

As diversas formas de encapsulamento influenciam no feixe luminoso, pois cada modo de encapsulamento possui um ângulo de abertura específico. Na década de 2000, o *LED* atingiu um nível de luminosidade em torno de 100 lumens (*NLPIP LIGHTING ANSWERS*, 2003). A luminosidade emitida possui uma faixa de valores relacionada a uma determinada cor, em virtude do encapsulamento empregado. A Tabela 1 apresenta os níveis de luminosidade para diversos encapsulamentos de *LED* (*NLPIP LIGHTING ANSWERS*, 2003). Como se nota na Tabela 1 cada cor possui uma ampla faixa de variação luminosa em função do tipo de encapsulamento empregado.

**Tabela 1- Luminosidade x cor.**

Cor	Luminosidade (lm)
Branco	18-100
Azul	7-30
Verde	25-120
Amarelo	20-69
Vermelho	25-55

Fonte: *NLPIP (2003)*.

### 2.3.5 Aplicações e Perspectivas do *LED* de potência

Os diodos emissores de luz são empregados em muitos produtos, tais como: automóveis, sinais luminosos e propaganda comercial (*IET OPTPELECTRON*, 2009). Portanto, não é exagero mencionar que os *LEDs* se tornaram a nova fonte de iluminação para diversas aplicações (*SHUBERT*, 2010).

A indústria do *LED* é atualmente uma indústria que movimenta 4,7 bilhões de dólares que, em 2011, crescerá em cerca de 11,4 bilhões de dólares. O custo do

*LED* ainda é elevado, mas a cada dia se obtém uma redução no preço, deste modo, o *LED* possui aplicação em novos campos, como exemplo, a indústria de iluminação, informática e eletroeletrônicos. A redução do seu custo de produção é de apenas um décimo se comparado as características de desempenho obtidas, que são cerca de dez vezes superiores aos primeiros *LEDs* (XIAOYUN; XIAOJIAN; YAN, 2009).

O departamento de energia norte-americana menciona que em 2015 o desempenho de um *LED* será de aproximadamente 137 lm/W, frente aos atuais 100 lm/W. Isto significa que, se todos os países substituíssem as fontes de iluminação convencional por *LED*, a economia obtida seria em torno de 1000 horas Tera *Watts* / ano. Além disso, a redução da emissão de carbono estaria próximo de 200 M tons/ano e a economia seria em torno de 100 bilhões de dólares/ano aos países desenvolvidos (KRAMES; SHCHEKIN; MACH, 2007).

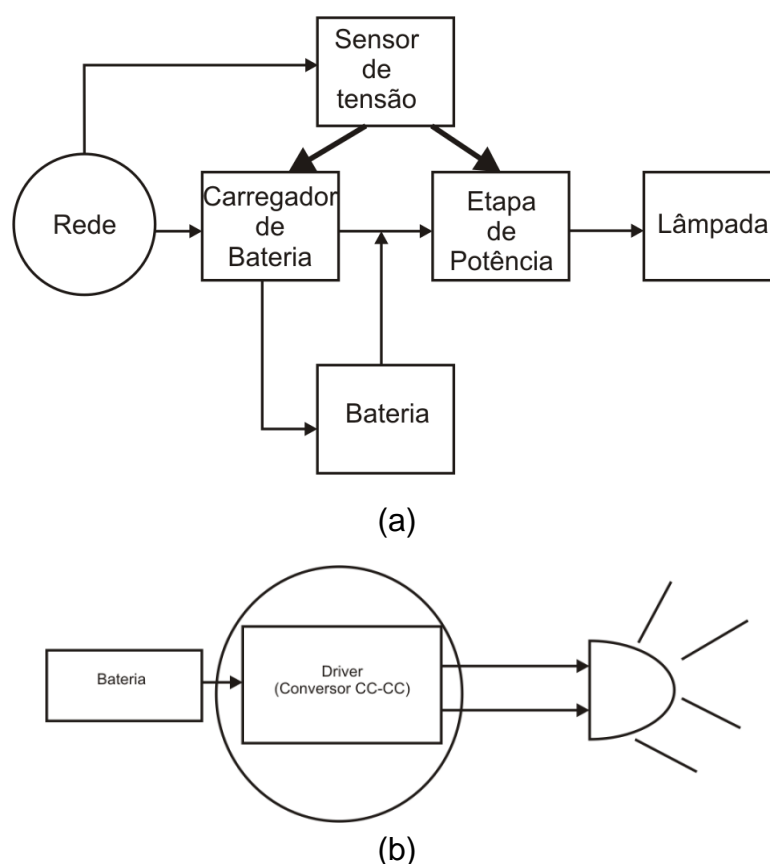
### 2.3.6 Sistema de iluminação de emergência com o *LED* de potência

O emprego do *LED* de potência como lâmpada em sistemas de iluminação de emergência torna-se vantajoso, devido as suas características de eficiência e luminosidade, vida útil superior a 100.000 horas, redução no peso e dimensões físicas (CARDESÍN et al., 2008) (SECADES et al., 2004) (PINTO et al., 2009).

Os *LEDs* são alimentados com corrente contínua, possuem baixo consumo de energia e baixa tensão de condução, além de não necessitar de um circuito de partida, ao contrário das lâmpadas fluorescentes. Tais características são vantajosas quando se deseja alimentá-los através de uma bateria. Essas baterias são de dimensões reduzidas, se comparadas as utilizadas nas lâmpadas fluorescentes (CARDESÍN et al., 2008) (NARENDHAM, 2005) (OLIVEIRA et al., 2007).

Conforme mencionado na seção 2.1.1, o sistema de iluminação de emergência é classificado em permanente ou não permanente. Neste trabalho é empregado o sistema de iluminação não permanente. No entanto, não será implementado o circuito detector de tensão e o carregador de bateria, pois não é objeto de estudo simular a interrupção de energia para o acionamento do sistema de iluminação de emergência e, sim verificar o rendimento do conversor CC-CC e a autonomia do sistema de iluminação de emergência alimentado por baterias. A

Figura 8. a) apresenta o sistema de iluminação de emergência não permanente tradicional e a Figura 8. b) representa o sistema de iluminação de emergência utilizado neste trabalho. Observa-se que o primeiro possui dois blocos extras, que é relacionado ao circuito detector de tensão e ao carregador de bateria. Já para a Figura 8. b), o diagrama de blocos é mais simples, pois ocorre a exclusão do bloco sensor de tensão e carregador de bateria. Desta forma, reduzindo o número de componentes do sistema de iluminação de emergência e sua complexidade. Devido a remoção do circuito que realizaria a detecção da rede elétrica e emitiria o sinal de comando para a bateria e a etapa de potência.



**Figura 8- a) Sistema de iluminação de emergência não permanente tradicional. b) Sistema de iluminação de emergência aplicado neste trabalho.**

**Fonte: Autoria Própria (2011).**

Com a interrupção de energia ou redução do nível de tensão da rede, o circuito sensor do nível de tensão aciona o *driver* (Conversor CC-CC). A bateria tem a função de alimentar o *driver*, que possui a tarefa de elevar o nível de tensão fornecido pela bateria, com o intuito de acionar o *LED* (SECADES et al., 2004). O carregador da bateria é apenas utilizado quando a carga na bateria estiver aquém ao valor recomendado. A energia para a recarga provém da rede de alimentação

(*IEEE SYSTEMS...*, 1995). Assim, quando alimentado pela bateria, o conversor CC-CC apresentará perdas e poderá comprometer a autonomia do sistema de iluminação de emergência. Devido a essa importância, o conversor CC-CC é o foco deste trabalho conforme demonstra a Figura 8. b) e, será analisado no capítulo 3.

## 2.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi explicado o que é um sistema de iluminação de emergência, sua classificação, descrição dos componentes desses sistemas, bem como um relato sobre suas semelhanças e diferenças, além de apresentar um estudo sobre normatização.

As vantagens do *LED* aplicado em um sistema de iluminação de emergência foram descritas, apresentando suas características atrativas de eficiência energética, luminosa e vida útil. Sendo aplicado na realização deste trabalho. Efetuou-se uma abordagem sobre a tendência desse dispositivo na sociedade.

Nesse contexto, é imprescindível um estudo sobre os conversores CC-CC que são utilizados para acionar os *LEDs*. No capítulo seguinte são apresentadas as principais estruturas dos conversores CC-CC.

### 3 CONVERSORES CC-CC

Um conversor CC-CC é basicamente constituído de chaves semicondutoras e componentes passivos. Estes últimos são representados por indutores e capacitores (MARTINS; BARBI, 2008). O objetivo de um conversor CC-CC é realizar o tratamento eletrônico da energia elétrica. Com intuito de controlar o fluxo de energia entre dois ou mais sistemas elétricos. Neste caso, a energia elétrica em questão é uma fonte de tensão ou corrente contínua (BARBI, 2005).

Neste capítulo é apresentado e estudado o conversor *boost* e são mencionadas as principais topologias de conversores CC-CC para acionamento do *LED* de potência. Uma breve descrição sobre a regulação de tensão na saída de conversores CC-CC é realizada. É feito um estudo sobre comutação dissipativa e suave. Por fim, foi disponibilizada a metodologia de projeto para o conversor *boost*.

Os conversores CC-CC utilizados no acionamento de *LEDs* podem ser classificados em isolados e não isolados, conforme mostra a Figura 9. A ilustração das topologias dos conversores CC-CC é agregada no Anexo A e, sendo realizada uma descrição sucinta sobre estes conversores. Nos conversores isolados, a fonte de entrada e a carga não estão conectadas fisicamente. Devido a empregar um transformador para realizar a isolação da fonte de entrada com a carga (YU; YANG, 2009) (BROECK; SAUERLÄNDER; WENDT, 2007) (SAUERLÄNDER et al., 2006)

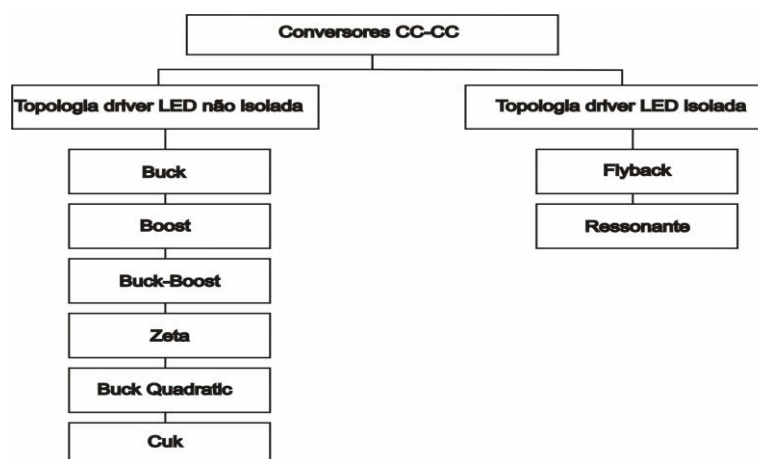


Figura 9- Classificação das topologias dos conversores.

Fonte: Autoria própria (2011).

Para Pinto et al. (2009) os conversores *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost* e *Flyback* são muito populares na literatura e, portanto, são utilizados para o fornecimento de



corrente ao *LED*. Um fato importante é que os conversores ressonantes podem ser obtidos dos modelos de conversores não isolados, ou isolados, isto dependerá da aplicação e requisitos de projeto (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

Na próxima seção é dada ênfase na descrição mais detalhada sobre o conversor *boost*, pois ele é o foco de estudo deste trabalho.

### 3.1 CONVERSOR BOOST

O conversor *Boost* ou *step-up*, representado na Figura 10 é também chamado de conversor elevador de tensão (AHMED, 2006) (RASHID, 1999).

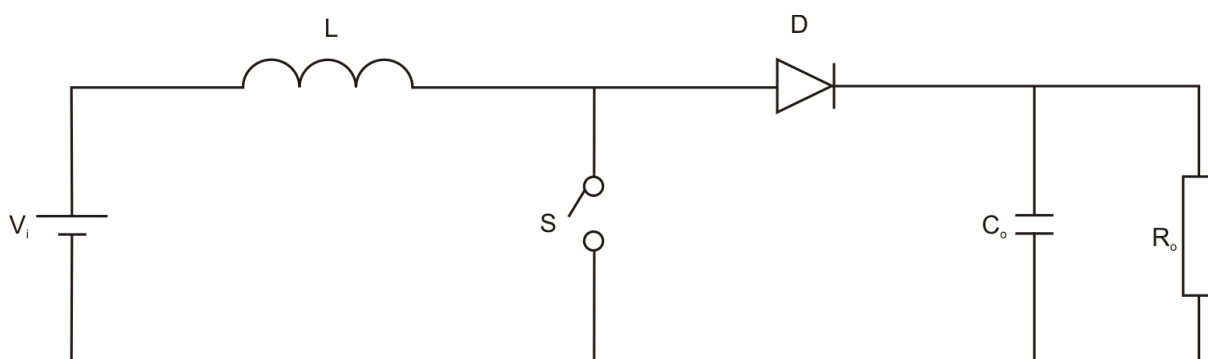


Figura 10- Conversor *Boost*.

Fonte: Ahmed (2000).

Na Figura 11 é apresentada uma alteração em relação ao *Boost* tradicional. Com esta, obteve-se um consumo mais eficiente de energia fornecida ao *LED* com o emprego do LM393 em controle em modo de corrente (CALLEJA et al., 2004).

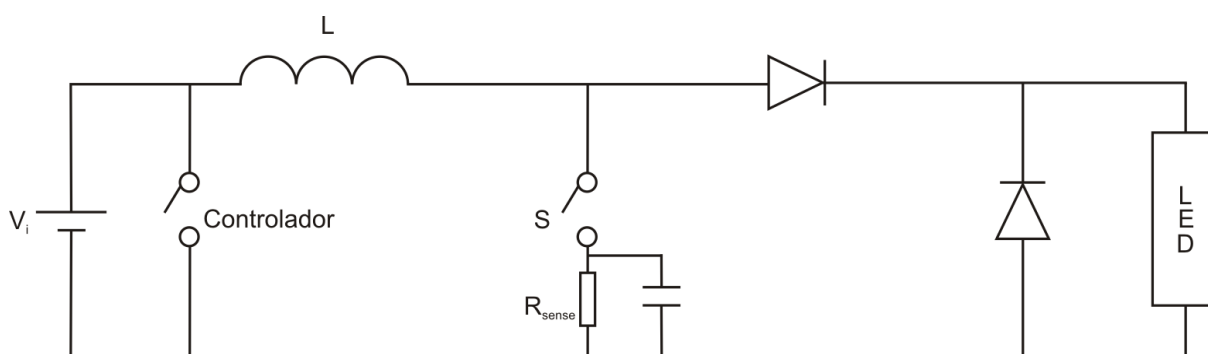


Figura 11- Circuito *Boost*.

Fonte: Calleja (2004).

Existem várias topologias que possui vantagens e desvantagens, dependendo da faixa de tensão de entrada, do número de *LED* a serem acionados

em uma conexão em série, do número de *LED* acionados em paralelo (dada uma sequência), da corrente no *LED*, se o isolamento é necessário, se o *dimmer* é exigido (controle de luminosidade, através do ajuste da razão cíclica no *PWM*), a eficiência, o tamanho e custo. Por estas razões, existem muitas variações de circuitos para satisfazerem as diversas aplicações de *LED* (*LED PROFESSIONAL REVIEW*, 2009).

A topologia adotada para realização deste trabalho é o conversor *Boost*, pelas seguintes justificativas: primeiro pela simplicidade do circuito; segundo, pois a energia fornecida pela bateria para alimentar o *LED* é insuficiente, necessitando de uma etapa que eleve essa energia recebida pela bateria e seja fornecida ao *LED*.

### 3.2 CARACTERÍSTICAS DOS CONVERSORES CC-CC

Os conversores CC-CC para acionar o *LED* devem levar em consideração algumas características como (SAUERLÄNDER et al., 2006) (YU; YANG, 2009) (BROECK; SAUERLÄNDER; WENDT, 2007):

- o circuito acionador deve possuir baixo nível de consumo de energia, logo o número de componentes do mesmo deverá ser reduzido;
- a corrente fornecida ao *LED* poderá ser pulsada ou constante (se for o primeiro caso, haverá uma pequena mudança na cor emitida, a qual poderá ser desprezada);
- um fator importante é a elevada duração da vida útil do *LED* e, também a elevada duração da vida útil do conversor.

Nos conversores CC-CC, geralmente o capacitor eletrolítico é utilizado como filtro (1ª ordem), com o intuito de suavizar a forma de onda fornecida à carga, ou seja, reduzir a ondulação de corrente e/ou tensão em alta frequência. A principal característica deste filtro é a transformação da tensão contínua pulsante em uma tensão contínua pura. Um fato que merece consideração é a temperatura ambiente e a ondulação da corrente, pois a vida útil do conversor pode ser reduzida, especialmente, se localizado em áreas com elevada temperatura ambiente. A equação da vida útil do capacitor eletrolítico é apresentada na Equação 3.1 (YU; YANG, 2009) (IET OPTPELECTRON, 2009).

$$L = L_o 2^{\left(\frac{T_o - T}{10}\right)} K^{\left(\frac{-\Delta T}{10}\right)} \quad (3.1)$$

onde:

$L$ : vida útil do capacitor

$L_o$ : vida útil do capacitor inicialmente

$T$ : temperatura ambiente

$T_o$ : temperatura máxima

$K$ : coeficiente de ondulação da corrente

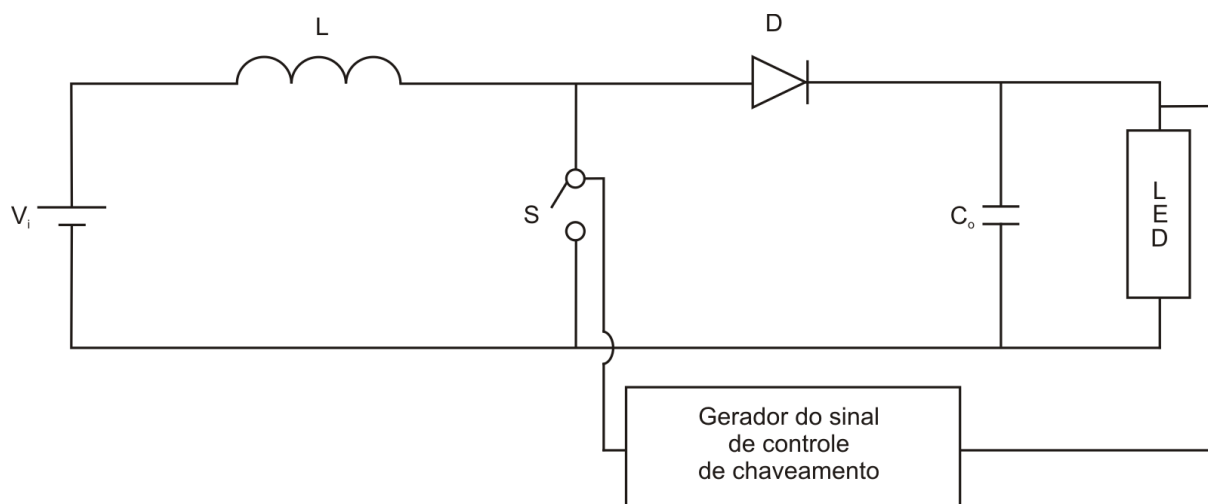
$\Delta T$ : variação de temperatura

Observa-se na Equação 3.1 que com o aumento da temperatura ambiente e do valor do coeficiente de ondulação da corrente, ocorre a redução da expectativa de vida útil do capacitor eletrolítico. Esse modelo de capacitor possui dimensões reduzidas e, conseqüentemente, menos massa ele possui para dissipar o calor gerado.

Devido à necessidade de aumentar a vida útil do conversor e do *LED* e, conforme alguns trabalhos já publicados foi proposta a remoção do capacitor eletrolítico do filtro. Deste modo, contribuindo para elevar a vida útil do conversor, logo a forma de onda disponibilizada ao *LED* é pulsada (quadrada, triangular, senoidal) (YU; YANG, 2009) (IET OPTPELECTRON, 2009) (SAUERLÄNDER et al., 2006).

Os *LEDs* são dispositivos sensíveis que requerem níveis de tensão específicos para que não se danifiquem, exigindo um sistema de regulação de tensão para que se tornem viáveis economicamente. Deste modo, será apresentado a seguir como é realizada a regulação da tensão na saída do conversor *boost*, pois é a topologia escolhida para ser implementada neste trabalho, com intuito de acionar o *LED* (NLPIP LIGHTING ANSWERS, 2003).

O valor médio da tensão na saída de um conversor CC-CC é regulado através do gerador do sinal de controle de chaveamento, conforme disponibiliza a Figura 12. O bloco gerador do sinal de controle do chaveamento empregado é genérico e possui os componentes necessários para realizar o controle da tensão de saída no conversor (RASHID, 1999).



**Figura 12- Diagrama de um conversor *boost* para regulação da tensão na saída.**  
**Fonte: Autoria própria (2011).**

Na saída do conversor CC-CC na Figura 12 é efetuado a leitura sobre o nível de tensão e comparada com uma tensão de referência (desejada), os quais estão inseridos no interior do bloco gerador do sinal de controle de chaveamento, ao passo que a informação resultante obtida é enviada a chave semicondutora, através do uso da técnica de modulação<sup>2</sup> (RASHID, 1999) (KREIN, 1998) (GONÇALVES, 2011).

As principais técnicas de modulação utilizadas em conversores CC-CC são: modulação em amplitude (*PAM*), modulação em frequência (*PFM*) e modulação por largura de pulso (*PWM*) (FILHO, 2007). Nas duas primeiras técnicas de modulação é realizado um breve relato sobre seu conceito. Já para a última técnica de modulação é feito um estudo detalhado, devido sua ampla utilização em conversores CC-CC. Neste trabalho é utilizada a modulação por largura de pulso para realização da comutação no conversor CC-CC, devido a essa técnica apresentar facilidade para o projeto do filtro (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003). Estas técnicas são descritas nesta secção.

A modulação em amplitude aplica como variável de controle a amplitude (*A*), já para modulação em frequência utiliza-se a frequência como variável de controle,

---

<sup>2</sup> Modulação: é um processo onde pode se variar a amplitude, a fase ou a frequência do sinal de uma portadora, afim de transmitir uma determinada informação em um sinal.

conforme apresenta a Figura 13 e Figura 14 (GONÇALVES, 2011) (GOMES, 1998) (MICHEL, 1980).

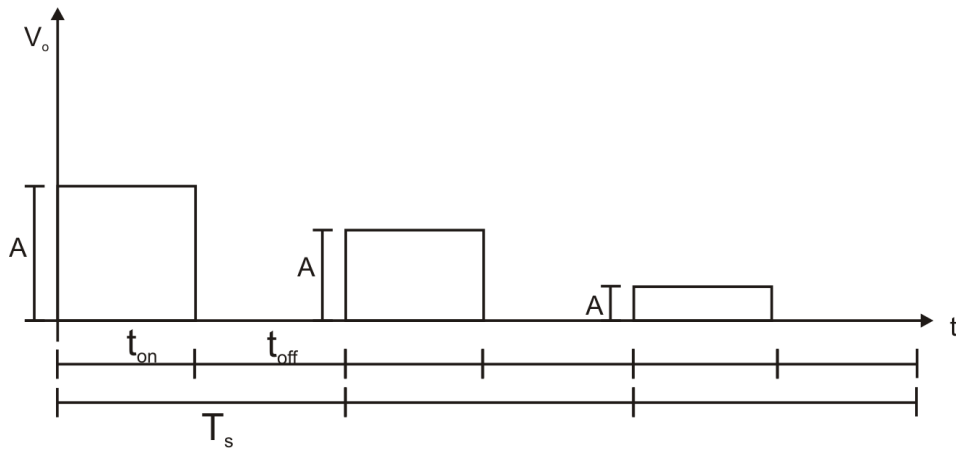


Figura 13- Modulação em amplitude.

Fonte: Autoria Própria (2011).

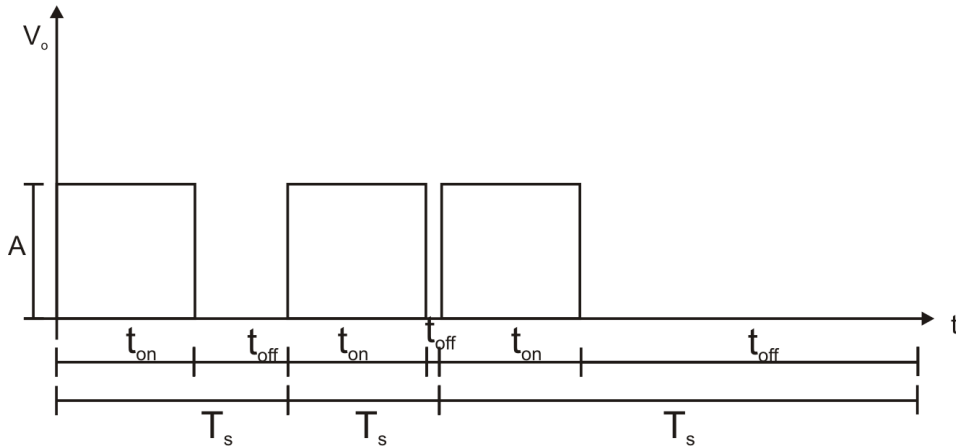


Figura 14- Modulação em frequência.

Fonte: Autoria Própria (2011).

A modulação por largura de pulso varia a largura do tempo de condução da chave semicondutora, enquanto o período de comutação ( $T_s$ ) e a amplitude ( $A$ ) são mantidos constantes (GONÇALVES, 2011).

A fim de que a tensão de saída do conversor CC-CC seja ajustável na faixa que atende os requisitos do *LED* ao qual está conectada, em qualquer valor de zero ao nível de tensão da entrada, a chave semicondutora do conversor CC-CC, o qual opera em um ciclo de período  $T_s$ , ligada por um tempo e desligada por outro, a Equação 3.2 apresenta o período de comutação (AHMED, 2006).

$$T_s = t_{on} + t_{off} \quad (3.2)$$

O resultado da tensão na saída do conversor CC-CC é um trem de pulsos retangulares de duração, conforme apresenta a Figura 15.

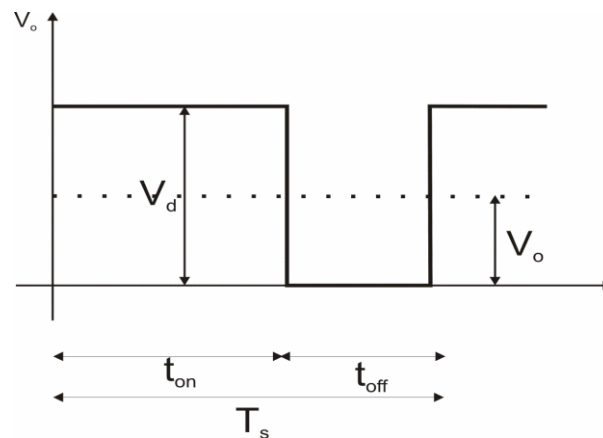


Figura 15- Ajuste do nível de tensão na saída do conversor.  
Fonte: Ahmed (2000).

Na Figura 15, observa-se que quando a chave é aberta, a tensão na carga é nula. Já no instante em que a chave é fechada, a tensão na carga é  $V_i$  (tensão de entrada). Dessa maneira, a tensão média na saída ( $V_o$ ) em um ciclo é apresentada na Equação 3.3.

$$V_o = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} V_i \quad (3.3)$$

Substituindo a Equação (3.2) em (3.3), obtém-se a Equação (3.4).

$$V_o = \frac{t_{on}}{T_s} V_i \quad (3.4)$$

A razão cíclica ( $d$ ) é a relação entre a largura de pulso  $t_{on}$  e o período da forma de onda, conforme apresenta a Equação 3.5.

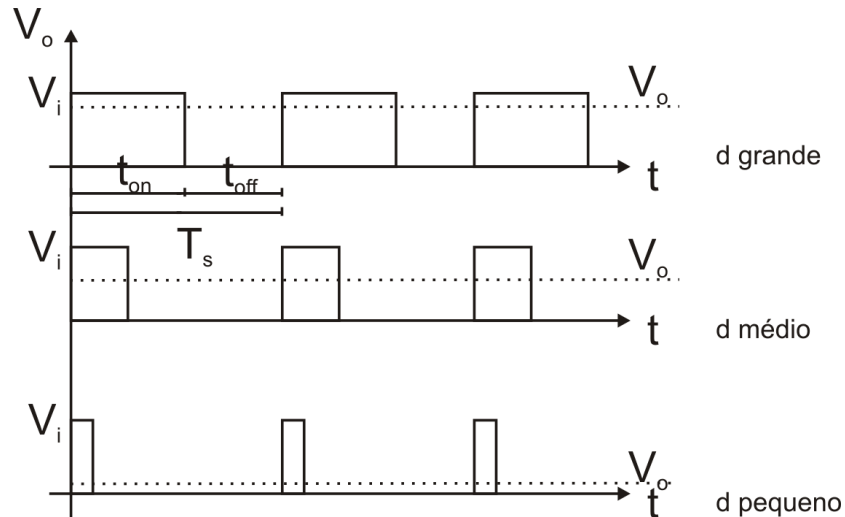
$$d = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (3.5)$$

A razão cíclica possui valores entre  $0 \leq d \leq 1$ .

Logo, substitui na Equação 3.4 o termo  $\frac{t_{on}}{T_s}$  por  $d$ , conforme mostra a Equação 3.6.

$$V_o = dV_i \quad (3.6)$$

A Figura 16 representa as formas de ondas da tensão média na saída, ao passo que a razão cíclica aumenta.

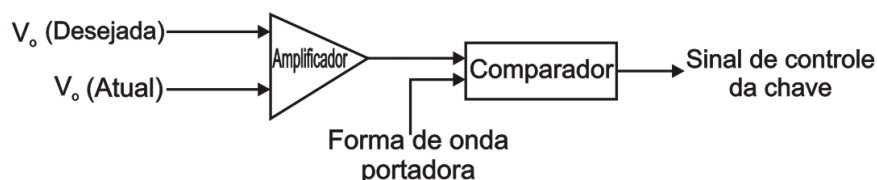


**Figura 16-** Formas de onda da tensão de saída com frequência de comutação fixa.  
**Fonte:** Ahmed (2000).

Observa-se na Figura 16 que uma razão cíclica de valor baixo disponibiliza uma tensão média na saída de baixo valor. A partir do momento que o valor da razão cíclica aumenta o valor da tensão média na saída também aumenta, conforme apresenta a Figura 16 (AHMED, 2006).

Na modulação *PWM* ou *PFM*, a tensão de saída é nula, quando a chave estiver aberta. No momento em que a chave é fechada, a tensão na saída torna-se  $V_i$ . Em seguida, é explicado como é gerado o sinal de comando para a chave semicondutora (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

A fim de que a tensão de saída do conversor CC-CC seja regulada para o nível de tensão que atenda os requisitos do *LED*, será disponibilizada como é realizada o controle da tensão de saída ( $V_o$ ), onde  $V_o$  é a tensão aplicada ao *LED*. O sinal de controle da chave é obtido pela amplificação do erro entre o valor da tensão de saída atual e o valor da tensão de saída desejada, na Figura 17 é apresentado um diagrama de blocos deste sistema.

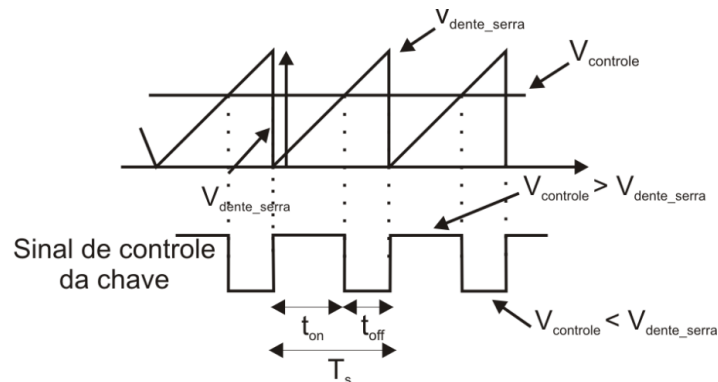


**Figura 17-** Diagrama de blocos do *PWM*.

**Fonte:** Moham (2003).

Como se verifica na Figura 17, o sinal de erro amplificado oscila lentamente com o tempo, isto é, possui baixa frequência, além de que a forma de onda portadora é uma onda dente serra, que possui elevada frequência, tal frequência é denominada de frequência de comutação do conversor CC-CC.

Estes sinais são inseridos em um comparador, que realiza a comparação entre as duas formas de ondas. Como resultado da comparação é enviado na saída do modulador um sinal de comando. Este último possui a forma de uma onda quadrada, a qual possui a finalidade de realizar a comutação da chave semicondutora. O processo de comparação das formas de onda é explicado na sequência e representado pela Figura 18.



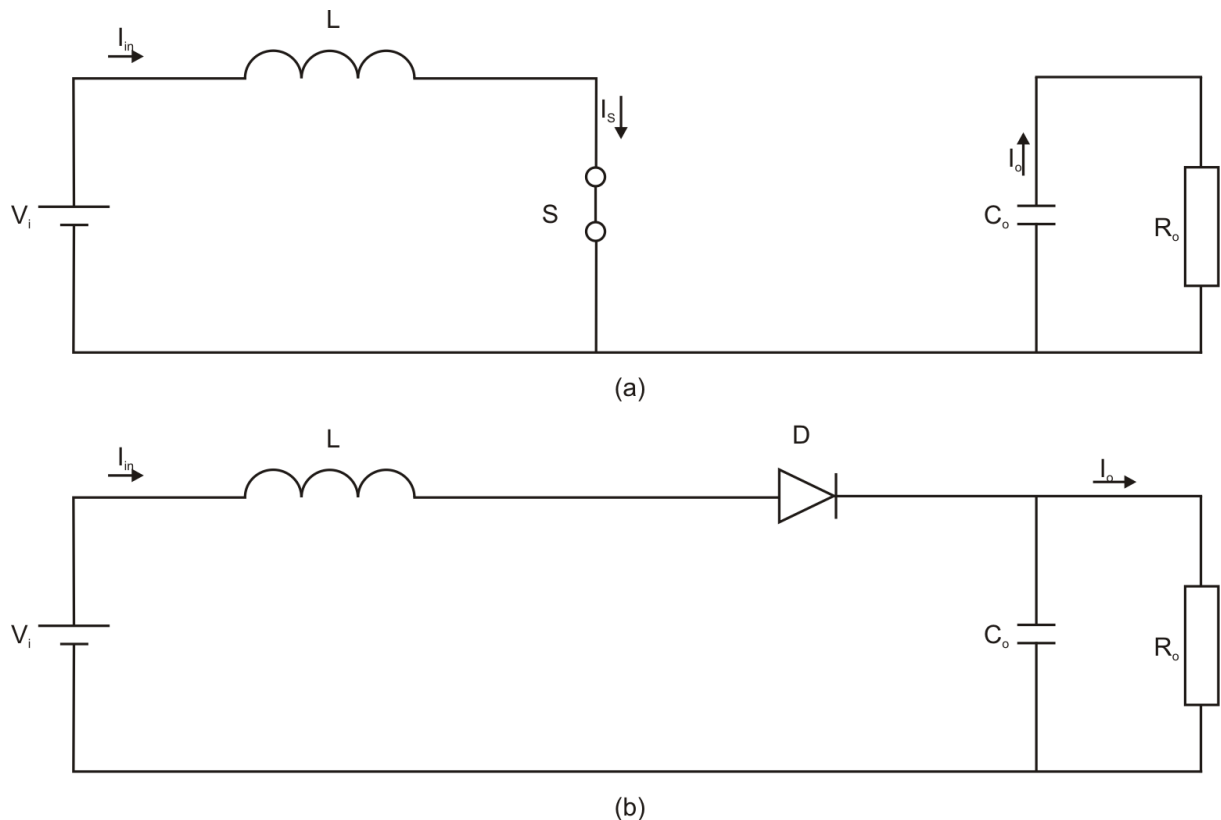
**Figura 18- Modulação PWM.**

**Fonte: Mohan (2003).**

Quando o  $v_{controle}$  possuir um valor superior a  $v_{dente\_serra}$ , o comando do sinal de controle torna-se alto, fazendo o dispositivo semicondutor conduzir corrente neste intervalo de tempo, caso contrário, o mesmo não conduz corrente (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

A Figura 19 ilustra o princípio de operação do conversor *boost*. Este conversor possui duas etapas de operação (AHMED, 2006).





**Figura 19- Etapas de operação do conversor Boost. (a) Primeira etapa. (b) Segunda etapa de operação.**

**Fonte: Ahmed (2000).**

A primeira etapa de operação inicia quando o dispositivo semicondutor (chave) é acionado, ou seja, inicia o estado de condução de corrente. Logo, como se observa na Figura 19 (a), o indutor é conectado a fonte de alimentação. Neste momento a tensão no indutor torna-se a tensão de entrada e sua corrente aumenta de maneira linear. Vale lembrar que o indutor armazena energia em forma de campo magnético. Nesta etapa o capacitor fornece corrente a carga.

A segunda etapa de operação, conforme apresenta a Figura 19 (b), ocorre quando o dispositivo semicondutor (chave) não conduz corrente, dessa forma inicia o estado de bloqueio. Neste momento ocorre a redução no nível de corrente e a energia armazenada no indutor é transferida para o capacitor por meio da condução do diodo. De modo geral, a corrente que circulava pelo dispositivo semicondutor (chave), agora circula pelo indutor, diodo, capacitor e para carga. Logo a energia armazenada no indutor é fornecida a carga (AHMED, 2006).

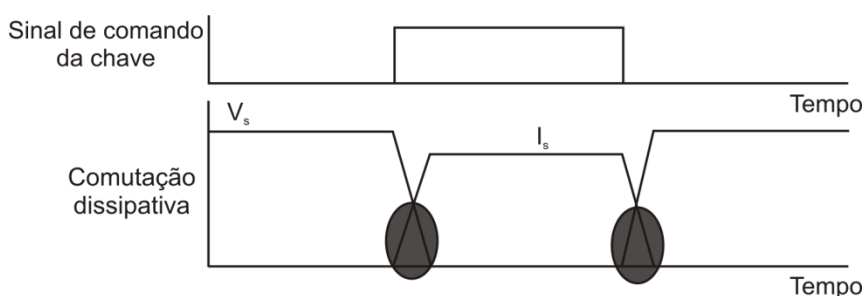
Em suma, foi explicado como é realizada a regulação da tensão de saída dos conversores CC-CC. Feito isso, na sequência é disponibilizada informações

referentes as perdas ocorridas na comutação de um conversor CC-CC, tais perdas são chamadas de comutação dissipativa. Para reduzir as perdas na comutação emprega-se a comutação suave.

As técnicas de comutação dissipativa e suave são detalhadas na sequência.

### 3.3 COMUTAÇÃO

A comutação representa a transição do estado da chave semicondutora. Esse estado se divide em: entrada em condução (chave fechada) e bloqueio (chave aberta). No momento em que se inicia a transição de estado da chave semicondutora, há nos terminais desse dispositivo a presença simultânea de tensão e corrente (KREIN, 1998). Logo, ocorre o cruzamento de tensão e corrente, formando uma área hachurada, conforme representa a Figura 20.



**Figura 20- Comutação dissipativa.**

**Fonte: Stein (2000).**

Esta área se calculada representa as perdas na comutação. Portanto, a perda na comutação é a responsável pela limitação de frequência no chaveamento e também pela eficiência do conversor (LIN; HSIA, 2005).

Em outras palavras, o aumento da frequência de comutação resulta no aumento da área formada pela intersecção de tensão e corrente, conseqüentemente maiores são as perdas na comutação, reduzindo assim a eficiência do conversor. Em virtude desse fato essa comutação é chamada de dissipativa, conforme apresenta a Figura 20 (KREIN, 1998).

A comutação dissipativa é empregada praticamente na grande maioria de conversores chaveados, salvo algumas exceções apresentadas na próxima seção. É imprescindível apresentar um conversor que faz uso dessa técnica de comutação e,

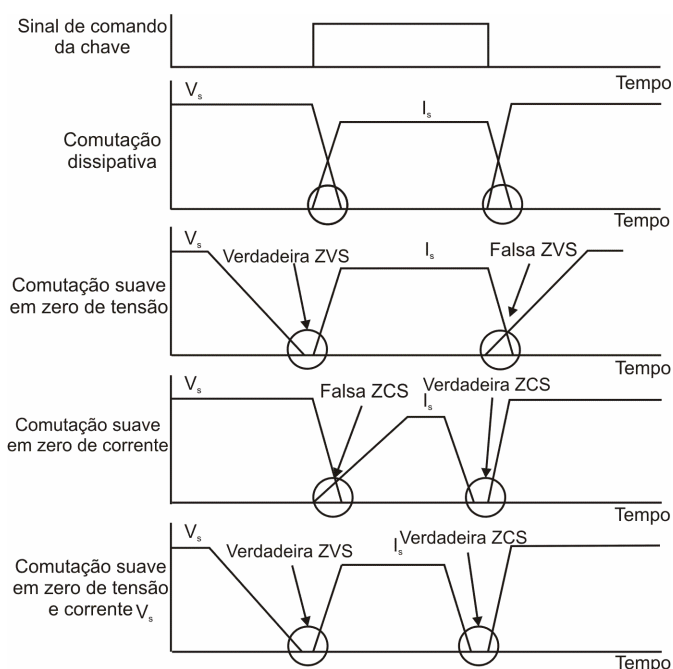
ainda explorar seu princípio de funcionamento para seu perfeito entendimento. O conversor que será detalhado o funcionamento é o conversor *boost*.

### 3.4 COMUTAÇÃO SUAVE

A comutação suave é uma técnica que insere no circuito do conversor CC-CC um circuito auxiliar, com o objetivo de reduzir as perdas no chaveamento. Na literatura, são realizadas abordagens sobre a técnica de comutação dissipativa e sobre a técnica de comutação suave, sendo esta última classificada em: técnica de comutação suave na transição em tensão nula (*ZVT*) e a técnica de comutação suave na transição em corrente nula (*ZCT*) (BEN-YAAKOV; IVENSKY, 1997) (HUA et al., 1992).

As técnicas de comutação suave admitem elevada frequência de chaveamento, pois obtém a redução das perdas na comutação, resultando em alta densidade de potência sem comprometer a eficiência do circuito e, ainda reduções nas dimensões físicas dos componentes do filtro (VELAN; REDDY; JAIKUMAR, 2007).

A Figura 21 ilustra as formas de onda na transição na comutação utilizando as técnicas citadas anteriormente.



**Figura 21- Formas de ondas de tensão e corrente sobre a chave semicondutora utilizando a técnica de comutação dissipativa e a comutação suave.**

Fonte: Stein (2000).

Como se observa na Figura 21 o primeiro gráfico apresenta o sinal de comando para a chave semicondutora do conversor, afim de realizar a comutação.

No segundo gráfico nota-se que na entrada em condução a chave semicondutora realiza a comutação, possuindo em seus terminais valores de tensão e corrente (KREIN, 1998) (BEN-YAAKOV; IVENSKY, 1997).

Conforme afirmado, a presença simultânea de tensão e corrente no terminal da chave semicondutora no momento da comutação representa as perdas da comutação (STEIN; HEY, 2000) (KREIN, 1998). Com o aumento da frequência de comutação, estas perdas tornam-se significativas, comprometendo deste modo a eficiência do conversor. Por tudo isso esta técnica é chamada de comutação dissipativa (BEN-YAAKOV; IVENSKY, 1997) (STEIN, 1997).

No terceiro gráfico é apresentado o comportamento da chave semicondutora na comutação, utilizando a técnica de comutação suave chamada de *ZVT* (transição em tensão nula). Nota-se que na entrada em condução a chave semicondutora comuta sem a presença simultânea de tensão e corrente em seus terminais. Sendo chamada de verdadeira *ZVS* (chaveamento em tensão nula), ou seja, não ocorrem perdas na comutação. Já no momento que a chave semicondutora altera seu estado para o bloqueio, observa-se em seus terminais há presença de tensão e corrente, resultando nas perdas na comutação. Logo, estas perdas são menores quando comparadas a comutação dissipativa, sendo chamada de falsa *ZVS* (KREIN, 1998).

No quarto gráfico é apresentada outra técnica de comutação suave, chamada de *ZCT* (transição em corrente nula). Observa-se que na entrada em condução a chave semicondutora possui tensão e corrente simultaneamente em seus terminais, ocasionando as perdas na comutação. Estas últimas são inferiores quando comparadas a comutação dissipativa e, é chamada de falsa *ZCS* (comutação em corrente nula). No momento em que a chave semicondutora realiza a transição para o bloqueio, não há em seus terminais valores de tensão e corrente. Isto significa que não há perdas na comutação. Sendo chamada de verdadeira *ZCS* (comutação em corrente nula) (KREIN, 1998) (BEN-YAAKOV; IVENSKY, 1997) (HUA et al., 1993). Portanto, os conversores apenas comutam sobre *ZVS* na entrada em condução, ou *ZCS* no bloqueio. Deste modo, o conversor de comutação suave *ZVT*, ou o conversor de comutação suave *ZCT* não devem ser usados para reduzir

efetivamente as perdas globais que ocorrem devido a alta frequência de comutação (STEIN; HEY, 2000).

A fim de uma solução para este problema, foi desenvolvida a técnica de comutação suave chamada de *ZCZVT* para superar este inconveniente. Esta técnica proporciona o *ZVS* e *ZCS*, simultaneamente, em ambos, na entrada em condução e no bloqueio da chave principal, conforme mostra a Figura 21 (STEIN, 1997).

Em seguida é aplicada a técnica de comutação suave *ZCZVT* em um conversor *boost*, maiores detalhes estão disponíveis na próxima seção.

#### 3.4.1 Conversor Boost *ZCZVT*

O conversor é constituído de um circuito *PWM* convencional (*boost*) e um circuito ressonante. Sendo que este último é composto por dois capacitores ressonantes  $C_{R1}$  e  $C_{R2}$ , um indutor ressonante  $L_R$ , uma chave auxiliar  $S_A$ -  $D_{A1}$  e, dois diodos auxiliares,  $D_S$  e  $D_{A2}$  (STEIN, 1997).

##### a) PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Algumas considerações são necessárias para facilitar o entendimento do princípio de operação, por exemplo, o indutor e o capacitor do filtro são considerados suficientemente grandes e, portanto, a corrente de entrada e a tensão de saída do conversor são consideradas constantes sobre um período de chaveamento (STEIN, 1997). Assim, o circuito pode ser representado conforme a Figura 22 e 23. Na Figura 22 as linhas do circuito mais claras representam o circuito principal do conversor *Boost* e as linhas de cor preta evidenciam o circuito ressonante ou circuito auxiliar.

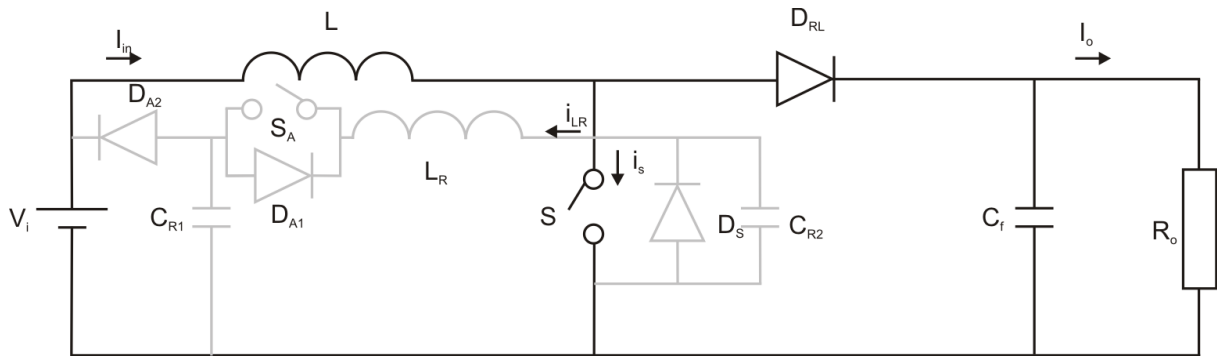


Figura 22- Conversor *boost* PWM ZCZVT.

Fonte: Stein (2000).

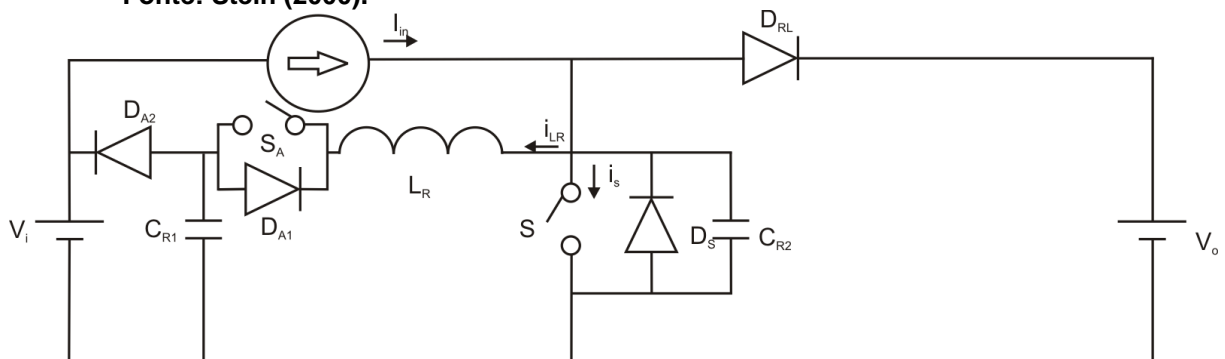


Figura 23- Conversor *boost* PWM ZCZVT simplificado.

Fonte: Stein (2000).

O princípio de operação do *boost* ZCZVT é dividido em: comutação chave-diodo e comutação diodo-chave (STEIN, 1997).

Comutação diodo-chave: inicialmente o diodo principal do conversor *boost* está conduzindo a corrente de entrada e entregando-a à saída. A seguir, o circuito auxiliar reduz a tensão sobre a chave principal, permitindo que ela entre em condução com tensão nula. Finalmente, o circuito auxiliar entrega a corrente de entrada para a chave principal, com uma taxa estabelecida. Esta comutação ocorre em oito etapas, descritas a seguir.

#### Etapa 1 ( $t_0, t_1$ )

A tensão sobre o capacitor  $C_{R2}$  é a mesma da chave principal, ou seja:  $V_{CR2}(t) = V_o$ . A Figura 24 representa essa etapa de funcionamento do conversor. Portanto, durante esta etapa os valores das tensões nos capacitores ressonantes  $V_{CR1}(t)$  e  $V_{CR2}(t)$  são grampeados em  $V_{C113}(t)$  (que é  $V_{CR1}(t)$  para  $t = t_{13}$ ) e  $V_o$ , respectivamente.

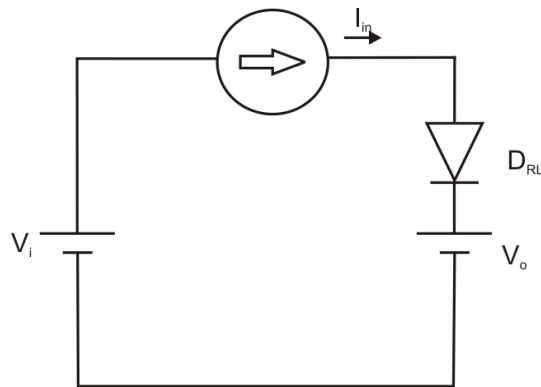


Figura 24- Etapa 1-  $t_0, t_1$ .

Fonte: Stein (2000).

### Etapa 2 ( $t_1, t_2$ )

O circuito equivalente para esta etapa está representado na Figura 25. No intervalo de tempo  $t_1$  a chave auxiliar  $S_A$  é acionada. A taxa de crescimento da corrente em  $S_A$  é limitada, pois está em série com o indutor  $L_R$ . No início desta etapa o capacitor  $C_{R1}$  está com uma tensão um pouco menor do que  $V_i$ . Desta forma, ocorre uma ressonância, até que a tensão sobre  $C_{R1}$  atinge o valor de  $V_i$ , polarizando diretamente o diodo  $D_{A2}$ . A corrente no indutor ressonante ( $i_{LR}(t)$ ) e a tensão no capacitor  $C_{R1}$  são expressas por:

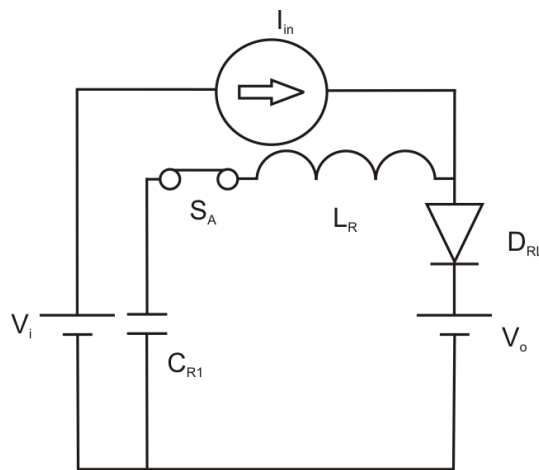


Figura 25- Etapa 2-  $t_1, t_2$ .

Fonte: Stein (2000).

$$i_{LR}(t) = -\frac{(V_{C113} - V_o)}{Z_1} \text{sen}(\omega_1 t) \quad (3.7)$$

$$V_{CR1}(t) = (V_{C113} - V_o) \cos(\omega_1 t) + V_o \quad (3.8)$$

onde:

$V_o$ : tensão de saída

$t$ : tempo

A impedância característica e a frequência angular da ressonância são determinadas por:

$$Z_1 = \sqrt{\frac{L_R}{C_{R1}}} \quad (3.9)$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_R C_{R1}}} \quad (3.10)$$

A duração desta etapa ressonante é:

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_1} \cos^{-1}\left(\frac{V_i - V_o}{V_{C113} - V_o}\right) \quad (3.11)$$

Etapa 3 ( $t_2, t_3$ )

Com o diodo  $D_{A2}$  em condução, o circuito equivalente passa a ser o representado na Figura 26. A corrente no indutor  $L_R$  continua a crescer, de forma linear, fazendo com que a corrente no diodo  $D_{RL}$  decresça com uma taxa definida. A corrente  $i_{LR}(t)$  é dada por:

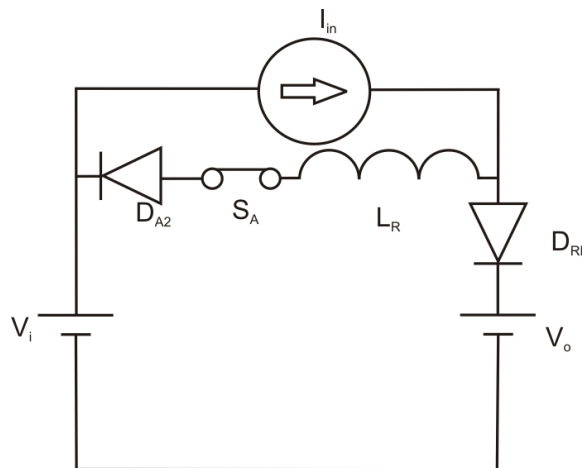


Figura 26- Etapa 3-  $t_2, t_3$ .

Fonte: Stein (2000).

$$i_{LR}(t) = \frac{(V_o - V_i)}{L_R} t + I_{L2} \quad (3.12)$$

onde  $I_{L2}$  é  $i_{LR}(t)$ , para  $t = t_2$ . O intervalo de tempo de duração desta etapa é dado por:



$$\Delta t_3 = \left( \frac{I_{in} - I_{L2}}{V_o - V_i} \right) L_R \quad (3.13)$$

$I_{in}$ : corrente de entrada

Etapa 4 ( $t_3, t_4$ )

Quando a corrente no indutor  $L_R$  atingir o valor da corrente de entrada  $I_{in}$  o diodo  $D_{RL}$  bloqueia, e o circuito equivalente passa a ser o da Figura 27. Inicia-se uma etapa ressonante, na qual a tensão sobre  $C_{R2}$  é levada a zero, polarizando diretamente o diodo  $D_S$ . As expressões do  $i_{LR}(t)$  e  $V_{CR2}(t)$  são apresentadas na sequência.

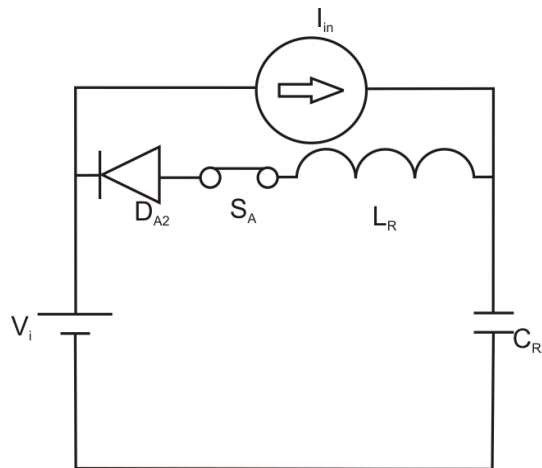


Figura 27- Etapa 4-  $t_3, t_4$ .

Fonte: Stein (2000).

$$i_{LR}(t) = \frac{(V_o - V_i)}{Z_2} \text{sen}(\omega_2 t) + I_{in} \quad (3.14)$$

$$V_{CR2}(t) = (V_o - V_i) \text{cos}(\omega_2 t) + V_i \quad (3.15)$$

A impedância característica e a frequência angular da ressonância são determinadas por:

$$Z_2 = \sqrt{\frac{L_R}{C_{R2}}} \quad (3.16)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_R C_{R2}}} \quad (3.17)$$

O intervalo de duração desta etapa é definido por:

$$\Delta t_4 = \frac{1}{\omega_2} \cos^{-1} \left( \frac{-V_i}{V_o - V_i} \right) \quad (3.18)$$

#### Etapa 5 ( $t_4, t_5$ )

Com o diodo  $D_S$  em condução, a corrente no indutor  $L_R$  começa a decrescer linearmente. Durante esta etapa deve-se habilitar o sinal de comando da chave principal, pois tanto a sua tensão quanto a sua corrente são nulas. A Figura 28 apresenta o circuito dessa etapa de operação do conversor. Contudo a expressão da corrente no indutor é mostrada abaixo:

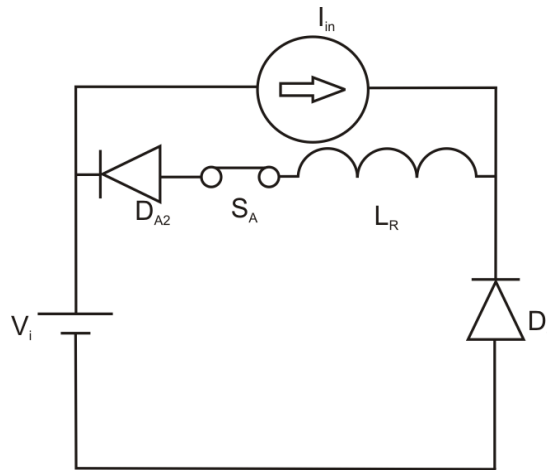


Figura 28- Etapa 5-  $t_4, t_5$ .

Fonte: Stein (2000).

$$i_{LR}(t) = -\frac{V_i}{L_R} t + I_{L4} \quad (3.19)$$

Onde  $I_{L4}$  é  $i_{LR}(t)$ , quando  $t = t_4$ . A duração do intervalo de tempo desta etapa é:

$$\Delta t_5 = \left( \frac{I_{L4} - I_{in}}{V_i} \right) L_R \quad (3.20)$$

#### Etapa 6 ( $t_5, t_6$ )

No instante em que a corrente em  $L_R$  for igual à corrente de entrada o diodo  $D_S$  deixa de conduzir, e a chave  $S$  entra em condução, conforme representado na Figura 29. Devido ao indutor  $L_R$ , a corrente na chave  $S$  cresce com uma taxa

constante até atingir o valor da corrente de entrada. Neste instante a corrente em  $L_R$  (e em  $S_A$ ) é nula. A expressão de  $i_{LR}(t)$  é dada na sequência.

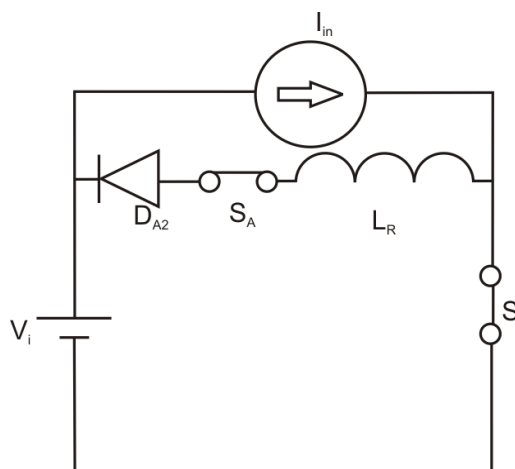


Figura 29- Etapa 6-  $t_5, t_6$ .

Fonte: Stein (2000).

$$i_{LR}(t) = -\frac{V_i}{L_R}t + I_{in} \quad (3.21)$$

A duração do intervalo de tempo desta etapa é:

$$\Delta t_6 = \left(\frac{I_{in}}{V_i}\right)L_R \quad (3.22)$$

Etapa 7 ( $t_6, t_7$ )

Durante esta etapa ocorre ressonância envolvendo  $L_R$  e  $C_{R1}$ , fazendo com que a tensão  $V_{CR1}$  inverta a polaridade. Nesta etapa deve ser retirado o comando da chave auxiliar, conforme apresenta a Figura 30. A seguir, são apresentadas as expressões de  $i_{LR}(t)$  e  $V_{CR1}(t)$ .

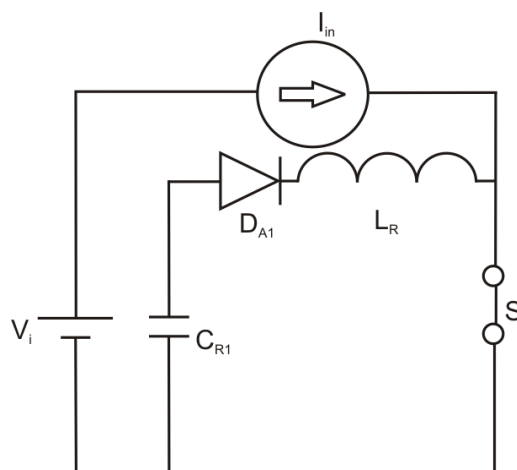


Figura 30- Etapa 7-  $t_6, t_7$ .

Fonte: Stein (2000).

$$i_{LR}(t) = -\frac{V_i}{Z_1} \text{sen}(\omega_1 t) \quad (3.23)$$

$$V_{CR1}(t) = V_i \text{cos}(\omega_1 t) \quad (3.24)$$

A duração do intervalo de tempo desta etapa é dada pela equação abaixo.

$$\Delta t_7 = \frac{\pi}{\omega_1} \quad (3.25)$$

Etapa 8 ( $t_7, t_8$ )

A operação do circuito nesta etapa é similar ao conversor *boost PWM* com comutação dissipativa. Logo, o fluxo da corrente na entrada é realizado através da chave principal  $S$ , conforme apresenta a Figura 31.

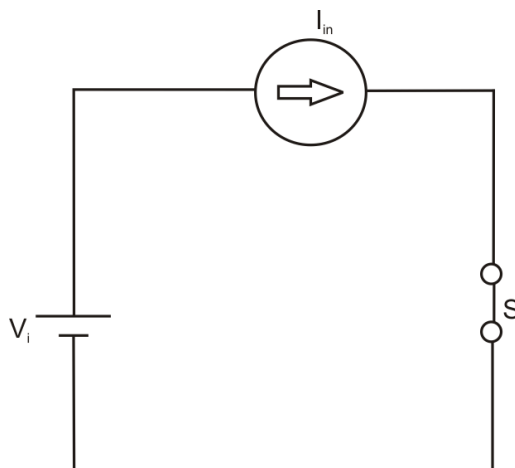


Figura 31- Etapa 8-  $t_7, t_8$ .

Fonte: Stein (2000).

A Figura 32 representa as formas de ondas das etapas de entrada em condução (etapas 1 a 8).

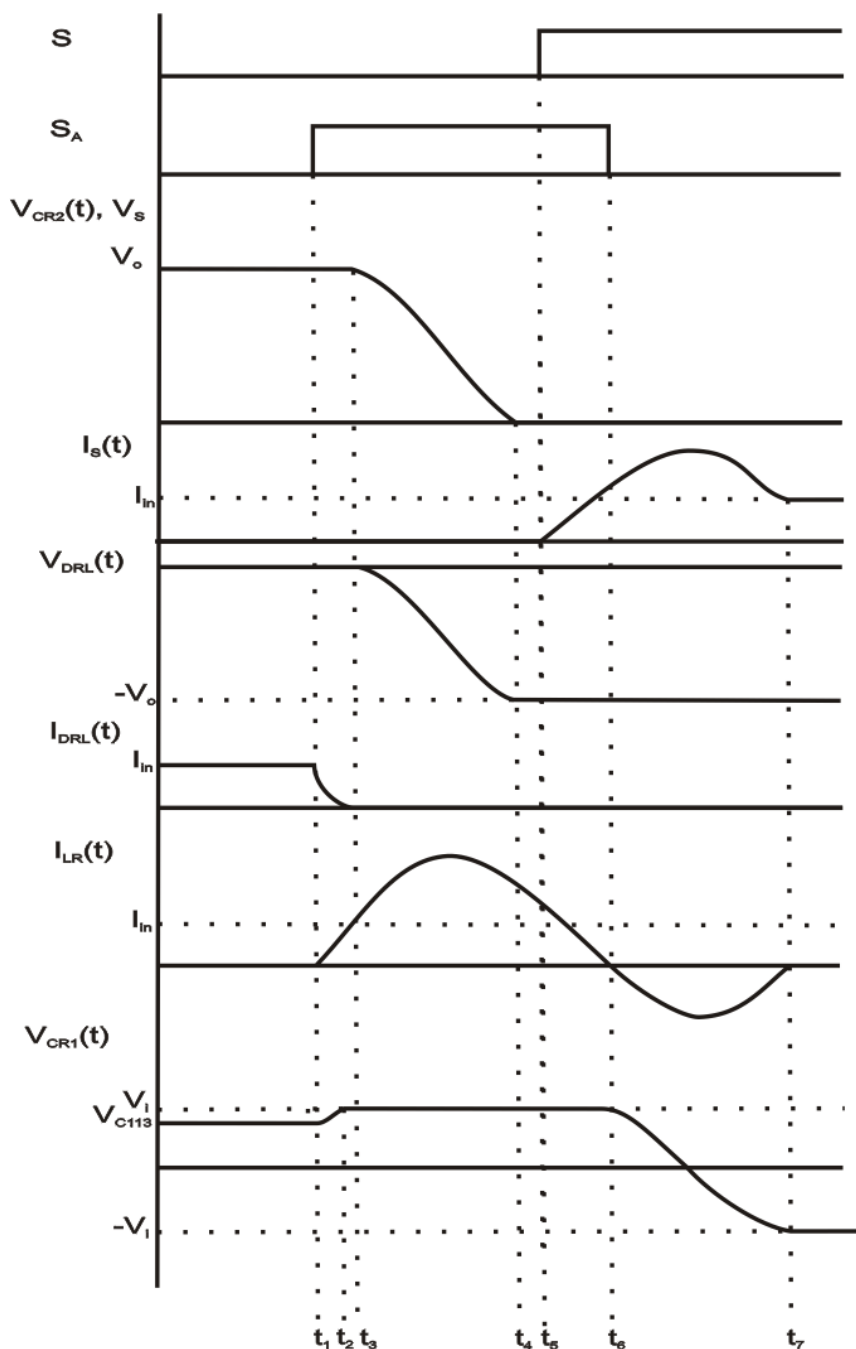


Figura 32- Formas de ondas para o processo de entrada em condução.  
Fonte: Stein (2000).

Comutação chave-diodo: inicialmente a chave principal do conversor *boost* está conduzindo a corrente de entrada. A seguir, o circuito auxiliar reduz a corrente na chave principal, fazendo com que o diodo em anti-paralelo com a chave principal entre em condução. Deste modo, a chave semicondutora principal pode ser

desabilitada em zero de tensão e corrente. Esta comutação ocorre em seis etapas, descritas a seguir.

#### Etapa 9 ( $t_8, t_9$ )

O circuito equivalente no início do tempo  $t_8$  é representado pela Figura 33. A chave auxiliar é acionada, reduzindo a corrente na chave principal, devido a ressonância entre os componentes  $L_R$  e  $C_{R1}$ . A etapa é finalizada quando o valor da corrente através da chave principal  $S$  atingir zero. Neste instante, o diodo  $D_S$  entra em condução. Em seguida, são disponibilizadas as equações de  $i_{LR}(t)$  e  $V_{CR1}(t)$ .

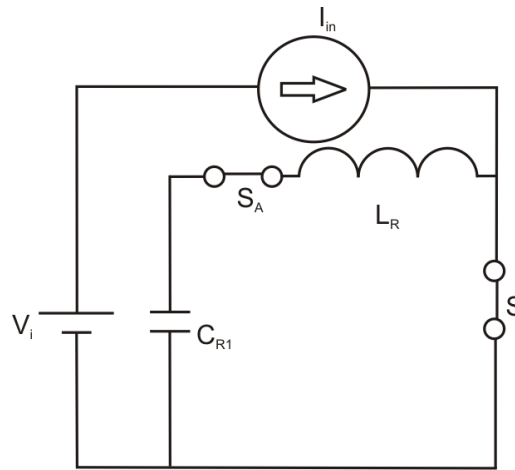


Figura 33- Etapa 9-  $t_8, t_9$ .

Fonte: Stein (2000).

$$i_{LR}(t) = \frac{V_i}{Z_1} \text{sen}(\omega_1 t) \quad (3.26)$$

$$V_{CR1}(t) = -V_i \text{cos}(\omega_1 t) \quad (3.27)$$

O intervalo de tempo de duração desta etapa é dado pela equação a seguir.

$$\Delta t_9 = \frac{1}{\omega_1} \sin^{-1}\left(\frac{Z_1 I_{in}}{V_i}\right) \quad (3.28)$$

#### Etapa 10 ( $t_9, t_{10}$ )

Durante esta etapa, conforme apresenta a Figura 34, o diodo  $D_S$  inicia o processo de condução e, a chave principal  $S$  bloqueia, sob a condição de ZVS e ZCS. Quando a corrente no indutor ressonante atingir o valor da corrente de entrada

novamente, o diodo  $D_S$  bloqueia. A seguir são apresentadas as equações de  $i_{LR}(t)$  e  $V_{CR1}(t)$ .

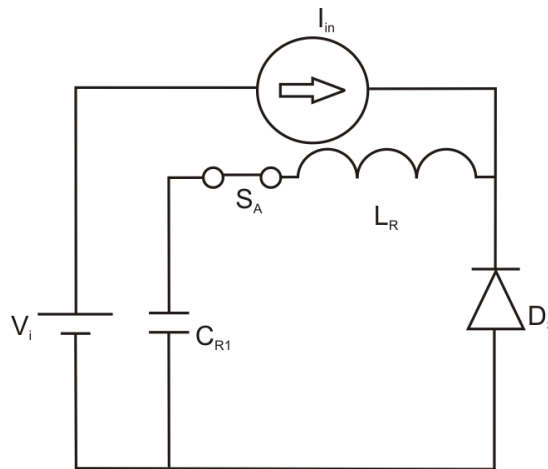


Figura 34- Etapa 10-  $t_9, t_{10}$ .

Fonte: Stein (2000).

$$i_{LR}(t) = -\frac{V_{C19}}{Z_1} \text{sen}(\omega_1 t) + I_{in} \cos(\omega_1 t) \quad (3.29)$$

$$V_{CR1}(t) = V_{C19} \cos(\omega_1 t) + Z_1 I_{in} \text{sen}(\omega_1 t) \quad (3.30)$$

Onde  $V_{C19}$  é  $V_{CR1}(t)$ , quando  $t = t_9$ . O intervalo de tempo de duração desta etapa é dado pela equação a seguir.

$$\Delta t_{10} = \frac{1}{\omega_1} \cos^{-1} \left( \frac{2(Z_1 I_{in})^2 - V_i^2}{V_i^2} \right) \quad (3.31)$$

Etapa 11 ( $t_{10}, t_{11}$ .)

No instante de tempo  $t_{10}$ , o valor da tensão inicial no capacitor ressonante  $V_{CR2}(t)$  se eleva, devido a ressonância entre os componentes  $L_R$ ,  $C_{R1}$  e  $C_{R2}$ . Logo que a tensão no capacitor ressonante  $V_{CR1}(t)$  atingir o valor de  $V_i$ , o diodo  $D_{A2}$  entra em condução. A Figura 35 representa o circuito da etapa de funcionamento do conversor. O equacionamento de  $i_{LR}(t)$ ,  $V_{CR1}(t)$  e  $V_{CR2}(t)$  é apresentado na sequência.

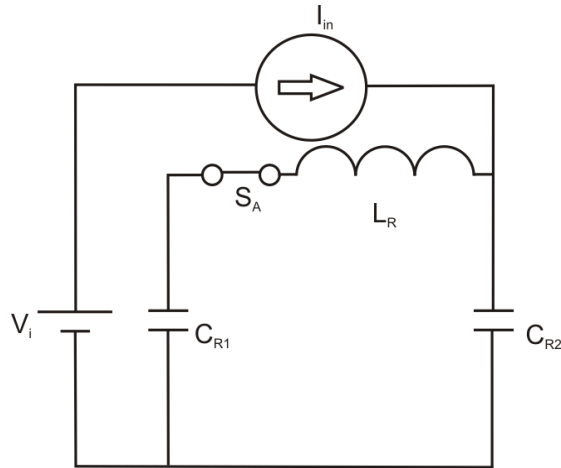


Figura 35- Etapa 11-  $t_{10}$ ,  $t_{11}$ .

Fonte: Stein (2000).

$$i_{LR}(t) = -\frac{V_{C110}}{Z_s} \text{sen}(\omega_s t) + \frac{C_s}{C_{R1}} I_{in} \cos(\omega_s t) + \frac{C_s}{C_{R2}} I_{in} \quad (3.32)$$

$$V_{CR1}(t) = \frac{C_s}{C_{R1}} [V_{C110} \cos(\omega_s t) + \frac{I_{in}}{C_{R1} \omega_s} \text{sen}(\omega_s t)] + \frac{C_{R1} V_{C110} + I_{in} t}{C_{R1} + C_{R2}} \quad (3.33)$$

$$V_{CR2}(t) = -\frac{C_s}{C_{R2}} [V_{C110} \cos(\omega_s t) + \frac{I_{in}}{C_{R1} \omega_s} \text{sen}(\omega_s t)] + \frac{C_{R1} V_{C110} + I_{in} t}{C_{R1} + C_{R2}} \quad (3.34)$$

Onde  $V_{C110}$  é  $V_{CR1}(t)$ , no intervalo de tempo:  $t = t_{10}$ .

A impedância característica e a frequência angular da ressonância são determinadas por:

$$C_s = \frac{C_{R1} C_{R2}}{C_{R1} + C_{R2}} \quad (3.35)$$

$$Z_s = \sqrt{\frac{L_R}{C_s}} \quad (3.36)$$

e

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_R C_s}} \quad (3.37)$$

O intervalo de tempo de duração desta etapa é dada pela equação a seguir.



$$\Delta t_{11} = \frac{C_{R2}V_{C211} + C_{R1}(V_i - V_{C110})}{I_{in}} \quad (3.38)$$

Onde  $V_{C211}$  é  $V_{CR2}(t)$ , quando  $t = t_{11}$ .

Etapa 12 ( $t_{11}$ ,  $t_{12}$ )

Essa etapa é representada pela Figura 36. O valor da tensão  $V_{CR2}(t)$  permanece a se elevar, devido a ressonância entre os componentes  $L_R$  e  $C_{R2}$ . Contudo, quando  $i_{LR}(t)$  atingir o valor zero, o diodo  $D_{A1}$  inicia novamente o processo de condução e  $D_{A2}$  introduz o processo de bloqueio. Portanto, a expressão de  $i_{LR}(t)$  e  $V_{CR2}(t)$  são apresentadas a seguir.

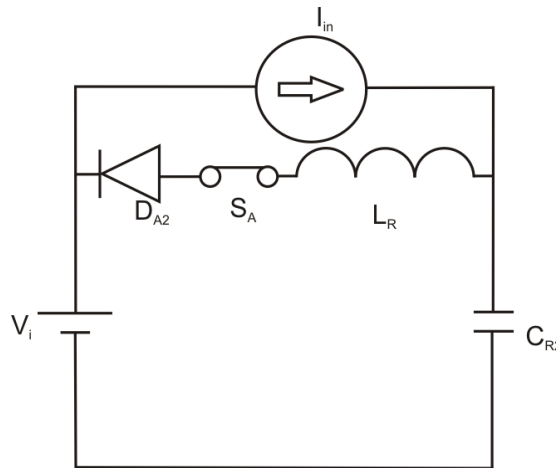


Figura 36- Etapa 12-  $t_{11}$ ,  $t_{12}$ .

Fonte: Stein (2000).

$$i_{LR}(t) = \frac{(V_{C211} - V_i)}{Z_2} \text{sen}(\omega_2 t) - (I_{in} - I_{L11}) \cos(\omega_2 t) + I_{in} \quad (3.39)$$

$$V_{CR2}(t) = [(V_{C211} - V_i) \cos(\omega_2 t) + Z_2(I_{in} - I_{L11}) \text{sen}(\omega_2 t)] + V_i \quad (3.40)$$

Onde  $I_{L11}$  é  $i_{LR}(t)$ , quando  $t = t_{11}$ . O intervalo de tempo de duração dessa etapa é dado pela seguinte equação.

$$\Delta t_{12} = \frac{2}{\omega_2} \tan^{-1} \left( \frac{V_{C211} - V_i}{Z_2(I_{L11} - 2I_{in})} - \sqrt{\left( \frac{V_{C211} - V_i}{Z_2(I_{L11} - 2I_{in})} \right)^2 + \frac{I_{L11}}{I_{L11} - 2I_{in}}} \right) \quad (3.41)$$

Etapa 13 ( $t_{12}$ ,  $t_{13}$ )

No intervalo de tempo em  $t_{12}$ , o valor da tensão  $V_{CR1}(t)$  inicia o declínio, devido a ressonância que ocorre entre os elementos  $L_R$ ,  $C_{R1}$  e  $C_{R2}$ , até  $i_{LR}(t)$  atingir o valor zero, onde  $D_{A1}$  introduz o processo de bloqueio. Deste modo, durante esta etapa a chave auxiliar  $S_A$  inicia o processo de bloqueio, sob condições de ZVS e ZCS. A Figura 37 disponibiliza a presente etapa de operação do conversor. Em seguida, serão apresentadas as equações.

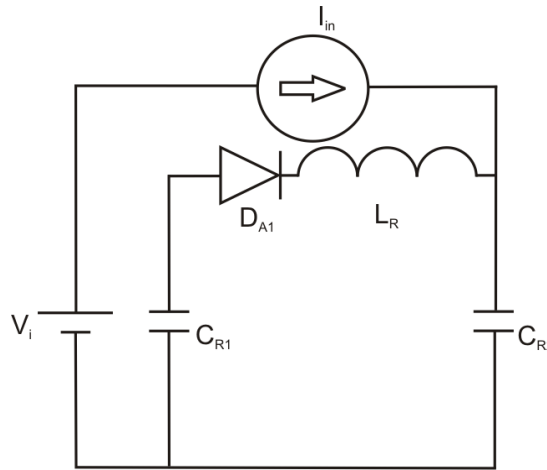


Figura 37- Etapa 13-  $t_{12}$ ,  $t_{13}$ .

Fonte: Stein (2000).

$$i_{LR}(t) = \frac{-(V_i - V_{C212})}{Z_s} \text{sen}(\omega_s t) + \frac{C_s}{C_{R2}} I_{in} (1 - \cos(\omega_s t)) \quad (3.42)$$

$$V_{CR1}(t) = \frac{C_s}{C_{R1}} \left[ (V_i - V_{C212}) \cos(\omega_s t) - \frac{I_{in}}{C_{R2} \omega_s} \text{sen}(\omega_s t) \right] + \frac{C_{R1} V_i + C_{R2} V_{C212} + I_{in} t}{C_{R1} + C_{R2}} \quad (3.43)$$

$$V_{CR2}(t) = -\frac{C_s}{C_{R2}} \left[ (V_i - V_{C212}) \cos(\omega_s t) - \frac{I_{in}}{C_{R2} \omega_s} \text{sen}(\omega_s t) \right] + \frac{C_{R1} V_i + V_{C212} C_{R2} + I_{in} t}{C_{R1} + C_{R2}} \quad (3.44)$$

Onde  $V_{C212}$  é  $V_{CR2}(t)$ , quando  $t = t_{12}$ .

A duração do intervalo de tempo desta etapa é dada pela seguinte equação.

$$\Delta t_{13} = \frac{C_{R2}(V_{C213} - V_{C212}) + C_{R1}(V_{C113} - V_i)}{I_{in}} \quad (3.45)$$

Onde  $V_{C213}$  é  $V_{CR2}(t)$ , quando  $t = t_{13}$ .

#### Etapa 14 ( $t_{13}, t_0$ )

Durante esta etapa, o capacitor ressonante  $C_{R2}$  é carregado linearmente através da corrente de entrada, até atingir o valor de  $V_o$ . Neste instante a saída do retificador  $D_{RL}$  introduz o processo de condução e, deste modo, inicia-se outro ciclo de chaveamento. A Figura 38 apresenta o circuito da etapa de operação do conversor. A equação da tensão ressonante no capacitor  $V_{CR2}(t)$  é dada por:

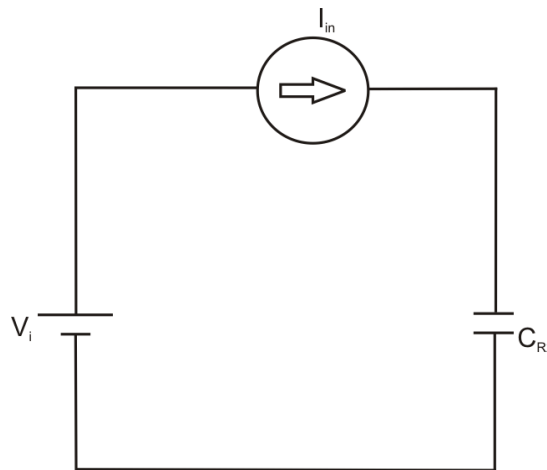


Figura 38- Etapa 14-  $t_{13}, t_0$ .

Fonte: Stein (2000).

$$V_{CR2}(t) = V_{C213} + \frac{I_{in}}{C_{R2}} t \quad (3.46)$$

O intervalo de tempo de duração desta etapa é dada pela seguinte equação.

$$\Delta t_{14} = \frac{C_{R2}(V_o - V_{C213})}{I_{in}} \quad (3.47)$$

Na sequência são ilustradas as formas de ondas teóricas do processo de bloqueio do conversor *boost PWM ZCZVT*.

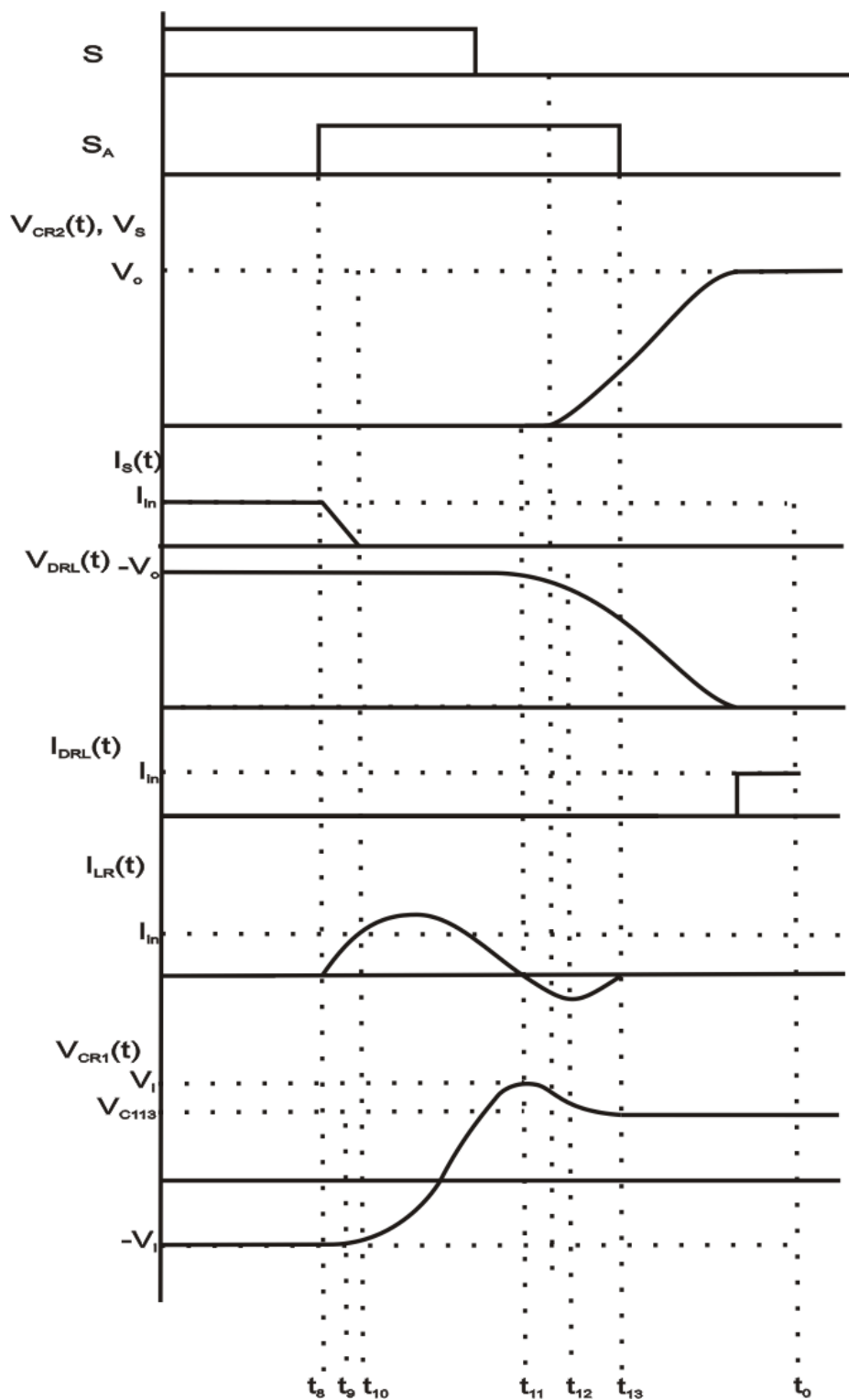


Figura 39- Formas de ondas teóricas do conversor *PWM boost ZCZVT*.  
Fonte: Stein (2000).

As principais características da topologia *boost ZCZVT* são (STEIN; HEY, 2000):

- não há esforços adicionais de tensão nas chaves dos semicondutores de potência;

- a comutação em ZCS e ZVS, tanto na entrada em condução como no bloqueio da chave principal;
- a comutação ZCS na entrada em condução para a chave auxiliar, bem como ZCS e ZVS no bloqueio;
- o retificador  $D_{RL}$  é comutado em ZVS e as perdas de recuperação reversa são minimizadas;
- a célula de comutação ZCZVT é localizada externamente ao fluxo potência e, somente é ativada durante a transição do chaveamento.

### 3.5 METODOLOGIA DE PROJETO PARA O CONVERSOR BOOST

Nesta seção é apresentada a metodologia de projeto para o conversor *boost* ZCZVT. Os dados iniciais de projeto são necessários para realização dos cálculos de projeto feito posteriormente. Estes dados estão dispostos na Tabela 2.

**Tabela 2- Dados iniciais de projeto.**

Dados Iniciais	
Tensão de entrada- $V_i$	7,4 V
Tensão de saída- $V_o$	15 V
Corrente de saída- $I_o$	1,3 A
Frequência de comutação- $f$	40 kHz

Fonte: Autoria própria (2010).

Na Tabela 2 é apresentado o valor da tensão de entrada, que foi definido em função da tensão das baterias utilizadas. São utilizadas duas baterias conectadas em série, cada uma com 3,7V.

O sistema de iluminação de emergência emprega um grupo com vinte LEDs, sendo necessários 15 V para sua alimentação (TECHNICAL DATASHEET, 2011).

A corrente na saída do conversor é de 1,3 A, sendo baseado no valor do *datasheet* do fabricante do LED. A potência que dissipa o LED é de 20 W.

O cálculo da razão cíclica para se obter a tensão desejada na saída do conversor *boost* é obtido através da Equação 3.48. A razão cíclica calculada é de 0,44.

$$d = \frac{V_o - V_i}{V_o} \quad (3.48)$$

A potência de entrada é calculada através da Equação 3.49.

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} \quad (3.49)$$

Para o conversor *boost* é estimado um rendimento mínimo, situado em torno de noventa e cinco por cento ( $\eta \geq 95\%$ ). Logo, a corrente de entrada é calculada através da Equação 3.50. Com base na Equação 3.50 obteve-se o resultado de 2,84 A.

$$I_{in} = \frac{P_{in}}{V_i} \quad (3.50)$$

Com os dados iniciais de projeto mencionados, será dada ênfase ao cálculo de valores dos componentes empregados no conversor. Em primeiro momento é apresentado o cálculo de projeto para o filtro do conversor *boost*, posteriormente é disponibilizado o cálculo de projeto para os dispositivos que fazem parte da célula de comutação suave.

#### a) Filtro

Para que a tensão de saída do conversor seja contínua, é necessário um filtro, composto por um indutor e um capacitor. O filtro do conversor *boost* é definido como a própria indutância de entrada do conversor (MARTINS; BARBI, 2008).

Existe um compromisso entre o tamanho do indutor e o valor da corrente nas comutações. Caso maior for o valor da indutância, menor será a variação na corrente de entrada. Entretanto, isso acarreta em um indutor maior e mais pesado. Por outro lado, quanto menor for o valor da indutância, maior será o valor da corrente no momento da comutação de bloqueio da chave principal.

Baseado no que foi citado anteriormente, define-se a ondulação de corrente desejada no projeto do conversor em torno de 10% do valor da corrente de entrada. Para o cálculo do filtro indutivo aplica-se a Equação 3.51 (MARTINS; BARBI, 2008):

$$L = \frac{V_i d}{f \Delta I} \quad (3.51)$$

Com relação ao filtro na saída do conversor, este é composto por um capacitor eletrolítico. No projeto foi considerada uma ondulação de 1% na tensão de saída. Esta escolha leva em consideração as características dos *LEDs*. Na Equação 3.52 é determinado o valor de capacitância do filtro (MARTINS; BARBI, 2008).

$$C = \frac{I_o(V_o - V_i)}{f\Delta V_c V_o} \quad (3.52)$$

b) Célula de comutação suave *ZCZVT*

Nesse contexto é dado o exemplo de como determinar os valores dos componentes da célula de comutação suave.

O indutor ressonante é calculado para controlar a taxa  $\frac{di}{dt}$  e, portanto, minimizar as suas perdas de recuperação reversa no diodo de saída do conversor *boost*. Com base nos valores de tensão e corrente na saída do conversor escolheu-se um diodo de saída que suporta uma  $\frac{di}{dt} = 100 \frac{A}{\mu s}$ , mas para reduzir a sua recuperação reversa adotou-se o valor  $\frac{di}{dt} = 30 \frac{A}{\mu s}$ .

Por seguinte é apresentada a equação para o cálculo de  $L_R$  (STEIN, 1997).

$$L_R = \frac{V_o - V_{imin}}{\frac{di}{dt}} \quad (3.53)$$

Na Equação 3.53 surge uma nova variável ( $V_{imin}$ ), sendo que esta é considerada no cálculo dos componentes com uma tensão de entrada mínima em torno de 3,9 V.

No cálculo da corrente de entrada máxima considera-se um valor mínimo da tensão de entrada com uma variação de corrente na entrada do conversor em torno de dez por cento ( $\Delta I = 10\%$ ), baseado na Equação 3.54, obteve-se um resultado de 3,5 A.

$$I_{inm\acute{a}x} = \left(1 + \frac{\Delta I}{2}\right) \frac{P_{in}}{V_{imin}} \quad (3.54)$$

O valor da capacitância do capacitor ressonante  $C_{R1}$  tem a finalidade de garantir a comutação suave no bloqueio da chave principal. Ao passo que o parâmetro  $k_{c1}$  (fator de segurança para o cálculo da capacitância do capacitor ressonante 1) deve ser maior do que um, por um fator de segurança para garantir a

energia necessária para realizar a comutação suave. Vale ressaltar que a seleção de um valor alto de  $k_{c1}$  elevaria os esforços no circuito. O valor adotado para  $k_{c1}$  é 1,7.

Neste momento é calculado o valor do capacitor ressonante  $C_{R1}$ , o qual é dado por:

$$C_{R1} = k_{c1} L_R \left( \frac{I_{in\ max}}{V_i} \right)^2 \quad (3.55)$$

Devido à complexidade das equações, não há uma expressão fechada para a determinação do valor de  $C_{R2}$ . Este valor é determinado com a ajuda do ábaco representado na Figura 40. Para isso, é necessário o valor das constantes  $k_{c1}$  e  $k_v$ . A primeira foi utilizada no projeto de  $C_{R1}$  e a segunda é definida pela relação entre as tensões de saída e de entrada do conversor, conforme a Equação 3.56.

$$k_v = \frac{V_o}{V_i} \quad (3.56)$$

É visto que no gráfico da Figura 40 o  $k_v$  possui apenas uma curva, que é relativa ao cálculo de projeto. Contudo, existem outras curvas que variam de acordo com o valor obtido da razão entre os níveis de tensões da entrada e saída do conversor, as quais foram omitidas do gráfico.



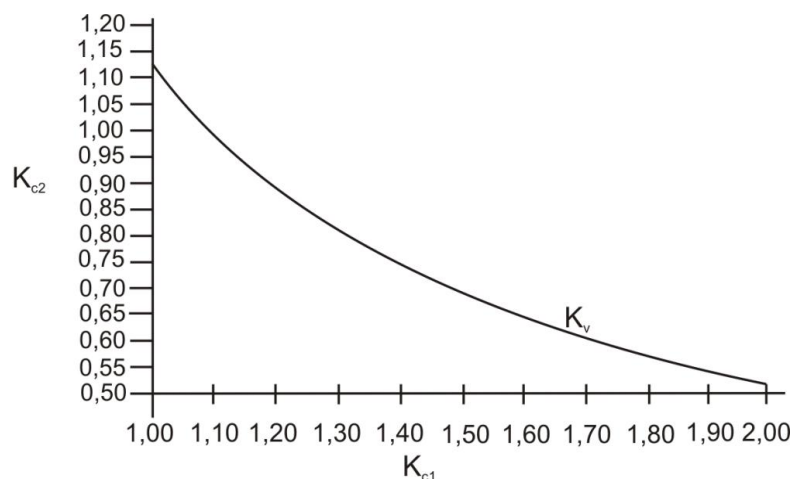


Figura 40- Ábaco (relação mínima entre os capacitores ressonantes e o fator de segurança  $k_{c1}$ ).

Fonte: Stein (2000).

$$C_{R2} = k_{c2} C_{R1} \quad (3.57)$$

O valor de  $k_{c2}$  é obtido através do ábaco e possui o valor de 0,62. Desse modo, o valor de  $C_{R2}$  é obtido pela Equação 3.57.

A partir das equações disponibilizadas neste capítulo foram obtidos os valores do projeto do conversor *boost* e apresentados na Tabela 3.

Tabela 3- Parâmetros de projeto de um conversor *boost* com comutação dissipativa e comutação suave.

Parâmetros	
Indutor $L$	800 $\mu$ H
Capacitor Eletrolítico $C_o$	1,6 mF
Indutor ressonante $L_R$	0,48 $\mu$ H
Capacitor ressonante $C_{R1}$	667 nF
Capacitor ressonante $C_{R2}$	445 nF

Fonte: Autoria própria (2010).

### 3.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram disponibilizadas informações básicas sobre os conversores CC-CC, também foram apresentadas as principais topologias de conversores CC-CC utilizando *LED*. Realizou-se uma abordagem ao conceito de

regulação na tensão de saída do conversor. A definição sobre a comutação dissipativa e suave foi descrita e, ainda os detalhes de cálculos de projeto do conversor *boost* foram demonstrados.

O conversor *boost* com ambas as técnicas de comutação é implementado, os materiais utilizados e ainda como foi realizado a montagem do protótipo serão explicados no capítulo seguinte.

## 4 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS E RESULTADOS

O estudo teórico realizado sobre a topologia *boost* é de fundamental importância para o entendimento do princípio de funcionamento do conversor, visto que, este conversor será implementado com as duas técnicas de comutação mencionadas na seção 3.3 e 3.4. É importante destacar que cada técnica de comutação é empregada isoladamente.

Neste capítulo será descrito como foi executada a pesquisa, o desenho metodológico (natureza do estudo e tipo de pesquisa) que se pretende adotar, a descrição dos materiais e equipamentos empregados para a elaboração e aferição do protótipo. Também são apresentados os resultados de simulação computacional e resultados experimentais.

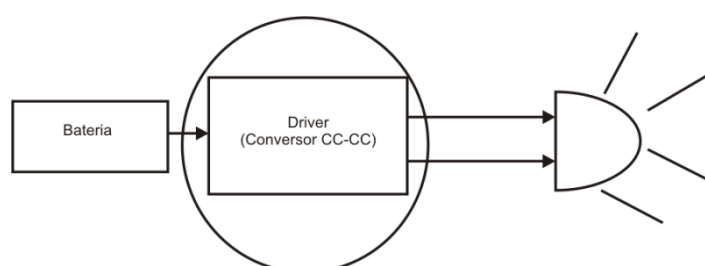
### 4.1 DESCRIÇÃO DA PESQUISA

A orientação metodológica adotada para este estudo é a pesquisa explicativa, mediante a utilização da pesquisa documental e também da pesquisa experimental. A elaboração dessa pesquisa é dividida em teórica e experimental. A parte teórica disponibiliza informações necessárias para o entendimento de como é constituído um sistema de iluminação de emergência e a função de cada componente desse sistema. Nesse contexto, foram apresentadas as principais estruturas de potência dos conversores CC-CC utilizados na comunidade científica em sistemas que empregam o *LED* de potência. Foi apresentado o conversor *boost* com a técnica de comutação dissipativa e com a técnica de comutação suave.

Em síntese, realizou-se um estudo teórico do conversor *boost* com comutação dissipativa e suave, seu princípio de funcionamento, equacionamento e as formas de ondas de operação do conversor.

A segunda parte da pesquisa está relacionada a parte experimental. O experimento é baseado na implementação de um sistema de iluminação de emergência com *LED* alimentado por baterias. Esse sistema possui a finalidade de facilitar a evacuação de pessoas de uma determinada área, quando não houver energia fornecida pela concessionária. A aplicação desse sistema é em corredores.

A princípio se definiu que o sistema de iluminação de emergência desenvolvido é composto de: duas baterias conectadas em série de *Ion-Lithium*, um conversor *boost* com comutação dissipativa e um com comutação suave. O conversor *boost* com as técnicas de comutação dissipativa e suave opera em modo de condução contínua (*CCM- continuous conduction mode*). A implementação do conversor *boost* é baseada no conversor desenvolvido por (STEIN, 1997), sendo este, apenas reprojeto, devido as diferenças das grandezas envolvidas como, por exemplo, tensão, corrente e potência. Na Figura 41 é ilustrado o diagrama de blocos do sistema de iluminação de emergência aplicado neste trabalho.



**Figura 41- Diagrama do sistema de iluminação proposto neste trabalho.**  
**Fonte: Autoria Própria (2011).**

## 4.2 DESENHO METODOLÓGICO

Em primeiro momento é realizado o *layout* da placa do conversor *boost* com o programa da *National Instruments*<sup>®</sup> (*Multisim*<sup>®</sup>). Feito isso, partiu-se para a elaboração do protótipo com comutação dissipativa e suave, cuja confecção das placas dos conversores foram realizadas através do processo de corrosão utilizando o perclorato de ferro.

Na sequência foram inseridos os componentes *SMD* (dispositivo montado sobre a superfície) e *PHT* (componente inserido na placa através de um orifício sobre a placa de circuito impresso) na placa de circuito impresso. Logo é realizada a solda desses componentes (*mosfet*, capacitor eletrolítico, capacitor cerâmico e indutores). Contudo, os componentes *PHT* empregados neste trabalho aplicam o método *SMT* (tecnologia montada sobre a superfície). Já que os componentes utilizados como capacitor eletrolítico, capacitor cerâmico e indutores (encontrados no laboratório), não possuem um encapsulamento *SMD*, porém aplicam o método *SMT* por questões de padronização das soldas dos componentes sobre a placa de circuito impresso.

O conversor *boost* com comutação suave apresenta um número maior de componentes do que um conversor *boost* com comutação dissipativa. Os componentes extras são um indutor, dois capacitores, uma chave semicondutora e dois diodos. Isto faz com que o protótipo seja mais caro. Outro é o conversor com comutação suave utilizar duas chaves semicondutoras, as quais tornam mais complexas o circuito de comando para acionamento das chaves semicondutoras.

Após a confecção do conversor *boost* é executada a programação na linguagem em *AHDL*<sup>®</sup>, para configurar o acionamento dos dispositivos semicondutores através do *FPGA*.

Posteriormente é verificado se ambos os conversores apresentam um funcionamento adequado, através dos resultados experimentais. Na Figura 42 é elaborado um esboço da parte experimental.

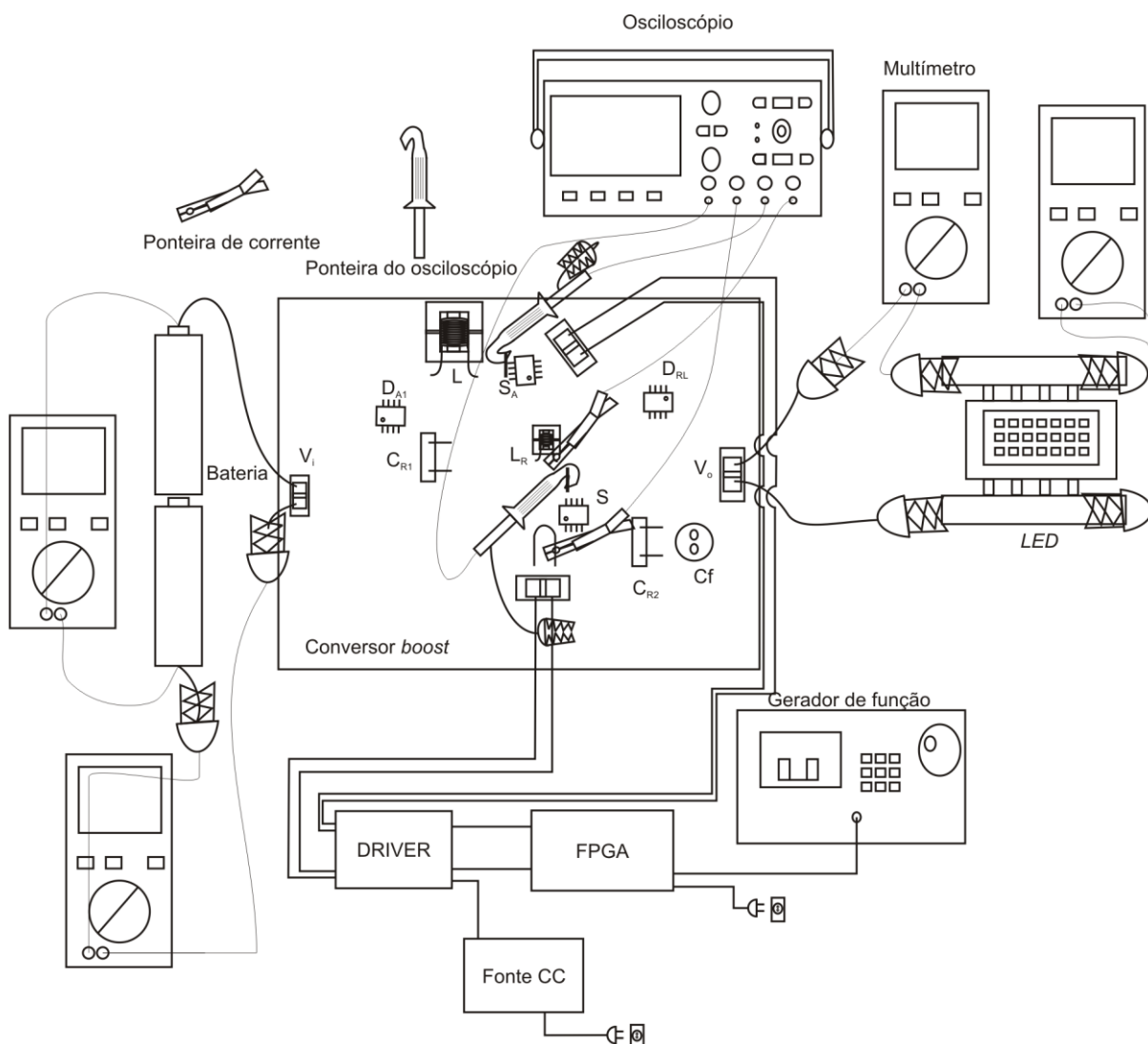


Figura 42- Esboço da parte experimental.

Fonte: Autoria Própria (2011).

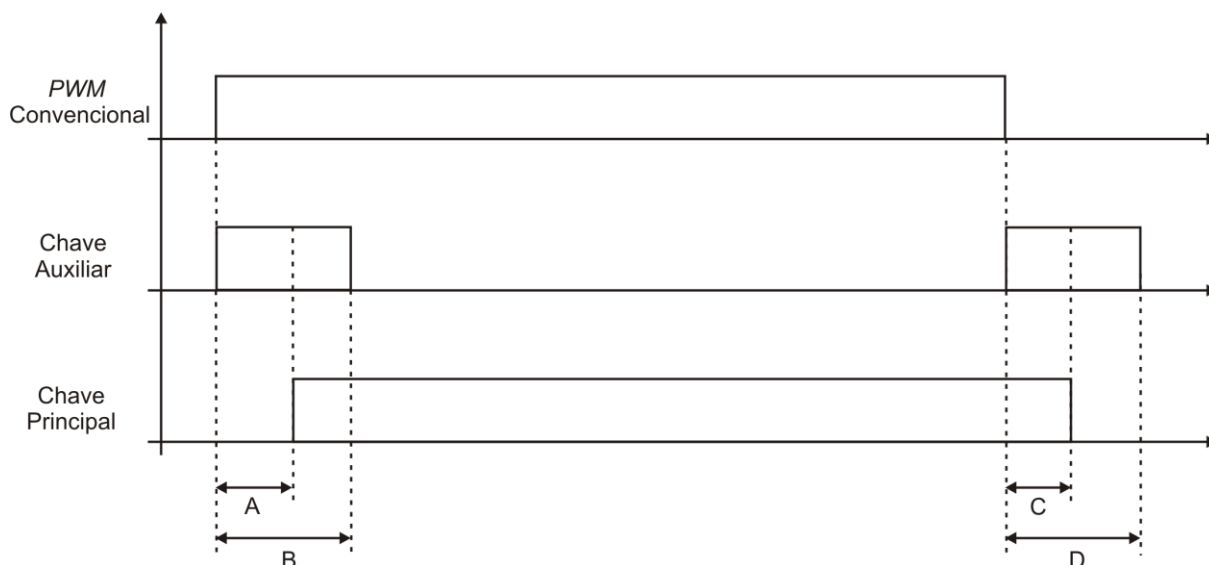
Em seguida, é explorado os componentes da Figura 42, sendo feita uma descrição dos elementos e também das suas funções.

Conversores em comutação dissipativa operam com *PWM* convencionais aplicados às chaves eletrônicas. O conversor em comutação suave requer o acionamento cooperativo entre a chave principal e o circuito auxiliar.

O circuito de acionamento é constituído por: computador, *FPGA*, gerador de função, *drive* e fonte CC. O computador é utilizado para realizar a programação da placa *FPGA* na linguagem *AHDL*<sup>®</sup> para acionar as chaves semicondutoras e também para gravar o algoritmo na placa, através do cabo paralelo *byteblaster II*<sup>®</sup>. Informações sobre o algoritmo são apresentadas conforme Anexo B. O gerador de função tem a finalidade de produzir a modulação por largura de pulso (*PWM*), também a referência de comando para acionar a chave semicondutora principal e auxiliar. A placa de *FPGA* processa o sinal de *PWM* e as instruções do algoritmo para ocorrer as comutações das chaves semicondutoras (auxiliar e principal) no intervalo de tempo definido. Maiores detalhes do princípio da geração dos pulsos para acionar a chave principal e auxiliar são descritos na sequência.

O programa implementado em *FPGA* tem a finalidade de, tendo como referência o *PWM* convencional, promover os pulsos de comando tanto para a chave do circuito auxiliar como para a chave principal do conversor com comutação suave.

A Figura 43 representa os sinais de entrada e saída da *FPGA*, sendo que o sinal de entrada é promovido por um gerador de função (*PWM* Convencional) e os sinais de saída são ilustrados pelos sinais de comando para a Chave Auxiliar e para a Chave Principal.



**Figura 43-** Sinais de comando da entrada (*PWM* convencional) e das saídas (*Chave Auxiliar* e *Principal*) do programa.

Fonte: Autoria Própria (2011).

A linguagem de programação empregada para elaboração do programa é *AHDL* da plataforma *ALTERA*. Este programa é fundamentado em dois contadores (*T1* e *T2*), baseados em *flip-flop's* do tipo *D*, de 5 bits cada. O contador *T1* atua no processo de entrada em condução do conversor, e o contador *T2* atua no processo de bloqueio. A rotina dos contadores *T1* e *T2* envolve a verificação contínua das condições dos tempos *A*, *B*, *C* e *D*, conforme apresenta a Figura 43. Para cada comparação dos contadores com as condições de tempo são previstas ações de ativação e desativação das chaves principais e auxiliares do conversor em comutação suave. Os valores de *A*, *B*, *C*, e *D* são especificações conforme o projeto do conversor.

O algoritmo de funcionamento do programa pode ser descrito conforme os passos abaixo:

- a) Entrada em condução: na detecção de borda de subida do *PWM* convencional, o contador *T1* inicia contagem progressiva. Estando o *PWM* convencional ativo, enquanto este contador não atingir o valor *B*, o pulso de entrada em condução do circuito auxiliar permanece ativo. Independentemente do pulso auxiliar, quando este contador *T1* atinge o valor *A*, o pulso de comando da chave principal é ativado.
- b) Entrada em condução Entrada em bloqueio: na detecção de borda de descida do *PWM* convencional, o contador *T2* inicia contagem progressiva. Estando o *PWM* convencional em nível baixo, enquanto este contador não atingir o valor

D, o pulso de entrada em bloqueio do circuito auxiliar permanece ativo. Independentemente do pulso auxiliar, quando este contador T2 atinge o valor C, o pulso de comando da chave principal é desativado.

Na Figura 44 é apresentado o fluxograma sobre o funcionamento do programa. O fluxograma tem início a partir do *PWM* convencional sobre o qual o programa faz a verificação em cada ciclo de *clock* da condição de nível alto.

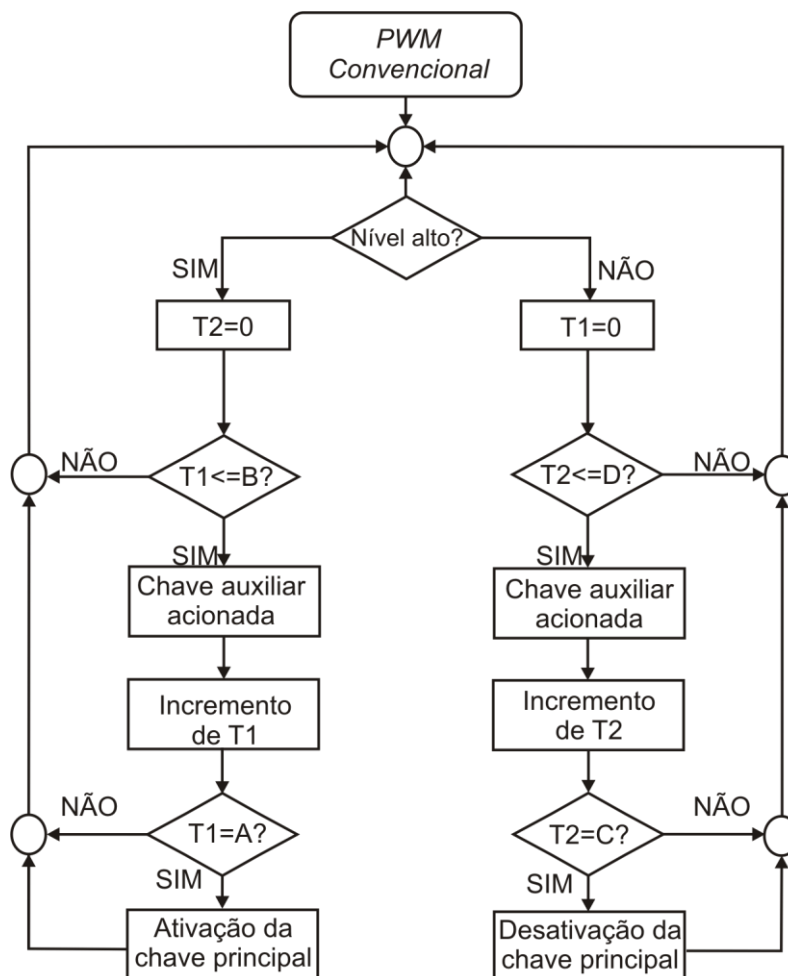
Assim que for detectado nível alto o programa opera na rotina do contador T1 para entrada em condução do conversor. Detectada o nível baixo do *PWM* convencional o programa opera na rotina do contador T2 para entrada em bloqueio do conversor.

Assim que detectado nível lógico alto do sinal *PWM* convencional entra-se na rotina do contador T1 (esquerda). Nesta rotina inicialmente o contador T2 é feito zero a fim de apagar o ultimo valor armazenado neste contador. Posteriormente é feita verificação se o valor armazenado em T1 encontra-se no intervalo B, caso não, o programa retorna à verificação de *PWM*, caso sim, o valor de T1 é incrementado e a chave auxiliar permanece, ou é então acionada. Na sequência faz-se a verificação se T1 é igual à magnitude A, momento o qual é necessário ativar a chave principal.

O mesmo procedimento é feito com o contador T2, na verificação de nível baixo do *PWM* convencional.

Com o funcionamento descrito pelo fluxograma da Figura 44 foi possível obter os sinais tais como apresentados na Figura 43 para o acionamento do circuito auxiliar e da chave principal do conversor *Boost* com comutação suave.





**Figura 44- Fluxograma de funcionamento do programa.**  
 Fonte: Autoria Própria (2011).

Contudo, para o acionamento das chaves semicondutoras é necessário um nível de tensão superior ao fornecido na saída do *FPGA*. Sendo empregado um *drive* amplificador que eleva o nível de tensão para o valor adequado (este valor do sinal de tensão necessário para a chave semicondutora comutar deve ser obtido no *datasheet* do fabricante) e adiciona no sistema de acionamento das chaves uma constante de tempo, que influencia nos tempos de chaveamento. Este fato é solucionado através do ajuste empírico dos tempos envolvidos no chaveamento.

A fonte CC é utilizada para fornecer a alimentação para o *drive*.

O sistema de iluminação de emergência possui os seguintes componentes: bateria, conversor *boost* e o *LED*. Em um sistema de iluminação de emergência com aplicação industrial a alimentação da *FPGA* e do *driver* amplificador é feita pela bateria ou outra fonte alternativa quando ocorrer a interrupção de energia fornecida pela concessionária, diferentemente do que foi utilizado neste trabalho. Portanto,

para análise do rendimento do conversor a placa de *FPGA* e o *driver* amplificador são alimentados pela fonte CC, a qual recebe energia da concessionária.

Na entrada do conversor *boost* é inserida a bateria e na sua saída é conectado o *LED*. Este conversor realiza a modificação no nível de tensão de entrada para uma tensão elevada na saída do conversor para alimentação do *LED*. Isto se torna necessário, pois a quantidade de *LEDs* utilizados exige um nível de tensão maior que a bateria pode fornecer.

Os instrumentos de aferição empregados foram um osciloscópio, multímetros e uma ponteira de corrente.

O primeiro e o terceiro instrumentos são aplicados em um conversor *boost*, com a finalidade de obter os resultados experimentais. A ponteira de corrente e a ponteira de tensão do osciloscópio são conectados diretamente na placa do conversor em um determinado local para realizar a aferição de tensão e corrente que atravessa a chave semicondutora principal e, também da chave semicondutora auxiliar. Para aferição do rendimento do conversor utilizam-se os três instrumentos de aferições. O critério adotado para mensurar a autonomia do sistema de iluminação de emergência é medir o tempo de funcionamento do sistema, ao passo que o tempo é aferido a partir do momento que a tensão de entrada das baterias conectadas em série é de 7,4 V e, o término da medição ocorre quando o nível de corrente fornecida ao *LED* atinge o valor de 0,4 A. Visto que, o nível de luminosidade está relacionado ao nível de corrente, deste modo a escolha deste valor de corrente apresenta uma luminosidade adequada para a aplicação. Após verificar a autonomia do sistema, avaliar se os tempos obtidos estão de acordo com a norma *IEEE- 446*.

Convém mencionar que as análises serão realizadas no conversor *boost* com comutação dissipativa e comutação suave.

A montagem do protótipo e a realização dos testes e ensaios foram efetuadas no Laboratório de Sistemas de Energia e Máquinas Elétricas do PPGE, situado no POLITEC, UTFPR- Campus Pato Branco- PR.

### 4.3 MATERIAIS

Nesta seção são apresentados os instrumentos de aferição, os componentes utilizados em um conversor *boost*, as fontes de alimentação dos circuitos, o *LED* de potência e os circuitos utilizados para acionar as chaves semicondutoras.

Os instrumentos de aferição são: osciloscópio digital de fósforo *TEKTRONIK*<sup>®</sup>- DPO 4034- 350 MHz, gerador de função *TEKTRONIK*<sup>®</sup>- AFG3022- 250 MS/s- 25 MHz e a ponteira de prova para aferir níveis de corrente- *TEKTRONIK*<sup>®</sup> TCP0030 AC/DC *current*, frequência CC 100 kHz e saída 10 mV/A e 100 mV/A.

Os componentes utilizados no conversor *boost* são: dois indutores de núcleo de Ferrite do tipo NEF<sup>®</sup>-16/6/45 (indutor auxiliar) e NEI<sup>®</sup>-35/29/12 (indutor do filtro de entrada), fabricante *THORNTON*<sup>®</sup>. A bitola do condutor usada para enrolar o indutor é de vinte e dois AWG e o número de voltas para os indutores são: quatro (indutor auxiliar) e, oitenta e oito (indutor do filtro de entrada). A chave semicondutora escolhida, tanto para ser a chave semicondutora auxiliar como para a chave semicondutora principal é a SMPS *MOSFET* IRF7468PbF<sup>®</sup> SMD do fabricante *International Rectifier*<sup>®</sup>, totalizando duas chaves. Os dois diodos empregados no conversor *boost* são os diodos em anti-paralelo que acompanham o *MOSFET* IRF7468PbF<sup>®</sup>. Cada componente IRF7468PbF<sup>®</sup> é composto internamente por uma chave semicondutora e um diodo em anti-paralelo. Para a utilização da chave semicondutora é utilizado o canal que recebe o sinal da modulação *PWM* chamado de *gate*, sendo este necessário para a chave realizar a comutação. Contudo, para não utilizarmos a chave semicondutora nesse caso, é aterrado o canal do *gate* sobre o terminal do source, através da realização da solda do terminal do dispositivo IRF7468PbF<sup>®</sup> que se inicia no terminal do *gate* e irá até o terminal do source do dispositivo SMD. Com isso, a chave semicondutora torna-se inoperante, pois não recebe o sinal de *PWM* e fica em estado de bloqueio, sendo utilizado somente o diodo em anti-paralelo.

A fonte de energia utilizada para alimentar o conversor *boost* são duas baterias com 3,7 V cada uma, conectadas em série, da marca *Ultra Fire* BRC<sup>®</sup>- 18650, 3000 mAh de *Li-Ion*. Outra fonte empregada é a fonte CC, que possui a

finalidade de fornecer energia para o *drive* amplificador, tal fonte é da marca TDK-Lambda<sup>®</sup>, com as seguintes especificações: GEN<sup>®</sup> 1500 W, 0-300V e 0- 5A.

O *LED* de potência empregado é o *White Led High power LED Lamp DIY NEW F*, o qual suporta um nível de tensão de 13,5 V à 15 V, nível de corrente de 1,4 A à 1,8 A e potência de 20 W.

O circuito responsável por ordenar a transição do dispositivo semicondutor principal e do dispositivo semicondutor auxiliar em um dado intervalo de tempo é a placa *UP2<sup>®</sup> kit* educacional, fabricante *ALTERA<sup>®</sup>*. Para gravar a programação em *AHDL<sup>®</sup>* na placa é disponibilizado um cabo com porta paralela chamado *byte blaster<sup>®</sup> II*. Um *driver* amplificador é usado, pois o sinal de comando na saída do *FPGA* é de cinco volts, sendo necessário em torno de doze volts para acionar o dispositivo semicondutor.

#### 4.4 RESULTADOS

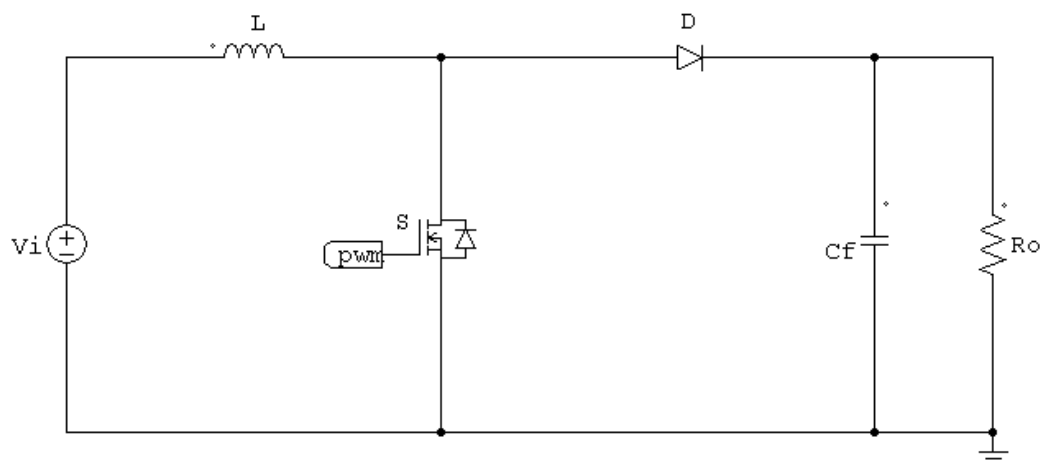
Nesta seção são apresentados os resultados de simulação computacional e experimentais.

##### 4.4.1 Simulação Computacional

É impreterível salientar que os resultados de rendimento do conversor, autonomia do sistema de iluminação não foram possíveis de se obter nas simulações, pois foram adotados componentes ideais, tanto para a comutação dissipativa como para comutação suave. Os resultados de simulação computacional foram obtidos através do *software PSIM<sup>®</sup>*. As simulações são referentes as formas de ondas de tensão e corrente da chave semicondutora principal dos conversores *boost* com comutação dissipativa e suave. Para os conversores com comutação suave, é apresentada as formas de ondas de tensão e corrente na chave semicondutora principal e na chave semicondutora auxiliar.

##### a) Comutação Dissipativa

A Figura 45 representa o conversor *boost* com comutação dissipativa simulado.



**Figura 45- Conversor *boost* com comutação dissipativa.**  
**Fonte: PSIM (2011).**

onde :

$V_i$ : tensão de entrada do conversor

$S$ : chave semicondutora

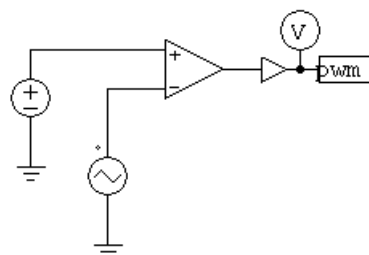
$L$ : filtro indutivo

$D$ : diodo de roda livre

$C_f$ : filtro capacitivo

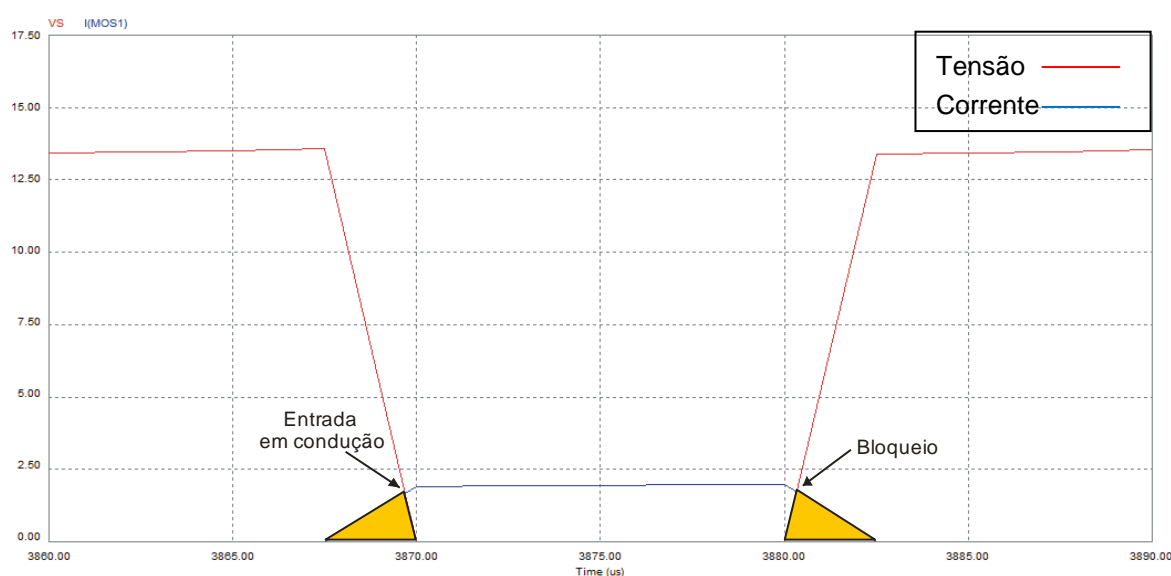
$R_o$ : carga resistiva

O circuito responsável por gerar o sinal de *PWM* para o comando da chave semicondutora é representado pela Figura 46. Este circuito é composto por uma onda linear de referência e uma onda portadora triangular, as quais são inseridas em um comparador e, seu princípio de operação foi explicado na seção 3.2.



**Figura 46- Circuito de acionamento da chave semicondutora (*PWM*).**  
**Fonte: PSIM (2011).**

A Figura 47 representa a forma de onda de tensão e corrente na chave semicondutora em um ciclo de chaveamento para um conversor *boost* com comutação dissipativa. O conversor *Boost* foi implementado em malha aberta. Como se observa na Figura 47, a chave semicondutora principal possui tensão e corrente em seu terminal, tanto na entrada em condução como no bloqueio. De modo que, as intersecções dessas formas de ondas representam uma área, a qual pode reduzir o rendimento do conversor. Esta área pode ser calculada e representa as perdas no chaveamento. Por tais razões, as perdas na comutação são proporcionais à frequência de comutação e ao nível de potência manipulado.



**Figura 47-** Forma de onda de tensão e corrente na chave semicondutora do conversor *boost* com comutação dissipativa.

Fonte: *PSIM* (2011).

## b) Comutação Suave

O conversor *boost ZCZVT* é representado pela Figura 48. Observa-se o aumento do número de componentes, devido a adição do circuito ressonante no circuito do conversor *boost* tradicional. O circuito ressonante é constituído de um indutor ressonante, dois capacitores ressonantes, uma chave semicondutora auxiliar e dois diodos auxiliares.

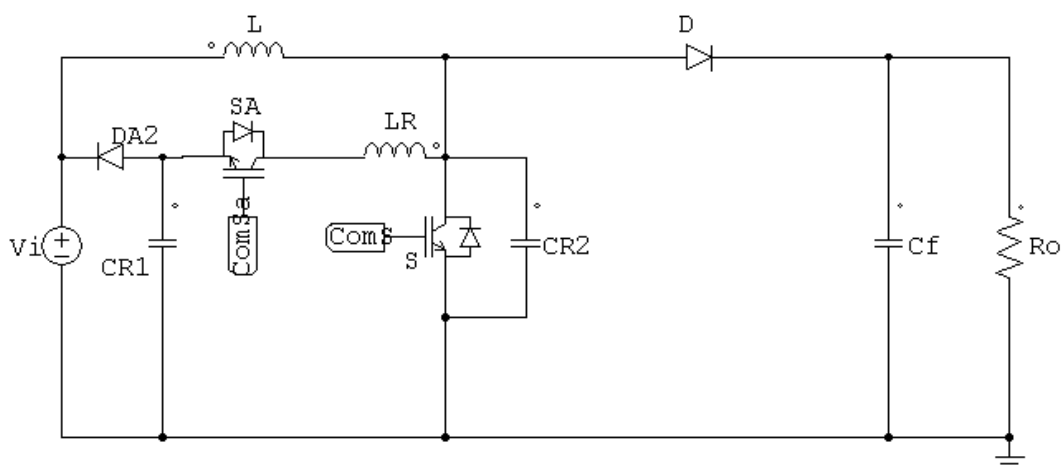


Figura 48- Conversor *boost* ZCZVT.

Fonte: *PSIM* (2011).

onde:

$V_i$ : tensão de entrada do conversor

$L$ : filtro indutivo

$L_R$ : Indutor ressonante

$C_{R1}$ : Capacitor ressonante 1

$C_{R2}$ : Capacitor ressonante 2

$D_{A2}$ : Diodo auxiliar 2

$D_S$ : Diodo na chave principal

$S_A$ : chave semicondutora auxiliar

$C_f$ : filtro capacitivo

$S$ : chave semicondutora

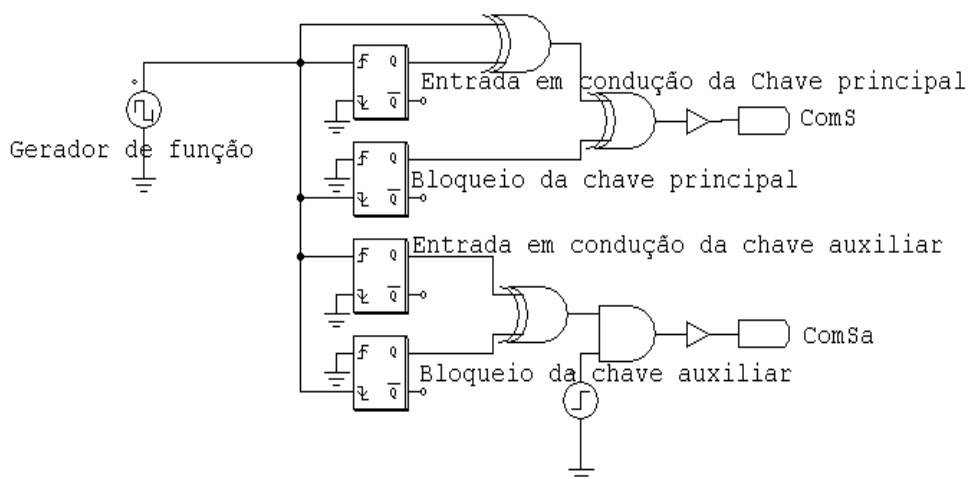
$D$ : diodo de roda livre

$R_o$ : carga resistiva

O circuito de acionamento da chave principal e da chave auxiliar é representado pela Figura 49. O sinal do *PWM* é representado pelo gerador de função e, é inserido em quatro monoestáveis implementado na *FPGA*. Os dois primeiros monoestáveis são para emitir os sinais de comando da chave principal e os dois últimos são para emitir os sinais de comando para a chave auxiliar. Maiores informações sobre esse circuito são encontradas em (STEIN, 1997). Os tempos de

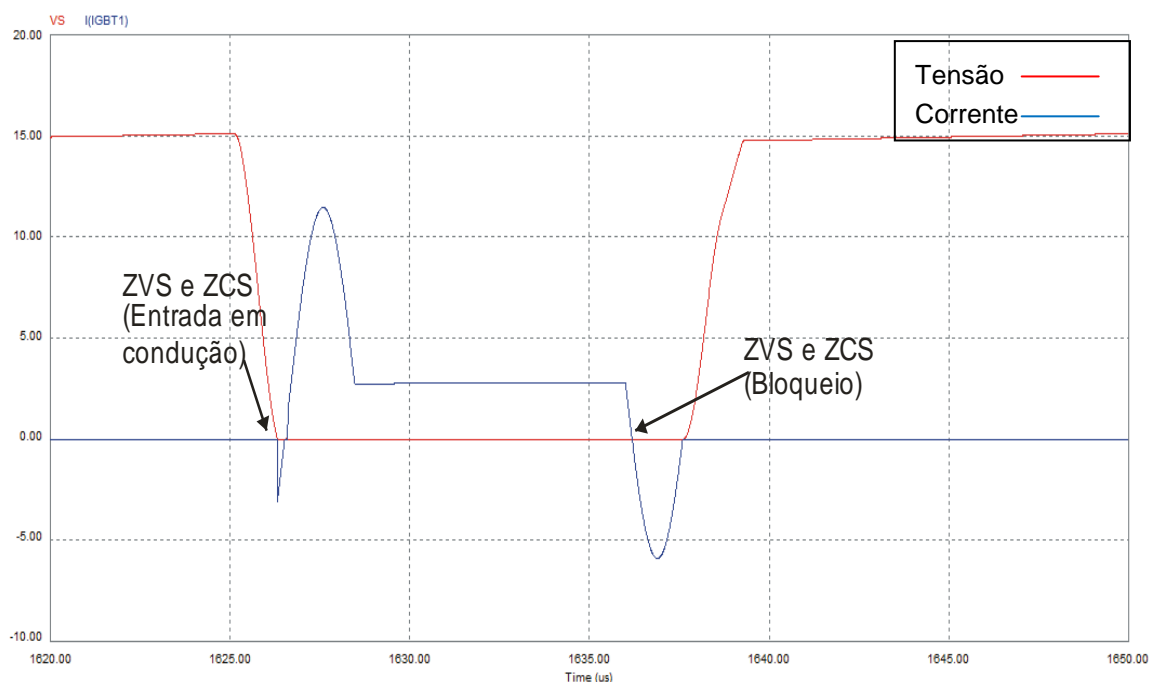
atrasos entre o sinal *PWM* e os sinais de comando das chaves foram ajustados empiricamente, por serem mais simples e direto, afim de assegurar o tempo necessário para que a chave comute sob tensão e corrente nula. Esses tempos são ajustados da seguinte maneira, primeiramente é simulado no *software PSIM* o conversor ideal e verificada se a comutação ocorre conforme desejado. Feito isso, o tempo de comutação empregado no conversor *boost* ideal é empregado no algoritmo que realizará a comutação do conversor usado na prática. Este algoritmo com os tempos da simulação é carregado para placa da *FPGA*, após isso é verificada através do osciloscópio se a chave semicondutora comuta sob zero de tensão e corrente. Provável que isto não ocorra, devido a não idealidades do circuito. Portanto, os tempos empregados no algoritmo para acionamentos das chaves semicondutoras devem ser modificados e carregados para a placa *FPGA*, após isso verificar se a chave semicondutora principal comuta sob tensão e corrente nula. Caso a comutação suave não seja obtida, repetir esse processo quantas vezes forem necessárias até atingi- lá ou se aproximar de zero. Dessa forma, garantindo a redução das perdas na comutação. Existe outra forma para ajustar os tempos de comutação, a qual não foi utilizada. Esta considera a não-idealidades do circuito, essa característica é simulada no *software PSIM*, ou seja, são inseridas no circuito do conversor as indutâncias parasitas, capacitâncias parasitas e resistências internas dos componentes. Com o intuito de verificar se a chave semicondutora principal comuta sob tensão e corrente nula, isto vindo a ocorrer é aplicado na prática os tempos utilizados na simulação. O conversor em estudo foi implementado em malha aberta.





**Figura 49- Circuito de acionamento da chave principal e da chave auxiliar.**  
**Fonte: PSIM (2011).**

A Figura 50 apresenta a forma de onda de tensão e corrente na chave semicondutora principal do conversor *boost* com comutação suave.



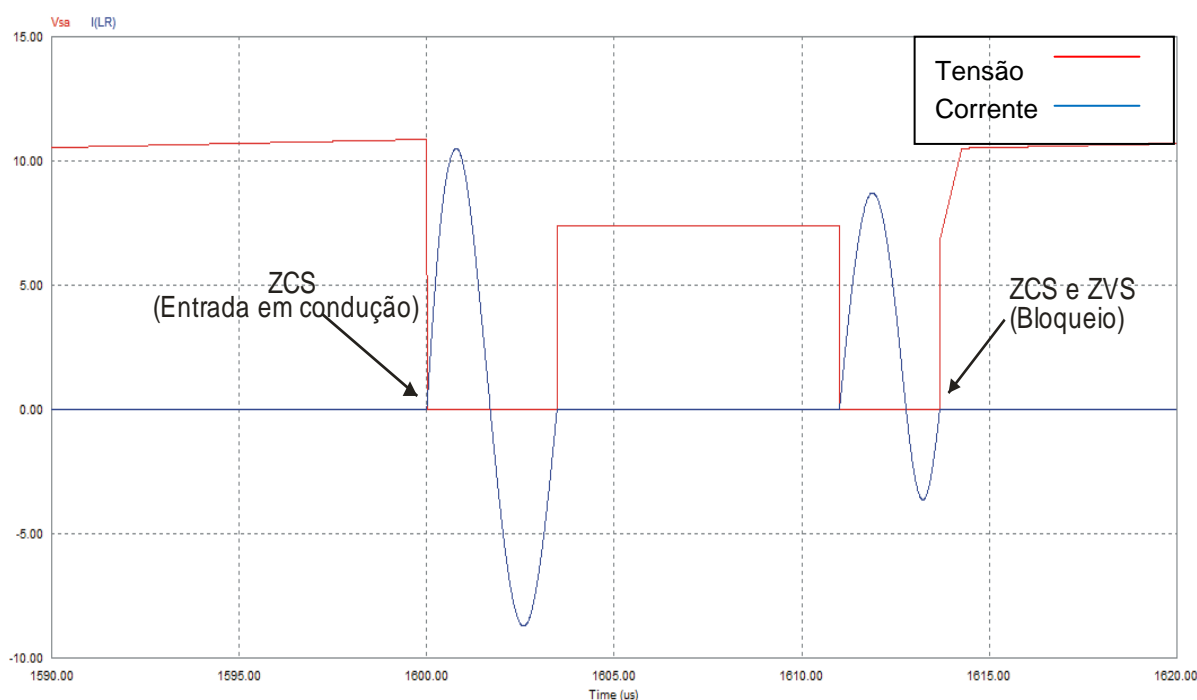
**Figura 50- Formas de onda de tensão e corrente na chave semicondutora principal do conversor *boost* com comutação suave.**

**Fonte: PSIM (2011).**

Na Figura 50 está representado o resultado obtido para a comutação da chave principal do conversor *boost* com comutação suave. Observa-se tanto na

entrada em condução quanto no bloqueio, que a comutação ocorre com corrente e tensão nula.

A Figura 51 apresenta o resultado obtido para a comutação da chave auxiliar para um conversor *boost* com comutação suave. Observa-se que a comutação ocorre de forma suave.



**Figura 51- Formas de onda de tensão e corrente na chave auxiliar do conversor *boost* com comutação suave.**

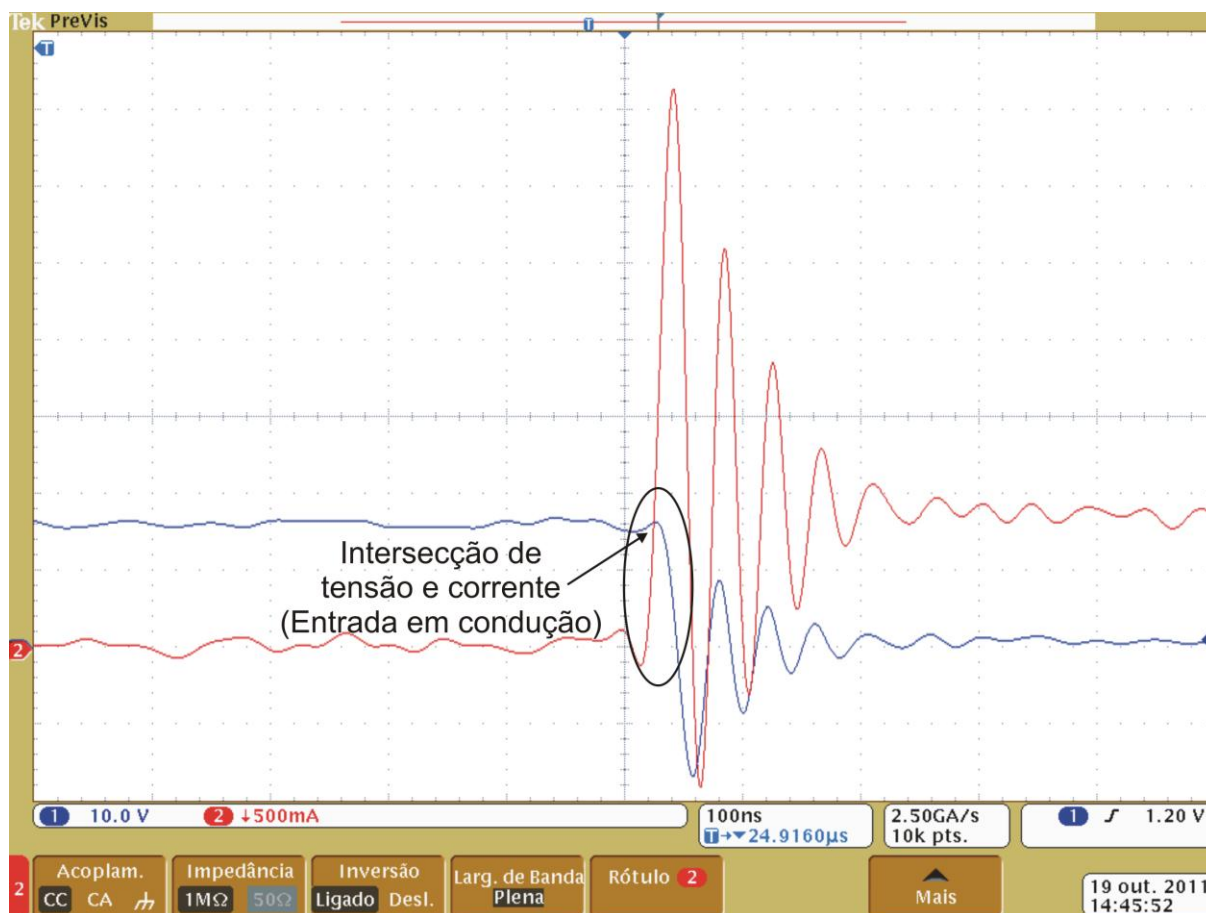
Fonte: *PSIM* (2011).

#### 4.4.2 Resultados Experimentais

A presente seção disponibiliza os resultados experimentais do conversor *boost*. Sendo que para comutação dissipativa é demonstrada a forma de onda de tensão e corrente na chave principal. Para a comutação suave, são apresentadas as formas de ondas de tensão e corrente na chave semicondutora principal e na chave semicondutora auxiliar. São apresentadas as formas de onda de corrente fornecida ao *LED*, proveniente do conversor *boost* com comutação dissipativa e com comutação suave. Também é demonstrada a eficiência do conversor *boost* com ambas as técnicas de comutação. Além de verificar a autonomia do sistema de iluminação de emergência, utilizando os conversores com as duas técnicas de

comutação supracriticas e, se o mesmo atende a obrigatoriedade que menciona a norma *IEEE- std 446*.

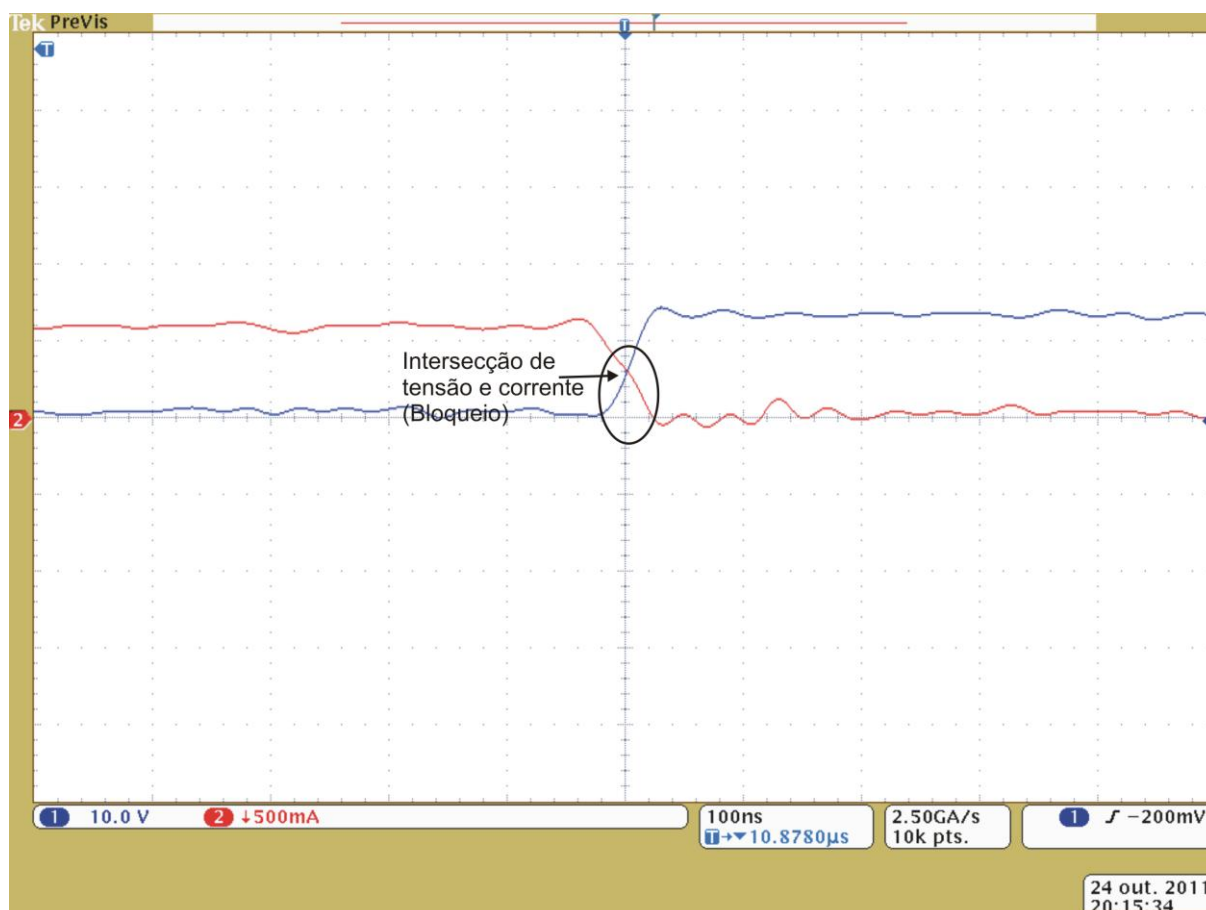
Para a comutação dissipativa houve a necessidade de alterar o valor da razão cíclica do conversor de 44% para 57%, a fim de obter o nível de tensão desejado na saída do conversor. Este aumento é decorrente das perdas na comutação serem maiores. Observa-se na Figura 52 que quando é enviado o sinal de comando para chave semicondutora, a mesma é fechada com tensão (em torno de 13 V) e que a corrente sobe antes da tensão atingir zero (aproximadamente 2,6 A) em seu terminal, sendo comumente chamada de comutação dissipativa. Nota-se que ocorre a intersecção da forma de onda de tensão e corrente, a qual representa uma área, conforme apresenta a Figura 52. Se calculada esta última, obtêm-se as perdas no chaveamento no processo de entrada em condução.



**Figura 52-** Formas de onda de tensão e corrente na chave semicondutora no processo de entrada em condução para um conversor *boost* com comutação dissipativa.

Na Figura 53 é apresentada a forma de onda de tensão e corrente na chave semicondutora no processo de bloqueio para um conversor *boost* com comutação dissipativa. Como se nota na Figura 53, a chave semicondutora bloqueia com tensão

e corrente (torno de 0,3 A) simultaneamente em seu terminal, ocorrendo a intersecção da forma de onda de tensão e corrente. Esta última representa uma área, conforme mostra a Figura 53, caso seja calculada essa área é obtido às perdas na comutação no processo de bloqueio. Logo, a intersecção dessas formas de ondas compromete a eficiência do conversor, ainda mais quando operado em elevada frequência de chaveamento.



**Figura 53-** Formas de onda de tensão e corrente na chave semicondutora no processo de bloqueio para um conversor *boost* com comutação dissipativa.

A Figura 54 representa a forma de onda de tensão e corrente na chave semicondutora principal para um conversor *boost* com comutação suave. Como pode ser visto, na entrada em condução ocorreu uma pseudo *ZCZVS*, devido a intersecção da forma de onda de tensão (em torno de 2,3 V) e corrente. Isto é decorrente das indutâncias parasitas presentes no circuito. Para realizar as medições da corrente na chave semicondutora principal foi necessária a inclusão de um condutor para possibilitar a utilização da ponteira de corrente. A presença deste condutor aumenta consideravelmente a indutância no caminho da corrente, o que interfere no funcionamento do circuito. Outro problema encontrado foi a resistência

interna dos capacitores ressonantes, sendo esta elevada para o nível de potência empregado e contribuindo para que a chave principal no processo de entrada em condução não comute sob zero de tensão e corrente. No momento do processo de bloqueio a chave semicondutora principal comuta sob zero de tensão e corrente, sendo confirmada a comutação ZCZVS. As oscilações apresentadas na forma de onda de corrente são originadas pelo fato da redução das resistências internas dos componentes. Observa-se na Figura 54 que a máxima tensão na chave é de aproximadamente 15 V, correspondendo ao valor da tensão na saída do conversor.

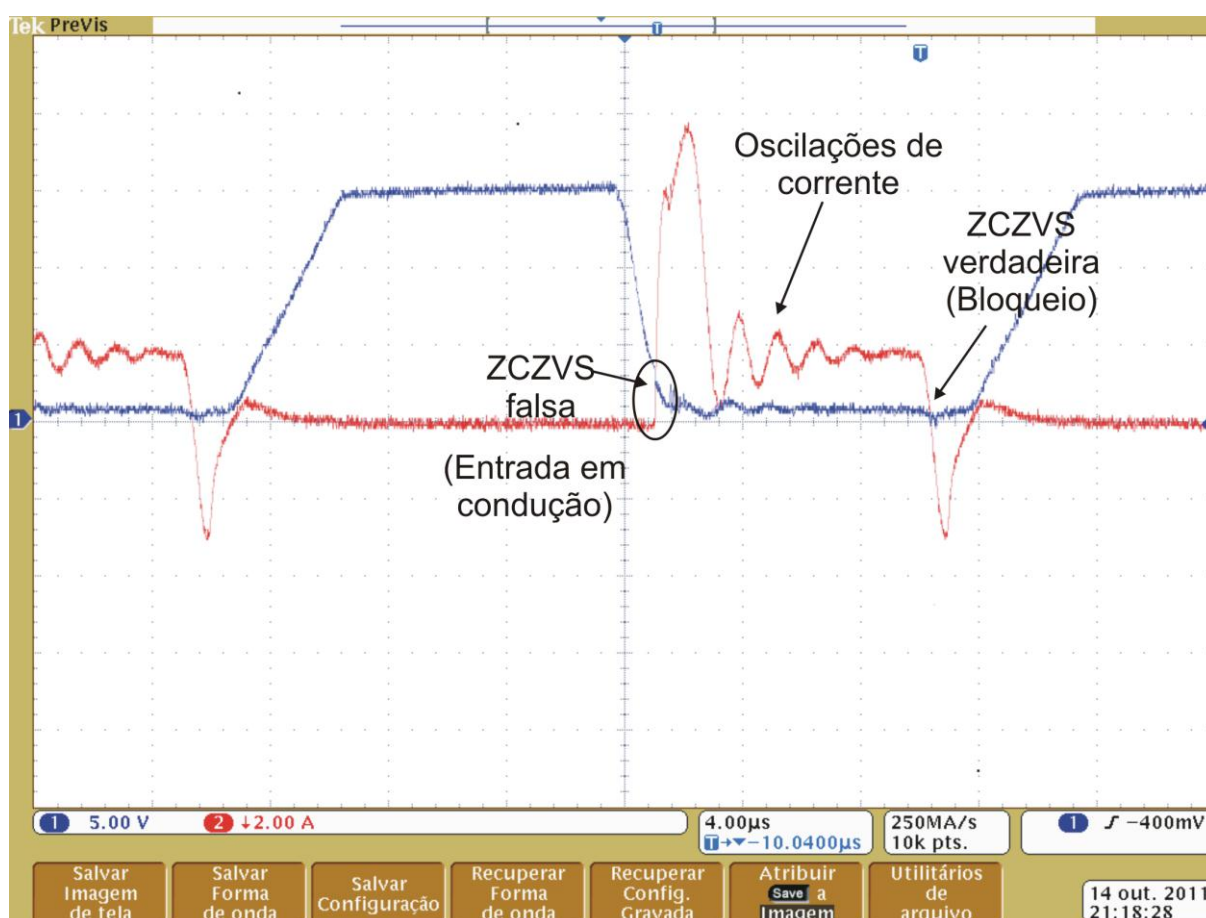
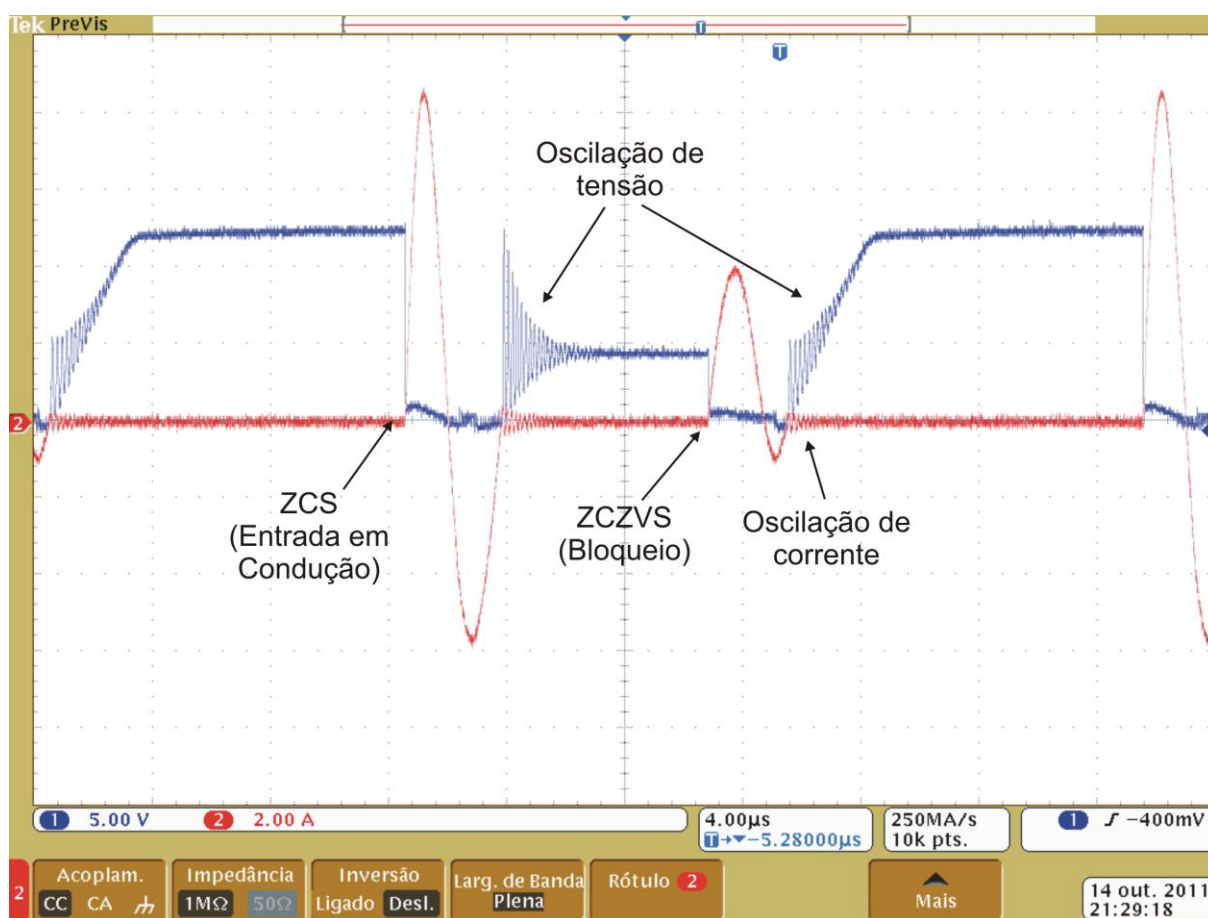


Figura 54- Formas de onda de tensão e corrente na chave semicondutora principal para um conversor *boost* com comutação suave.

A Figura 55 representa a forma de onda de tensão e corrente na chave semicondutora auxiliar. Observa-se que no processo de entrada em condução a chave semicondutora auxiliar possui tensão, porém não possui corrente, o que representa a comutação ZCS. Para o processo de bloqueio, nota-se que a chave semicondutora auxiliar comuta com tensão e corrente aproximadamente nula, representando a comutação ZCZVS. As oscilações na corrente ocorrem devido a recuperação reversa do diodo  $D_{A1}$ . A oscilação de tensão na chave semicondutora

ocorre devido ao elevado valor da capacitância intrínseca do dispositivo e também das indutâncias parasitas encontradas na placa de circuito impresso. Uma alternativa para minimizar este problema é analisar a placa atual e realizar um novo projeto da placa de circuito impresso, levando em consideração as capacitâncias e indutâncias parasitas. Em outras palavras, isso significa que é necessário planejar a disposição dos componentes como, por exemplo, diodo, chave semicondutora e capacitor, visando deixar esses componentes mais próximos, a fim de reduzir as oscilações presentes nos resultados e para que ocorra a comutação sob tensão e corrente nula na entrada em condução.



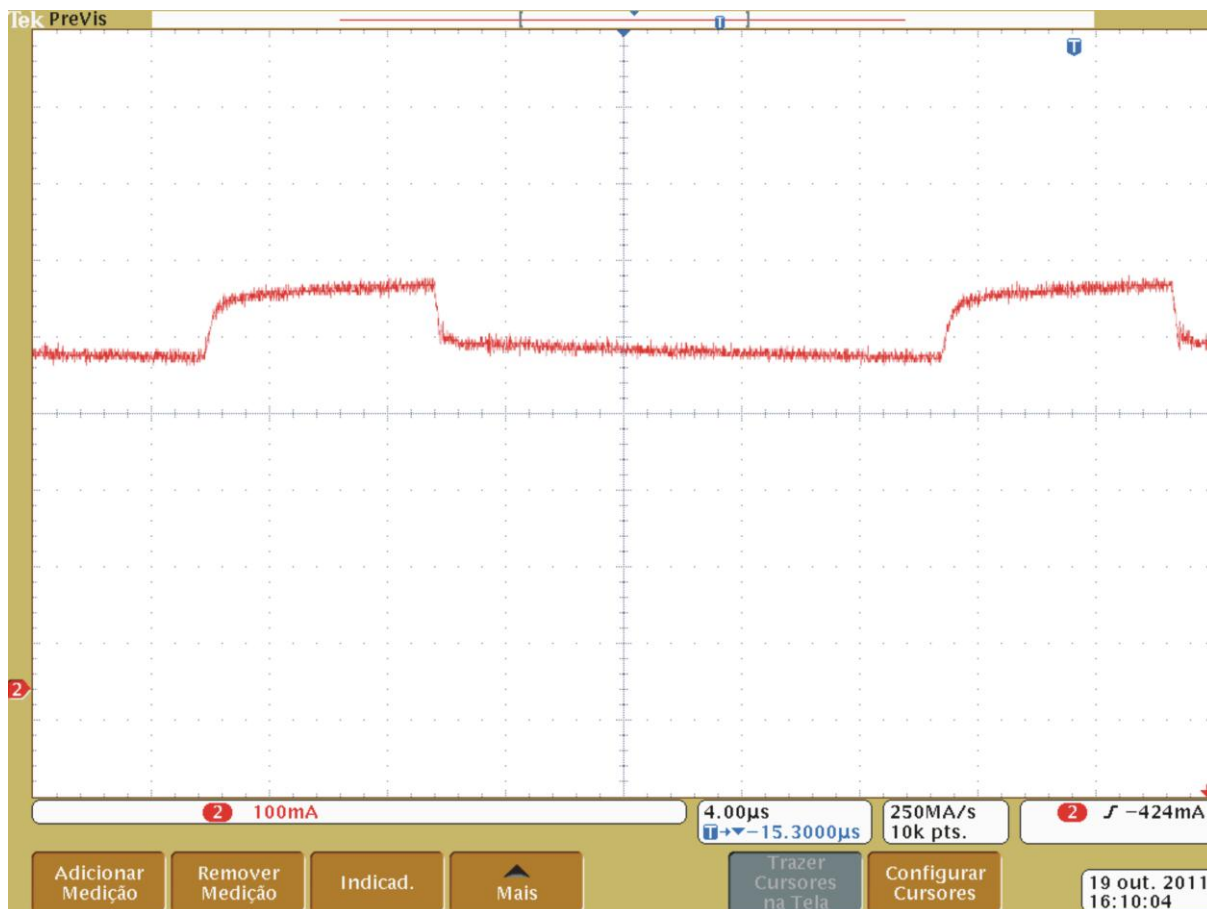
A Figura 56 apresenta a forma de onda de corrente oriunda do conversor *boost* com comutação dissipativa e fornecida ao *LED*.



**Figura 56- Forma de onda de corrente fornecida ao LED proveniente de um conversor *boost* com comutação dissipativa.**

No capítulo 2 foi mencionado que a vida útil do *LED* está relacionada com a corrente que flui no dispositivo. O ideal para o *LED* seria uma corrente constante ou uma corrente pulsada com baixa ondulação, resultando em um aumento na vida útil do *LED* e do conversor CC-CC. Outro fato importante, porém não é objeto de estudo é a característica fotométrica do *LED*. Caso a corrente fornecida a ele sofra uma oscilação, o dispositivo emite luminosidade com uma cor diferente da desejada (cor branca). De acordo com o exposto, observa-se na Figura 56 que a forma de onda da corrente fornecida ao *LED* possui pico elevado de corrente, também demonstra uma ondulação no nível de corrente. Essas características reduzem a vida útil do conversor e do *LED* e, ainda pode alterar a cor emitida por ele.

Na Figura 57 é apresentada a forma de onda de corrente proveniente do conversor *boost* com comutação suave, a qual é fornecida ao *LED*.



**Figura 57- Forma de onda de corrente proveniente de um conversor *boost* com comutação suave, fornecendo alimentação ao *LED*.**

Considerando-se os valores máximos de corrente, o circuito com comutação suave apresenta uma redução de cerca de 35% na ondulação de corrente de saída em relação ao circuito dissipativo. De fato, a topologia que utiliza a técnica de comutação suave torna-se adequada para tal aplicação, pois apresenta melhoria no que se refere a vida útil do conversor *boost* e do *LED*. Além de não afetar a característica fotométrica do *LED* (SAUERLÄNDER et al., 2006) (YU; YANG, 2009) (BROECK; SAUERLÄNDER; WENDT, 2007).

A autonomia do sistema de iluminação de emergência foi mensurada. O critério adotado foi que no momento no qual a corrente fornecida ao *LED* atingir 0,4 A é encerrada a aferição da autonomia do sistema de iluminação de emergência que emprega o conversor com comutação dissipativa ou comutação suave. Sendo que este ensaio foi repetido oito vezes. Os resultados obtidos foram de quarenta e dois minutos de autonomia para o sistema de iluminação de emergência que emprega um conversor *boost* com comutação dissipativa e, de uma hora e quatro minutos de autonomia para o sistema de iluminação de emergência que utiliza um conversor



*boost* com comutação suave. Como se pode notar, o conversor que utiliza a técnica de comutação suave obteve uma autonomia maior do que o conversor que faz uso da técnica de comutação dissipativa, em torno de 34%, devido a redução nas perdas na comutação. Assim, o sistema de iluminação de emergência com o conversor com comutação suave apresentou um nível maior de tensão na saída, em relação ao conversor com comutação dissipativa, em torno de 2 V.

A norma *IEEE 446* cita que um sistema de iluminação de emergência com aplicação em corredores para fins de evacuação de pessoas (sinalização), devem operar com a alimentação a partir de baterias em um intervalo de tempo mínimo de 30 minutos à 1 hora. De acordo com o exposto sobre a norma *IEEE std- 446* na seção 2.2 conclui-se que o sistema de iluminação de emergência utilizando o conversor *boost* com comutação dissipativa e conversor *boost* com comutação suave estão em conformidade com a norma supracitada.

#### 4.5 CONCLUSÃO

O presente capítulo abordou como foi conduzida a pesquisa teórica e experimental. Também foram descritos os materiais utilizados para realização deste trabalho. Os resultados de simulação e experimentais foram apresentados e discutidos. Portanto, no próximo capítulo é feita a conclusão geral deste trabalho a partir dos resultados apresentados no capítulo 4, depois mencionadas às sugestões para trabalhos futuros.

## 5 CONCLUSÃO

Nesta dissertação analisaram-se as técnicas de comutação dissipativa e suave aplicadas em um conversor *boost* utilizado para acionar o *LED* de potência em um sistema de iluminação de emergência não permanente. Este estudo tem por finalidade comprovar qual técnica apresenta melhorias das formas de onda na comutação dos dispositivos semicondutores e qual possui elevada eficiência. Também foi avaliada a autonomia do sistema de iluminação de emergência. A última análise verificou se o sistema de iluminação de emergência está de acordo com o que menciona a norma *IEEE- Std 446*. Portanto, foram apresentados os objetos de estudo deste trabalho, os quais serão elucidados na sequência.

Em linhas gerais, pode-se afirmar que o conversor *boost* com comutação suave demonstrou que a comutação da chave principal no processo de entrada em condução não ocorreu com tensão e corrente nula, conforme esperado. Pelo fato, que não foi obtido êxito na redução das indutâncias parasitas encontradas no circuito. Sendo que estas influenciam no funcionamento do conversor, pois o nível de potência que o conversor opera é relativamente baixo. Outro inconveniente foi a resistências internas dos capacitores ressonantes, as quais possuíam valores considerados elevados para aplicação com tal nível de potência, fazendo com que a chave não comutasse com tensão nula. Vale ressaltar que o condutor de cobre empregado para mensurar o nível de corrente na chave semicondutora principal, afeta de certo modo a operação do circuito, justamente pelo fato que é inserido uma indutância no circuito, porém para quantificar e/ou visualizar a corrente na comutação, isto se torna necessário. No entanto, para o processo de bloqueio da chave principal, a comutação ocorreu com tensão e corrente nula simultaneamente. É importante mencionar que as formas de ondas no circuito auxiliar ocorreram de forma suave, evitando dessa forma esforços adicionais no dispositivo.

Demonstrou-se que a corrente fornecida ao *LED* provinda de um conversor com comutação dissipativa apresenta elevada ondulação e também picos de corrente. Tais características reduzem a vida útil do *LED* e também do conversor *boost*. A corrente oriunda do conversor com comutação suave para alimentar o *LED* apresentou baixa ondulação, aproximadamente 35% menor que a ondulação demonstrada no conversor com comutação dissipativa e não possui picos de

corrente, além da sua forma de onda ser pulsada. Essas observações comprovam que a forma de onda da corrente fornecida ao *LED* é suavizada, portanto, tal característica é proveniente da utilização da técnica de comutação suave, demonstrando progressos em relação ao uso da técnica de comutação dissipativa.

A técnica de comutação suave não é economicamente viável, pois utiliza um número maior de componentes, tornando maior o custo final. Outro empecilho é referente ao controle do conversor ser complexo, visto que são empregados dois dispositivos semicondutores. Por tais razões esta técnica de comutação não possui aplicação comercial, porém é foco de pesquisa na área acadêmica.

A autonomia do sistema de iluminação de emergência está relacionada a eficiência do conversor e foi mensurada. O critério adotado foi que no momento no qual a corrente fornecida ao *LED* atingir 0,4 A é encerrada a aferição da autonomia do sistema de iluminação de emergência. Sendo que este ensaio foi repetido oito vezes para ambas as técnicas de comutação. Os resultados obtidos foram de quarenta e dois minutos de autonomia para o sistema de iluminação de emergência que emprega um conversor *boost* com comutação dissipativa e, de uma hora e quatro minutos de autonomia para o sistema de iluminação de emergência que utiliza um conversor *boost* com comutação suave. Concluiu-se que o conversor que utiliza a técnica de comutação suave obteve uma autonomia maior do que o conversor que faz uso da técnica de comutação dissipativa, em torno de 34%, já que o conversor com comutação suave manteve um nível de potência na saída mais elevado que o conversor com comutação dissipativa até o momento que o nível de corrente fornecida ao *LED* é de 0,4 A. Dessa forma, com o aumento da potência de saída, o conversor com comutação suave apresentou melhor rendimento, devido a redução nas perdas na comutação. Assim, o sistema de iluminação de emergência com o conversor com comutação suave apresentou um nível maior de tensão na saída, em relação ao conversor com comutação dissipativa, em torno de 2 V.

Em suma, analisou-se a autonomia do sistema de iluminação de emergência e se eles estão de acordo com a norma *IEEE- Std 446*. Afinal, ambos os sistemas de iluminação de emergência com as técnicas de comutação citadas estão em conformidade com a norma. Esta última cita que a autonomia do sistema de iluminação de emergência é situada em um intervalo de tempo que se inicia em trinta minutos e finaliza em uma hora, para fins de evacuação de pessoas de um determinado local.

Por todos os argumentos expostos, conclui-se que a topologia em questão torna-se adequada para aplicação em sistemas de iluminação de emergência, no que se refere a rendimento, autonomia do sistema e a obrigatoriedade da norma *IEEE Std 446*.

Este trabalho contribuiu de certa forma para demonstrar que a técnica de comutação suave apresentou melhorias em relação a técnica de comutação dissipativa, as quais contribuem para aumentar o desempenho do circuito. No entanto, a técnica estudada mostrou alguns inconvenientes e, está próxima da idealidade. Esforços devem ser realizados para que se desenvolvam um conversor com o mínimo de perdas no chaveamento e utilizem o mínimo de componentes.

Para finalizar são descritas as sugestões para trabalhos futuros: verificar se a aplicação da técnica de comutação suave em um conversor *boost* utilizado no sistema de iluminação de emergência produz distúrbios na rede elétrica; analisar a influência da temperatura de junção nas perdas de potência do dispositivo semicondutor empregado em conversores com comutação suave; implementar um dispositivo para que se possa mensurar a corrente na chave semicondutora principal, sem adicionar indutâncias no circuito, soluções de controle para prever o tempo de atraso entre o *PWM* e o comando para as chaves semicondutoras (ao invés do ajuste empírico); adequar o laboratório para realizar ensaios para certificação, por fim realizar o controle do conversor com comutação suave em malha fechada.

**LISTA DE PUBLICAÇÃO**

**AMARAL, H. H. ; CASTRO, A. G. ; Toaldo, M. P. ; Stein, C. M. de O. .  
Conversor *Boost ZCZVT* Aplicado em um Sistema de Iluminação de  
Emergência. In: Conferência Internacional de Aplicações Industriais -  
Induscon, 2010, São Paulo. Conferência Internacional de Aplicações  
Industriais, 2010.**

## REFERÊNCIAS

ABNT. “**Brazilian Standard Emergency Lighting Systems.**” NBR- 10898, 1999.

AHMED, A. “**Eletrônica de potência.**” Ed. Prentice Hall, São Paulo, 2006.

ALONSO, J.; BLANCO, C.; VILLEGAS, P.; RICO, M. “**A smart lighting Emergency system for fluorescent lamps.**” Power Electronics and Applications, Vol. 3, p. 310-315, 1993.

BARBALHO, ARNALDO RODRIGUES. “**Energia e desenvolvimento no Brasil**”. Rio de Janeiro: Centrais Elétricas Brasileiras S/A- ELETROBRÀS, 1987.

BARBI, I. “**Eletrônica de potência.**” 6 ed. Edição do Autor. Florianópolis, 2005.

BEN-YAAKOV, S.; IVENSKY, G. “**Passive lossless snubbers for high frequency PWM converters**”. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Tutorial, 1997.

BINGGELI, C. “**Building Systems for Interior Designers.**” 2 ed. Editora John Wiley and Sons, 2009.

BOYLESTAD, R.; NASHELSKY, L. “**Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos.**” 8<sup>o</sup> Edição, Ed. Prentice Hall, 2004.

BRITTO J. R., JUNIOR A. E., FREITAS L. C., FARIAS V. J., COELHO E. A., VIEIRA J. B. “**Microcontroller based quadratic buck converter used as LED lamp driver**”. Power Electronics and Applications APEC, p. 1-6, 2007.

BRITTO J. R., JUNIOR A. E., FREITAS L. C., FARIAS V. J., COELHO E. A., VIEIRA J. B.. “**Zeta DC/DC converter used as LED lamp Drive**”. Power Electronics and Applications APEC, p. 1-7, 2007.

BRITTO J. R., JUNIOR A. E., FREITAS L. C., FARIAS V. J., COELHO E. A., VIEIRA J. B.. “**A proposal of LED Lamp driver for universal input using Cuk converter**”. Power Electronics Specialists Conference PESC, p. 2640-2644, 2008.

BROECK, H.; SAUERLÄNDER, G.; WENDT, M. “**Power driver topologies and control schemes for LEDs**”. Applied Power Electronics Conference, APEC, p. 1319-1325, 2007.

CALLEJA, A.; SECADES, M.; CARDESÍN, J.; RIBAS, J.; COROMINAS, E.; ALONSO, J.; GARCÍA, J. “**Evaluation of a high efficiency boost stage to supply**

**a permanent led emergency lighting system**". Industry Applications Conference, 39th IAS Annual meeting, Vol. 2, p. 1390-1395, 2004.

CARDESÍN, J.; RIBAS, J.; GARCÍA, J.; SECADES, M.; CALLEJA, A.; COROMINAS, E.; COSTA, M. "**LED permanent emergency lighting system based on a single magnetic component**". IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, Vol. 24, p. 1409-1416, No 5, May, 2009.

CARDESÍN, J.; RIBAS, J.; GARCÍA, J.; SECADES, M.; CALLEJA, A.; LÓPEZ, E.; COROMINAS, E.; COSTA, M. "**LED permanent emergency lighting system based on a single magnetic component**". Power Electronics Specialists Conference, PESC 2008, IEEE, p. 418-423, 2008.

CHANG, L.; LEE, D.; CHEN, P. "**A novel LED driving Circuits development for decorative lighting system energy saving**". Impact your future: integration, efficiency & the eco-friendly, IEEE, 2009.

CUTLER, PHILLIP. "**Teoria dos dispositivos de estado sólido: com problemas ilustrativos**". São Paulo: McGraw-Hill, 1977.

ERICKSON, R.; MAKSIMOVIC, D. "**Fundamentals of Power Electronics.**" 2ed. Springer Science, New York, 2004.

FILHO, N. "**Técnicas de Modulação por Largura de Pulso Vetorial para Inversores Fonte de Tensão.**" 2007. 250 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica)- UNIFEI- Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2007.

GOMES, A. "**Telecomunicações: Transmissão e Recepção AM-FM: sistemas pulsados.**" 17ª ed. Editora Érica. São Paulo, 1998.

GONÇALVES, F. "**Modulação em conversores CC-CC e CC-CA.**" Disponível em: <<http://www.sorocaba.unesp.br/professor/flavioasg/ei2/exp-01.pdf>>. Acesso em: 09 maio 2011.

HUA, G.; LEU, C.-S.; JIANG, Y.; LEE, F. C. "**Novel zero-voltage-transition PWM converters**". IEEE Power Electronics Specialists Conference, p. 55-61, 1992.

HUA, G.; YANG, E. X.; JIANG, Y.; LEE, F. C. "**Novel zero-current-transition PWM converters**". IEEE Power Electronics Specialists Conference, p. 538-544, 1993.

IEEE Systems Engineering Committee of the industrial and Commercial Power Systems Department. "**IEEE Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications**". IEEE Std

446-1995.

IET OPTOELECTRON. **“Development of street lighting system-based novel high-brightness led modules”**. Vol 3, iss.1, p. 40-46, 2009.

KRAMES, M.; SHCHEKIN, O.; MACH, R. **“Status and Future of High-Power Light-Emitting Diodes for Solid-State Lighting”**. Journal of Display Technology, vol.3, no. 2, p. 160-175, 2007.

KREIN, P. **“Elements of power electronics.”** Oxford University Press, 1998.

LED PROFESSIONAL REVIEW. **“LED electronics.”** Jan/feb. 2009.

LEUNG W., MAN T., CHAN M. **“A high-power-LED driver with power-efficient LED- Current Sensing Circuit”**. Solid-State Circuits Conference, ESSCIRC 34 th European, p.354- 357, 2008.

LIN, J.; HSIA, C. **“Dynamics and control of ZCZVT Boost Converters”**. IEEE transactions on circuits and systems, Vol. 52, No. 9, p. 1919-1927, Setembro 2005.

MARTINS, D.; BARBI, I. **“Eletrônica de potência: Conversores CC-CC básicos não isolados.”** 3 ed.rev. Edição dos Autores, Florianópolis, 2008.

MICHEL, M.; VOSS, H. **“Frequency and current ripple of DC to DC power converters with respect to different modulation techniques.”** IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, Vol. IA-16, N<sup>o</sup> 3, p. 452- 457, 1980.

MOHAN, N.; UNDELAND, T.; ROBBINS, W. **“Power Electronics: converters, applications and design”**. 3rd Edition, Ed. John Wiley & Sons Inc., New York, 2003.

NARENDRAM, N. **“Improved performance white LED.”** Fifth International Conference on Solid State Lighting, Proceedings of SPIE 5941, p.45-50, 2005.

NLPIP LIGHTING ANSWERS. **“LED Lighting Systems”**. Volume 7, Issue 3, May 2003.

NOVA, ANTONIO CARLOS. **“Energia e Classes Sociais no Brasil”**. 1. ed. São Paulo: Loyola, 1985.

OLIVEIRA, A.A.; MARCHESAN, T. B.; CAMPOS, A.; PRADO, R. N. **“Distributed Emergency Lighting System LEDs Driven by Two Integrated Flyback Converters”**. Industry Applications Society Annual Meeting IAS, IEEE, p. 1141-1146,



2007.

PCC (Departamento de engenharia de construção civil) -USP. **“Física das construções”**. Disponível em <[http://pcc261.pcc.usp.br/Iluminação\\_03-03\\_internet.pdf](http://pcc261.pcc.usp.br/Iluminação_03-03_internet.pdf)>. Acesso em: 9 Out. 2010.

PINTO, R.; COSETIN, R.; DA SILVA, M.; DENARDIN, G.; CAMPOS, A.; DO PRADO, R. **“LED lamp with a compact emergency lighting system.”** Industry Applications Society Annual Meeting, IAS, p. 1-6, 2009.

PINTO, R. **“Projeto e implementação de lâmpadas para iluminação de interiores empregando diodos emissores de luz (LEDs)”**. 2008. 138 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)- UFSM- Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2008.

PINTO, R.; COSETIN, M.; MARCHESAN, T.; CERVI, M.; CAMPOS, A.; PRADO, R. **“Compact Lamp Using High-Brightness LEDs”**. Industry Applications Society Annual Meeting, IAS, p. 1-5, 2008.

PINTO, R.; COSETIN, M.; CERVI, M.; CAMPOS, A.; PRADO, N. **“Emergency lighting system integrated into a compact high-brightness LED lamp.”** Power Electronics, COBEP, p. 593-597, 2009.

RASHID, M. **“Eletrônica de potência Circuitos, Dispositivos e Aplicações.”** um livro editado pela Makron Books. São Paulo, 1999.

SAUERLÄNDER, G.; HENTE, D.; RADERMACHER, H.; WAFFENSCHMIDT, E.; JACOBS, J. **“Driver electronics for LEDs”**. IAC, 41 st IAS Annual Meeting, Vol. 5, p. 2621-2626, 2006.

SCHUBERT, E.; KIM, J. **“Solid-State Light Sources Getting Smart”**. Disponível em:<<http://www.sciencemag.org>>. Acesso em 11 maio de 2010.

SECADES, M.; CALLEJA, A.; RIBAS, J.; COROMINAS, E.; ALONSO, J.; CARDESÍN, J.; GARCÍA, J. **“Evaluation of a low-cost permanent emergency lighting system based on high-efficiency LEDs”**. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, Vol. 41,p. 1386-1390, No 5, September, 2005.

SECADES, M.; CALLEJA, A.; CARDESÍN, J.; RIBAS, J.; COROMINAS, E.; ALONSO, J.; GARCÍA, J. **“Driver for high efficiency led based on flyback stage with current mode control for emergency lighting system”**. Industry Applications Conference, 39 th IAS Annual meeting, Vol. 3, p.1655-1659, 2004.

SECADES, M.; CALLEJA, A.; RIBAS, J.; COROMINAS, E.; ALONSO, J.; CARDESÍN, J.; GARCÍA, J. **“Evaluation of a low-cost permanent emergency**

**lighting system based on high-efficiency LEDs**". Industry Applications Conference, 38 th IAS Annual meeting, Vol. 1, p. 542-546, 2003.

SIMÕES, A.; SILVA, M.; Anunciada, V. **"A boost type converter for DC- supply of fluorescent lamps."** IEEE Transation on Industrial Electronics, Vol. 41, n<sup>o</sup>2, 1994.

STEIN, C.; HEY, H. **"A true ZCZVT Commutation Cell for PWM Converters"**. IEEE transactions on Power electronics, Vol. 15, No 1, p. 185-193, Janeiro 2000.

STEIN, C. **"Concepção, análise e projeto de conversores CC-CC PWM com comutações em zero de corrente e zero de tensão, simultaneamente."** 1997. 172 f. Dissertação (Mestrado em engenharia elétrica)- UFSM- Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 1997.

*TECHNICAL DATASSHET Led-High-power-LED-Lamp-DIY-NEW*, Disponível em:<[http://cgi.ebay.com/20W-1000-Lumen-White-Led-High-power-LED-Lamp-DIY-NEW-F-/170584549109?pt=Lamps\\_US&hash=item27b7a1a6f5](http://cgi.ebay.com/20W-1000-Lumen-White-Led-High-power-LED-Lamp-DIY-NEW-F-/170584549109?pt=Lamps_US&hash=item27b7a1a6f5)>. Acesso em 11 maio de 2011.

UFSC LABEEE (Laboratório de eficiência energética em edificações). **"Conforto ambiental- Iluminação"**. Disponível em: <[http://www.labeee.ufsc.br/arquivos/publicacoes/Apostila\\_Iluminacao.pdf](http://www.labeee.ufsc.br/arquivos/publicacoes/Apostila_Iluminacao.pdf)> Acesso em: 15 Out. 2010.

VELAN, V.; REDDY, B.; JAIKUMAR, V. **"Soft switching commutation circuit for PWM DC-DC converters."** International Conference on Information and Communication Technology in Electrical Sciences (ICTES 2007), p. 215-220, 2007.

XIAOYUN, F.; XIAOJIAN, L.; YAN, W. **"Research And Analysis Of The Design Development And Perspective Technology For Led Lighting Products"**. Computer Aided Industrial design & Conceptual design (CAID & CD), p. 1330-1334, 2009.

YU, L.; YANG, J. **"The topologies of white LED lamps' power drivers"**. International Conference on Power Electronics Systems and Applications, 3 rd, p. 1-6, 2009.

## ANEXO A

Conversor *Buck*

O conversor *Buck* ou *step-down*, representado na Figura 58 é comumente conhecido como abaixador de tensão, pois produz um valor médio de tensão na saída do conversor inferior ao valor da tensão de entrada (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

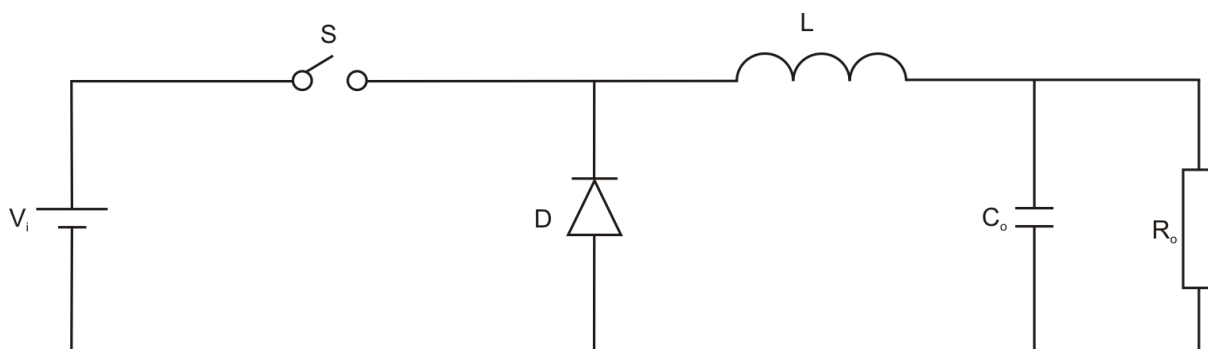


Figura 58- Conversor *Buck*.

Fonte: Moham (2003).

Na Figura 59 está representada uma alteração no conversor *Buck* tradicional. Neste circuito são utilizados *DIACs* em paralelo com os *LEDs*, com intuito de permitir que o circuito permaneça em operação mesmo com a queima de alguns *LEDs* (PINTO et al., 2008).

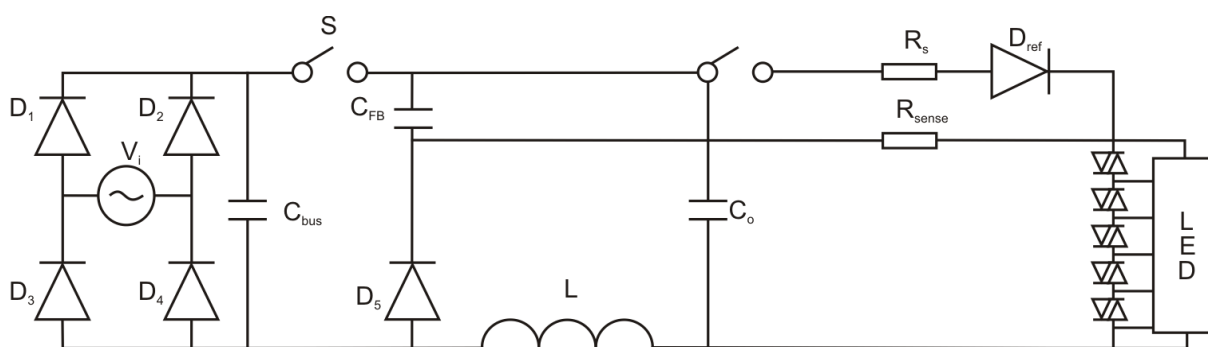


Figura 59- Circuito *Buck*.

Fonte: Pinto (2008).

Na Figura 60 está representada outra alteração no conversor *Buck*. Para Britto et al. (2007) este circuito, chamado *Buck quadratic*, possibilita uma boa regulação da corrente de saída, apresentando apenas uma chave semicondutora.

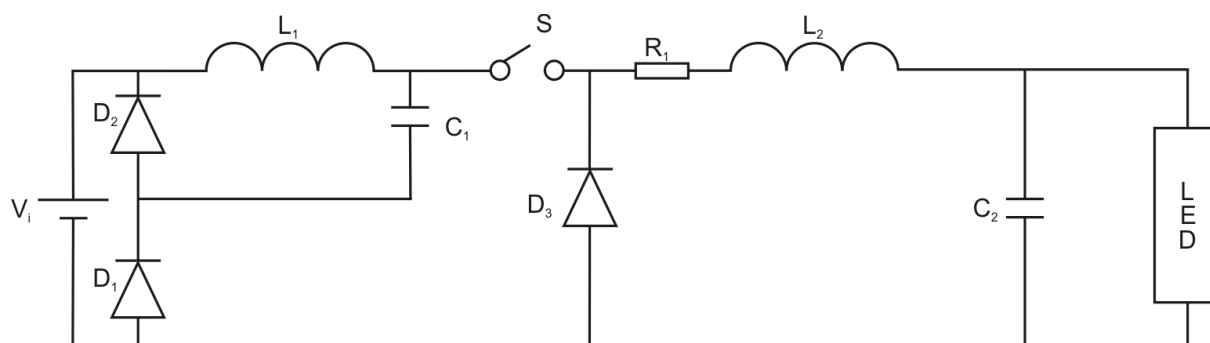


Figura 60- Conversor *Buck Quadratic*.

Fonte: Britto<sup>1</sup> (2007).

### Conversor *Buck- Boost*

O conversor *Buck- Boost* é representado na Figura 61. Também é conhecido como abaixador ou elevador de tensão (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

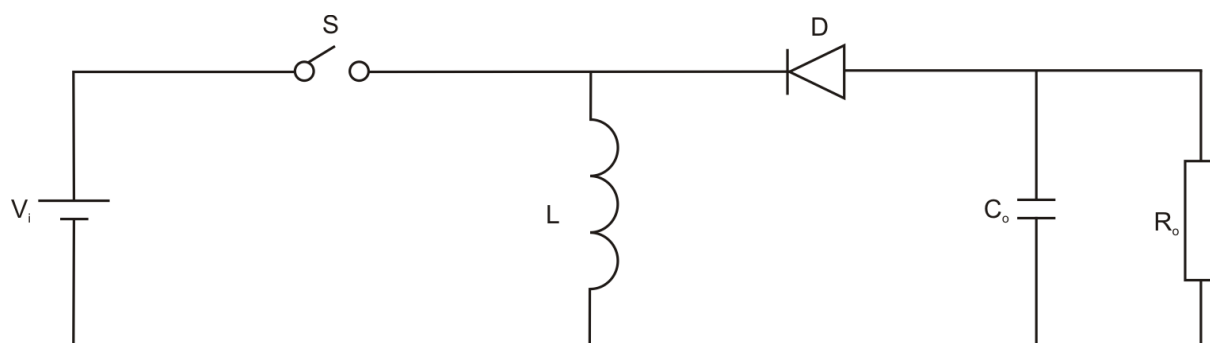


Figura 61- Conversor *Buck- Boost*.

Fonte: Moham (2003).

Este conversor pode operar com um abaixador ou elevador de tensão. Neste conversor a polaridade de saída é sempre invertida (MARTINS; BARBI, 2008).

Na Figura 62 é representada uma variação topológica em relação ao *Buck- Boost* tradicional. Leung, Man e Chan destacam que este circuito apresenta várias chaves ativas.

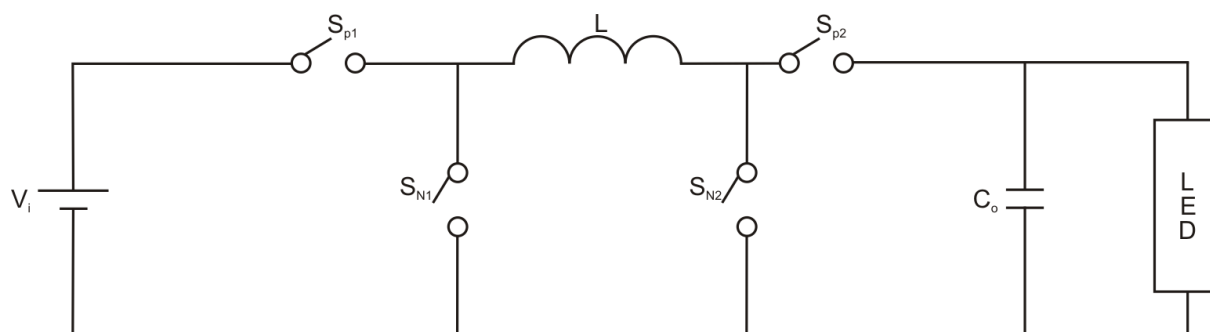


Figura 62- Topologia *Buck- Boost*.

Fonte: Leung (2008).

## Conversor Zeta

A estrutura básica do conversor *Zeta* é apresentada na Figura 63. Este conversor pode operar como elevador ou abaixador de tensão, dependendo do valor adotado na razão cíclica. Ele pode ser utilizado como fonte de múltiplas saída, adicionando para isso, tantos circuitos secundários quantos forem desejados (MARTINS; BARBI, 2008).

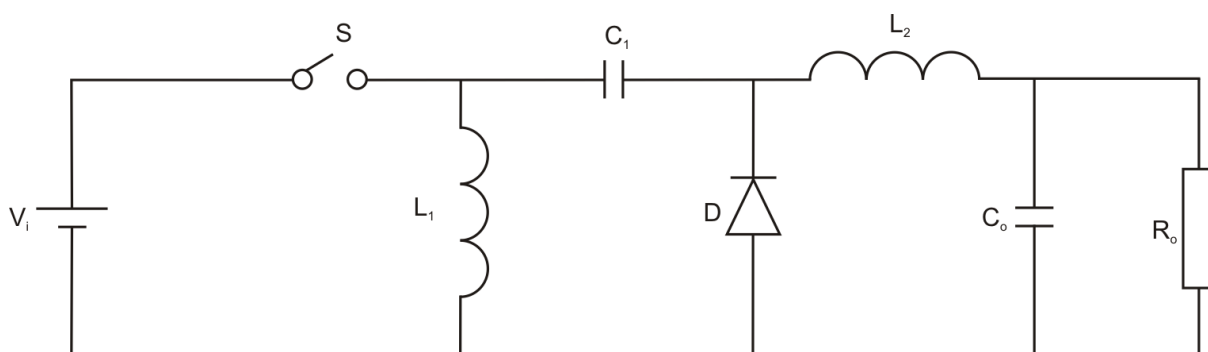


Figura 63- Conversor Zeta.

Fonte: Barbi (2008).

Na Figura 64 é demonstrada a variação topológica do conversor *Zeta*. Observa-se que houve o aumento no número de componentes, quando comparado com os anteriores. Este circuito apresentou uma adequada regulação de corrente na saída (devido ao uso do CI *PWM 3524*), garantindo deste modo, vida útil superior (BRITTO et al., 2007).

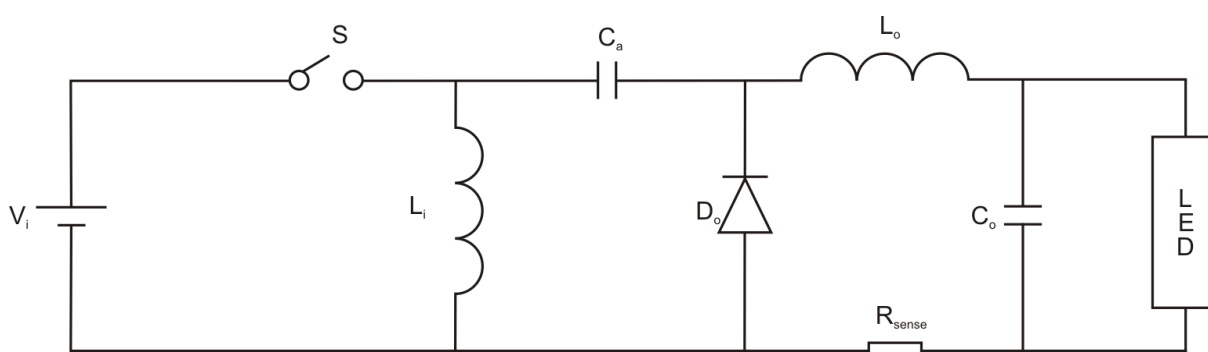


Figura 64- Topologia Zeta.

Fonte: Britto (2007).

## Conversor Cúk

O conversor *Cúk*, é representado na Figura 65 e desempenha uma função similar ao conversor *Buck- Boost*, pois aumenta ou diminui o valor de tensão na

saída, de acordo com as mudanças na razão cíclica (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

Este conversor opera através da transferência de energia via capacitor. Ao contrário, do conversor *Buck-Boost*, que a transferência de energia ocorre via indutor (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003) (MARTINS; BARBI, 2008).

Deve-se mencionar que o conversor *Cúk* obtém uma tensão na saída com polaridade negativa em relação a tensão de entrada (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

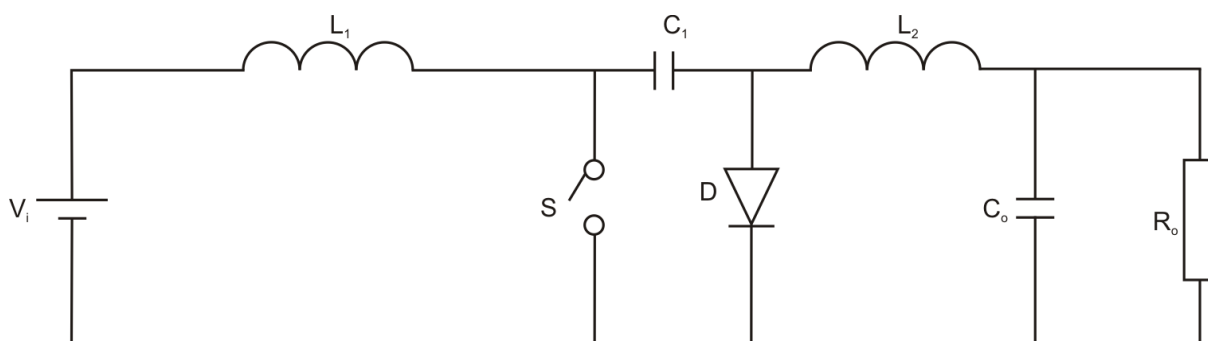


Figura 65- Conversor *Cúk*.

Fonte: Erickson (2004).

A Figura 66 representa uma modificação em relação ao *Cúk* convencional, devido ao aumento do número de componentes do conversor em relação as outras topologias. Para Britto et al. (2008) este conversor possui excelente característica de resposta em frequência, permitindo uma regulação por realimentação estável, melhorando a eficiência energética e durabilidade em relação ao conversor tradicional.

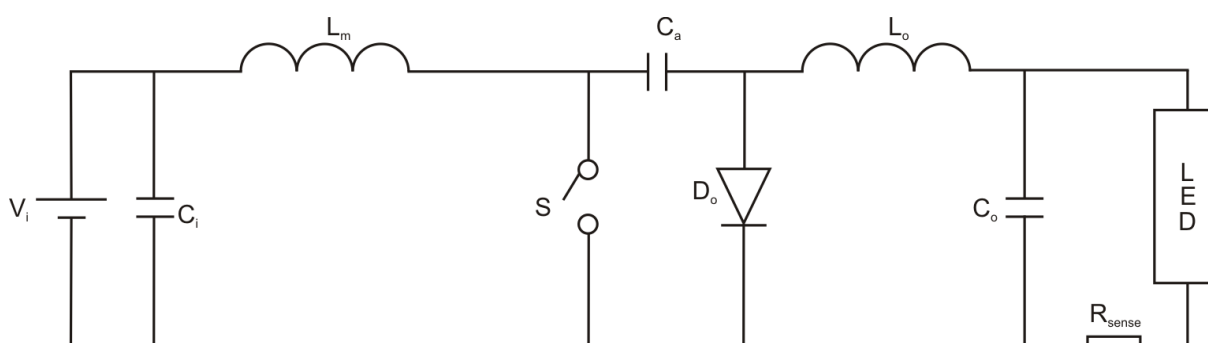


Figura 66- Topologia *Cúk*.

Fonte: Britto (2008).

## Conversor *Flyback*

Até o presente momento foram apresentadas as topologias de conversores CC-CC não isolados, isto é, a entrada do conversor e saída são conectadas fisicamente. Nesta seção são apresentados os conversores isolados. Estes são assim chamados, devido a isolar fisicamente a entrada da saída do conversor (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

O conversor *Flyback* é considerado uma topologia adequada, quando aplicada em níveis de potência inferiores a 100 W, pois emprega um número mínimo de componentes, fornece isolamento galvânica e permite a combinação de um número arbitrário de *LED* para qualquer nível de alimentação CC (BROECK; SAUERLÄNDER; WENDT, 2007).

O conversor *Flyback* é baseado em um conversor *Buck-Boost*, e opera como um abaixador ou elevador de tensão (ERICKSON, 2004). Na Figura 67 é disponibilizado um conversor *Flyback*.

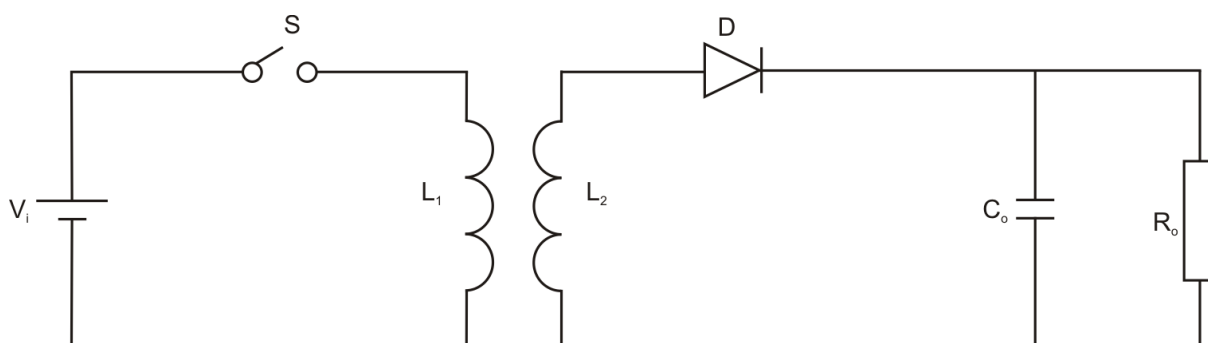


Figura 67- Conversor *Flyback*.

Fonte: Erickson (2004).

Essa topologia possui algumas desvantagens como: a indutância de dispersão do transformador exige um circuito *snubber*, o qual insere perdas adicionais no circuito e, por fim a forma de onda da corrente disponibilizada ao *LED* pode ocasionar problemas de *EMI* (Interferência Eletromagnética) (BROECK; SAUERLÄNDER; WENDT, 2007).

Broeck; Sauerländer; Wendt (2007) apresentam na Figura 68 a topologia proposta. O diodo  $D_2$  é utilizado para prevenir uma tensão reversa sobre o *LED* (proteção).

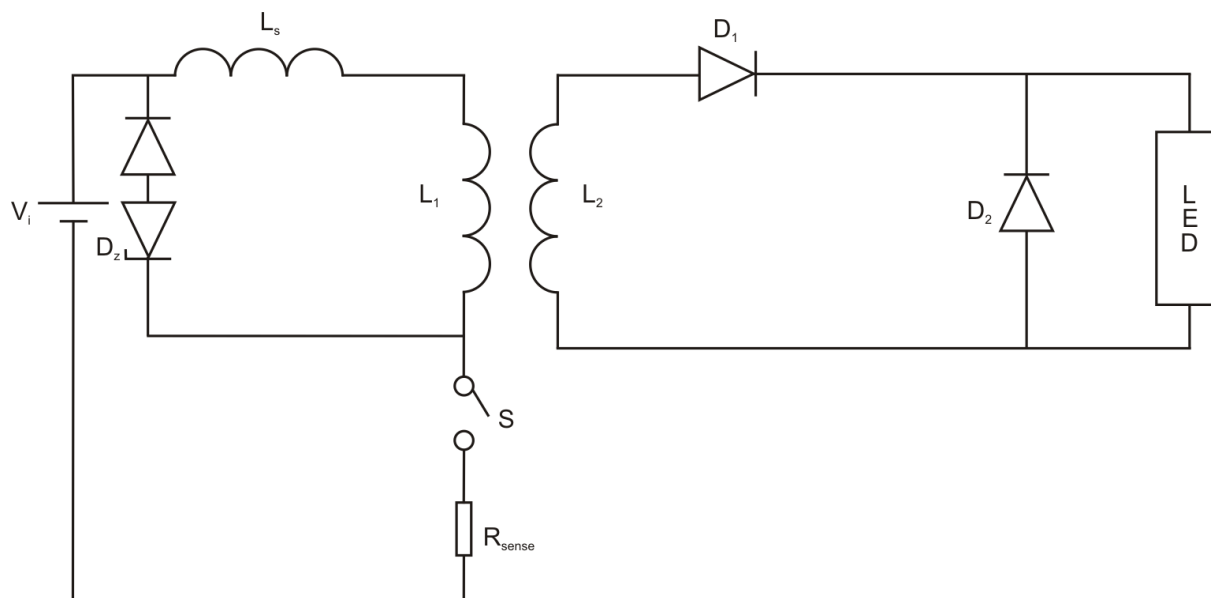


Figura 68- Topologia *Flyback*.

Fonte: Broeck (2007).

### Conversor Ressonante

Algumas topologias de conversores CC-CC inserem no circuito um tanque ressonante, composto de indutor e capacitor, que podem ser conectados em série e/ou paralelo. Portanto, esses conversores são chamados de conversores ressonantes (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

Suas principais vantagens são: redução das perdas na comutação, devido a chave semicondutora comutar sob zero de tensão e/ou corrente, minimização do estresse na chave semicondutora e problemas de *EMI* (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003) (ERICKSON, 2004). A Figura 69 representa essa topologia.



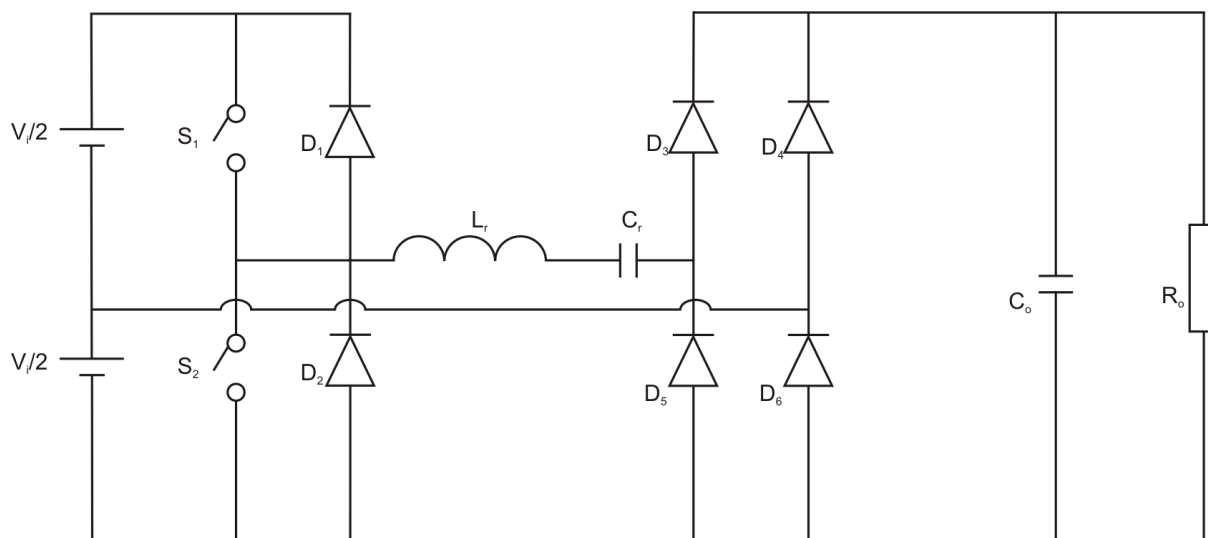


Figura 69- Conversor Ressonante.

Fonte: Moham (2003).

Para Broeck; Sauerländer; Wendt (2007) este conversor é o mais adequado para aplicações que utilizam *LED*, pois o valor médio de corrente fornecida ao *LED* não é influenciado com a adição de um capacitor  $C_o$ . Isto significa que, o conversor ressonante atua como uma fonte de corrente constante, não havendo a necessidade do emprego de um sensor de corrente.

A técnica de modulação empregada é a modulação em frequência. Esta possui algumas desvantagens como dificuldade no projeto do filtro e possui elevado número de componentes. Na Figura 70 é disponibilizado um circuito ressonante.

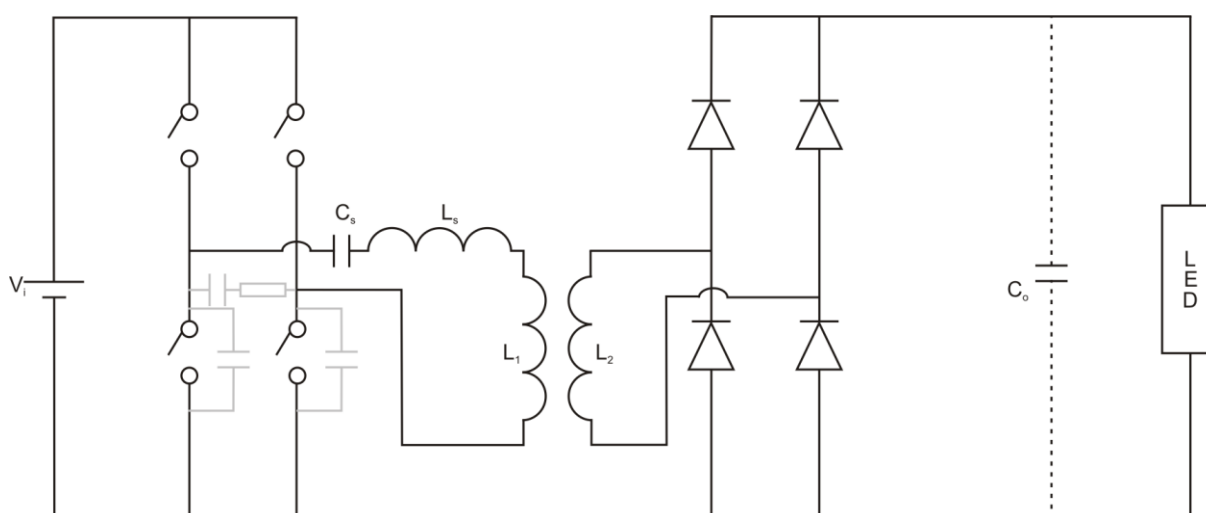


Figura 70- Topologia Ressonante.

Fonte: Broeck (2007).

Cada uma dessas topologias descritas no transcórre desta seção possui vantagens e desvantagens, dependendo da faixa de tensão de entrada, do número de *LED* a serem acionados em uma conexão em série, do número de *LED* acionados em paralelo (dada uma sequência), da corrente no *LED*, se o isolamento é necessário, se o *dimmer* (controlar o nível de luminosidade) é exigido, a eficiência, o tamanho e custo. Por estas razões, existem muitas variações de circuitos para satisfazerem as diversas aplicações de *LED*.

No geral foram apresentadas as principais topologias pesquisadas pela comunidade científica com aplicações em sistemas de iluminação com *LED*.

## ANEXO B

Algoritmo na linguagem *AHDL*.

```

%Programa para acionamento das chaves do conversor e do circuito auxiliar%
subdesign programa
(
  clock, I1: input;           %Entradas : clock = Clock da própria FPGA,%
                             %I1 = PWM convencional%
  s1,s2,s3,s4 :output;      %Saídas : s2 = acionamento conversor%
                             %s4 = acionamento circuito auxiliar, %
                             %s1 e s3 = sinais auxiliares%
)

variable
T1[0..5]:dff;               %Contador T1%
T2[0..5]:dff;               %Contador T2%
begin
  T1[].clk = clock;          %Associação dos contadores com o clock%
  T2[].clk = clock;

%-----LAÇO PROMOVE A LARGURA DO PULSO S1-----%
  %S1 é o sinal do circuito auxiliar na etapa de entrada em condução%
  if I1 then
    if T1[]<=61 then         %A largura do pulso S1 é dado pelo valor %
      s1=I1;                 %de T1%
    end if;
    if T1[] < 62 then        %Incremento de T1 quando a entrada
      T1[] = T1[]+1;         %esta ativa%
    else
      T1[] = T1[];           %T1 mantém o valor assim que atinge o %
    end if;                  %valor acima%
    T2[] = 1;                %T2 é feito 1 para sinalizar que I1 está ativo%
  else
    T1[] = 0;                %T1 é resetado quando I1 estiver em %
    end if;                  % nível baixo%

%----- LAÇO DA LARGURA DE S2-----%
    if T1[]==34 then         %momento do acionamento do conversor%
      s2 = vcc;
    else if T2[] ==26 then   %momento do desacionamento do conversor%
      s2 = gnd;
    else if (T1[]==0 and T2[]==0) then
      s2 = gnd;             %quando os contadores são zero a saída%
    else                     %para o conversor é baixa%
      s2 = s2;              %manutenção do sinal quando fora das%
    end if;                  % especificações acima%
  end if;
end if;

%-----LAÇO DA SAÍDA S3-----%
  %S3 é o sinal para auxiliar que é dado na etapa de bloqueio%
  if !I1 then
    if (T2[] <= 60 and T2[]>=1) then %assim que I1 entra em nível baixo
T2%
      T2[] = T2[] + 1;      %inicia contagem%

```

