



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

PEDRO HENRIQUE ALMEIDA MIRANDA

CONVERSOR CA/CC COM CAPACITOR CHAVEADO PARA LEDS
DE POTÊNCIA

FORTALEZA

2012

PEDRO HENRIQUE ALMEIDA MIRANDA

**CONVERSOR CA/CC COM CAPACITOR CHAVEADO PARA LEDS
DE POTÊNCIA**

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

Orientador: Prof. Dr. Fernando L. M. Antunes.

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

FORTALEZA

2012

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

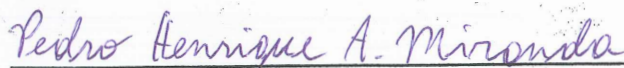
-
- M645c Miranda, Pedro Henrique Almeida.
 Conversor CA/CC com capacitor chaveado para LEDs de potência / Pedro Henrique Almeida
 Miranda – 2012.
 78 f. : il. color., enc. ; 30 cm.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento
de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2012
 Área de Concentração: Eletrônica de potência.
 Orientação: Prof. Dr. Fernando L. M. Antunes.
 Coorientação: Prof. Dr. Edilson M. Sá Jr.
1. Engenharia Elétrica. 2. Eletrônica de potência. 3. Conversores de corrente elétrica. I. Título.

Pedro Henrique Almeida Miranda

v

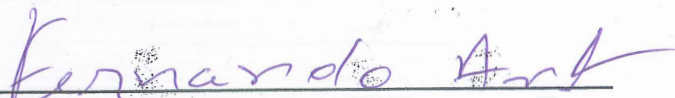
Conversor CA/CC com Capacitor Chaveado para LEDs de Potência

Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção de título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência e Automação, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará.



Pedro Henrique Almeida Miranda

Orientador:



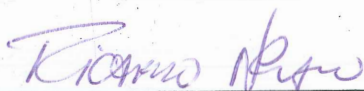
Prof. Fernando Luiz Marcelo Antunes, Dr.

Co-Orientador:



Prof. Edilson Mineiro Sá Júnior, Dr.

Banca Examinadora:



Prof. Ricardo Nederson do Prado, Dr.



Prof. Paulo Peixoto Praça, Dr.

Fortaleza, 03 de agosto de 2012

À Deus,
à minha mãe Fatima,
à meu pai Mansueto,
Aos meus irmãos,
à todos os familiares e amigos,
eu dedico esse trabalho.

AGRADECIMENTO

Primeiramente a Deus por ter me dado saúde, perseverança e sabedoria durante toda a jornada de acadêmica.

Agradeço aos meus pais, Mansueto e Fatima, por acreditarem e me incentivarem durante todo mestrado. Aos meus irmãos, Luis Fernando, e Fernando Henrique, por toda atenção e assistência.

Aos professores Fernando Luiz Marcelo Antunes pela orientação e amizade, e Edilson Mineiro Sá Junior pela orientação, hombridade, paciência e companheirismo em vários trabalhos.

Aos demais professores do Departamento de Engenharia Elétrica pela orientação no decorrer do programa de pós-graduação.

Ao Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC) e colegas de sala, sempre dispostos a ajudar, tornando o cotidiano mais agradável e os desafios mais fáceis de enfrentar.

Aos órgãos governamentais, CNPq, FINEP e FUNCAP, que contribuíram com o apoio financeiro necessário à realização deste trabalho, no sentido de promover o desenvolvimento científico.

Finalmente agradeço todos aqueles que de alguma maneira contribuíram para conclusão deste trabalho.

Feliz daquele que transfere o que sabe

e aprende o que ensina.

(Cora Coralina)

RESUMO

Este trabalho propõe um conversor com capacitor chaveado para o acionamento de LEDs (*Light Emitting Diodes*) de potência. Em contraste com circuitos de acionamento convencionais de corrente contínua, o pulso de corrente direcionado para os LEDs, é limitado pela potência armazenada no capacitor chaveado. Neste circuito, o capacitor é carregado e descarregado através do circuito de saída e a direção do fluxo de corrente é controlada pelos interruptores. Baseado na análise do controle de carga, os efeitos da comutação no conversor proposto são discriminados e avaliados. Os resultados experimentais demonstram a viabilidade técnica de utilizar o conversor proposto para LEDs.

Palavras-Chave: Capacitor Chaveado, Comutação suave, LED.

ABSTRACT

This paper proposes a switched-capacitor converter to drive power light emitting diodes (LEDs). In contrast to conventional constant dc current drivers, the current pulse is provided by this switched-capacitor LED driver. In the present driver, the capacitor is charged and discharged through of the output circuit and the current flow direction is controlled by switch. Based on the charge control analysis, the effects of switching devices on the proposed converter are discriminated and evaluated. The experimental results demonstrated the technical feasibility of using the proposed converter for LEDs.

Keywords: Switched-Capacitor, Soft-Switching, LED.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1.1 - EVOLUÇÃO DAS FONTES DE LUZ BRANCA.	3
FIGURA 1.2 - INVÓLUCROS DAS TRÊS CATEGORIAS DE LED.	5
FIGURA 1.3 - A) DETALHES DA ESTRUTURA DE UM LED DE ALTA POTÊNCIA. (LIU <i>ET AL</i> , 2011); B) LED UTILIZADO NOS EXPERIMENTOS (LUXEON III EMITTER LXHL-PW09).	5
FIGURA 1.4 - DIAGRAMA DO CIRCUITO DE UM CONVERSOR SC PARA LEDs.	7
FIGURA 2.1 - CIRCUITO BÁSICO DO CONVERSOR SC.	10
FIGURA 2.2 - PRINCÍPIO BÁSICO DO CONVERSOR SC PARA LEDs.	10
FIGURA 2.3 - CIRCUITO RESSONANTE EQUIVALENTE.	12
FIGURA 2.4 - PRINCÍPIO BÁSICO DO CONVERSOR SC PARA LEDs COM DOIS CIRCUITOS DE SAÍDA.	14
FIGURA 2.5 - CIRCUITO BÁSICO USANDO CAPACITOR CHAVEADO PARA BALANCEAMENTO DE CORRENTE MOSTRANDO CONJUNTOS DE LEDs EM ANTI-PARALELO.	15
FIGURA 2.6 - CIRCUITO DO CONVERSOR SC COM DOIS CAPACITORES CHAVEADOS.	16
FIGURA 2.7 - CIRCUITO DO CONVERSOR SC COM TRANSFORMADOR.	17
FIGURA 3.1 - DIAGRAMA DO CIRCUITO DO CONVERSOR COM CAPACITOR CHAVEADO PARA LEDs.	19
FIGURA 3.2 - FORMAS DE ONDA TEÓRICAS DO CONVERSOR.	20
FIGURA 3.3 - PRIMEIRA ETAPA.	21
FIGURA 3.4 - SEGUNDA ETAPA.	22
FIGURA 3.5 - TERCEIRA ETAPA.	22
FIGURA 3.6 - CIRCUITO SIMPLIFICADO DA PRIMEIRA ETAPA.	23
FIGURA 3.7 - CIRCUITO SIMPLIFICADO DA SEGUNDA ETAPA.	25
FIGURA 3.8 - CIRCUITO SIMPLIFICADO DA TERCEIRA ETAPA.	27
FIGURA 3.9 - CURVA I-V EXPERIMENTAL DE UM LED LXHL-PW09.	29
FIGURA 3.10 - MODELO ELÉTRICO DO LED.	29
FIGURA 3.11 - APLICAÇÃO DO CAPACITOR DE FILTRO C_0 EM PARALELO COM O LED.	30
FIGURA 3.12 - CIRCUITO EQUIVALENTE PARA A TENSÃO NO CAPACITOR C_f PROPOSTO POR SÁ JR. (2010).	30
FIGURA 3.13 - A) TENSÃO NO INDUTOR DE FILTRO; B) CORRENTE NO INDUTOR DE FILTRO.	33
FIGURA 3.14 - A) TENSÃO NO CAPACITOR CHAVEADO; B) CORRENTE NO CAPACITOR CHAVEADO.	33
FIGURA 3.15 - CORRENTE NOS INTERRUPTORES.	34
FIGURA 3.16 - CORRENTE NA ENTRADA.	34

FIGURA 3.17 - ESQUEMA DO CIRCUITO ELÉTRICO UTILIZADO NA SIMULAÇÃO NO PSIM.	35
FIGURA 3.18 - TENSÃO E CORRENTE NO LED.....	36
FIGURA 3.19 - TENSÃO E CORRENTE NO INDUTOR.	36
FIGURA 3.20 - TENSÃO E CORRENTE NA PONTE DE DIODOS.	37
FIGURA 3.21 - TENSÃO E CORRENTE NO CAPACITOR CHAVEADO.....	37
FIGURA 3.22 - TENSÃO E CORRENTE NO INTERRUPTOR.....	37
FIGURA 3.23 - CIRCUITO COMPLETO.....	38
FIGURA 3.24 - CONVERSOR SC PARA ALIMENTAR LEDs DE POTÊNCIA.	40
FIGURA 3.25 – A) DETALHES DO CONVERSOR PROPOSTO; B) CONVERSOR LIGADO.	41
FIGURA 3.26 – TENSÃO (CH3: 10V/DIV., 2US/DIV.) E CORRENTE (CH2: 500MA/DIV., 2US/DIV.) NO LED.	41
FIGURA 3.27 - TENSÃO (CH1:100V/DIV, 2US/DIV) E CORRENTE (CH2:1A/DIV, 2US/DIV) NO INDUTOR L0.....	42
FIGURA 3.28 - TENSÃO (CH1: 100V/DIV., 2US/DIV.) E CORRENTE (CH2: 1A/DIV., 2US/DIV.) NA PONTE DA SAÍDA. .42	
FIGURA 3.29 - TENSÃO (CH3: 200V/DIV., 2US/DIV.) E CORRENTE (CH2: 1A/DIV., 2US/DIV.) NO CAPACITOR CS.	43
FIGURA 3.30 - TENSÃO (CH1: 200V/DIV., 2US/DIV.) E CORRENTE (CH2: 1A/DIV., 2US/DIV.) NO INTERRUPTOR.	43
FIGURA 3.31 - ANÁLISE DA COMUTAÇÃO NO INTERRUPTOR; TENSÃO (CH1: 200V/DIV., 200NS/DIV.) E CORRENTE (CH2: 1A/DIV., 200NS/DIV.).....	44
FIGURA 3.32 - TENSÃO (CH1: 200V/DIV., 2US/DIV.) E CORRENTE (CH2: 1A/DIV., 2US/DIV.) NA ENTRADA.....	44
FIGURA 4.1 - CONVERSOR SC DE ALTO GANHO COM COMUTAÇÃO SUAVE PARA LEDs DE POTÊNCIA.....	47
FIGURA 4.2 - CONVERSOR PROPOSTO COM DOIS CIRCUITOS DE SAÍDAS INDEPENDENTES.	48
FIGURA 4.3 - PRIMEIRA ETAPA.	49
FIGURA 4.4 - SEGUNDA ETAPA.	49
FIGURA 4.5 - TERCEIRA ETAPA.....	50
FIGURA 4.6 - QUARTA ETAPA.....	50
FIGURA 4.7 - QUINTA ETAPA.....	51
FIGURA 4.8 - FORMAS DE ONDA TEÓRICAS DO CONVERSOR.	52
FIGURA 4.9 - CIRCUITO REPRESENTATIVO DA PRIMEIRA ETAPA DO CONVERSOR.	53
FIGURA 4.10 - CIRCUITO REPRESENTATIVO DA SEGUNDA ETAPA DO CONVERSOR.	55
FIGURA 4.11 - ESQUEMA DO CIRCUITO ELÉTRICO UTILIZADO NA SIMULAÇÃO.....	58
FIGURA 4.12 - TENSÃO E CORRENTE NO LED.....	59
FIGURA 4.13 - TENSÃO E CORRENTE NO INDUTOR.	59
FIGURA 4.14 - TENSÃO E CORRENTE NA PONTE DE DIODOS.	60

FIGURA 4.15 - TENSÃO E CORRENTE NO CAPACITOR CHAVEADO.....	60
FIGURA 4.16 - TENSÃO E CORRENTE NO TRAFOS SECUNDÁRIO.....	61
FIGURA 4.17 - TENSÃO E CORRENTE NO TRAFOS PRIMÁRIO.	61
FIGURA 4.18 - TENSÃO E CORRENTE NO INTERRUPTOR.	62
FIGURA 4.19 - CIRCUITO COMPLETO.....	62
FIGURA 4.20 - CONVERSOR SC COM TRANSFORMADOR PARA ALIMENTAR LEDs DE POTÊNCIA.	63
FIGURA 4.21 – A) DETALHES DO CONVERSOR PROPOSTO; B) CIRCUITO DO CONVERSOR IMPLEMENTADO E LUMINÁRIA.	66
FIGURA 4.22 – TENSÃO (CH3: 10V/DIV) E CORRENTE (CH4: 500MA/DIV.) NO LED.	67
FIGURA 4.23 - TENSÃO (CH1: 50V/DIV) E CORRENTE (CH4: 1A/DIV.) NO INDUTOR.	67
FIGURA 4.24 - TENSÃO (CH1: 50V/DIV) E CORRENTE (CH4: 1A/DIV.) NA PONTE.....	68
FIGURA 4.25 - TENSÃO (CH3: 50V/DIV) E CORRENTE (CH4: 1A/DIV.) NO CAPACITOR CS.....	68
FIGURA 4.26 - TENSÃO (CH1: 50V/DIV) E CORRENTE (CH2: 1A/DIV.) NO ENROLAMENTO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR.	69
FIGURA 4.27 - TENSÃO (CH1: 100V/DIV) E CORRENTE (CH4: 500MA/DIV.) NO ENROLAMENTO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR.	69
FIGURA 4.28 - ANÁLISE DA COMUTAÇÃO NO INTERRUPTOR S1.	70
FIGURA 4.29 - TENSÃO E CORRENTE NA ENTRADA.....	70

LISTA DE TABELAS

TABELA 3.1 – DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES.....	35
TABELA 3.2 - ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO DO INDUTOR L_o	40
TABELA 4.1 - ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO DO TRANSFORMADOR.....	65
TABELA 4.2 - ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO DO INDUTOR L_o	66

SUMÁRIO

CAPÍTULO I.....	1
1. INTRODUÇÃO GERAL	1
1.1. Introdução.....	1
1.2. Objetivos e estruturação do trabalho	7
CAPÍTULO II	9
2. CONVERSORES SC PARA LEDS	9
2.1. Conversor básico proposto com tensão constante	10
2.1.1. Equalização de corrente no LED	14
2.2. Isolação.....	15
2.2.1. Capacitor em série.....	16
2.2.2. Transformador	16
2.3. Conclusão	17
CAPÍTULO III	19
3. CONVERSION SC PARA LEDS DE POTÊNCIA.....	19
3.1. Análise qualitativa do conversor com capacitor chaveado.....	19
3.1.1. Formas de onda teóricas do conversor	20
3.1.2. Etapas de operação em MCD.....	21
3.2. Análise quantitativa do conversor com capacitor chaveado	22
3.2.1. Equacionamento	23
3.3. Formas de ondas obtidas através do equacionamento	33
3.4. Validação das equações por simulação.....	34
3.5. Resultados experimentais do conversor com capacitor chaveado (princípio básico)	38
3.6. Conclusão	44
CAPÍTULO IV	47
4. CONVERSION SC COM COMUTAÇÃO SUAVE PARA LEDS DE POTÊNCIA	47

4.1. Análise qualitativa do conversor SC com comutação suave utilizado para LEDs de potência.....	48
4.1.1. Etapas de operação.....	48
4.1.1.1 Primeira etapa.....	48
4.1.2. Formas de onda teóricas do conversor	51
4.2. Análise quantitativa do conversor SC de alto ganho com comutação suave utilizado para LEDs de potência.....	51
4.2.1. Equacionamento	51
4.3. Validação das equações por simulação.....	58
4.4. Resultados experimentais do conversor com capacitor chaveado, utilizando o transformador	62
4.5. Conclusão.....	70
CAPÍTULO V.....	73
5. CONCLUSÃO.....	73
6. REFERÊNCIAS.....	75
7. APÊNDICE.....	ERRO! INDICADOR NÃO DEFINIDO.

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO GERAL

1.1. Introdução

A iluminação artificial sempre recebeu a atenção da humanidade por sua importância à qualidade de vida e, contextualmente, à sociedade. O fogo foi o primeiro recurso a vencer a escuridão noturna e fornecer claridade a ambientes onde a luz não podia entrar. Por muitos anos, o fogo foi a única fonte de iluminação artificial. As evoluções na utilização deste recurso estão registradas principalmente em relação ao tipo de combustível e as soluções adotadas. As primeiras luminárias utilizadas pelo homem eram constituídas com rochas, conchas ou outros materiais naturais, os quais eram preenchidos com gordura animal que mantinham o fogo aceso por mais tempo (VIEIRA, 2009).

A história da iluminação, utilizando energia elétrica, começou em torno de 1709 quando se obteve a descarga elétrica gerando luz no vácuo, através de máquinas de fricção. Porém, somente em 1879, obteve-se a lâmpada com filamento incandescente, inventada por Edison (Estados Unidos) e por Swan (Inglaterra). Apesar da inovação, o uso das lâmpadas incandescentes em vias públicas não era admitido, pois a sua vida útil era inferior a 1.000 horas e a sua eficiência era baixa (de 6% a 10%), sob certas condições (SÁ Jr., 2010).

A luz é essencial na vida dos seres humanos. Quando a lâmpada elétrica comercial foi criada, o ser humano estendeu seu tempo produtivo e aumentou seu tempo de lazer após o pôr do sol, que colaborou com o desenvolvimento da economia, da cultura e do conhecimento científico da sociedade. Atualmente, a iluminação artificial está presente em todos os lugares tanto em interiores, como casas, edifícios comerciais e indústrias, ou em ambientes ao ar livre, como parques e estradas. Esses ambientes oferecem conforto, segurança, e estimulam atividades físicas (PINTO *et al*, 2012).

Em 1901, Peter Cooper Hewitt patenteou a primeira lâmpada de vapor de mercúrio de baixa pressão. Esta lâmpada foi o primeiro protótipo da lâmpada fluorescente moderna. George Inman, da *General Electric*, aprimorou o projeto original e criou a primeira lâmpada fluorescente prática. Nessa época, a eficácia luminosa destas lâmpadas fluorescentes era, aproximadamente, de 65 a 100 lm/W, dependendo do tipo de lâmpada e da sua potência (DOE, 2009).

Iniciando prematuramente no século XX, a emissão de luz em um material sólido, causada por uma fonte elétrica, foi reportada e chamada de eletroluminescência, nascendo o LED. A primeira publicação citando a eletroluminescência foi escrita por Henry Joseph Round em 1907. Este primeiro diodo emissor de luz (LED - *Light Emitter Diode*) possuía uma curva característica de corrente-tensão de um retificador. A sua luz era produzida devido ao contato de um cristal de SiC (carboneto de silício) com eletrodos metálicos, que formavam um retificador *Schottky* por contato (SCHUBERT, 2006).

A crescente necessidade de desenvolver sistemas cada vez mais econômicos e de reduzido impacto ambiental tem direcionado a evolução dos sistemas no sentido de minimizar os consumos energéticos tentando sempre maximizar o seu rendimento, sendo que a energia consumida para iluminação representa em torno de 20% da energia produzida no mundo. Atualmente os LEDs de potência estão sendo empregados em diversas aplicações que antes utilizavam lâmpadas incandescentes, fluorescentes e outras fontes de luz. O aumento do emprego dos LEDs no mercado de iluminação é devido a sua maior eficiência e a uma vida útil prolongada, quando comparada com as lâmpadas convencionais (MIRANDA; VARELA; SÁ Jr., 2009).

O aumento da popularidade de LEDs tem desafiado os engenheiros em encontrar soluções eficientes e de baixo custo no projeto de circuitos de acionamento para LEDs (SÁ Jr., 2010; GACIO, 2012). LEDs são popularmente empregados como *backlight* em dispositivos portáteis e possuem as seguintes características: tamanhos reduzidos, vida útil longa, consumo baixo de energia e boa durabilidade. Os LEDs de várias cores são fabricados a partir de diferentes materiais e alimentados por uma corrente constante com uma gama de tensão de 1,8 V até 3.8V (YIN; WU; ZHAO, 2010).

Os LEDs convencionais incluem dispositivos de GaAsP (amarelo para o vermelho) e de GaP (verde para o vermelho). Um novo desenvolvimento é direcionado a vários materiais usados em LEDs de alto brilho (HB – *High Brightness*) baseado em dispositivos de AlGaAs (vermelho), de AlInGaP (amarelo-verde para o vermelho) e de InGaN (azul, verde e “branco”, este último obtido através de uma camada de fósforo). O desenvolvimento dos LEDs é dependente do avanço das tecnologias empregadas para o crescimento epitaxial dos semicondutores (SÁ Jr., 2010).

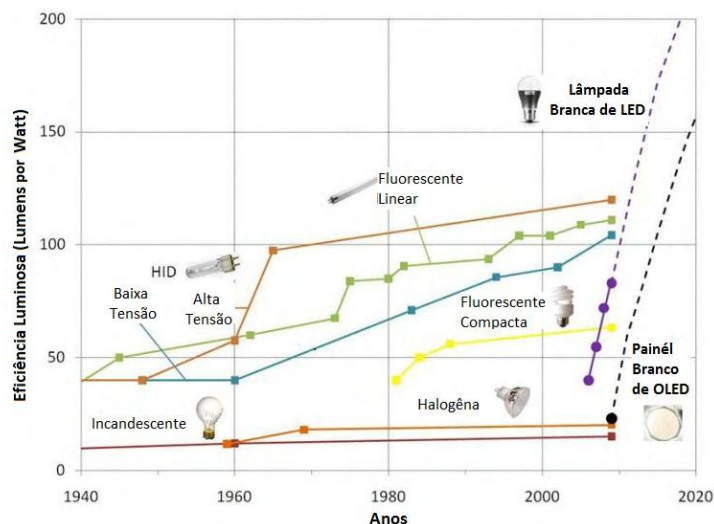
No final de 1970, o Dr. Ching Tang da Eastman Kodak desenvolveu o primeiro diodo emissor de luz orgânico (OLED – *Organic Light-Emitting Diode*). Um artigo sobre sua pesquisa foi publicado em 1987. Deste então, os pesquisadores dos OLEDs têm desenvolvido OLEDs brancos, em laboratório, com eficiência de até 102 lm/W (DOE, 2009). O primeiro

dispositivo OLED de polímero foi desenvolvido em 1990. O OLED possui um baixo consumo, elevada vida útil e elevado contraste, quando comparado com os displays de cristal líquido (LCD) (SÁ Jr., 2010).

Em 1962, a primeira prática de espectro visível LED foi inventado no Laboratório da *General Electric Advanced Semiconductor*. Este LED consistiu de uma liga de GaAsP com um junção homogênea pn. O desempenho desta tecnologia vem melhorando ao longo dos anos, culminando com a liberação comercial de LEDs vermelhos no final dos anos 1960. Enquanto a eficiência desses primeiros LEDs foi extremamente baixa ($\sim 0,1 \text{ lm} / \text{W}$), os pesquisadores continuaram a melhorar a tecnologia ao longo das próximas três décadas, proporcionando assim a grande variedade de LEDs de alto brilho no mercado de hoje. (DOE, 2010)

As três fontes de luz tradicionais (lâmpadas incandescente, fluorescente e HID – *High-intensity discharge*) possuem o atual nível de eficiência após 60 a 120 anos de pesquisa e desenvolvimento. Os pesquisadores das indústrias têm estudado todos os aspectos para aprimorar a eficiência dessas fontes. Desde 2003, o Departamento de Energia dos EUA tem investido em pesquisa e desenvolvimento de iluminação de estado sólido (SSL – *Solid-State Lighting*), que compreende os LEDs e os OLEDs. Esse investimento é devido às melhorias contínuas e economia de energia em SSL. Estima-se que a mudança para iluminação LED, ao longo das próximas duas décadas, poderão ser economizados no país US \$ 250 bilhões em custos de energia, reduzir o consumo de eletricidade para iluminação por quase metade, e evitar a 1.800 milhões de toneladas métricas de emissões de carbono. Esse prognóstico é baseado em projeções de especialistas, mostrado na Figura 1.1 (DOE, 2010).

Figura 1.1 - Evolução das fontes de luz branca.



Os LEDs têm um importante papel em muitas aplicações, em grandes painéis luminosos, em iluminação de automóveis, em iluminação de aviões e em semáforos. Os LEDs terão um papel muito mais importante no futuro, tanto na iluminação arquitetônica, quanto na iluminação em geral. Por outro lado, com os avanços da tecnologia de fabricação na dimensão de nano escala, as aplicações dos LEDs não serão mais limitadas às mesmas anteriormente citadas. A nova geração de LEDs planares de alto brilho, como por exemplo, com cavidade ressonante, mostra-se promissora em muitas aplicações avançadas. Em aplicações para comunicação óptica e outras aplicações, por exemplo, em sensores, em impressoras e em digitalizadores de documentos (SÁ Jr., 2010).

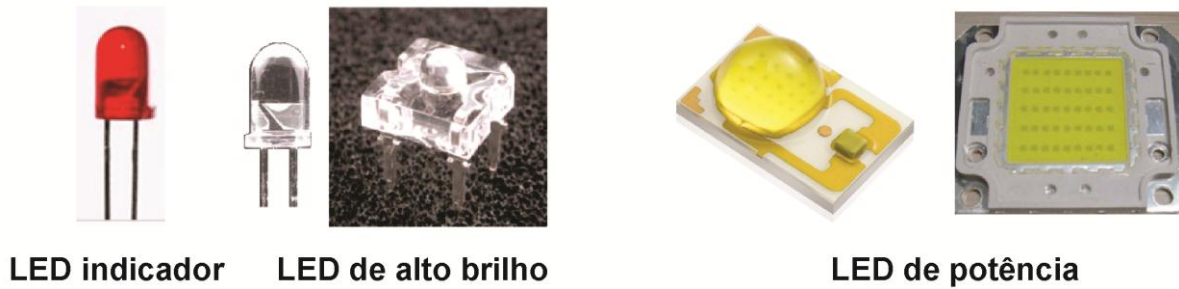
Em 2001, a OIDA (*Optoelectronics Industry Development Association*) previu que em 2002 a eficiência luminosa dos LEDs chegaria em torno de 25 lm/W, em 2007 chegaria a 50 lm/W substituindo as lâmpadas incandescentes, em 2012 chegaria a 150 lm/W substituindo as lâmpadas fluorescentes e em 2020 chegaria 200 lm/W (JOHNSON, 2001). Entretanto, antecipando a previsão da Nichia Corporation, apresentaram em outubro de 2006 um LED branco de 20 mA com eficiência luminosa de 138 lm/W, sendo esta eficiência luminosa 1,5 vezes maior do que a da lâmpada fluorescente (90 lm/W) (NARUKAMA, 2006).

Os LEDs podem ser divididos em três categorias: LEDs indicadores, LEDs de alto brilho (HB-LEDs) e LEDs de potência. Os LEDs indicadores são mais comuns e geralmente possuem um invólucro colorido que tem a função de filtro óptico, normalmente encontrados em computadores, televisões, *notebooks* e entre outros. Os LEDs de alto brilho emitem um comprimento de onda específico e não necessitam de filtros ópticos. Assim, estes são geralmente transparentes e possuem uma eficiência maior que a dos LEDs indicadores, permitindo a extração de um fluxo luminoso maior. Os HB-LEDs já são bastante empregados em aplicações sem necessidade de reflexão da luz e em aplicações com baixa luminosidade como exemplo, em semáforos, em letreiros eletrônicos e em lanternas.

Os LEDs de potência, que foram introduzidos em 1998 pela Lumileds, possuem um encapsulamento apropriado com baixa resistência térmica e são caracterizados pela necessidade da utilização de dissipador, por suportarem potências maiores ou iguais a 1W . Estes LEDs já são utilizados para iluminação em ambientes internos, sendo aplicados em projetos arquitetônicos e vitrines, substituindo as lâmpadas halógenas. A Figura 1.2 mostra os invólucros mais comuns das três categorias de LED.

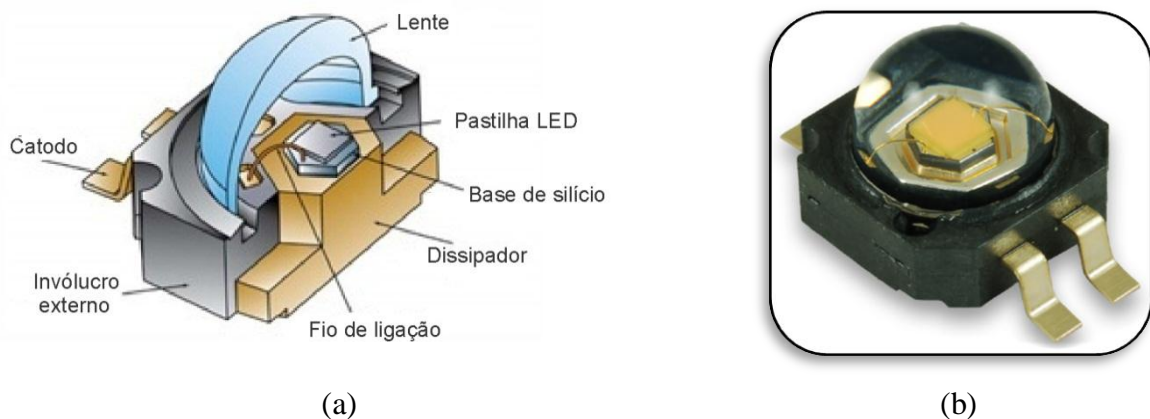
Este trabalho terá um foco em LEDs de alta potência, com isso na Figura 1.3 é mostrado detalhes da estrutura do LED utilizado no trabalho.

Figura 1.2 - Invólucros das três categorias de LED.



Diferentes aplicações tecnológicas fazem o uso dos mais diversos níveis de tensões alternadas ou contínuas para o acionamento dos LEDs (GUO; LIANG; HUANG, 2011; MOON; KOO, 2012; WANG *et al*, 2011). Para adquirir estes diferentes níveis de tensões, a Eletrônica de Potência vem sendo desenvolvida a fim de obter diferentes topologias de conversores. Na literatura existem inúmeros circuitos que realizam as conversões CA/CC e CC/CC, essa não será abordada neste trabalho (MELLO, 1996).

Figura 1.3 - a) Detalhes da estrutura de um LED de alta potência. (LIU *et al*, 2011); b) LED utilizado nos experimentos (Luxeon III Emitter LXHL-PW09).



As topologias convencionais, todavia, não são capazes de oferecer um rendimento tão elevado. Em geral, os interruptores dos conversores que não possuem células de comutação suave são comandados de modo que entrem e saiam dela com toda corrente de carga. Dessa forma, os interruptores são submetidos a elevados esforços de tensão e/ou corrente e, conseqüentemente, ocorrem perdas na comutação devido às comutações, as quais aumentam linearmente com o aumento da frequência de comutação.

A busca incessante pela otimização dos projetos e de configurações que operem com reduzidas perdas, seja por condução ou por comutação, faz com que novas topologias sejam desenvolvidas. Assim percebeu-se que a comutação suave reduz as perdas no interruptor, melhorando o rendimento dos conversores, além de permitir a operação dos interruptores em

frequências superiores às obtidas em circuitos convencionais (CRISTÓVÃO, 2005). A comutação pode ocorrer sob tensão nula (ZVS - *Zero Voltage Switching*), ou sob corrente nula (ZCS - *Zero Current Switching*), tornando a comutação não-dissipativa e possibilitando a elevação da frequência de comutação, colocando-a na ordem de centenas de quilohertz.

Os conversores com comutação suave são adequados para sistemas de acionamento para LEDs pelo fato de apresentarem um alto rendimento e podendo operar com frequência elevadas, na faixa de 97%. Por esses motivos, estes conversores são de alta densidade de potência, ou seja, há uma diminuição do tamanho e peso dos componentes, transformadores e dissipadores para uma mesma potência, quando comparado a conversores convencionais. A diferença entre os rendimentos para a comutação suave e a dissipativa aumenta com o acréscimo da frequência de comutação (SILVA *et al*, 2004).

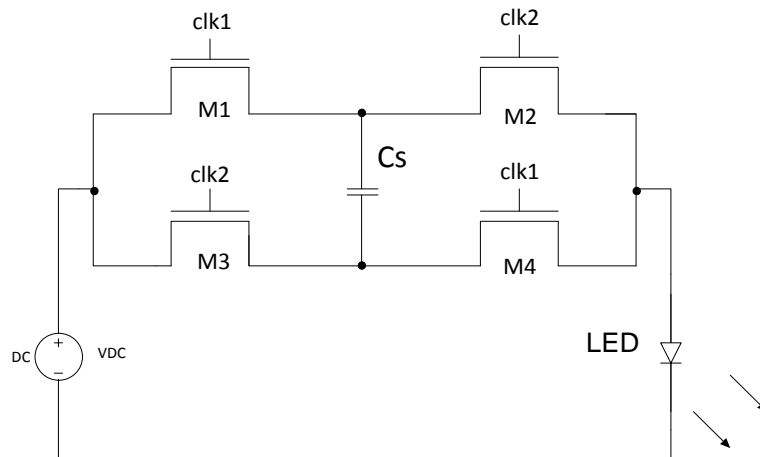
Nos últimos anos, conversores com capacitores chaveados (SC – *Switched-Capacitor*) ganharam maior atenção, devido às suas características originais: eles consistem apenas de interruptores e capacitores, e a transferência de energia é obtida por meio do controle do processo de carga e descarga do capacitor ou dos capacitores. Os conversores têm como características: peso leve, pequeno tamanho e densidade de alta potência. Um dos primeiros registros sobre a utilização dos capacitores chaveados foi em (UENO *et al*, 1987; MARUSARZ, 1989).

Em Feng (2007), é apresentado um conversor SC para LEDs, como é mostrado na Figura 1.4. As vantagens desta configuração são os baixos esforços nos interruptores e o controle da luminosidade emitida pelo LED é simples, devido somente à mudança da frequência de comutação, ou seja, quanto maior a frequência de comutação, maior será a luminosidade no LED.

As desvantagens do conversor, mostrado na Figura 1.4, são:

- Corrente pulsada no LED, que ocasiona em elevada ondulação de corrente;
- Não pode ser usado em altas frequências, pois o conversor limita-se em torno de 400 mA, com isso o LED de potência se torna subaproveitado, pois sua corrente nominal é mais elevada, próximo a sua corrente de pico;
- A potência de saída do conversor é dependente da tensão direta do LED utilizado, portanto se for utilizado outro LED com tensão direta diferente, o conversor não opera adequadamente para acionar o novo LED, assim seria necessário o redimensionamento deste. Esse problema é recorrente em vários conversores para LEDs.

Figura 1.4 - Diagrama do circuito de um conversor SC para LEDs.



1.2. Objetivos e estruturação do trabalho

Este trabalho tem por objetivo analisar, projetar e implementar um conversor SC para LEDs de potência com as seguintes características: comutação suave; a potência de saída é independente da tensão direta do LED, assim podendo ser usado para qualquer LED de mesma potência; operar em alta frequência, diminuindo o tamanho de alguns componentes; usa componentes magnéticos adicionais para aumentar a eficiência e a potência do conversor, bem como possibilitar a isolamento galvânica do circuito. A vantagem da utilização desse conversor é que este não necessita de um controle de corrente, reduzindo o número de componentes do sistema, diferentemente de outros conversores para LEDs e este possibilita a utilização de diodos emissores de luz em paralelo sem interferência, devido ao princípio de funcionamento do capacitor chaveado que transfere energia para carga independentemente da quantidade de saídas.

Para a indústria nacional, a utilização de estruturas otimizadas, e auto-oscilantes quando possível, permite a redução dos custos de produção e o custo final do produto. Desta forma, os produtos nacionais podem concorrer de forma mais significativa com os produtos importados. Com produtos com menor custo, a difusão da iluminação com LEDs poderá ser acelerada, o que trará impactos como a redução dos custos de operação e de manutenção dos sistemas para iluminação, em decorrência da elevada vida útil dos LEDs. A popularização da iluminação com LEDs também permitirá a redução de impactos ambientais, com a redução do uso de lâmpadas de descarga que utilizam metais pesados (SÁ Jr., 2010). Assim, a redução do custo e do tamanho final do protótipo é um fator importante neste trabalho, sendo analisada a possibilidade da implementação dele em uma luminária.

Através de uma revisão bibliográfica disponibilizada no Capítulo 2, verifica-se a necessidade de fornecer alternativas às diversas configurações existentes de conversores para acionamento de LEDs de potência. A análise dos diversos trabalhos produzidos na área será apresentada e algumas propostas topológicas serão discutidas.

No capítulo 2, é realizado o estudo teórico de vários conversores SC, incluindo o princípio de funcionamento básico. O conversor é responsável por retificar e baixar a tensão CA da rede para um nível adequado para o próximo estágio, de forma a possibilitar que a corrente na saída dele esteja compatível com as características de acionamento do LED.

No capítulo 3, é apresentado o exemplo do projeto do conversor SC, no qual são expostas as características e faixas de operação do conversor, o dimensionamento dos elementos magnéticos, esforços de corrente e tensão nos semicondutores, o princípio de operação e as equações básicas que regem a topologia adotada. Será mostrada a simulação do conversor SC, bem como seus resultados experimentais.

No capítulo 4 é apresentada a análise teórica do projeto SC com transformador. São expostas as equações necessárias ao projeto, simulação do conversor e seus resultados experimentais, com apresentação de algumas características relevantes obtidas, além do rendimento geral observado, verificando e comprovando os estudos teóricos dos capítulos anteriores. Ao final da dissertação são apresentadas as conclusões e algumas sugestões para trabalhos futuros, presentes no capítulo 5.

Os apêndices apresentam os cálculos de todos os componentes utilizados no projeto dos conversores SC utilizados e as expressões básicas do conversor no domínio do tempo.

CAPÍTULO II

CONVERSORES SC PARA LEDS

Existe uma procura crescente sobre os conversores de potência com redução de peso e volume, alta eficiência de conversão e elevada densidade de potência para LEDs. As opções mais comuns são os tradicionais conversores que utilizam a modulação PWM, como conversor o *buck-boost*, o conversor *flyback*, e os conversores ressonantes. No entanto, para estas duas categorias de conversores de potência, mesmo se a frequência de comutação estiver com um valor muito elevado, esses ainda devem utilizar elementos indutivos, com a finalidade de filtragem ou de compor um circuito ressonante. (CHUNG, 1996).

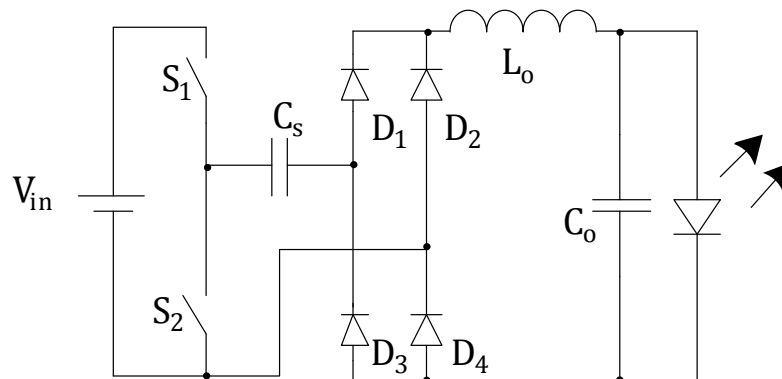
A vantagem do conversor SC convencional consiste na ausência de dispositivos magnéticos e, assim, a possibilidade de aplicação em circuitos integrados, devido a seu reduzido tamanho. Várias topologias de conversores SC são descritas por Seeman e Sanders (2008). Embora estes apresentem características positivas em relação aos conversores tradicionais, a corrente de entrada é pulsante, que introduz interferência eletromagnética por condução e os interruptores devem ser sobredimensionados, a fim de lidar com a curta duração do estresse de carregamento instantâneo nos interruptores. Embora este problema possa ser minimizado através de um grande capacitor na entrada para amortecimento temporário para os picos de corrente, com isso o tamanho geral do conversor será, consequentemente, aumentado (CHUNG, 1996).

Os trabalhos de (SIEW-CHONG TAN *et al*, 2011; MAITY, 2010; KEISER, 2008; HENRY, 2011; FENG, 2007) analisam a eficiência energética dos conversores com SC. Além disso, considerando que a perda de energia é causada principalmente pela resistência, perdas por condução, e pela comutação, também há reivindicações controversas que uma maior capacidade e uma maior frequência de comutação podem melhorar a eficiência global do conversor SC (CHEUNG *et al*, 2010). Também é relevante mencionar, que enquanto muitos profissionais de eletrônica de potência ainda acreditam que os conversores SC são apenas uma classe de conversores altamente ineficientes, as empresas de fabricação de circuitos integrados estão contradizendo essa crença, produzindo conversores SC em CIs com rendimento extremamente alto de até 92%, para uma potência de 0,5 W (NATIONAL SEMICONDUCTOR, 2012).

2.1. Conversor básico proposto com tensão constante

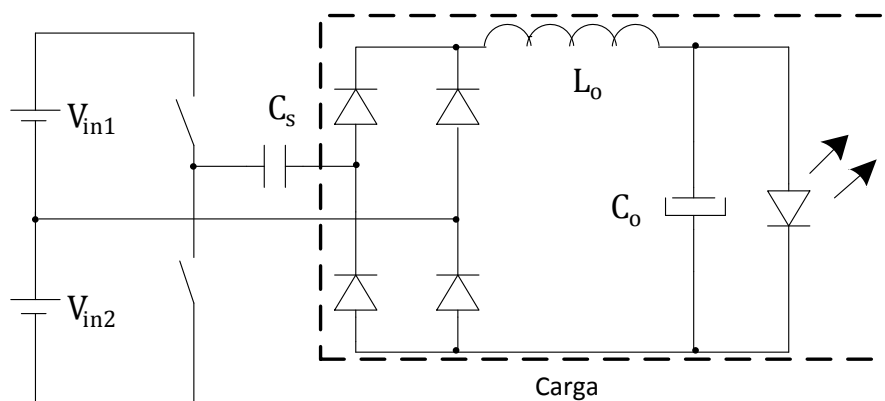
A Figura 2.1 mostra o princípio básico do conversor SC proposto. Em um período completo de comutação, o capacitor C_s é carregado e descarregado. A energia armazenada no capacitor é transferida para a carga e os interruptores operam de forma complementar.

Figura 2.1 - Circuito básico do conversor SC.



A Figura 2.2 mostra o princípio básico da proposta de um conversor para LEDs de potência. Esse conversor decorre da combinação em série do conversor *half-bridge* e um *buck* com acoplamento intermediário de um capacitor chaveado. No conversor *buck*, uma fonte de tensão só pode ser conectada a uma carga com características de fonte de corrente. Assim, a carga (LED) que tenha o comportamento de fonte de tensão deverá ser associada em série com um indutor, a fim de apresentar um comportamento de fonte de corrente. (MARTINS; BARBI, 2008). A carga para esse conversor é formada pela ponte de diodos, indutor L_o , capacitor de filtro C_o e LEDs.

Figura 2.2 - Princípio básico do conversor SC para LEDs.



O indutor L_O pode operar no modo de condução contínua (MCC) e no modo de condução descontínua (MCD). O modo MCD foi escolhido, pois o indutor terá um valor menor e tamanho reduzido, quando comparado ao indutor operando em MCC, assim possibilita um baixo custo. O indutor operando em MCD armazena energia durante parte do período de comutação, e depois transfere toda a energia para a carga antes de iniciar o próximo período de comutação.

O conversor proposto, que tem a característica de que a corrente média na saída, é diretamente proporcional à frequência de comutação, assim o conversor não necessita de um controle em malha fechada para controlar a corrente no LED.

Considerando a tensão de entrada (V_{in}) e a frequência de comutação constante, a potência média transferida para a carga é somente dependente do valor da capacitância de C_S . O indutor L_O aumenta o tempo de condução da corrente no capacitor C_S , e isso implica que a tensão em C_S , varia entre $(+V_{in}/2)$ e $(-V_{in}/2)$. Devido a isso, a variação de tensão em C_S é igual a V_{in} , assim a variação de tensão em C_S independe da tensão na saída do conversor. A tensão em C_O não influencia a potência média transferida para a carga e a variação da tensão direta no LED, devido à temperatura, não afeta a potência aplicada no LED. A energia armazenada no capacitor, em metade do período de comutação, é dada por (2.1), considerando todos os elementos ideais. Esta equação é originada do princípio básico da energia acumulada em um capacitor.

$$E_{C_S} = \frac{C_S \cdot \Delta V_{C_S}^2}{2} \quad (2.1)$$

Onde:

E_{C_S} – Energia no Capacitor.

C_S – Capacitor chaveado.

ΔV_{C_S} – Variação da tensão do capacitor igual a V_{in} .

A potência média na carga em um período de comutação é determinada por (2.2), independente do modo de operação do indutor, considerando todos os componentes ideais.

$$P_{LOAD} = \frac{2 \cdot E_{C_S}}{T} = C_S \cdot V_{in}^2 \cdot f_S \quad (2.2)$$

Onde:

P_{LOAD} – Potência na carga.

T – Período de comutação.

f_S – Frequência de comutação.

A capacitância C_S pode ser calculada em (2.3), reescrevendo (2.2).

$$C_S = \frac{P_{LOAD}}{V_{in}^2 \cdot f_S} \quad (2.3)$$

A potência média no LED pode ser determinada em (2.4).

$$P_{LED} = P_{LOAD} \cdot \eta_{LOAD} \quad (2.4)$$

Onde:

P_{LED} – Potência no LED.

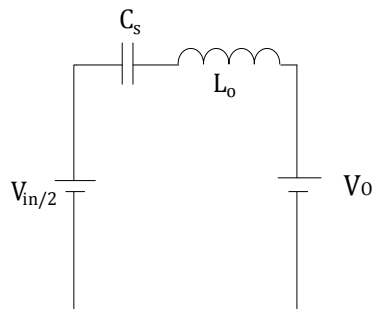
η – Rendimento.

Aplicando (2.4) em (2.3), pode ser obtida em (2.5).

$$C_S = \frac{P_{LED}}{V_{in}^2 \cdot f_S \cdot \eta_{LOAD}} \quad (2.5)$$

O circuito apresentado na Figura 2.2 pode ser simplificado, analisando meio ciclo de operação, resultando no circuito ressonante mostrado na Figura 2.3, esse circuito é semelhante ao utilizado por Pomilio (2005).

Figura 2.3 - Circuito ressonante equivalente.



A indutância L_o e a capacitância C_s formam o circuito ressonante. Considerando a capacitância C_o é usualmente grande o suficiente para se poder considerar V_o sem ondulação. As perdas resistivas no circuito podem ser desprezadas, simplificando a análise. O uso de um transformador após a capacitância C_s permite alterar a tensão na carga, sem afetar o funcionamento da topologia. Este conversor tem como característica uma proteção intrínseca contra sobrecarga, uma vez que opera como uma fonte de corrente, no entanto, exige uma carga mínima para funcionar.

A frequência de ressonância é mostrada em (2.6) dada por (POMILIO, 2005):

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{C_s \cdot L_o}} \quad (2.6)$$

A frequência angular é dada (2.7).

$$\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s \quad (2.7)$$

Onde:

ω_o – Frequência natural (ressonante).

L_o – Indutância de saída.

ω_s – Frequência angular.

No caso em que a frequência natural é mais elevada do que a frequência de comutação (2.8), a variação da corrente através do indutor pode ser considerada como nula, na transição entre os interruptores, de modo que L_o pode ser calculada em (2.9).

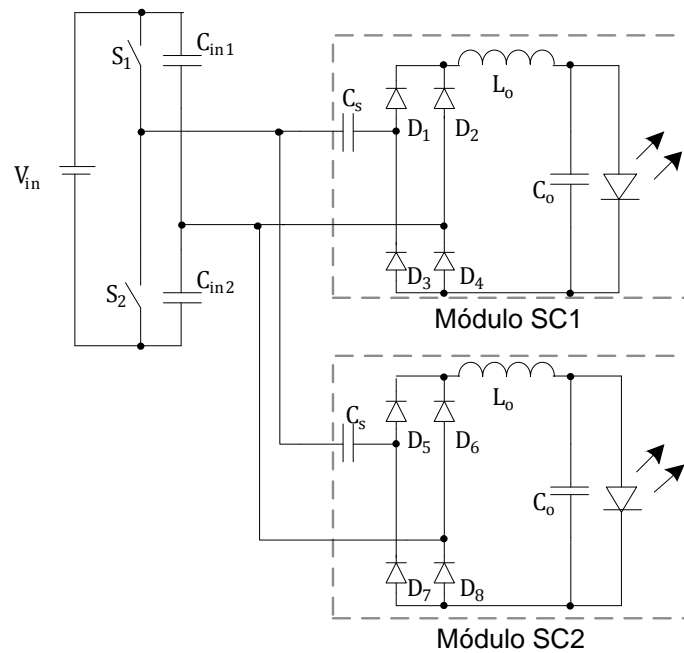
$$\omega_o > \omega_s \rightarrow \sqrt{\frac{1}{C_s \cdot L_o}} > 2 \cdot \pi \cdot f_s \quad (2.8)$$

$$L_o < \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_s)^2 \cdot C_s} \quad (2.9)$$

2.1.1. Equalização de corrente no LED

Os conversores tradicionais SC são projetados para uma potência relativamente baixa, em torno de 40 W (CHEUNG *et al*, 2010; CHUNG, 1996; FENG, 2007). Se mais potência é necessária, geralmente uma solução mais simples é ligar vários módulos SC em paralelo, como mostra Figura 2.4.

Figura 2.4 - Princípio básico do conversor SC para LEDs com dois circuitos de saída.

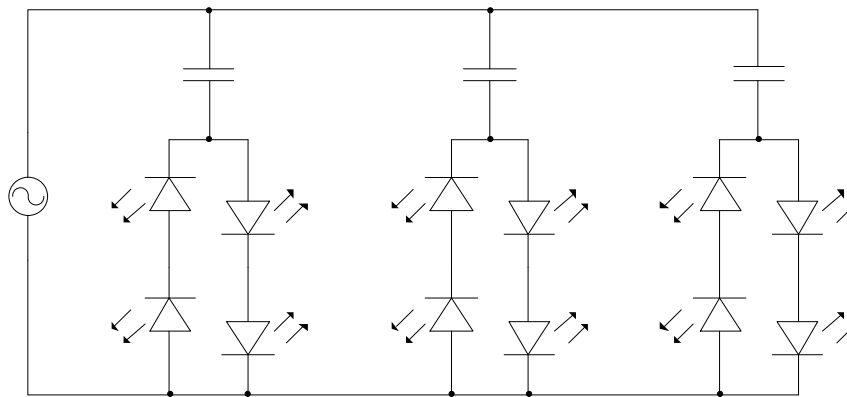


Diversas técnicas têm sido utilizadas para melhorar a equalização de corrente em ramos de LEDs em paralelo. Um método é conservar uma tensão de referência (tensão direta do LED). Neste método os LEDs são escolhidos especificamente para terem características semelhantes, ou seja, a mesma queda de tensão, ocasionando um aumento no custo. Em Feng (2007), um segundo método consiste na adição de resistores em série para cada ramo. No entanto, a adição de resistências aumenta consideravelmente as perdas.

Em Baddela (2004), o problema com o compartilhamento de corrente na associação em paralelo de LEDs é analisado. As aplicações típicas são inserir LEDs em matrizes com elementos em série e em anti-paralelo, ligados a uma fonte senoidal com capacitores chaveados ligados em cada vetor. A diferença da queda de tensão direta entre os LEDs, individualmente, é pequena, mas esta diferença nas quedas de tensão pode causar diferentes valores de corrente através de cada vetor (LEDs em série). Essa diferença de corrente é diretamente relacionada com a intensidade de luz do LED.

No mesmo artigo, foi proposto o uso da impedância do capacitor para melhorar a equalização da corrente. Porém, a corrente de carga era dependente da tensão direta do LED, e a tensão de entrada deve ter valores mais elevados do que a tensão do LED. Esse conversor só aciona metade dos LEDs em metade do período de comutação resultando em um baixo valor médio de corrente no LED, como mostrado na Figura 2.5.

Figura 2.5 - Circuito básico usando capacitor chaveado para balanceamento de corrente mostrando conjuntos de LEDs em anti-paralelo.



O conversor proposto, a corrente no LED não depende da sua tensão direta, pode ser utilizado para melhorar a equalização de corrente, porque a tensão em C_0 não influencia a potência média transferida para a carga, como mostrado na equação (2.2). Assim, a potência é distribuída igualmente entre os LEDs. Como a tensão nestes, com mesmo modelo, não são muito diferentes, a corrente entre os LEDs também não será muito diferente. Além disso, cada circuito de saída possui um capacitor chaveado, portanto independentes, ou seja, se caso um circuito de saída for danificado, o outro funcionará normalmente, e a corrente em cada saída será constante em todo período de comutação diferentemente proposto por (BADDELA, 2004).

2.2. Isolação

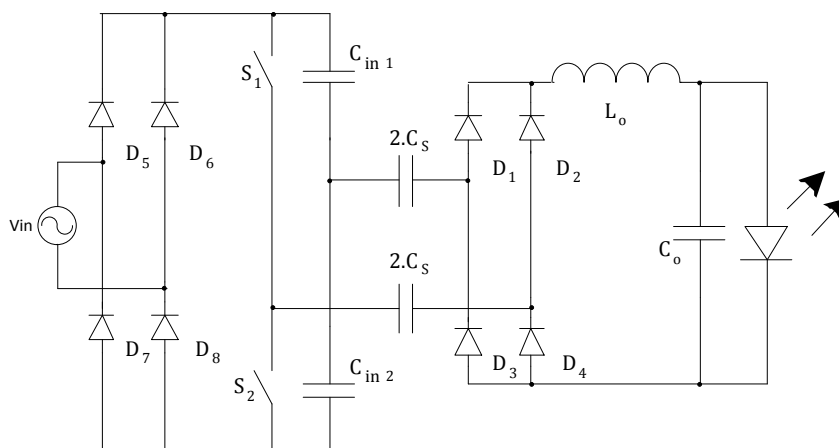
Isolação é um meio de separar eletricamente a fonte da carga. A implementação de uma fonte de tensão desacoplada da rede deve possuir a capacidade de oferecer na saída uma boa regulação. Outra característica deve ser o isolamento entre a entrada e a saída, de modo a proteger o usuário de choques devido à fuga de corrente e ao elevado potencial da entrada (VIEIRA, 2009).

Existem três maneiras de obter-se um isolamento em um circuito, pode-se utilizar: transformador; dois capacitores em serie, cada um acoplado em uma extremidade do circuito em que se deseja isolar; por último, o uso de opto acoplador, este, porém não será discutido, pois não suporta a corrente do circuito proposto.

2.2.1. Capacitor em série

Aplicando capacitores no conversor SC pode-se obter a isolação do circuito, como apresentado na Figura 2.6, pois o capacitor é um elemento formado por duas placas em paralelo, feitas de um material condutor e separadas por um material isolante, assim as duas extremidades do capacitor são isoladas eletricamente.

Figura 2.6 - Circuito do conversor SC com dois capacitores chaveados.



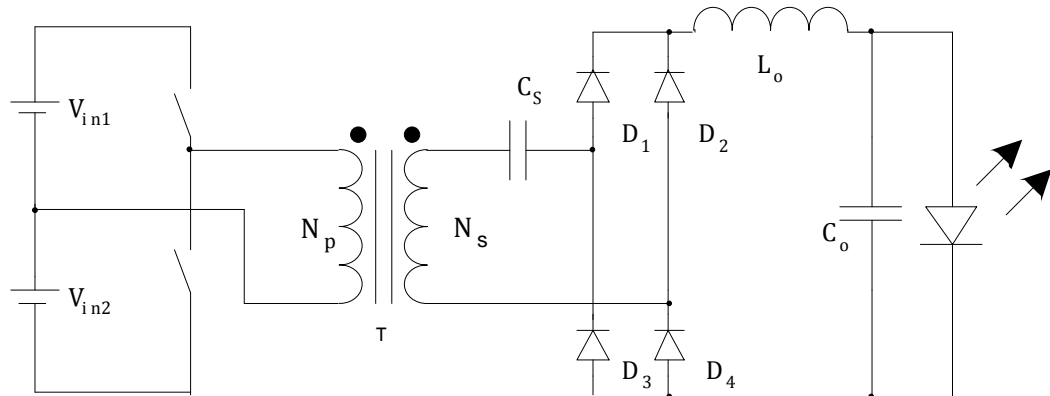
A utilização dos capacitores para obter-se a isolação torna-se inviável, para o objetivo do trabalho, pois a tensão na carga será elevada e, conseqüentemente, será necessário utilizar uma elevada quantidade de LEDs quando comparado ao projeto final. Assim optou-se pela utilização do transformador, pois permite a utilização de qualquer conjunto ou módulo de LEDs, devido apenas à mudança da relação de transformação para adequação da tensão na carga.

2.2.2. Transformador

No circuito, foi utilizado um transformador abaixador, com o intuito de obter-se uma isolação galvânica entre a carga e a fonte de alimentação e reduzir a tensão sobre o capacitor C_s e a carga, pela relação de transformação.

Na Figura 2.7 é mostrado o conversor SC com transformador, possibilitando a isolação entre a carga (LEDs) e a fonte de entrada (rede).

Figura 2.7 - Circuito do conversor SC com transformador.



Devido à utilização do transformador, o tempo de condução do capacitor é melhorado, e com a redução da tensão sobre o capacitor, a corrente nele aumentará, devido ao princípio da conservação de energia, e a tensão reversa aplicada aos componentes nos circuitos de saída será muito menor, reduzindo assim as perdas e o tamanho de C_s , L_o e C_o . O transformador usado no circuito pode ser aproximado por um transformador ideal com a indutância magnetizante L_R em paralelo.

A indutância magnetizante do transformador tornar possível a comutação suave nos interruptores, possibilitando a redução das perdas de comutação, tornando possível a comutação ZVS nos interruptores e como consequência a melhoria da eficiência do conversor. Esta vantagem possibilita que o conversor opere com frequências mais elevadas do que as utilizadas nos circuitos convencionais (BARBI; SOUZA, 1999).

2.3. Conclusão

Neste capítulo, foi realizada a análise da utilização de um capacitor chaveado para armazenamento de energia. As características deste conversor foram explanadas, bem como a sua utilização para o acionamento de LEDs. A utilização do transformador, com uma forma de desacoplar a fonte da rede, é uma opção interessante para circuitos de acionamento com SC.

CAPÍTULO III

CONVERSOR SC PARA LEDS DE POTÊNCIA

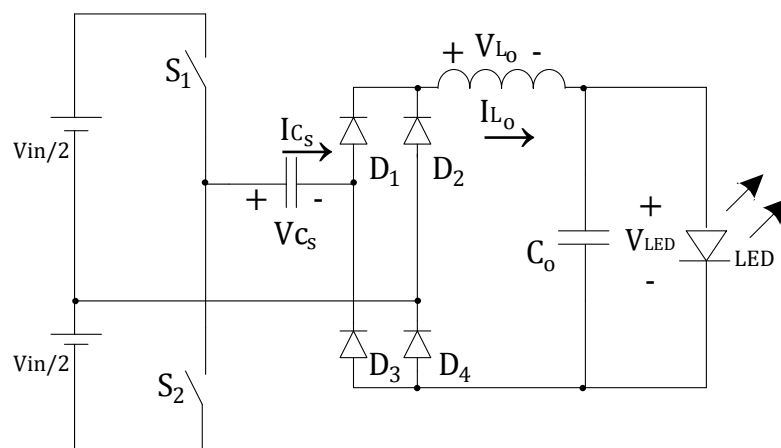
Serão apresentadas as análises qualitativa e quantitativa do conversor SC. A análise qualitativa apresenta a exposição do princípio de funcionamento do conversor, assim como suas respectivas etapas de operação, formas de onda e detalhes de comutação. Na análise quantitativa, são levantadas as principais equações do conversor, como correntes e tensões em seus componentes e serão realizados os cálculos dos intervalos de cada etapa em um período de comutação.

3.1. Análise qualitativa do conversor com capacitor chaveado

Para facilitar a realização do dimensionamento dos componentes, serão adotadas as seguintes considerações sobre os dispositivos ativos e passivos, utilizados no desenvolvimento dos equacionamentos a partir do circuito da Figura 3.1.

- Todos os componentes são considerados ideais;
- O capacitor C_0 (capacitor de filtro) é usualmente grande o suficiente para poder se considerar V_{LED} (tensão sobre o LED) livre de ondulação, ou seja, uma fonte de tensão constante.

Figura 3.1 - Diagrama do circuito do conversor com capacitor chaveado para LEDs.

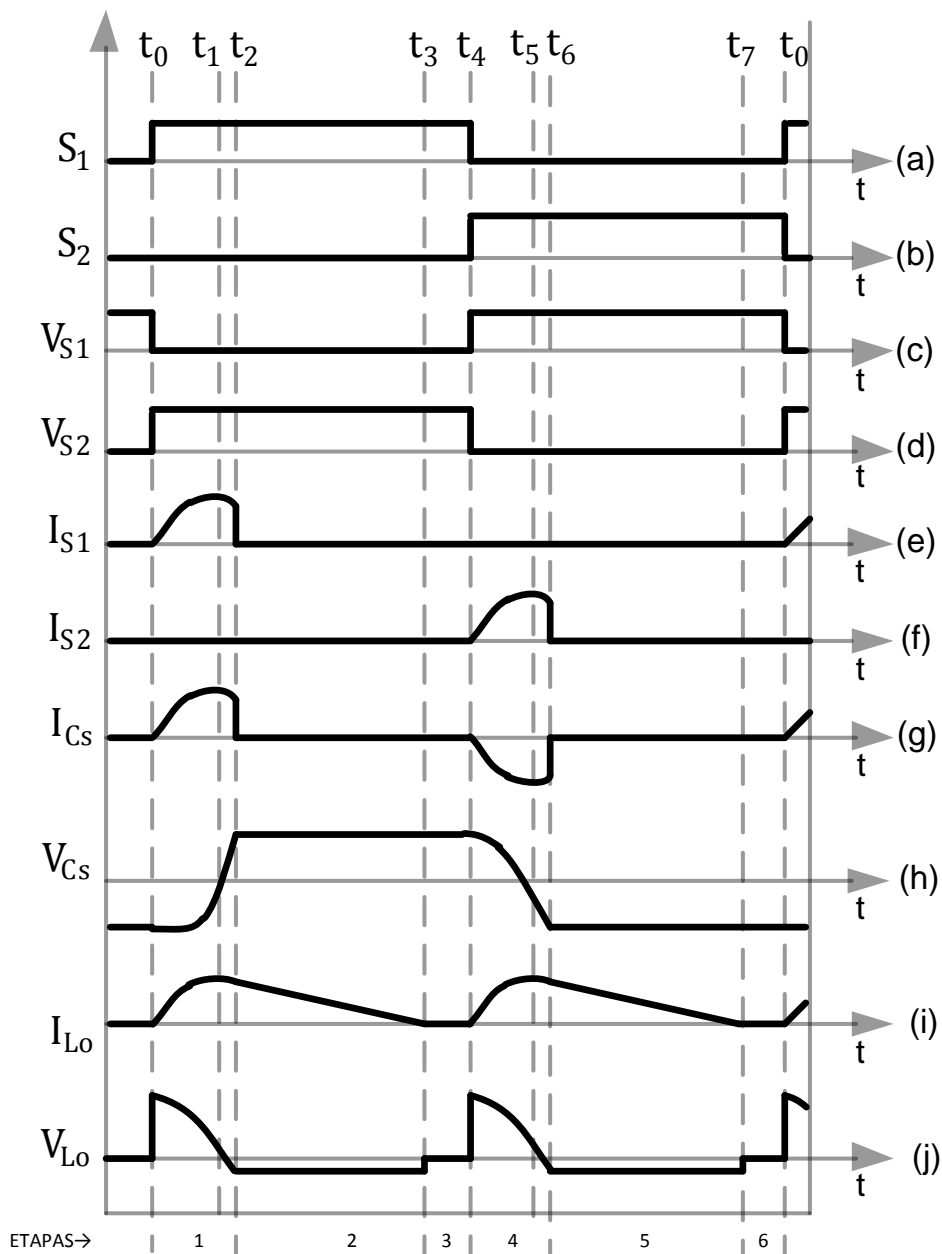


Considerando a tensão de entrada V_{in} e a frequência de comutação constante, a potência média transferida para carga é somente dependente do valor da capacitância de C_S . A indutância L_0 aumenta o tempo de condução da corrente no capacitor C_S .

3.1.1. Formas de onda teóricas do conversor

A Figura 3.2 apresenta as principais formas de ondas teóricas do conversor operando em modo de condução descontínua, em que onde são apresentadas as formas de onda da tensão de gatilho nos interruptores S_1 , S_2 , tensão (V_{C_S}) e corrente (I_{C_S}) no capacitor C_S , tensão (V_{L_0}) e corrente (I_{L_0}) no indutor L_0 , e tensão (V_{S_1}, V_{S_2}) e corrente (I_{S_1}, I_{S_2}) nos interruptores S_1 e S_2 respectivamente. Cada interruptor é ligado com corrente nula, caracterizando a comutação suave do tipo ZCS (*Zero Current Switching*).

Figura 3.2 - Formas de onda teóricas do conversor.



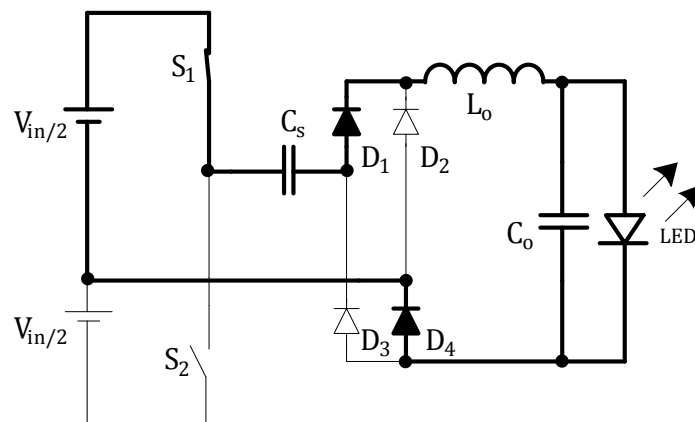
3.1.2. Etapas de operação em MCD

O conversor apresenta seis etapas de operação. Será apresentada uma análise teórica apenas de três etapas de operação, pois o conversor é simétrico.

3.1.2.1 Primeira Etapa [t_0, t_2]

No instante t_0 , o interruptor S_1 é ligado. A capacitância C_S encontra-se carregada com $(-V_{in}/2)$ e então irá carregar, com a mesma polaridade da tensão de referência mostrada na Figura 3.3. A corrente no indutor cresce senoidalmente até o instante t_1 , atingindo seu valor máximo. Nesse instante, a tensão no indutor é zero, invertendo à polaridade. Após instante t_1 , a corrente no indutor decresce senoidalmente até o instante t_2 em que o capacitor C_S estará carregado completamente, caracterizando o fim da etapa. Durante esta etapa, a fonte transfere energia para a carga.

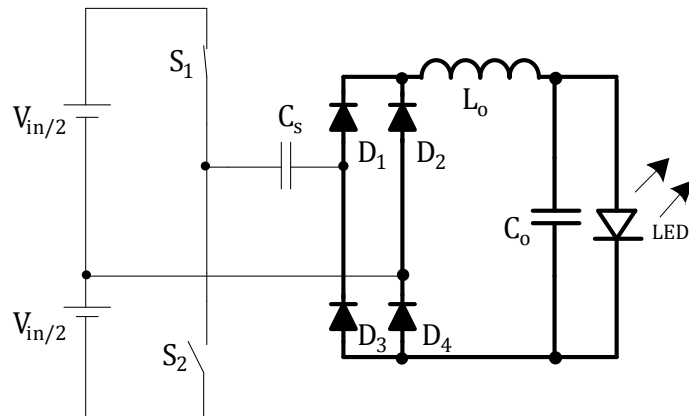
Figura 3.3 - Primeira Etapa



3.1.2.2 Segunda Etapa [t_2, t_3]

Esta etapa inicia no instante t_2 quando não há mais corrente passando no capacitor C_S , uma vez que ele encontra-se completamente carregado ($V_{in}/2$). O indutor L_o continua transferindo energia para a carga, assim a tensão neste é invertida, ($V_L = -V_{LED}$). Esta etapa termina com a descarga total do indutor, cuja corrente, conseqüentemente, será nula, como mostra a Figura 3.4.

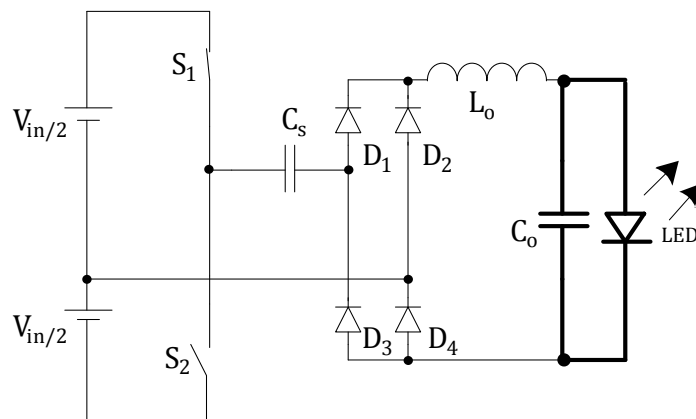
Figura 3.4 - Segunda etapa.



3.1.2.3 Terceira Etapa [t_3, t_4]

Esta etapa inicia no instante t_3 quando não há mais corrente passando no indutor L_o . O capacitor C_o transfere a energia armazenada para a carga, assim a corrente neste é invertida. Esta etapa termina com o acionamento do interruptor S_2 . Esta etapa é mostrada na Figura 3.5.

Figura 3.5 - Terceira etapa.



3.2. Análise quantitativa do conversor com capacitor chaveado

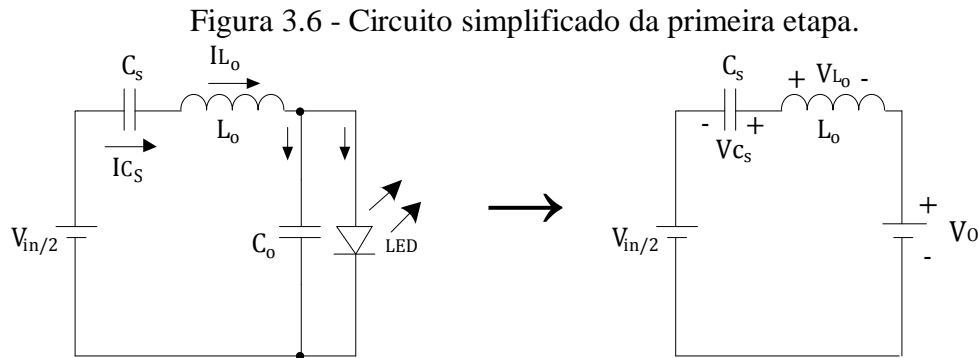
Neste item, são estudadas as características do conversor com um foco quantitativo, baseando-se no desenvolvimento da análise qualitativa. São calculados os intervalos de tempo (ΔT_n) referentes às etapas de operação do conversor em estudo.

3.2.1. Equacionamento

Nesta seção, são obtidas as expressões características de cada componente para os diferentes intervalos de tempo. Por ser um circuito simétrico, será analisado apenas meio período de comutação.

3.2.1.1 Primeira etapa [$t_0 < t < t_2$]

Como o LED possui características de fonte de tensão, o circuito simplificado da primeira etapa de operação mostrado na Figura 3.3, pode ser representado pela Figura 3.6. O capacitor C_0 garante a característica de fonte de tensão com baixa ondulação.



Para o semiciclo positivo, a capacitância C_s está completamente carregada, com metade da tensão de entrada, este valor de tensão é negativo, obtendo (3.1).

$$V_{C_s(t_0)} = -\frac{V_{in}}{2} \quad (3.1)$$

Como o indutor opera em MCD, a corrente no indutor inicialmente para essa etapa é zero, como é mostrado em (3.2).

$$I_{L_0(t_0)} = 0 \quad (3.2)$$

Onde:

V_{C_s} – Tensão no capacitor C_s (capacitor chaveado).

V_{in} – Tensão de entrada.

I_{L_0} – Corrente no indutor de saída L_0 (indutor de filtro).

Analisando a malha de tensão da Figura 3.6, obtém-se a equação (3.3).

$$\frac{V_{in}}{2} = V_{C_S(t)} + L_0 \frac{dI_{L_0(t)}}{dt} + V_{LED} \quad (3.3)$$

Analisando a malha de corrente da Figura 3.6, obtém-se a equação (3.4).

$$I_{L_0(t)} = I_{C_S(t)} = C_S \frac{dV_{C_S(t)}}{dt} \quad (3.4)$$

Substituindo (3.4) em (3.3), obtém-se (3.5).

$$\frac{V_{in}}{2} = V_{C_S(t)} + L_0 C_S \frac{d^2 V_{C_S(t)}}{dt^2} + V_{LED} \quad (3.5)$$

Durante a primeira etapa, a tensão no capacitor C_S , V_{C_S} , pode ser determinada pela equação (3.6), a partir da equação (3.5), considerando as condições iniciais definidas nas equações (3.1) e (3.2).

$$V_{C_S(t)} = \left(\frac{V_{in}}{2} - V_{LED} \right) - \left(\frac{V_{in}}{2} - V_{LED} - V_{C_S(t_0)} \right) \cos \left(\frac{t}{\sqrt{C_S L_0}} \right) \quad (3.6)$$

Derivando a equação (3.6), obtém-se a equação da corrente característica do indutor de filtro para a primeira etapa de operação, mostrada na equação (3.7).

$$I_{L_0(t)} = \left(\frac{V_{in}}{2} - V_{LED} - V_{C_S(t_0)} \right) \operatorname{sen} \left(\frac{t}{\sqrt{C_S L_0}} \right) \sqrt{\frac{C_S}{L_0}} \quad (3.7)$$

A corrente no indutor atinge o seu valor máximo conforme a condição da equação (3.8).

$$\operatorname{sen} \left(\frac{t}{\sqrt{C_S L_0}} \right) = 1 \quad (3.8)$$

Resolvendo a equação (3.8), pode-se determinar o tempo ($t = t_1$), como mostra a equação (3.9).

$$t_1 = \left(\frac{\pi \sqrt{C_S L_0}}{2} \right) \quad (3.9)$$

Substituindo a equação (3.9) em (3.7), obtém-se o valor máximo da corrente no indutor, como mostra a equação (3.10).

$$I_{pk} = \left(\frac{V_{in}}{2} - V_{LED} - V_{C_S(t_0)} \right) \text{sen} \left(\frac{t_1}{\sqrt{C_S L_0}} \right) \sqrt{\frac{C_S}{L_0}} \quad (3.10)$$

Onde:

I_{pk} – Corrente de pico no indutor L_0 .

No instante $t = t_2$, a corrente em C_S é zero, pois o capacitor encontra-se completamente carregado com metade da tensão de entrada, assim pode-se calcular o valor de t_2 substituindo na equação (3.6), como mostra a equação (3.11).

$$\frac{V_{in}}{2} = \left(\frac{V_{in}}{2} - V_{LED} \right) - \left(\frac{V_{in}}{2} - V_{LED} - V_{C_S(t_0)} \right) \cos \left(\frac{t_2}{\sqrt{C_S L_0}} \right) \quad (3.11)$$

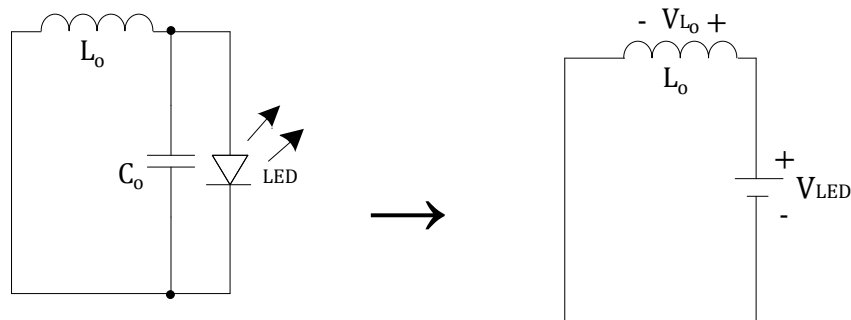
Isolando t_2 , obtém-se a equação (3.12).

$$t_2 = \sqrt{C_S L_0} \cdot \arccos \left(\frac{V_{LED}}{V_{LED} - V_{in}} \right) \quad (3.12)$$

3.2.1.2 Segunda etapa [$t_2 < t < t_3$]

O circuito simplificado da segunda etapa pode ser representado pela Figura 3.7, devido à representação do circuito na Figura 3.4.

Figura 3.7 - Circuito simplificado da segunda etapa.



A partir do circuito representado na Figura 3.7, no instante $t = t_2$, a corrente no interruptor S_1 é nula mesmo estando apto a conduzir, assim obtêm-se as seguintes condições iniciais:

$$V_{C_S(t_2)} = \frac{V_{in}}{2} \quad (3.13)$$

$$V_{L_0} = -V_{LED} \quad (3.14)$$

A forma de onda da corrente no indutor na segunda etapa pode ser considerada linear, assim o circuito passa a ser representado pela equação (3.15).

$$V_{L_0} = L_0 \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (3.15)$$

Substituindo a equação (3.14) em (3.15), tem-se a equação (3.16).

$$-V_{LED} = L_0 \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (3.16)$$

Para calcular o intervalo de tempo da segunda etapa, é necessário obter o valor da corrente no indutor no instante $t = t_2$, assim, pode-se obter esse valor a partir da equação (3.7), mostrado na equação (3.17).

$$I_{L_0(t_2)} = \left(\frac{V_{in}}{2} - V_{LED} - V_{C_S(t_0)} \right) \sqrt{\frac{C_S}{L_0}} \operatorname{sen} \left(\frac{t_2}{\sqrt{C_S L_0}} \right) \quad (3.17)$$

O indutor opera em MCD, com isso o valor da corrente no instante $t = t_3$ é definido pela equação (3.18), caracterizando o final da etapa.

$$I_{L_0(t_3)} = 0 \quad (3.18)$$

A variação de corrente do indutor, na segunda etapa, é obtida entre a diferença dos valores de corrente nos instantes entre $t = t_3$ e $t = t_2$, obtendo a equação (3.19) a partir das equações (3.18) e (3.17).

$$\Delta i = I_{L_0(t_3)} - I_{L_0(t_2)} \quad (3.19)$$

Substituindo a equação (3.19) em (3.16), pode-se obter o valor de t_3 , como mostra a equação (3.20). O intervalo de tempo da segunda etapa pode ser definido como Δt_2 , que é a diferença entre t_3 e t_2 .

$$-V_{LED} = L_0 \frac{0 - I_{L_0}(t_2)}{\Delta t_2} \quad (3.20)$$

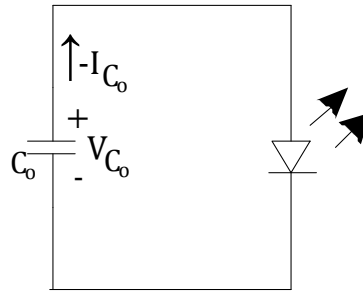
Isolando t_3 , obtém-se a equação (3.21).

$$t_3 = L_0 \frac{I_{L_0}(t_2)}{V_{LED}} + t_2 \quad (3.21)$$

3.2.1.3 Terceira etapa [$t_3 < t < t_4$]

A Figura 3.8 apresenta o circuito simplificado da terceira etapa de operação.

Figura 3.8 - Circuito simplificado da terceira etapa.



A partir do circuito representado na Figura 3.8, no instante $t = t_3$, o indutor deixa de fornecer energia para carga, assim obtêm-se as seguintes condições:

$$V_{C_0} = V_{LED} \quad (3.22)$$

$$-I_{C_0} = I_{LED} \quad (3.23)$$

Pode-se encontrar o valor do intervalo de tempo da terceira etapa, Δt_3 , a partir da diferença entre a metade do período de comutação e o tempo da segunda etapa, como mostra a equação (3.24).

$$\Delta t_3 = \frac{1}{2 \cdot f_s} - t_3 \quad (3.24)$$

3.2.1.4 Cálculo do indutor

O tempo de condução do indutor em um período de comutação é mostrado na equação (3.25).

$$t_{L_0} = t_3 \quad (3.25)$$

Onde:

t_{L_0} – Tempo de condução do indutor.

O indutor deverá funcionar no modo de condução descontínua (DCM), armazenando energia durante parte do período de comutação, e transferindo toda essa energia para a carga antes de iniciar o próximo período. O tempo em que o indutor permanece carregado é mostrado na equação, assim o valor da indutância deve ser escolhido respeitando a condição da equação (3.26) e pela equação (2.9).

$$t_{L_0} < \frac{1}{2 \cdot f_s} \quad (3.26)$$

3.2.1.5 Modelo elétrico do LED simplificado

A Figura 3.9 mostra uma curva I-V experimental em um LED branco de 3 W, modelo Luxeon III Emitter LXHL-PW09 fabricado pela Philips-Lumileds, em uma temperatura de 40 °C. A curva mostra que, para este LED de potência, a corrente é praticamente nula para tensões inferiores à tensão de corte, que neste caso é 2,6 V. Entretanto, a resistência série, R_{LED} , causa uma inclinação na curva e é a principal responsável pelas perdas ôhmicas (SÁ Jr., 2010).

Em SÁ Jr. (2010), o modelo elétrico simplificado do LED foi apresentado e está reproduzido na Figura 3.10. O modelo será utilizado para simular o circuito proposto neste trabalho. Assim, pode-se concluir que a tensão sobre o LED pode variar de acordo com a corrente.

Figura 3.9 - Curva I-V experimental de um LED LXHL-PW09.

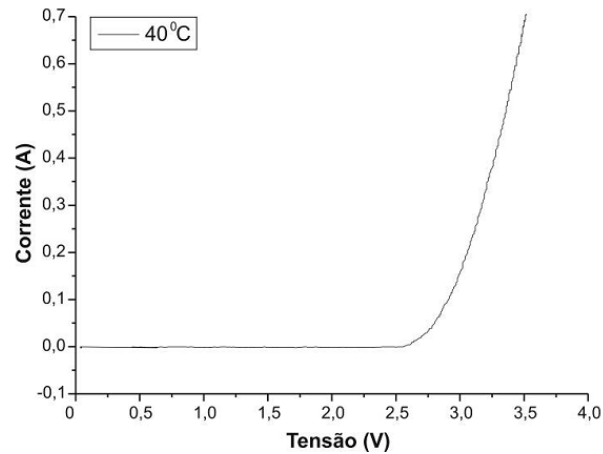
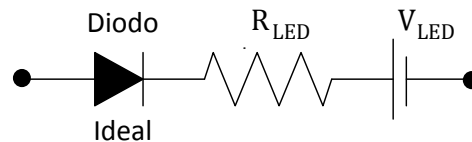


Figura 3.10 - Modelo elétrico do LED.



3.2.1.6 Cálculo do capacitor C_0

Quando é aplicada a corrente nominal do LED, considerando essa corrente com uma forma de onda senoidal retificada, o valor de pico da corrente pode atingir o valor máximo admissível pelo LED. Entretanto, a presença da resistência série intrínseca ao LED permite a inserção de um capacitor na saída, em paralelo ao ele. Este capacitor reduz a ondulação de corrente (SÁ Jr., 2010). A Figura 3.11 mostra a aplicação do capacitor de filtro C_0 em paralelo com o LED.

A variação da tensão na resistência do modelo do LED deve ser pequena, pois o capacitor C_0 é dimensionado para reduzir a ondulação de corrente na saída. Assim, a tensão em C_0 pode ser considerada constante, sendo determinada pela equação (3.27) (SÁ Jr., 2010).

$$V_{C_0} = V_{LED} + I_{AVG} \cdot R_{LED} \quad (3.27)$$

Considerando que o circuito proposto em (SÁ Jr., 2010) e suas condições de utilização, mostrado na Figura 3.12 é praticamente igual a circuito simplificado da topologia proposta. Então se pode considerar a equação para o dimensionamento do capacitor de filtro C_f , mostrado na equação (3.28).

Figura 3.11 - Aplicação do capacitor de filtro C_0 em paralelo com o LED.

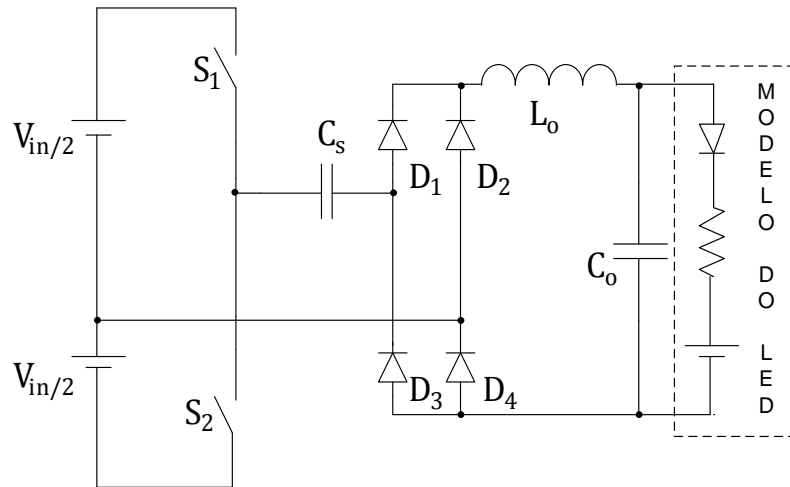
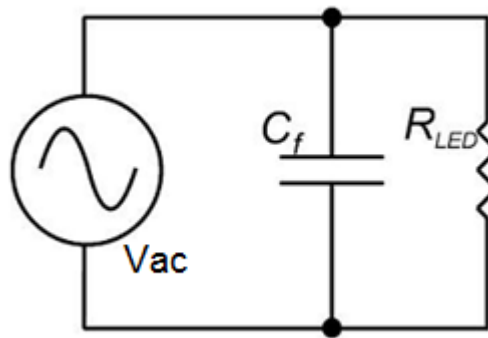


Figura 3.12 - Circuito equivalente para a tensão no capacitor C_f proposto por Sá Jr. (2010).



$$C_f = \frac{2}{3 \cdot \Delta I_{R_{LED}\%} \cdot \omega_s \cdot R_{LED}} \quad (3.28)$$

Onde:

C_f – Capacitor de filtro de saída.

$\Delta I_{R_{LED}\%}$ – Ondulação da corrente em percentagem.

3.2.1.7 Esforços de tensão e corrente nos Interruptores

Analisando a Figura 3.2, é possível obter as expressões matemáticas no domínio do tempo para as principais formas de onda dos componentes do conversor. As expressões são analisadas para cada etapa de operação dentro de um período de comutação, estas são mostradas no apêndice.

Tanto o interruptor S_1 quanto o interruptor S_2 recebem o mesmo pulso no gatilho, mas defasados em 180° . A máxima tensão a que o interruptor será submetido é a própria tensão de entrada, como mostrado na equação (3.29).

$$V_{S_1(max)} = V_{S_2(max)} = V_{in} \quad (3.29)$$

A corrente máxima no interruptor terá o mesmo valor da corrente de pico no indutor, como mostrado na equação (3.30).

$$I_{S_1(max)} = I_{S_2(max)} = I_{pk} \quad (3.30)$$

A corrente do interruptor tem a mesma forma de onda da corrente no indutor na primeira etapa (t_0, t_2), assim, pela equação (3.31), pode-se calcular a corrente média no interruptor.

$$I_{S_1(med)} = I_{S_2(med)} = \frac{1}{T_S} \int_0^{t_2} I_{L_o}(wt) \, dwt \quad (3.31)$$

Aplicando a definição do valor eficaz na forma de onda da corrente estabelecida em (3.31), pode-se encontrar o valor eficaz da corrente no interruptor pela equação (3.32).

$$I_{S_1(ef)} = I_{S_2(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{t_2} (I_{L_o}(wt))^2 \, dwt} \quad (3.32)$$

3.2.1.8 Esforços nos diodos

Os esforços de tensão e corrente nos quatro diodos: D_1, D_2, D_3 e D_4 , são os mesmos para um par de diodos conduzindo na primeira e na quarta etapa de operação. Portanto os esforços serão equacionados apenas para o diodo D_1 .

A tensão máxima sobre os diodos possui o mesmo módulo da variação de tensão no capacitor, assim tem-se (3.33).

$$V_{D_1(max)} = \Delta V_{C_S} = V_{in} \quad (3.33)$$

O diodo D_1 só entrará em condução quando passar corrente pelo interruptor S_1 . Logo, este possui a mesma forma de onda, para o intervalo de tempo (t_0 a t_2), e os mesmo valores de corrente no interruptor mostrados nas equações anteriores.

Como foi mencionando no início do capítulo, os quatro diodos são ideais, então na Figura 3.4, os quatro diodos conduzem, porém devem-se projetá-los os diodos para o pior caso, quando apenas o conjunto de diodos que possui a menor tensão de polarização direta conduza, assim priorizou-se, para efeito de cálculo, que apenas os diodos D_1 e D_3 conduzem. Os diodos D_1 e D_3 conduzem devido à energia armazenada no indutor L_0 . Logo estes possuem a mesma forma de onda do indutor, assim, podem-se determinar as equações (3.34), (3.35) e (3.36).

$$I_{D_1(max)} = I_{D_3(max)} = I_{L_0}(t_2) \quad (3.34)$$

$$I_{D_1(ave)} = I_{D_3(ave)} = \frac{1}{T_S} \int_{t_2}^{t_3} I_{L_0}(wt) dt \quad (3.35)$$

$$I_{D_1(rms)} = I_{D_3(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{t_2}^{t_3} (I_{L_0}(wt))^2 dt} \quad (3.36)$$

Recalculando os valores das correntes nos diodos no pior caso para um período completo, obtêm-se as equações (3.37), (3.38) e (3.39).

$$I_{D_1(max)} = I_{pk} \quad (3.37)$$

$$I_{D_1(ave)} = \frac{1}{T_S} \int_0^{t_2} I_{L_0}(wt) dt + \frac{1}{T_S} \int_{t_2}^{t_3} I_{L_0}(wt) dt \quad (3.38)$$

$$I_{D_1(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{t_2} (I_{L_0}(wt))^2 dt + \frac{1}{T_S} \int_{t_2}^{t_3} (I_{L_0}(wt))^2 dt} \quad (3.39)$$

3.2.1.9 Condições de operação do conversor

Para que o conversor opere corretamente, deve-se observar a frequência de comutação e a frequência natural de ressonância. A frequência angular é mostrada na equação (3.40).

$$\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s \quad (3.40)$$

Onde:

ω_s – Frequência de comutação.

A frequência de corte deve ser menor que a frequência de comutação, para que não ocorra a redução da corrente no LED, como mostra a equação (3.41).

$$f_s > \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}} \quad (3.41)$$

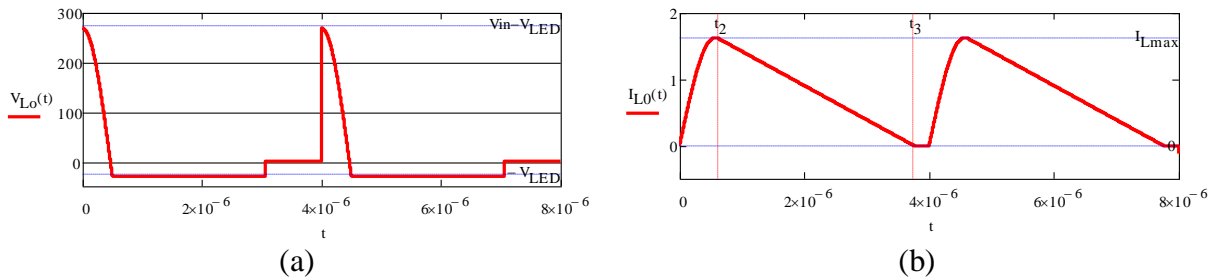
3.3. Formas de ondas obtidas através do equacionamento

No item anterior, foi demonstrado o equacionamento para as três etapas de operação. Com isso, foram elaborados os gráficos da tensão e corrente nos principais componentes do conversor em estudo, a partir do software Mathcad (MATHCAD, 2009).

Cada gráfico é proveniente de uma função característica em relação ao tempo, em que cada segmento da função é determinado pelo intervalo de tempo de cada etapa.

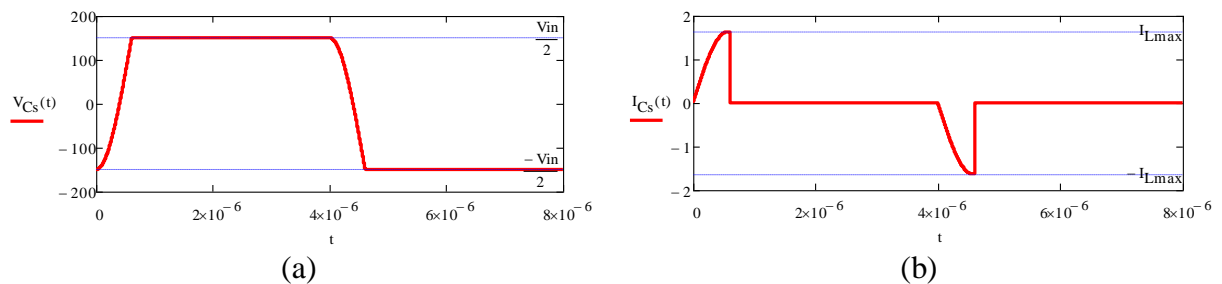
Na Figura 3.13a é mostrado a tensão no indutor de filtro para um período de operação completo. A corrente no indutor de saída é apresentada na Figura 3.13b, mostrando que o indutor opera em MCD.

Figura 3.13 - a) Tensão no indutor de filtro; b) Corrente no indutor de filtro.



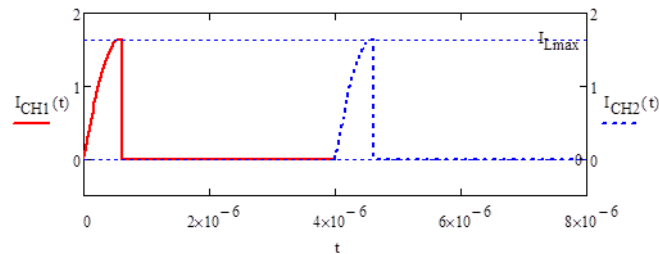
Na Figura 3.14a é apresentada a tensão no SC, onde a variação de tensão é igual à tensão de entrada. A corrente nesse capacitor é mostrada na Figura 3.14b.

Figura 3.14 - a) Tensão no capacitor chaveado; b) Corrente no capacitor chaveado.



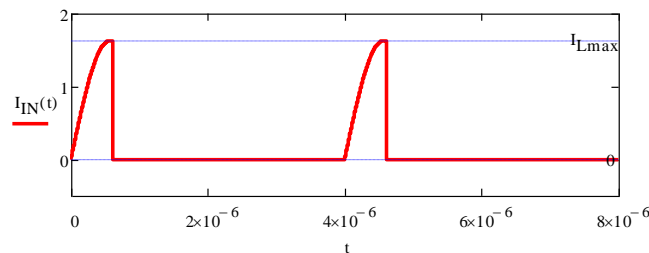
A corrente nos interruptores é apresentada na Figura 3.15. Através da figura, observa-se que cada interruptor é acionado metade do tempo de comutação, contudo este não irá conduzir em grande parte do tempo.

Figura 3.15 - Corrente nos interruptores.



A corrente de entrada, considerando uma fonte de alimentação contínua, é mostrada na Figura 3.16.

Figura 3.16 - Corrente na entrada.



3.4. Validação das equações por simulação

A validação do dimensionamento por simulação foi obtida com uso do programa PSIM (PSIM, 2009). Para a simulação, é utilizado o modelo de um vetor composto por oito LEDs, que devem ter, aproximadamente, uma corrente nominal de 800mA, dado escolhido para projeto.

Foi utilizado o modelo elétrico do LED Branco Luxeon K2 PWC0180 que possui resistência série de 0.8Ω e tensão direta de 3.15 V. Para uma conexão de oito LEDs em série e corrente nominal de 800mA, a tensão no capacitor de filtro é obtida pela equação (3.42).

$$V_{Co} = V_{LED} + I_{AVG} \cdot R_{LED} = 30.32 V \quad (3.42)$$

Para uma frequência de comutação igual a 125 kHz, frequência adotada pelo projeto, a capacitância C_S pode ser obtida pela equação (2.3), sendo obtido o valor de 2,3 nF. Entretanto, foi utilizado um valor comercial de 2,2 nF. O cálculo dos capacitores auxiliares será demonstrado nos resultados experimentais. A indutância do filtro de saída foi calculada a

partir da condição da equação (3.25) resultando em um valor igual a 72 μH . Esse valor, contudo, consiste na condução do indutor em modo crítico, assim foi utilizado um valor de 60 μH , para que ele opere em MCD.

Para todos os experimentos, o indutor foi inicialmente dimensionados para uma ondulação de corrente de 5%. No entanto, após a determinação do menor núcleo magnético a ser utilizado e com auxílio de uma planilha eletrônica feita através do *software* Mathcad (MATHCAD, 2009), as condições de operação do indutor são aumentadas, por exemplo, será aumentado a tensão e a corrente de operação desse indutor, até obter o melhor aproveitamento do núcleo, sem alterar o valor da indutância.

Para confecção dos indutores, foram utilizados núcleos do tipo CNF (sem carretel), com material do tipo IP12R fabricado pela Thornton. Este tipo de núcleo não necessita de carretel, o que reduz o custo final do indutor.

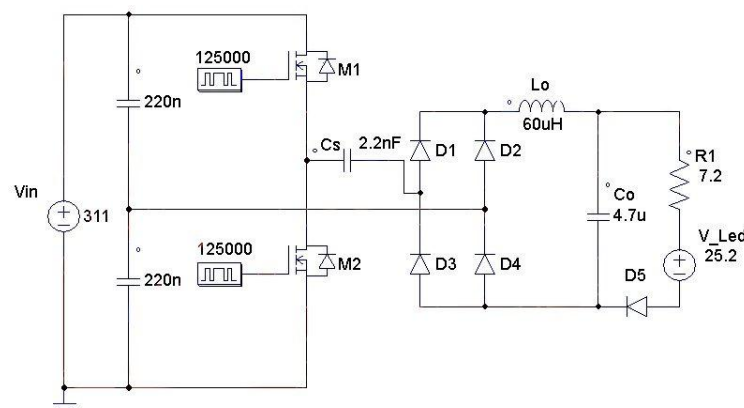
O valor do capacitor de filtro foi determinado pela equação (3.28) para uma ondulação de corrente (ΔI_{LED}) de 5 %, dado adotado para o projeto, sendo obtido um valor de 3,1 μF . Contudo, foi utilizado um valor comercial de 4,7 μF , pois era o componente disponível no laboratório para realizar o experimento.

A Figura 3.17 mostra o esquema do circuito utilizado para a simulação. O modelo elétrico do LED é composto D5, R1 e V_Led.

Tabela 3.1 – Dimensionamento dos componentes.

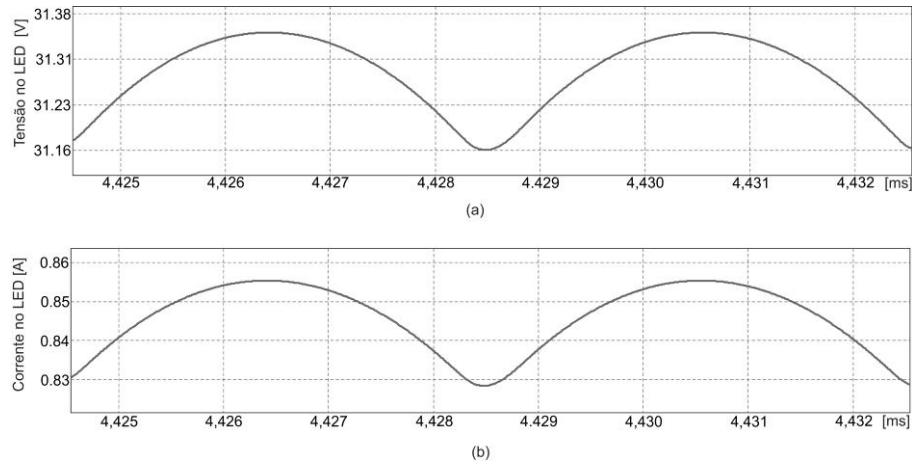
Frequência de comutação	f_s	125 kHz
Capacitor chaveado	C_s	2,2 nF
Indutância	L_o	60 μH
Capacitor de filtro da saída	C_o	4,7 μF
Ondulação da corrente no LED	ΔI_{LED}	5%

Figura 3.17 - Esquema do circuito elétrico utilizado na simulação no PSIM.



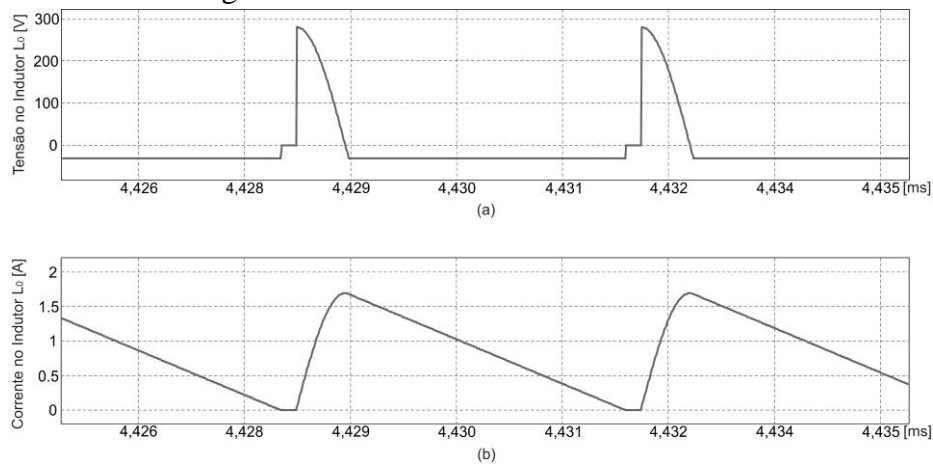
A Figura 3.18 mostra o detalhe da ondulação da tensão e da corrente no LED. A ondulação da tensão foi menor do que 1% e a ondulação da corrente foi, aproximadamente, de 3%.

Figura 3.18 - Tensão e corrente no LED.



A Figura 3.19 mostra a tensão e a corrente no indutor L_0 de filtro, validando a equação (3.10), que calcula o valor de pico da corrente no indutor.

Figura 3.19 - Tensão e corrente no indutor.



O equacionamento mostrado na equação (3.37) pode ser validado pela Figura 3.20, na qual são mostradas as formas de onda da tensão e da corrente na ponte retificadora da saída após o capacitor chaveado.

A Figura 3.21 mostra a forma de onda da tensão e da corrente no capacitor chaveado.

Na Figura 3.22 são apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente no interruptor S_1 , mostrando que o conversor opera em comutação suave, pois não há o cruzamento da forma de onda da tensão com a forma de onda da corrente. A tensão no

interruptor está com uma proporção de (1:300) para que as duas formas de onda pudessem ser plotadas na mesma figura.

Figura 3.20 - Tensão e corrente na ponte de diodos.

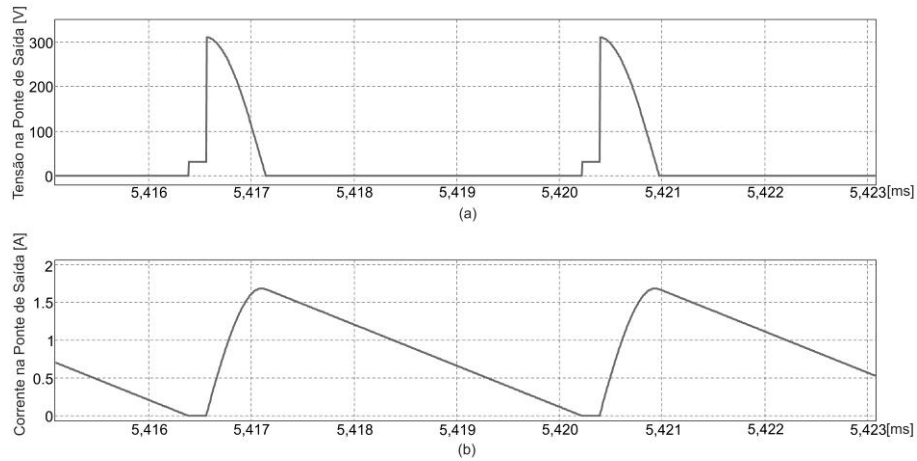


Figura 3.21 - Tensão e corrente no capacitor chaveado.

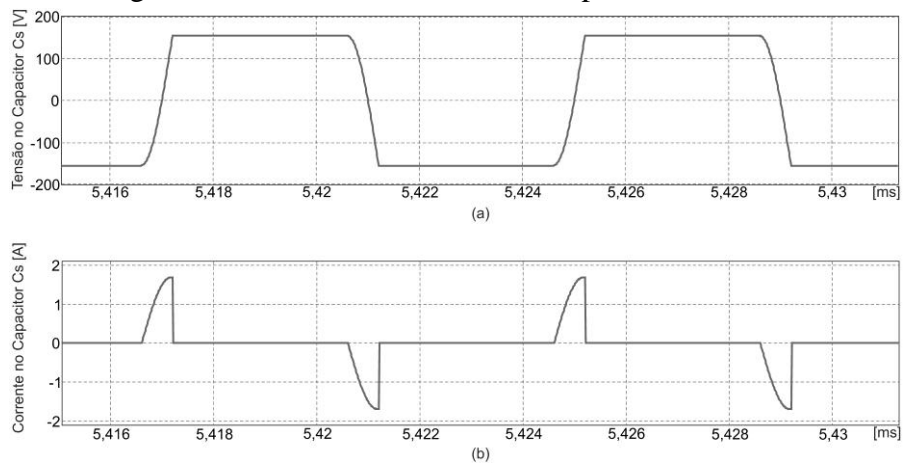
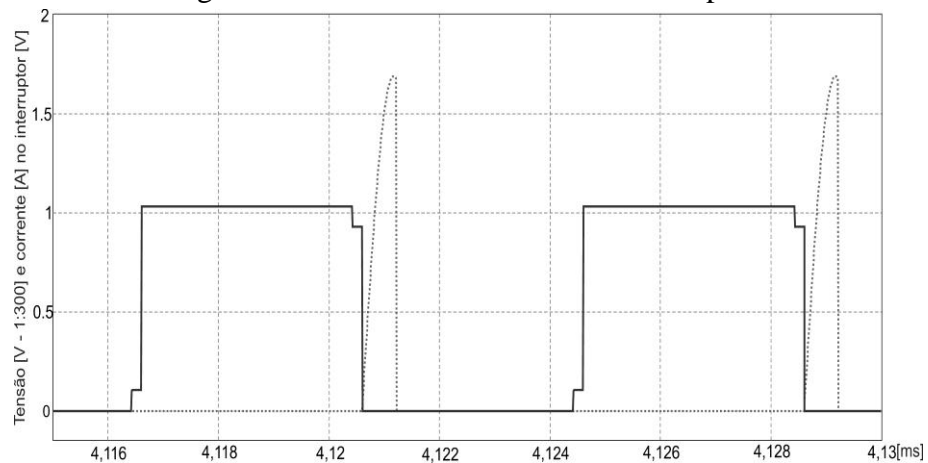


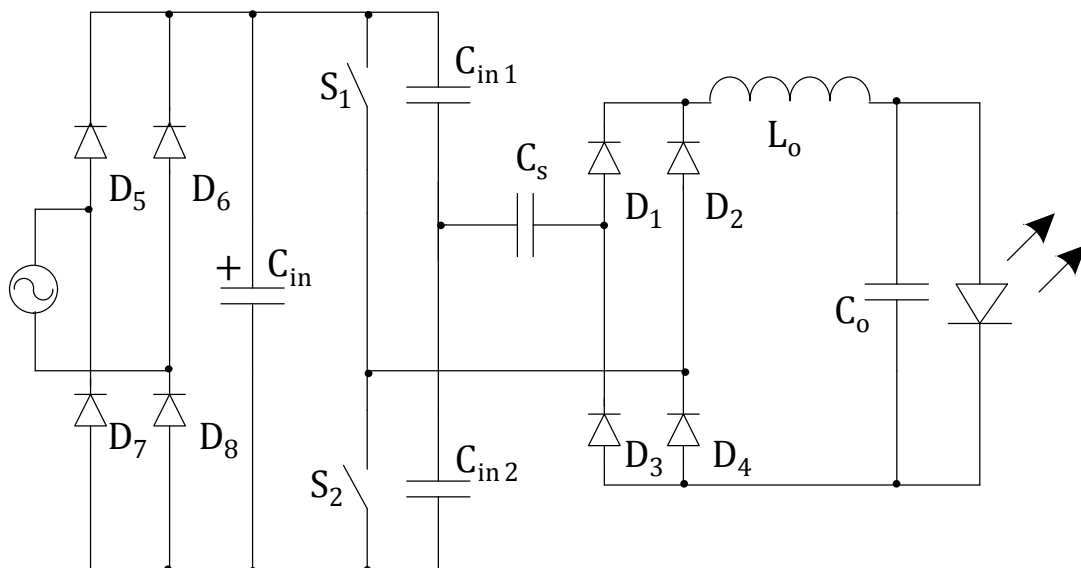
Figura 3.22 - Tensão e corrente no interruptor.



3.5. Resultados experimentais do conversor com capacitor chaveado (princípio básico)

A tensão contínua do barramento de entrada, mostrada no modelo equacionado na Figura 3.1, pode ser obtida utilizando um retificador de onda completa com capacitor de filtro de entrada (C_{in}) convencional. Assim, por se tratar de um circuito clássico, não será abordada a distorção harmônica e (THD - *Total Harmonic Distortion*) e o fator de potência (PF - *Power factor*) deste conversor (CÂMARA, 2008; MARTINS, 2002). Esta estrutura juntamente com dois capacitores auxiliares (C_{in1}, C_{in2}), configuram um conversor *half-bridge*, como mostra a Figura 3.23.

Figura 3.23 - Circuito completo.



Cada diodo do retificador conduz somente em um semiciclo. Assim, pode-se considerar que a corrente média de cada diodo é igual, aproximadamente à corrente média do interruptor, dada pela equação (3.31). Para obtenção dos resultados experimentais, o circuito foi projetado para ser alimentado pela rede elétrica de 220 V (60 Hz), podendo também ser utilizado em 110V (rms).

Para o acionamento dos interruptores foi utilizado o circuito integrado IR2153. Esse atua como oscilador e condicionador de sinal para os gatilhos dos MOSFETs, necessitando apenas de um resistor e de um capacitor para gerar a frequência desejada (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2006).

O dimensionamento dos componentes externos do circuito integrado IR2153 é baseado na folha de dados do componente. Para o cálculo da frequência de comutação, considerou-se o tempo necessário para a carga completa do capacitor mais o tempo morto determinado pela folha de dados do componente IR2153 (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2006), assim obtém-se o valor aproximado da frequência de comutação do conversor na equação (3.43). Através da associação dos componentes C4 e R2 mostrado na Figura 3.24, a frequência de comutação desejada foi, aproximadamente, de 125 kHz.

$$f_s \cong 2 \cdot (t_2 + t_{dead}) \quad (3.43)$$

Onde:

t_{dead} – Tempo morto determinado pelo CI IR2153.

Para o cálculo do capacitor de filtro da entrada C_{in} , é necessário adotar o valor da ondulação da tensão de saída. Admitindo-se uma variação na ondulação de 20V, tem-se uma tensão máxima do capacitor C_{in} ($V_{Comax} = 311V$) como também sua tensão mínima ($V_{Comin} = 291V$).

Assim a capacitância de pode ser determinada pela equação (3.44).

$$C_{in} \cong \frac{P_{conv}}{f \cdot (V_{pk}^2 - V_{Comin}^2)} \quad (3.44)$$

Onde:

C_{in} – Capacitor de filtro.

f - Frequência da rede (60 Hz).

V_{Comin} – Tensão mínima do capacitor C_0 .

P_{conv} – Potência do conversor.

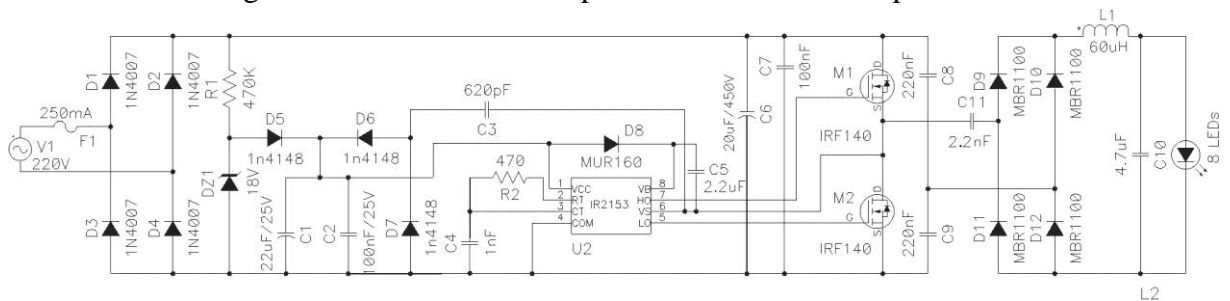
O cálculo dos capacitores auxiliares C_{in1} e C_{in2} foi conforme a equação (3.45), proposto por Barbi (2007). Recomenda-se $0,05V_{in} \leq \Delta V_C \leq 0,1V_{in}$.

$$C \geq \frac{N_s \cdot I_{LED}}{N_p \cdot 2 \cdot f_s \cdot \Delta V_C} \quad (3.45)$$

O valor obtido da equação (3.46) foi a utilização de um capacitor superior a 50 nF. Assim foi utilizado dois capacitores de 220 nF, pois era os componentes disponíveis no laboratório para realizar o experimento, como estes estão em série resultam em um capacitor de 110 nF.

Para validar experimentalmente o conversor proposto, o circuito utilizado para a montagem é mostrado na Figura 3.24. Para o capacitor C4 foi utilizado um capacitor de poliéster para minimizar a variação da frequência devido à variação da temperatura. Este circuito foi projetado para alimentar oito LEDs de potência de 3W (800mA) em série, gerando uma potência, aproximadamente, na carga de 24W.

Figura 3.24 - Conversor SC para alimentar LEDs de potência.



Para uma tensão de entrada de 220 V (rms), geralmente o IR2153 é alimentado através de um resistor (R1) de 47 k Ω , que o faz dissipar 2 W somente neste componente. Com o objetivo de diminuir esta perda, foi utilizado um resistor com valor de 470 k Ω apenas para acionar o oscilador com auxílio de D_{Z1} para limitar a tensão em C₁. A alimentação do circuito integrado em regime foi obtida através de um circuito *charge-pump* formado por C₃, D₆ e D₇, o que permitiu o aumento do rendimento do circuito. Para baixas potências, o consumo do circuito de controle e do comando dos interruptores pode ser responsável por uma parte considerável das perdas. Como exemplo, os 2 W que seriam perdidos no resistor representam mais de 10% da potência na carga (SÁ Jr., 2010). O protótipo montado apresentou um rendimento de 53%, sendo que aproximadamente 2% das perdas ainda são decorrentes de R₁.

Na Tabela 3.2, são apresentadas as características do indutor de filtro de saída, sendo mostradas as principais informações do projeto do indutor.

Tabela 3.2 - Especificações de projeto do indutor L_o

Indutância	L_o	60 μ H
Frequência de Operação	f_s	125 kHz
Núcleo	-	CNF 15
Número de espiras	N_L	31 espiras

Fio utilizado	-	AWG 29
Fios em paralelo	-	5 fios

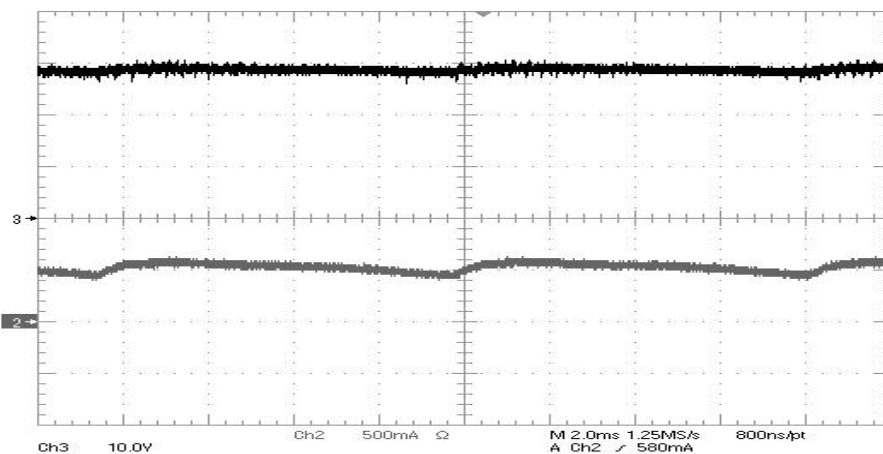
Na Figura 3.25, são apresentadas imagens do *driver* de LED implementado e a luminária com oito LEDs brancos Luxeon III Emitter LXHL-PW09. No caso dos LEDs serem desconectados do circuito, a tensão média de saída é limitada a tensão sobre os LEDs.

Figura 3.25 – a) Detalhes do conversor proposto; b) Conversor ligado.



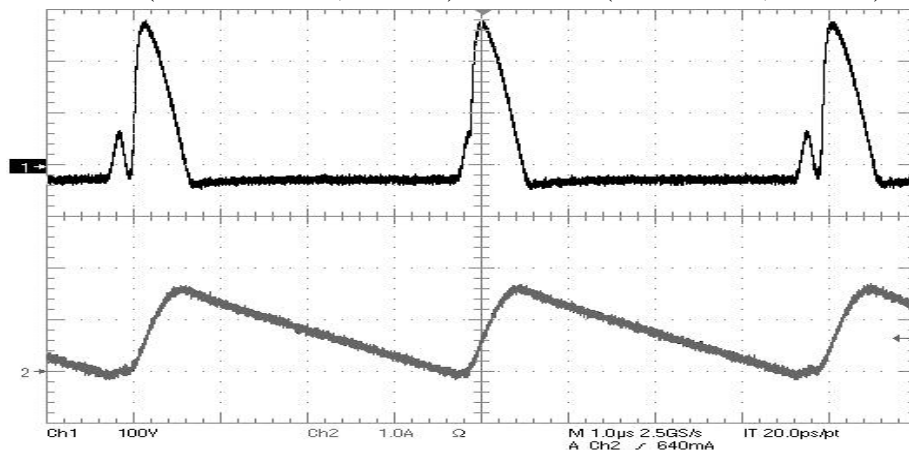
A Figura 3.26 mostra a tensão e a corrente no LED, com baixo fator de crista do valor médio da corrente. O valor médio da corrente medido no LED foi de 520 mA. Esse valor relativamente baixo foi devido as perdas dissipativas nos interruptores, tendo em vista que eles operaram com 60°C, mesmo com dissipadores. A ondulação de corrente no LED foi de 6%, e o valor medido para a frequência nominal de comutação foi de 126 kHz. O rendimento medido para as condições nominais no conversor foi de 53%, incluindo as perdas nos diodos retificadores.

Figura 3.26 – Tensão (Ch3: 10V/div., 2us/div.) e corrente (Ch2: 500mA/div., 2us/div.) no LED.



A Figura 3.27 mostra a tensão e a corrente no indutor de filtro. O valor médio da corrente do indutor foi de 720 mA e a corrente de pico foi de 1,7 A. O indutor fica submetido a uma tensão alta, ocasionando o aumento das perdas.

Figura 3.27 - Tensão (Ch1:100V/div, 2us/div) e corrente (Ch2:1A/div, 2us/div) no indutor L_0 .



A Figura 3.28 mostra a tensão e a corrente na ponte retificadora. O valor médio da corrente de saída na ponte foi de 900 mA, sendo que o diodo utilizado suporta 1A e suporta uma tensão de 600V, validando o dimensionamento do mesmo.

A Figura 3.29 mostra a tensão e a corrente no capacitor C_S . O valor da corrente eficaz, que passa pelo capacitor chaveado, é de 480 mA. O capacitor carrega e descarrega a cada ciclo de operação.

A Figura 3.30 mostra a tensão e a corrente no interruptor S_1 . Pode-se perceber que o conversor não opera em comutação suave como foi mostrado na simulação, pois ocorre o cruzamento da tensão com a corrente resultando em perdas por comutação.

Figura 3.28 - Tensão (Ch1: 100V/div., 2us/div.) e corrente (Ch2: 1A/div., 2us/div.) na ponte da saída.

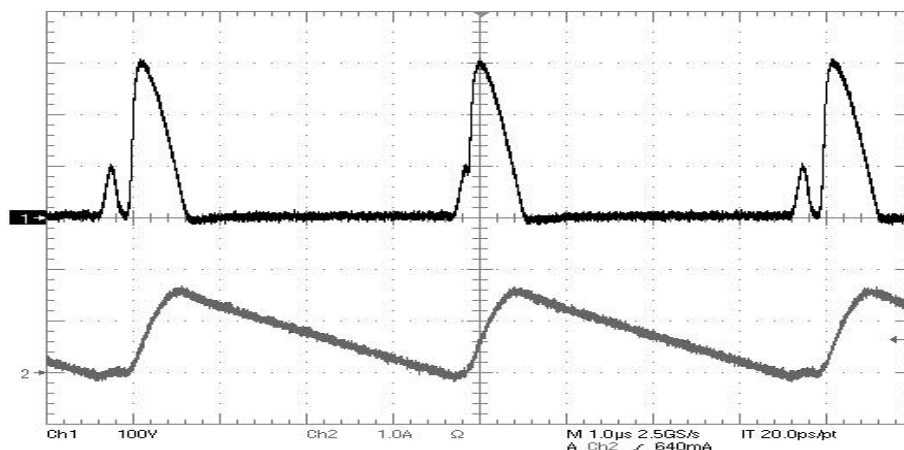


Figura 3.29 - Tensão (Ch3: 200V/div., 2 μ s/div.) e corrente (Ch2: 1A/div., 2 μ s/div.) no capacitor C_S .

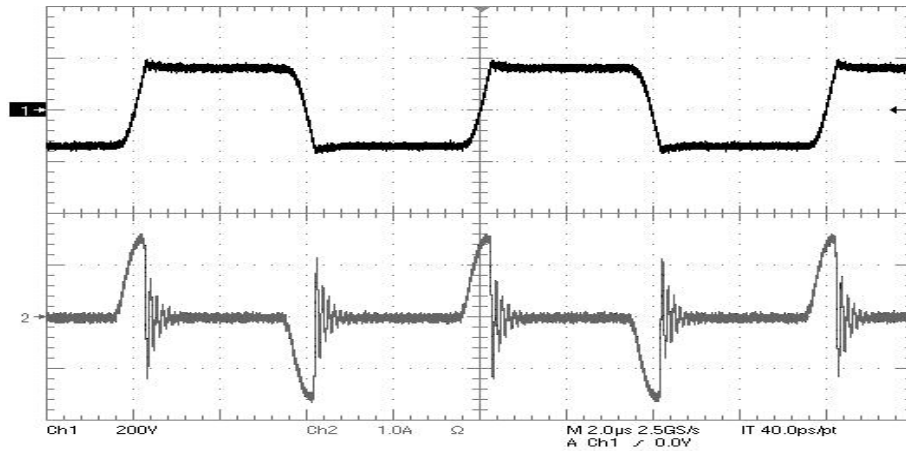
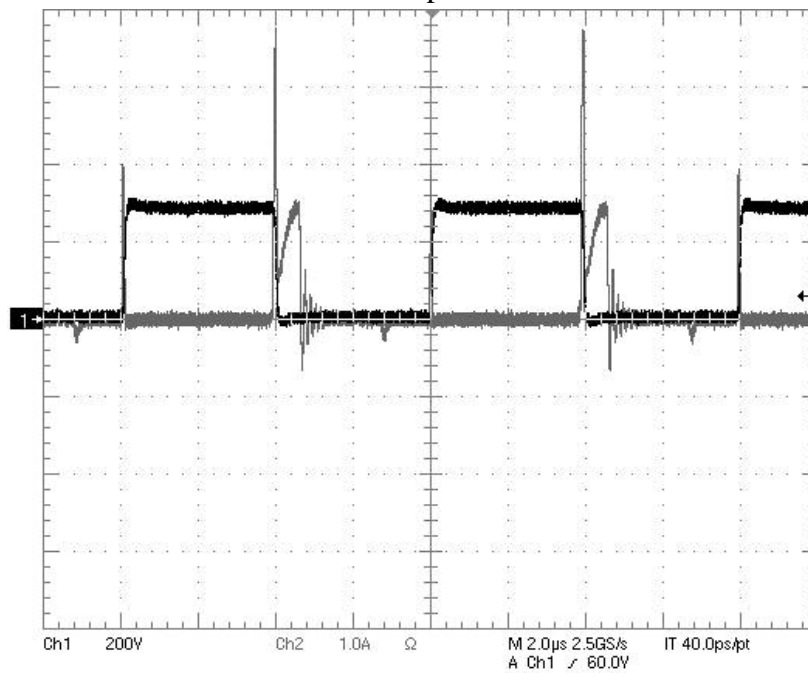
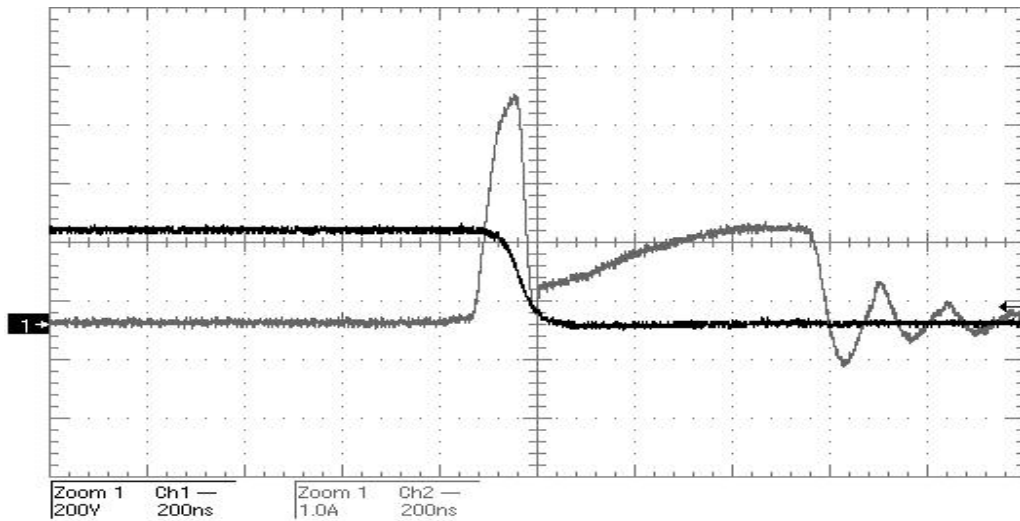


Figura 3.30 - Tensão (Ch1: 200V/div., 2 μ s/div.) e corrente (Ch2: 1A/div., 2 μ s/div.) no interruptor.



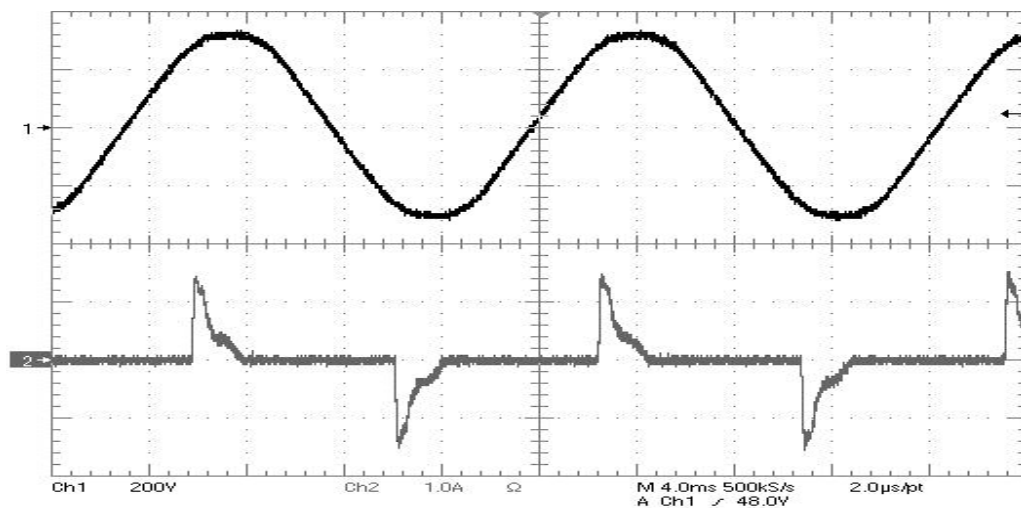
Na Figura 3.31, é observada a comutação do interruptor. O pico da corrente é devido à capacitância intrínseca do MOSFET utilizado. A utilização deste foi devido ao seu custo e da facilidade de acesso à compra. Com isso, podem-se utilizar, nesse conversor, interruptores com novas tecnologias que resultem em capacitâncias intrínsecas menores a fim de melhorar a comutação, como exemplo, o interruptor COOLMOS que pode alcançar uma capacitância dez vezes menor do que a do MOSFET (INFINEON, 2012).

Figura 3.31 - Análise da comutação no interruptor; Tensão (Ch1: 200V/div., 200ns/div.) e corrente (Ch2: 1A/div., 200ns/div.).



A Figura 3.32 mostra a tensão e corrente na entrada da fonte de alimentação, ou seja, 220V alternado. O valor da corrente eficaz da fonte foi de 350 mA.

Figura 3.32 - Tensão (Ch1: 200V/div., 2 μ s/div.) e corrente (Ch2: 1A/div., 2 μ s/div.) na entrada.



3.6. Conclusão

Com a análise feita neste capítulo torna-se possível executar todo o projeto do conversor SC para LEDs de potência. Este conversor demonstra ser uma solução interessante para acionamentos de LEDs, pois o circuito não necessita controlar a corrente na carga, logo o este independe da carga, dispensando a utilização de circuitos de controle e possui um custo mais baixo quando comparado a outros conversores para LEDs.

Os interruptores do conversor proposto deveriam operar em ZCS, porém as capacitâncias intrínsecas nos MOSFETs acarretam em picos de corrente neles, ocasionando a redução do rendimento da estrutura.

Em Sheng et al (2010) e Kadavelugu (2011) foram realizadas comparações entre SiC MOSFET e COOLMOS MOSFET. Nestes trabalhos, os interruptores com COOLMOS apresentaram menores perdas de comutação, suporte maior a temperatura e bem como menor capacitância intrínseca. A utilização desses novos interruptores na estrutura em estudo ou utilizar algum circuito que possa descarregar essas capacitâncias podem melhorar a eficiência do conversor.

CAPÍTULO IV

CONVERSOR SC COM COMUTAÇÃO SUAVE PARA LEDS DE POTÊNCIA

Após fazer uma abordagem do princípio básico do conversor com capacitor chaveado, neste capítulo, será disposto um novo circuito que tem como intuito melhorar o rendimento do conversor e adequá-lo às normas de segurança para os dispositivos eletrônicos.

Primeiramente são citadas as principais características, vantagens e desvantagens do uso deste conversor. Em seguida, é feita a análise qualitativa, em que é realizado o estudo de suas etapas de operação, e a análise quantitativa, onde são levantadas as principais equações do conversor, como correntes e tensões em seus componentes.

Alguns autores utilizam transformadores para equalização de corrente em semicondutores (CÚK, 1983; LYE, 1976), sendo esta técnica posteriormente estendida aos LEDs (HWU, 2009). No circuito apresentado na Figura 4.1, foi inserido um transformador em relação ao circuito proposto no capítulo anterior. A utilização do transformador tem como objetivo permitir a isolação galvânica dos LEDs com a rede elétrica, adequar as tensões através da relação de transformação, permitir a comutação ZVS através da indutância de magnetização L_r e a utilização de circuitos de saída independentes, como mostrado na Figura 4.2. O circuito proposto apresenta o circuito do conversor SC com comutação suave ZVS.

Figura 4.1 - Conversor SC de alto ganho com comutação suave para LEDs de potência.

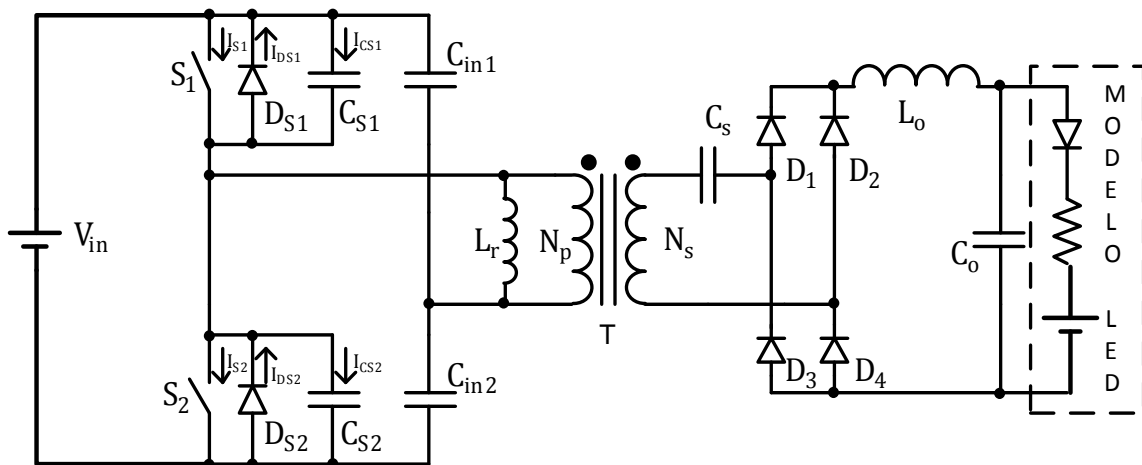
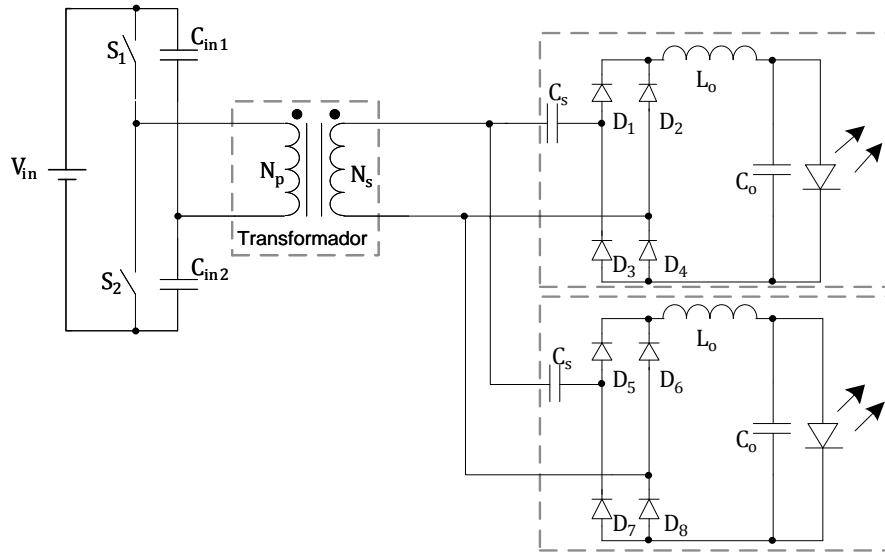


Figura 4.2 - Conversor proposto com dois circuitos de saídas independentes.



4.1. Análise qualitativa do conversor SC com comutação suave utilizado para LEDs de potência

4.1.1. Etapas de operação

O conversor apresenta dez etapas de operação, mas será apresentada uma análise teórica apenas de cinco etapas de operação, pois o conversor é simétrico. Deve-se considerar que os capacitores C_{in1} e C_{in2} estão carregados com a tensão $V_{in}/2$ antes do início da primeira etapa de operação.

4.1.1.1 Primeira etapa [$t_0 < t < t_2$]

Considera-se que no início desta etapa, S_1 encontra-se conduzindo, permitindo a transferência de energia para carga e C_s encontra-se armazenando energia. O indutor L_o está fornecendo energia para carga. Essa etapa termina quando a corrente no indutor chegar a zero e com a carga total do capacitor C_s . O circuito é mostrado na Figura 4.3.

4.1.1.2 Segunda etapa [$t_2 < t < t_3$]

Esta etapa inicia no instante t_2 , quando não há a corrente no capacitor C_s , portanto é nula. O capacitor C_o transfere a energia armazenada para a carga, caracterizando a descarga

no capacitor, logo, a corrente que flui no capacitor é negativa. Esta etapa termina com o bloqueio de S_1 . O circuito característico desta etapa é mostrado na Figura 4.4.

Figura 4.3 - Primeira etapa.

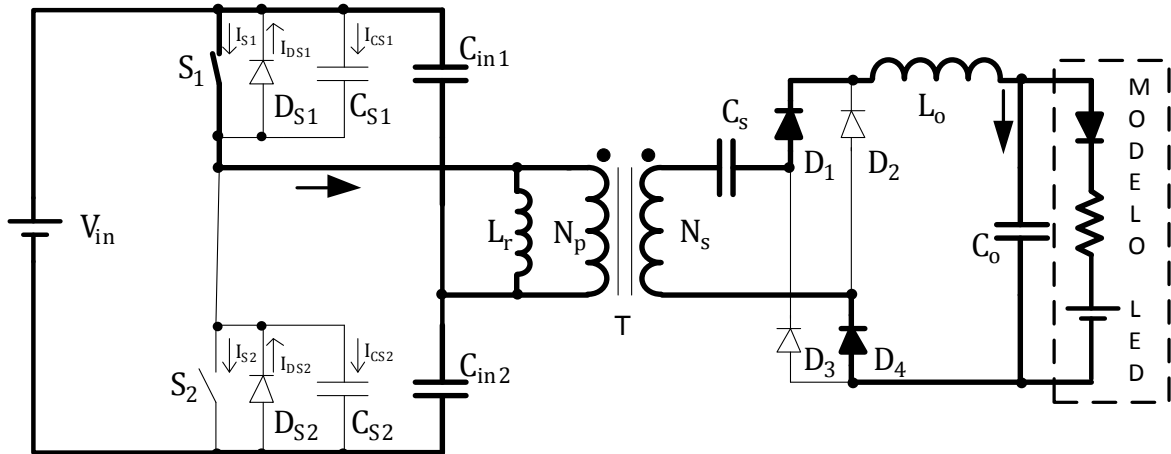
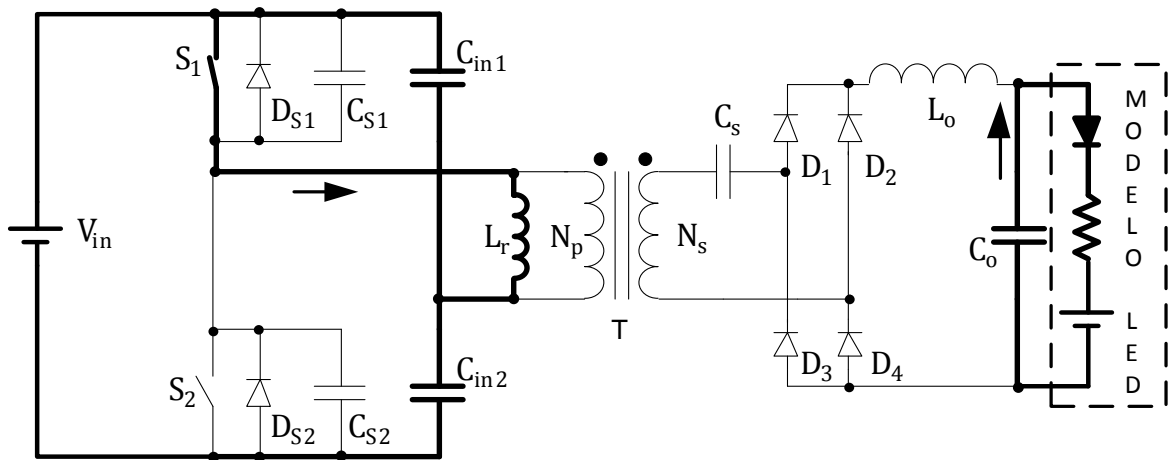


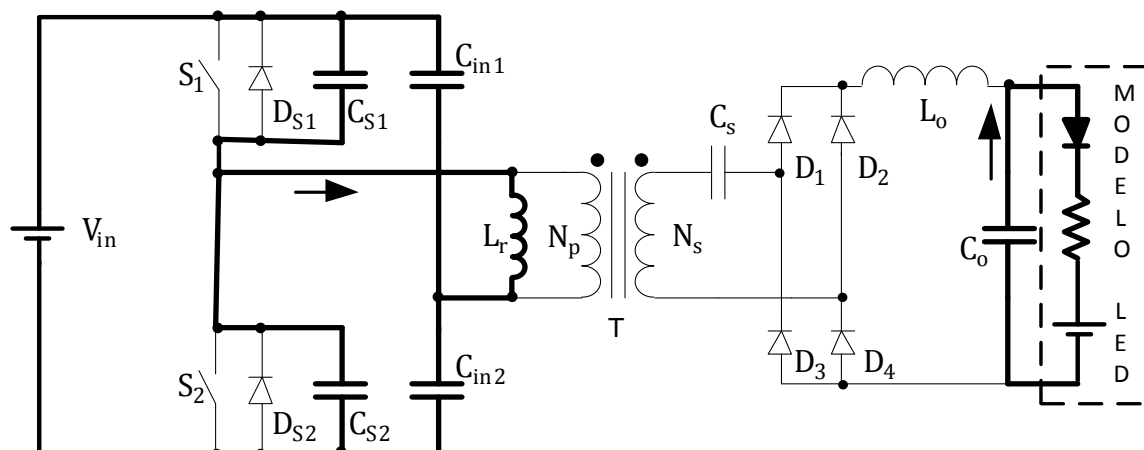
Figura 4.4 - Segunda etapa.



4.1.1.3 Terceira etapa [$t_3 < t < t_4$]

Esta etapa inicia-se quando o interruptor S_1 é bloqueado sob tensão nula, quando $V_{C_{in1}} = V_{C_{in2}}$, caracterizando a comutação ZVS. As tensões $V_{C_{S1}}$ e $V_{C_{S2}}$ variam de forma linear, sendo, portanto, denominado etapa linear de bloqueio de S_1 . O circuito é apresentado na Figura 4.5.

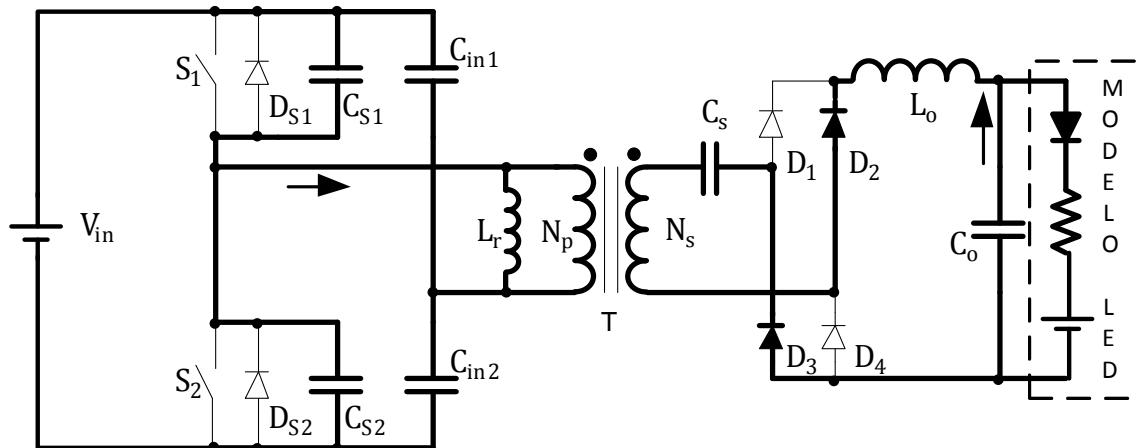
Figura 4.5 - Terceira etapa.



4.1.1.4 Quarta etapa [$t_4 < t < t_5$]

O circuito é apresentado na Figura 4.6. Esta etapa inicia no instante t_3 , quando o capacitor C_s começa a descarregar, resultando no crescimento da corrente no indutor L_0 . O capacitor C_0 continua fornecendo energia para carga até que o interruptor S_2 seja acionado. Esta etapa termina quando a tensão no capacitor intrínseco ao interruptor S_2 chegue a zero.

Figura 4.6 - Quarta etapa.

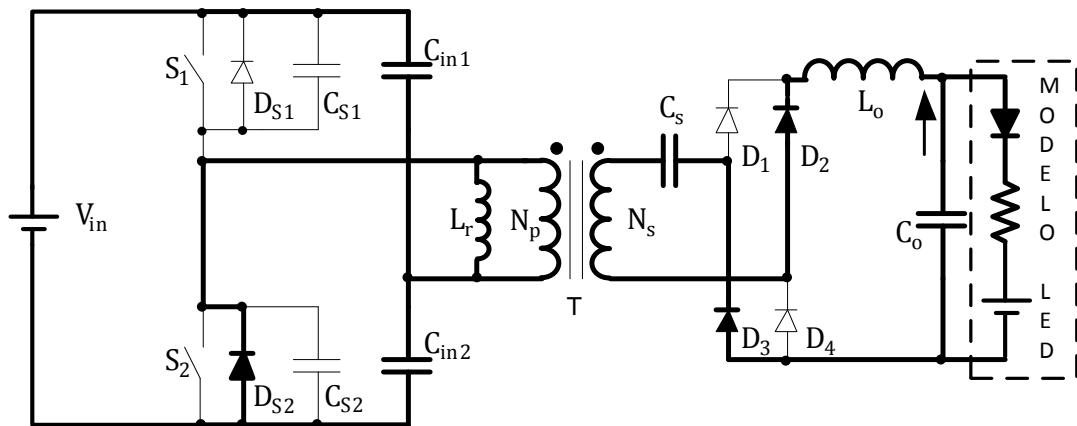


4.1.1.5 Quinta etapa [$t_5 < t < t_6$]

Esta etapa se inicia quando a tensão em C_{S2} chega a zero, para que o diodo D_{S2} possa iniciar a condução. Durante esta etapa, mostrada na Figura 4.7, ocorre a desmagnetização de

L_r . Esta etapa termina quando a corrente em L_r chegue a zero e inverte, começando a conduzir pelo interruptor S_2 .

Figura 4.7 - Quinta etapa.



4.1.2. Formas de onda teóricas do conversor

A Figura 4.8 apresenta as principais formas de ondas teóricas do conversor operando em modo de condução descontínua, onde são apresentadas a tensão do gatilho dos interruptores S_1 , S_2 , tensão e corrente no capacitor C_s , tensão e corrente no indutor L_0 , e tensão e corrente no interruptor S_1 . A corrente no diodo D_{S1} é naturalmente comutado pelo interruptor em antiparalelo S_1 . Cada interruptor é ligado sob tensão nula e cada diodo desliga quando a corrente é zero.

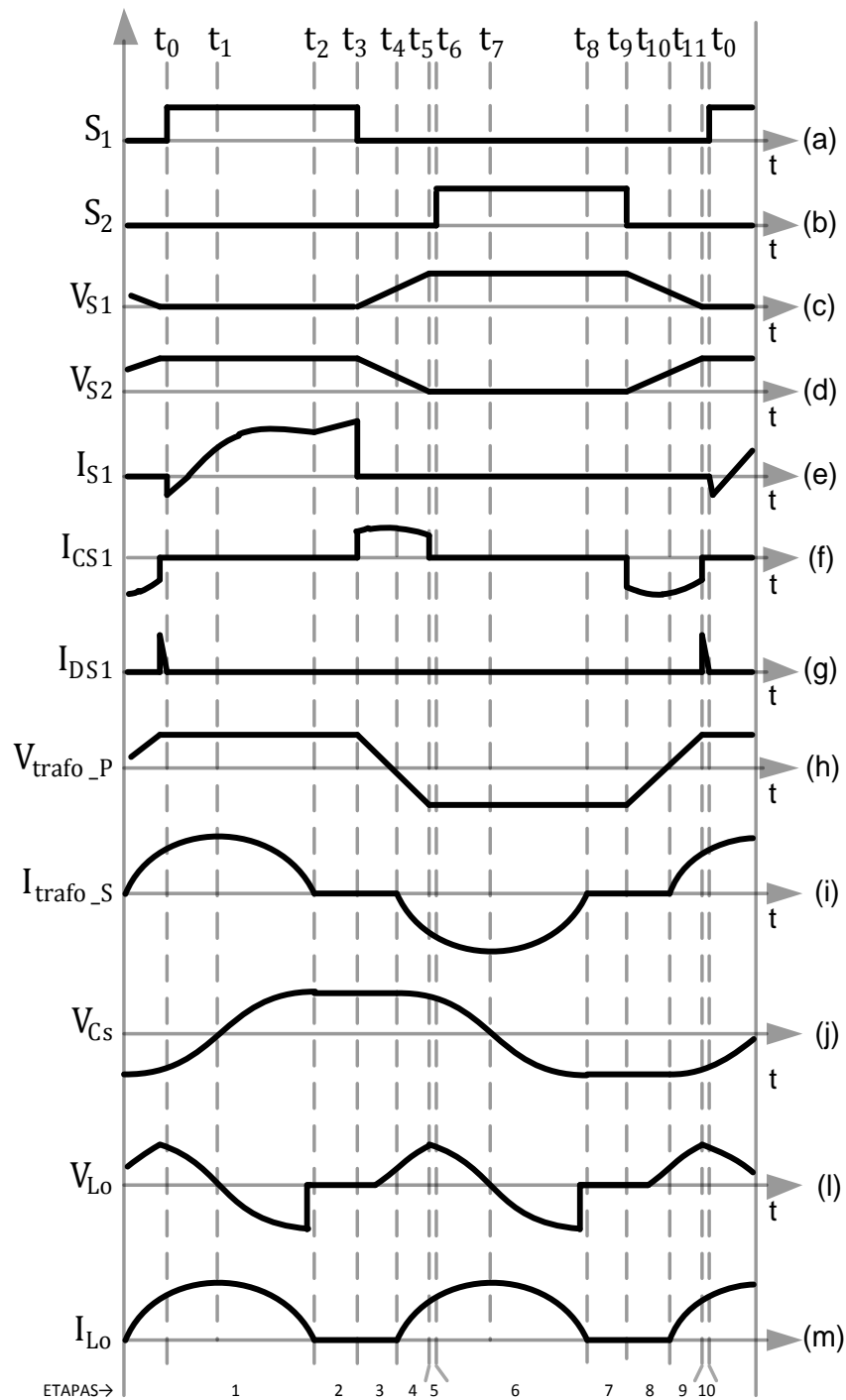
4.2. Análise quantitativa do conversor SC de alto ganho com comutação suave utilizado para LEDs de potência

Neste item, serão mostrados os equacionamentos do conversor proposto, baseando-se no desenvolvimento da análise qualitativa, como mostrado no capítulo anterior.

4.2.1. Equacionamento

Nesta seção, são obtidas as expressões características de cada componente para os diferentes intervalos de tempo. Por ser o circuito simétrico, serão analisadas apenas cinco etapas de operação.

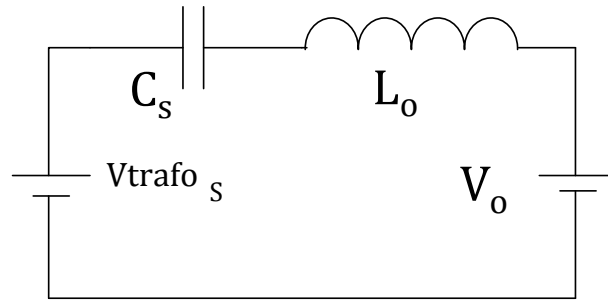
Figura 4.8 - Formas de onda teóricas do conversor.



4.2.1.1 Primeira etapa

Analisando somente o circuito, após o enrolamento secundário do transformador, da Figura 4.3, observando a malha de tensão, obtém-se o circuito equivalente mostrado na Figura 4.9.

Figura 4.9 - Circuito representativo da primeira etapa do conversor.



Sejam as seguintes condições iniciais:

$$I_{C_{in1}} = I_{C_{in2}} = 0 \quad (4.1)$$

$$I_{trafo_P} = 0 \quad (4.2)$$

$$I_{S_1} = 0 \quad (4.3)$$

Do circuito elétrico descrito, obtêm-se as equações:

$$V_{trafo_P} = \frac{V_{in}}{2} \quad (4.4)$$

$$V_{trafo_P} = V_{trafo_S} \cdot n \quad (4.5)$$

$$I_{C_{in1}} = -I_{C_{in2}} \quad (4.6)$$

$$I_{S_1} = I_{vin} + I_{C_{in1}} \quad (4.7)$$

$$I_{trafo_P} = I_{C_{in1}} + I_{C_{in2}} \quad (4.8)$$

$$I_{L_o} = I_{LED} + I_{C_o} \quad (4.9)$$

$$V_{C_S(t_2)} = V_{trafo_S} \quad (4.10)$$

Onde:

n – Relação de transformação.

Seguindo a mesma metodologia utilizada na análise quantitativa do capítulo anterior, e buscando simplificar os cálculos, obtêm-se a equação representativa da Figura 4.9.

$$V_{trafo_S} - V_o = V_{C_S(t)} + L_o C_S \frac{d^2 V_{C_S(t)}}{dt^2} \quad (4.11)$$

Durante a primeira etapa, a tensão no capacitor C_S , V_{C_S} , pode ser determinada pela equação (4.12), a partir da equação (4.11).

$$V_{C_S(t)} = (V_{trafo_S} - V_0) - (V_{trafo_S} - V_0 - V_{C_S(t_0)}) \cos\left(\frac{t}{\sqrt{C_S L_0}}\right) \quad (4.12)$$

Derivando a equação (4.12), obtém-se a equação da corrente característica do indutor de filtro para a primeira etapa de operação, mostrada na equação (4.13).

$$I_{L_0(t)} = (V_{trafo_S} - V_0 - V_{C_S(t_0)}) \operatorname{sen}\left(\frac{t}{\sqrt{C_S L_0}}\right) \sqrt{\frac{C_S}{L_0}} \quad (4.13)$$

A corrente no indutor atinge o seu valor máximo conforme a condição da equação (4.14).

$$\operatorname{sen}\left(\frac{t}{\sqrt{C_S L_0}}\right) = 1 \quad (4.14)$$

Isolando t_1 , obtém-se a equação (4.15).

$$t_1 = \left(\frac{\pi \sqrt{C_S L_0}}{2}\right) \quad (4.15)$$

Substituindo a equação (4.15) em (4.13), obtém-se o valor de pico da corrente no indutor, como mostra a equação (4.16).

$$I_{pk} = (V_{trafo_S} - V_0 - V_{C_S(t_0)}) \operatorname{sen}\left(\frac{t_1}{\sqrt{C_S L_0}}\right) \sqrt{\frac{C_S}{L_0}} \quad (4.16)$$

Onde:

I_{pk} – Corrente de pico no indutor L_0 .

No instante $t = t_2$ a corrente é anulada em C_S , pois o capacitor chaveado está completamente carregado, assim pode-se calcular o valor de t_2 substituindo equação (4.10) na equação (4.12), como mostra a equação (4.17).

$$V_{trafo_S} = (V_{trafo_S} - V_0) - (V_{trafo_S} - V_0 - V_{C_S(t_0)}) \cos\left(\frac{t_2}{\sqrt{C_S L_0}}\right) \quad (4.17)$$

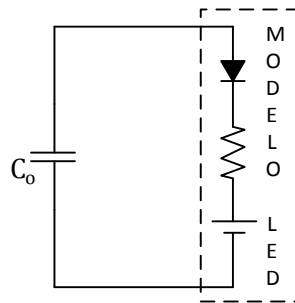
Isolando t_2 , obtém-se a equação (4.18).

$$t_2 = \sqrt{C_S L_0} \cdot \arccos\left(\frac{V_0 \cdot n}{V_0 \cdot n - V_{in}}\right) \quad (4.18)$$

4.2.1.2 Segunda etapa

O circuito equivalente da segunda etapa de operação do conversor proposto é mostrado na Figura 4.10, sendo esta etapa igual à terceira etapa do capítulo anterior, isso é decorrente da utilização do transformador, que ocasiona o aumento do tempo de condução de C_S .

Figura 4.10 - Circuito representativo da segunda etapa do conversor.



Do circuito elétrico descrito, obtêm-se as equações:

$$I_{L_0(t_3)} = 0 \quad (4.19)$$

$$I_{LED} = -I_{C_0} \quad (4.20)$$

$$V_{LED} = -V_{C_0} \quad (4.21)$$

Pode-se encontrar o valor do intervalo de tempo da segunda etapa, Δt_2 , a partir da diferença entre a metade do período de comutação e o tempo da primeira etapa, como mostra a equação (4.22).

$$\Delta t_2 = \frac{1}{2 \cdot f_s} - t_2 \quad (4.22)$$

4.2.1.3 Cálculo do indutor

O tempo de condução do indutor em um período de comutação é mostrado na equação.

$$t_{L_0} = t_2 \quad (4.23)$$

O tempo em que o indutor permanece carregado é mostrado na equação (4.23), assim o valor da indutância deve ser escolhido respeitando a condição da equação (4.24), para que ele opere em MCD.

$$t_{L_0} < \frac{1}{2 \cdot f_s} \quad (4.24)$$

4.2.1.4 Cálculo do capacitor C_0

O cálculo do capacitor, mostrado no capítulo anterior na equação (3.28), poderá ser usado no conversor proposto nesse capítulo, pois a característica da corrente de saída é a mesma, assim utiliza-se a equação (3.28) para o dimensionamento do capacitor de filtro.

4.2.1.5 Esforços nos interruptores

O interruptor S_1 e o interruptor S_2 operam de maneira complementar, ou seja, enquanto S_1 está ligado S_2 está desligado e vice-versa, assim o equacionamento da tensão de pico, é mostrado pela equação (4.25).

$$V_{S_1(max)} = V_{S_2(max)} = V_{in} \quad (4.25)$$

A corrente de pico no interruptor é mostrada na equação (4.26).

$$I_{S_1(max)} = I_{S_2(max)} = I_{pk}/n \quad (4.26)$$

Na equação (4.27) é mostrada a corrente média do interruptor.

$$I_{S_1(med)} = I_{S_2(med)} = \frac{1}{n \cdot T_S} \int_0^{t_2} I_{L_o}(wt) \, dwt \quad (4.27)$$

A corrente eficaz no interruptor é mostrada por (4.28).

$$I_{S_1(ef)} = I_{S_2(ef)} = \sqrt{\frac{1}{n \cdot T_S} \int_0^{t_2} (I_{L_o}(wt))^2 \, dwt} \quad (4.28)$$

4.2.1.6 Esforços nos diodos

Os esforços de tensão e corrente nos quatro diodos: D_1 , D_2 , D_3 e D_4 ; são os mesmos para a primeira e quarta etapa de operação. Logo os esforços serão equacionados apenas para o diodo D_1 .

A tensão máxima sobre os diodos é a mesma que a variação de tensão no capacitor, assim tem-se (4.29).

$$V_{D_1(max)} = \Delta V_{C_S} = \frac{V_{in}}{n} \quad (4.29)$$

O diodo D_1 só entra em condução quando passa corrente pelo interruptor S_1 . Assim, o equacionamento da tensão de pico (4.30), corrente de pico (4.31), corrente média (4.32) e corrente eficaz (4.33) no diodo, é mostrado nas equações.

$$V_{D_1(max)} = \frac{V_{in}}{n} \quad (4.30)$$

$$I_{D_1(max)} = I_{pk} \quad (4.31)$$

$$I_{D_1(med)} = \frac{1}{T_S} \int_0^{t_2} I_{L_o}(wt) dwt \quad (4.32)$$

$$I_{D_1(ef)} = \sqrt{\frac{n}{T_S} \int_0^{t_2} (I_{L_o}(wt))^2 dwt} \quad (4.33)$$

4.3. Validação das equações por simulação

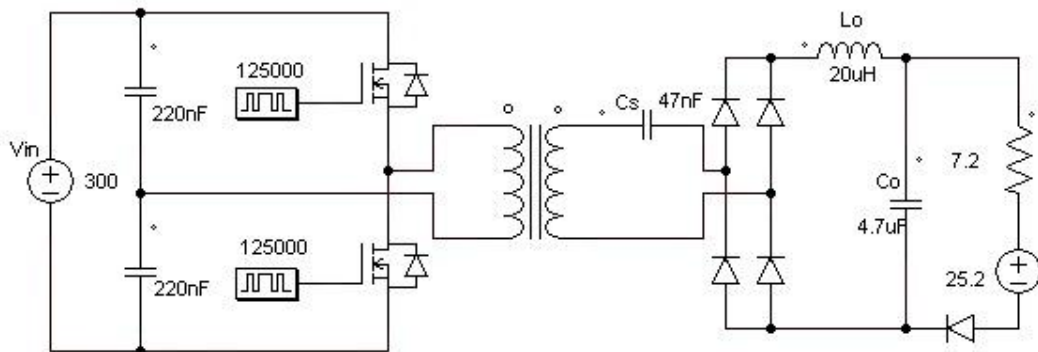
Para uma frequência de comutação igual a 125 kHz, a capacitância C_S pode ser obtida pela equação (4.34).

$$C_S = \frac{P_{LOAD} \cdot n^2}{V_{in}^2 \cdot f_S} \quad (4.34)$$

O capacitor calculado foi de 57 nF. Foi utilizado, entretanto, um valor comercial de 47 nF. A indutância do filtro de saída foi calculada a partir da condição da equação (4.24) resultando em um valor igual a 33 μ H. Contudo, esse valor consiste na condução do indutor em modo crítico, assim foi utilizado um valor de 20 μ H.

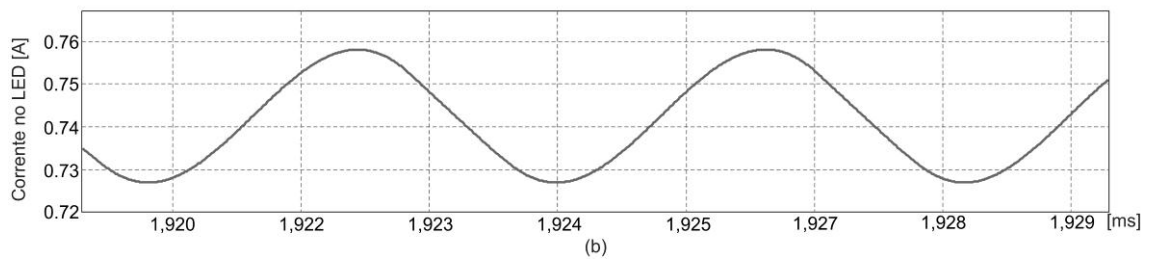
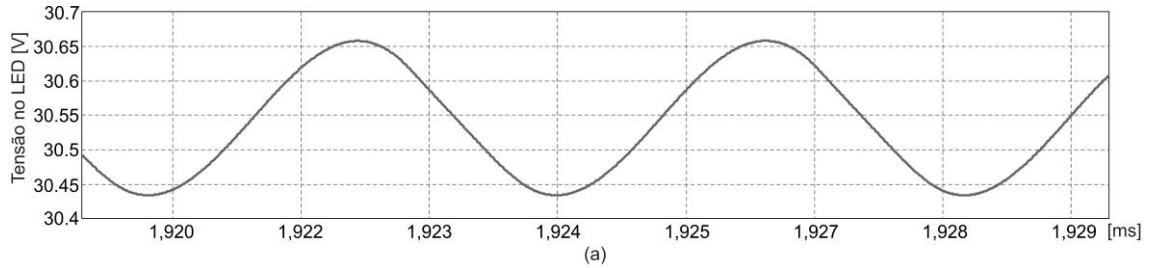
O valor do capacitor de filtro foi determinado pela equação (3.28) para uma ondulação de corrente de 5 %, sendo obtido um valor de 2,7 μ F. Porém, foi utilizado um valor comercial de 4,7 μ F, pois era o componente disponível no laboratório para realizar o experimento. A Figura 4.11 mostra o esquema do circuito utilizado para a simulação, com o passo de simulação igual a 10 ns. Os dados do transformador estão presentes na tabela 4.1.

Figura 4.11 - Esquema do circuito elétrico utilizado na simulação.



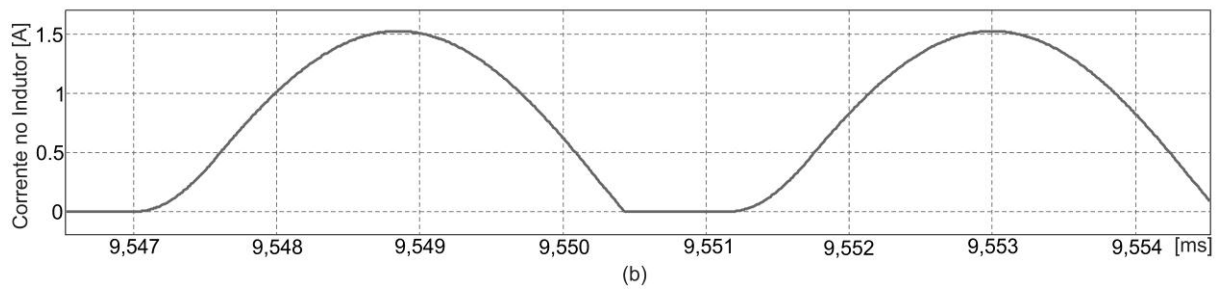
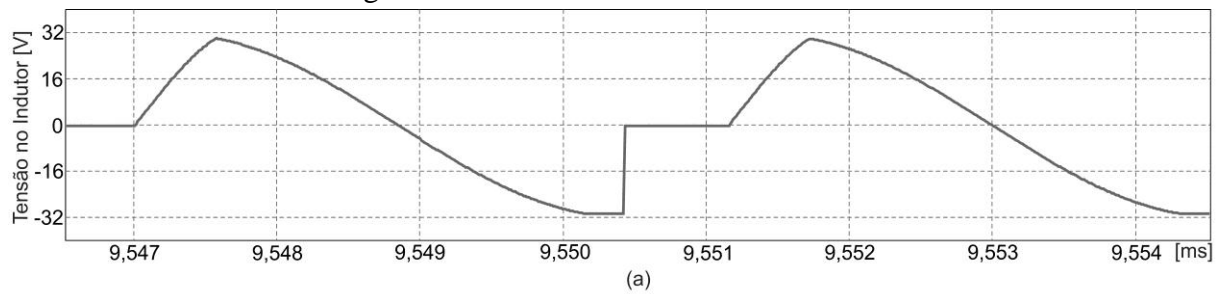
A Figura 4.12 mostra o detalhe da ondulação da tensão e da corrente dentro da variação especificada, o que valida o dimensionamento do capacitor de filtro.

Figura 4.12 - Tensão e corrente no LED.



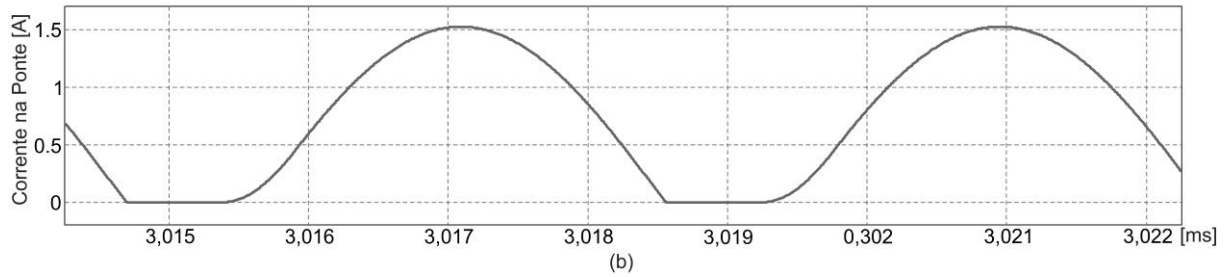
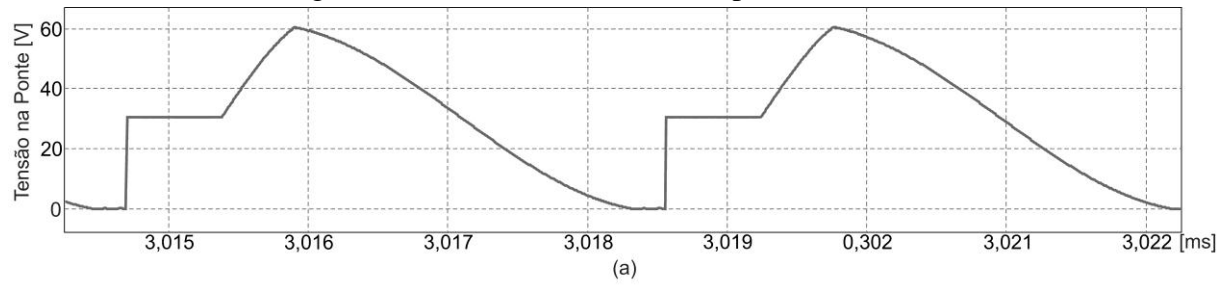
A Figura 4.13 mostra a tensão e a corrente no indutor L_0 de filtro, validando a equação (4.16), que calcula o valor de pico da corrente no indutor.

Figura 4.13 - Tensão e corrente no indutor.



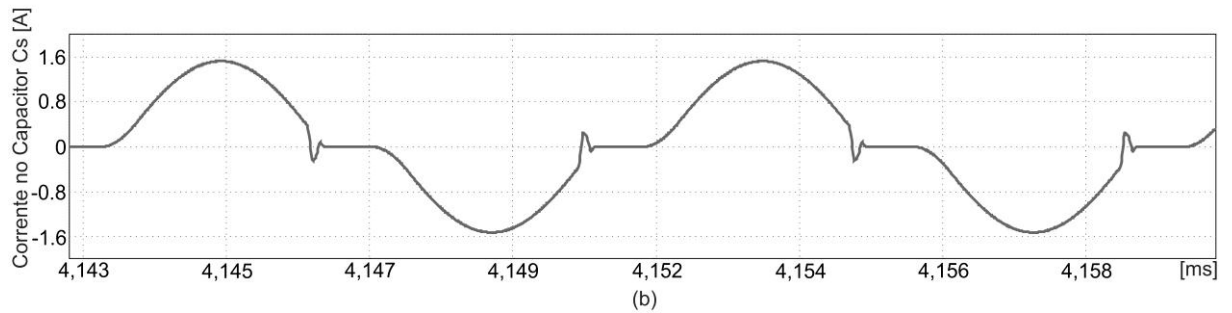
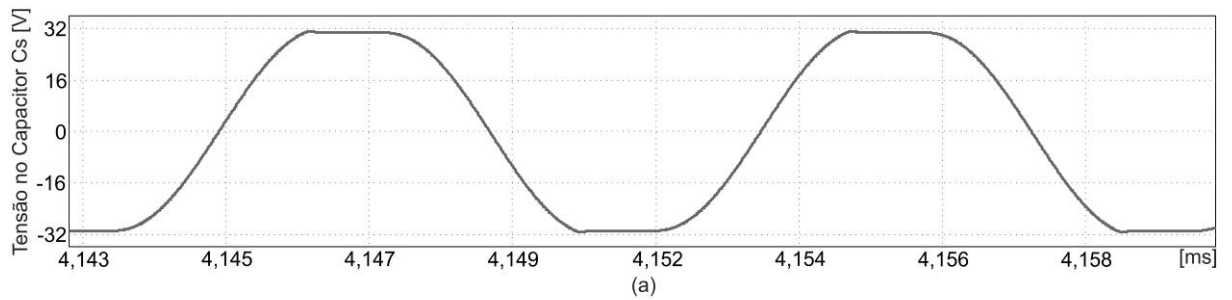
O equacionamento mostrado na equação (4.30) pode ser validado pela Figura 4.14, na qual é mostrada a tensão e corrente na ponte retificadora da saída, após o capacitor chaveado.

Figura 4.14 - Tensão e corrente na ponte de diodos.



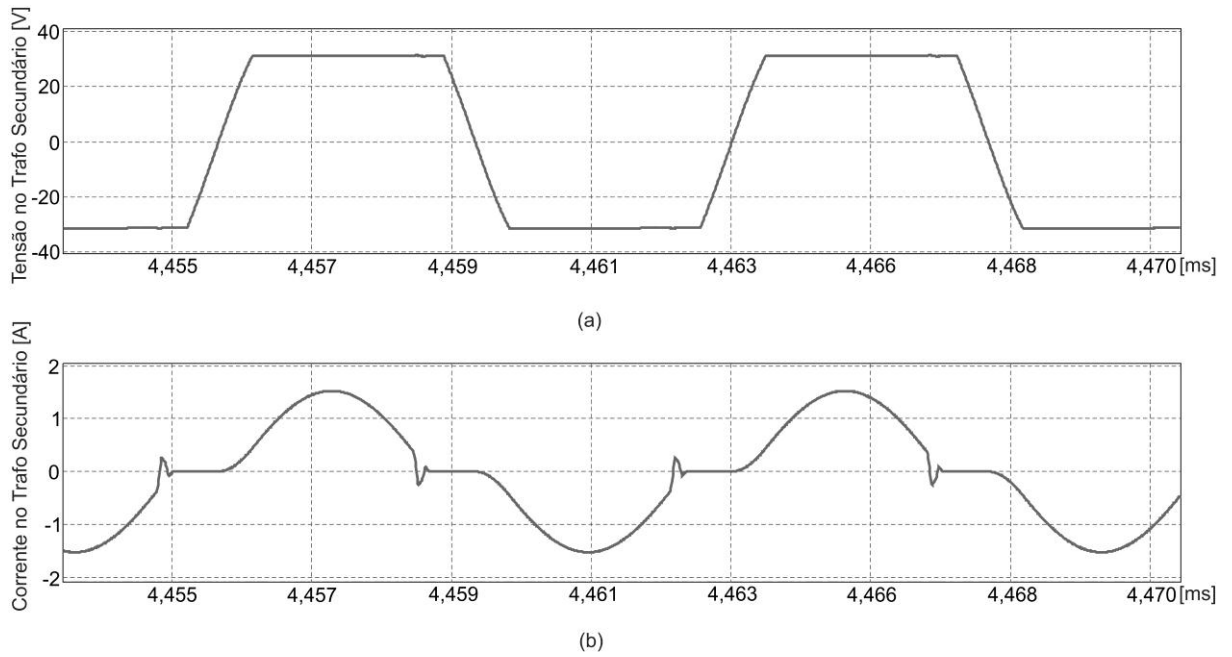
A Figura 4.15 mostra a forma de onda da tensão e da corrente no capacitor chaveado.

Figura 4.15 - Tensão e corrente no capacitor chaveado.



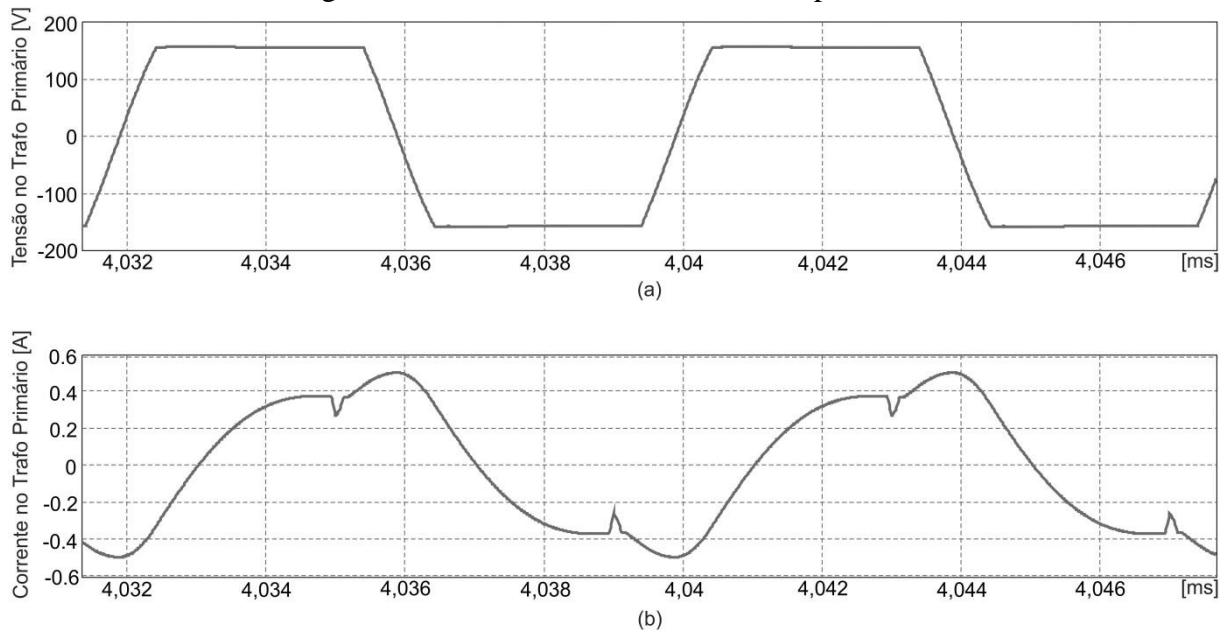
A tensão e a corrente no enrolamento secundário do transformador são mostradas na Figura 4.16.

Figura 4.16 - Tensão e corrente no trafo secundário.



Na Figura 4.17, são apresentadas a tensão e a corrente no enrolamento primário do transformador.

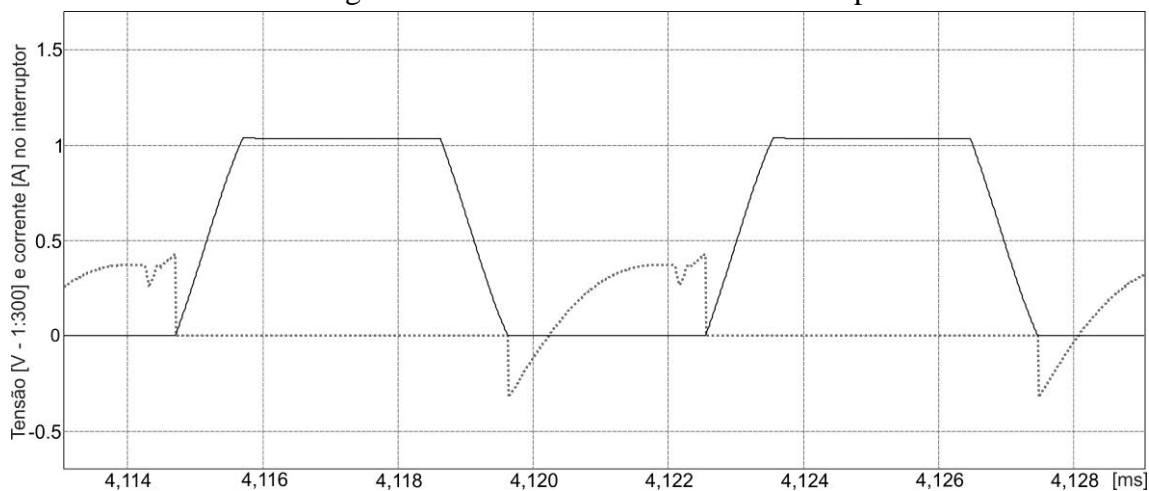
Figura 4.17 - Tensão e corrente no trafo primário.



Na Figura 4.18 é apresentada a forma de onda da tensão e corrente no interruptor, mostrando que o conversor opera em comutação suave, pois não há o cruzamento da forma de onda da tensão com a forma de onda da corrente. A tensão no interruptor está com uma

proporção de (1:300) para que as duas formas de onda pudessem ser plotadas na mesma figura.

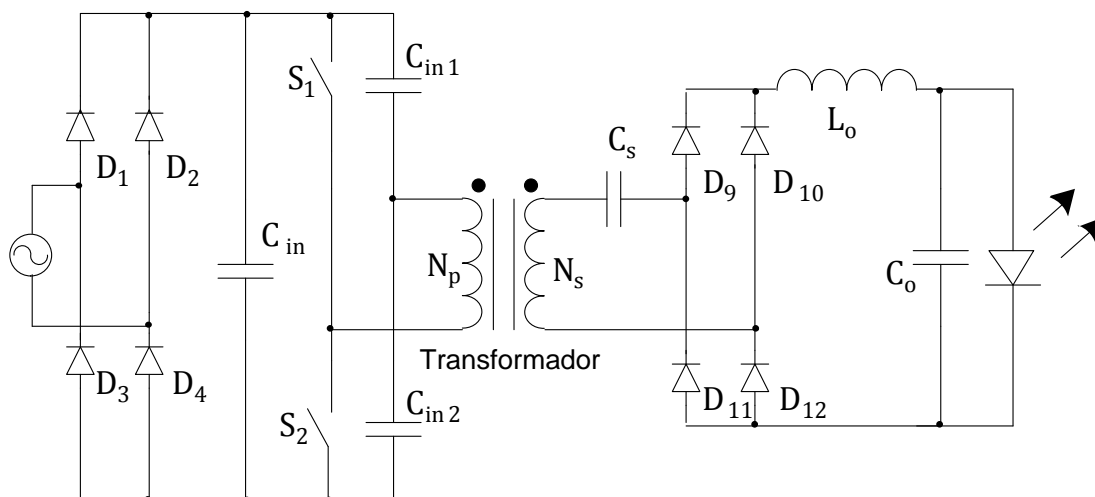
Figura 4.18 - Tensão e corrente no interruptor.



4.4. Resultados experimentais do conversor com capacitor chaveado, utilizando o transformador

O barramento de entrada de tensão contínua exposto no modelo equacionado na Figura 3.1, pode ser obtido, utilizando um retificador de onda completa com capacitor de filtro de entrada e dois capacitores auxiliares, configurando um conversor *half-bridge*, como mostra a Figura 4.19.

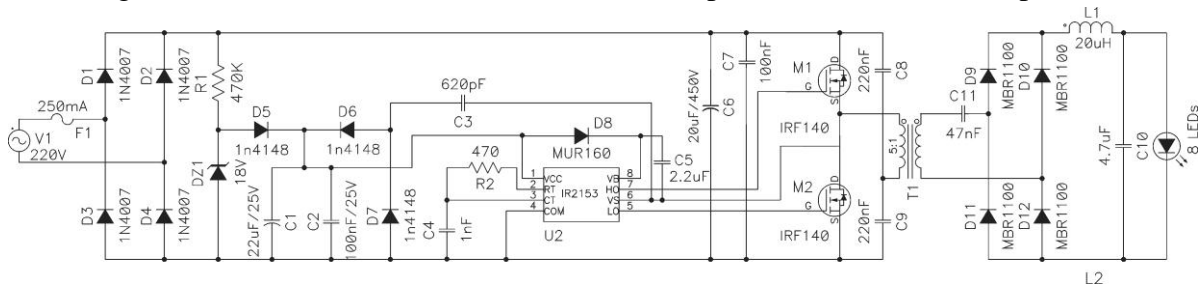
Figura 4.19 - Circuito completo.



Para obtenção dos resultados experimentais, o circuito foi alimentado pela rede elétrica de 220 V (60 Hz). Para o acionamento dos interruptores, foi utilizado o mesmo circuito do capítulo anterior. A frequência de comutação adotada para o projeto foi de 125 kHz.

Para validar experimentalmente, o circuito utilizado para a montagem é mostrado na Figura 4.20. Este circuito foi projetado para alimentar oito LEDs de potência de 3 W (800 mA) em série.

Figura 4.20 - Conversor SC com transformador para alimentar LEDs de potência.



O capacitor C_3 , além de ser utilizado no circuito *charge-pump*, também é utilizado para o auxílio da comutação. Este capacitor juntamente com as capacitâncias intrínsecas dos MOSFETs forma um capacitor equivalente a C_{ZVS} que auxilia a comutação quando os interruptores são bloqueados. Como a tensão no capacitor C_1 pode ser desconsiderada, quando comparada com a tensão da saída do inversor, a capacitância equivalente C_{ZVS} pode ser considerada como a soma de C_3 com as capacitâncias dos MOSFETs. (MIRANDA, 2011). O valor necessário do capacitor equivalente C_{ZVS} é obtido pela equação (4.35), conforme abordado por Barbi (1999), sendo t_{comut} igual, aproximadamente, ao tempo morto, e I_{comut} a corrente no momento da comutação, que pode ser aproximada pelo valor de pico da corrente. A capacitância de C_3 é obtida com a subtração das capacitâncias dos MOSFETs. Todavia, ao aumentar indiscriminadamente esta capacitância, a comutação com tensão nula pode ser comprometida e o tempo morto nos interruptores deve ser revisto para permitir que o interruptor entre em condução com tensão nula.

$$C_{ZVS} \cong \frac{I_{comut} \cdot t_{comut}}{V_{in}} \quad (4.35)$$

O valor do capacitor de filtro na entrada (C_6) foi utilizado para obter uma ondulação de 20%. O protótipo montado apresentou um rendimento de 91%, sendo que aproximadamente 2% das perdas ainda são decorrentes de R_1 .

A energia armazenada na indutância de magnetização pode ser transferida para as capacitâncias intrínsecas dos MOSFETs com o processo de carga / descarga da capacitância, assim, os interruptores de alimentação podem operar no modo de comutação suave. Ao considerar que a energia transferida para carregar é pequena em comparação com a energia transferida para as capacitâncias, pode, portanto, ser negligenciada. Utilizando a fórmula básica da tensão no indutor, pode-se calcular a tensão, V_{L_M} , na indutância magnetizante L_M em função do tempo, pela equação em (4.36), considerando que a tensão entre os terminais de um indutor é, aproximadamente, proporcional à indutância e à taxa instantânea da variação de corrente.

$$V_{L_M} = \frac{L_M \cdot di}{dt} \cong \frac{L_M \cdot \Delta i}{\Delta t} \quad (4.36)$$

A corrente, no instante que o interruptor abre, na capacitância intrínseca do MOSFET é igual a I_{comut} . Como as duas capacitâncias estão em paralelo, têm-se:

$$\Delta i = 2 \cdot I_{comut} \quad (4.37)$$

$$\Delta t = T_{on} \quad (4.38)$$

Onde:

T_{on} – Tempo onde o interruptor fica acionado.

A tensão sobre a indutância magnetizante é igual à metade da tensão do barramento, já que o conversor é um *half-bridge* simétrico. Assim utilizando as equações (4.36), (4.37) e (4.38), pode-se obter a equação (4.39).

$$\frac{V_{in}}{2} = \frac{L_M \cdot 2 \cdot I_{comut}}{T_{on}} \quad (4.39)$$

Isolando L_M na equação (4.39), obtém-se a equação (4.40).

$$L_M \cong \frac{V_{in} \cdot T_{on}}{4 \cdot I_{comut}} \quad (4.40)$$

A indutância magnetizante do transformador pode auxiliar a comutação suave nos interruptores, podendo ser calculada a partir da equação (4.41), sendo obtida isolando I_{comut} na equação (4.35) e substituindo na equação (4.40). O transformador usado no circuito possui entreferro, podendo ser aproximado por um transformador ideal com uma indutância acoplada.

$$L_M \cong \frac{T_D \cdot T_{on}}{4 \cdot C_{ZVS}} \quad (4.41)$$

Onde:

T_D – Tempo morto determinado pelo IR2153;

T_{on} – Tempo onde o interruptor fica acionado.

Na Tabela 4.1, é apresentado um resumo das características do projeto do transformador, sendo expostas as principais informações. O detalhamento completo do projeto encontra-se no apêndice. A relação de transformação foi escolhida com a finalidade de que o valor de tensão no secundário fosse o mais próximo do somatório das tensões nos LEDs.

Tabela 4.1 - Especificações de projeto do transformador.

Indutância do primário	L_p	550 μ H
Indutância do secundário	L_s	22 μ H
Relação de transformação	n	5
Frequência de Operação	f_s	125 kHz
Núcleo	-	EE25/6
Entreferro	-	??
Número de espiras no primário	N_{Lp}	58 espiras
Fio utilizado	-	AWG 29
Fios em paralelo no primário	-	1 fio
Número de espiras no secundário	N_{Ls}	12 espiras
Fios em paralelo no secundário	-	5 fios

Na Tabela 4.2, é apresentado um resumo do indutor de filtro de saída, sendo mostradas as principais informações do projeto do indutor.

Tabela 4.2 - Especificações de projeto do indutor L_o

Indutância	L_o	20 μ H
Frequência de Operação	f_s	125 kHz
Núcleo	-	CNF 10
Número de espiras	N_L	20 espiras
Fio utilizado	-	AWG 29
Fios em paralelo	-	5 fios

Na Figura 4.21, é mostrada uma imagem do *driver* de LED implementado e a luminária com oito LEDs brancos Luxeon III Emitter LXHL-PW09. No caso dos LEDs serem desconectados do circuito, a tensão de saída é limitada aproximadamente de acordo com a equação (4.42). A tensão máxima de saída está abaixo do limite estabelecido na norma internacional IEC 61347-2-13, que é de 33 V (rms) e seu pico não pode exceder $33\sqrt{2}$ V (IEC 61347-2-13, 2012).

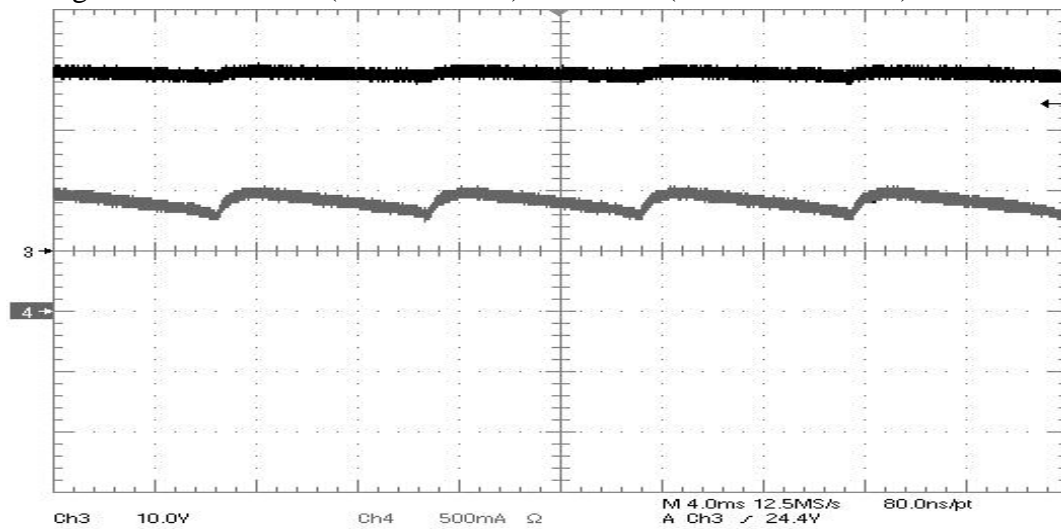
$$V_{out} = \frac{V_{in}/2}{a} \quad (4.42)$$

Figura 4.21 – a) Detalhes do conversor proposto; b) Circuito do conversor implementado e luminária.



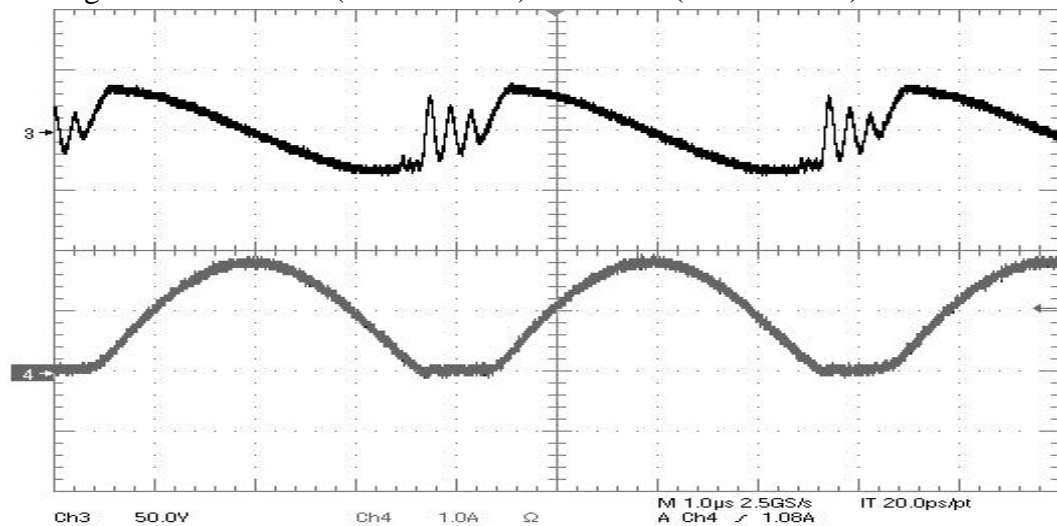
A Figura 4.22 mostra a tensão e a corrente no LED com baixo fator de crista. O valor médio da corrente no LED foi de 900 mA, devido a relação de transformação do transformador que foi menor do que o calculado. O valor medido para a frequência nominal de comutação foi de 125 kHz. O rendimento para as condições nominais no conversor foi de 91%, que é superior comparado a outros conversores para LEDs com, aproximadamente, a mesma potência. (FENG, 2007; SÁ Jr., 2009).

Figura 4.22 – Tensão (Ch3: 10V/div) e corrente (Ch4: 500mA/div.) no LED.



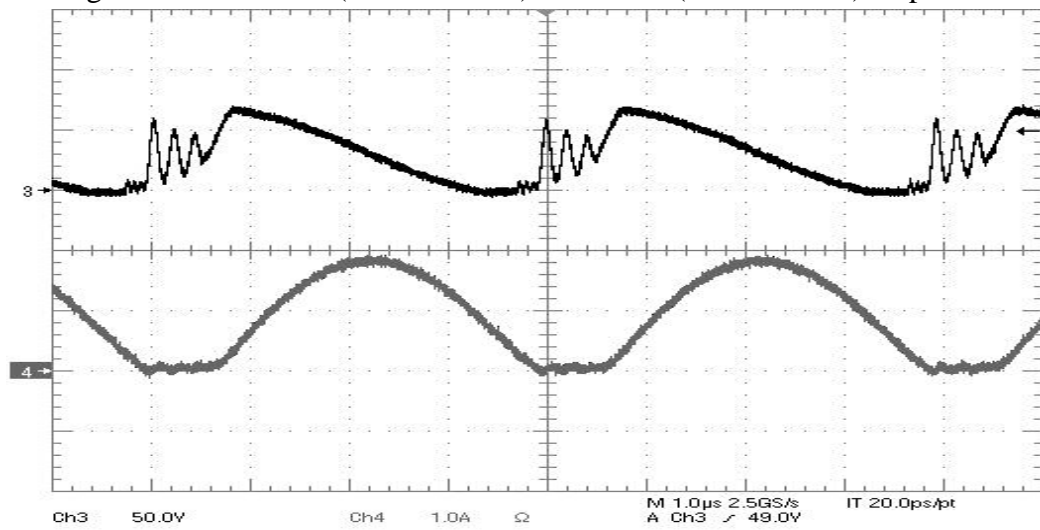
A Figura 4.23 mostra a tensão e corrente no indutor de filtro. O valor médio da corrente do indutor foi de 900 mA e a corrente de pico foi de 1,64 A. Nesse conversor, o indutor fica submetido a uma tensão de cinco vezes menor do que a tensão aplicada no conversor do capítulo anterior, ocasionando a diminuição das perdas.

Figura 4.23 - Tensão (Ch1: 50V/div) e corrente (Ch4: 1A/div.) no indutor.



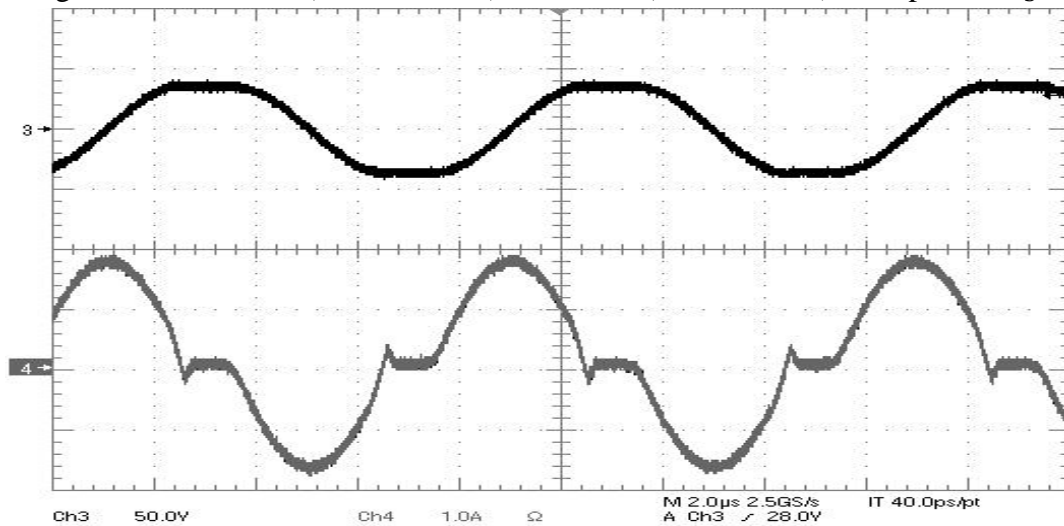
A Figura 4.24 mostra a tensão e a corrente na ponte retificadora. O valor médio da corrente na ponte foi de 820 mA, sendo que o diodo utilizado suporta 1A e uma tensão de 600V, validando o dimensionamento dele.

Figura 4.24 - Tensão (Ch1: 50V/div) e corrente (Ch4: 1A/div.) na ponte.



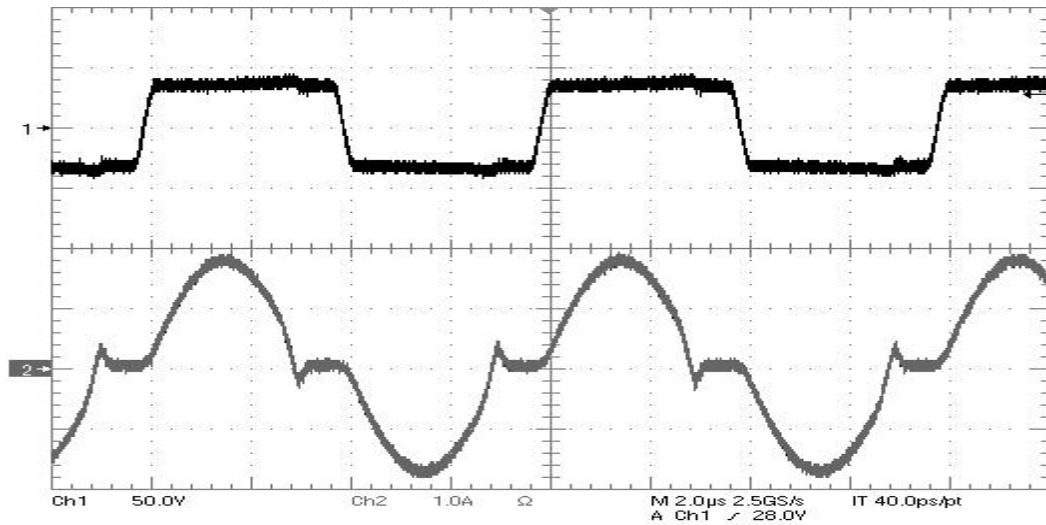
A Figura 4.25 mostra a tensão e a corrente no capacitor C_S . A corrente eficaz que passa pelo capacitor chaveado é de 190 mA. O capacitor carrega e descarrega a cada ciclo de operação.

Figura 4.25 - Tensão (Ch3: 50V/div) e corrente (Ch4: 1A/div.) no capacitor C_S .



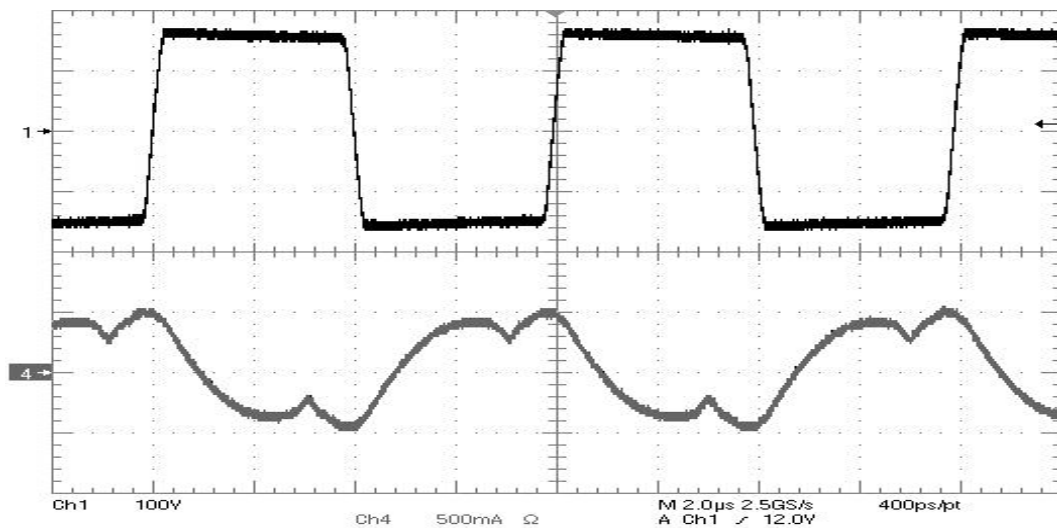
Na Figura 4.26 é mostrada a tensão e a corrente no enrolamento secundário do transformador.

Figura 4.26 - Tensão (Ch1: 50V/div) e corrente (Ch2: 1A/div.) no enrolamento secundário do transformador.



A tensão e a corrente no enrolamento primário do transformador são apresentadas na Figura 4.27.

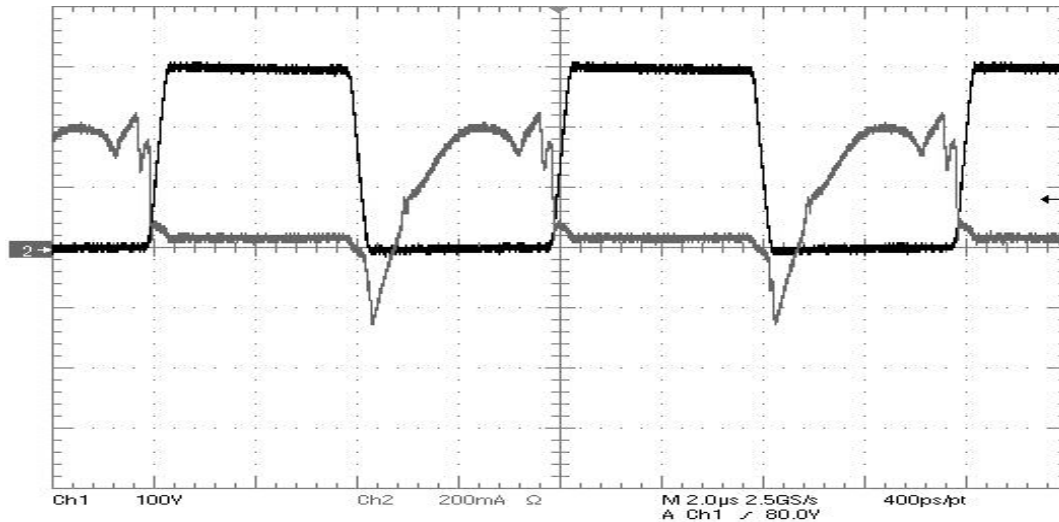
Figura 4.27 - Tensão (Ch1: 100V/div) e corrente (Ch4: 500mA/div.) no enrolamento primário do transformador.



Na Figura 4.28, é observada a superposição das formas de onda da tensão e corrente no interruptor S_1 , assim a comutação suave que ocorre no interruptor é ratificada, como foi mostrada anteriormente. O interruptor não necessita de dissipadores como foi mostrado na Figura 4.21.

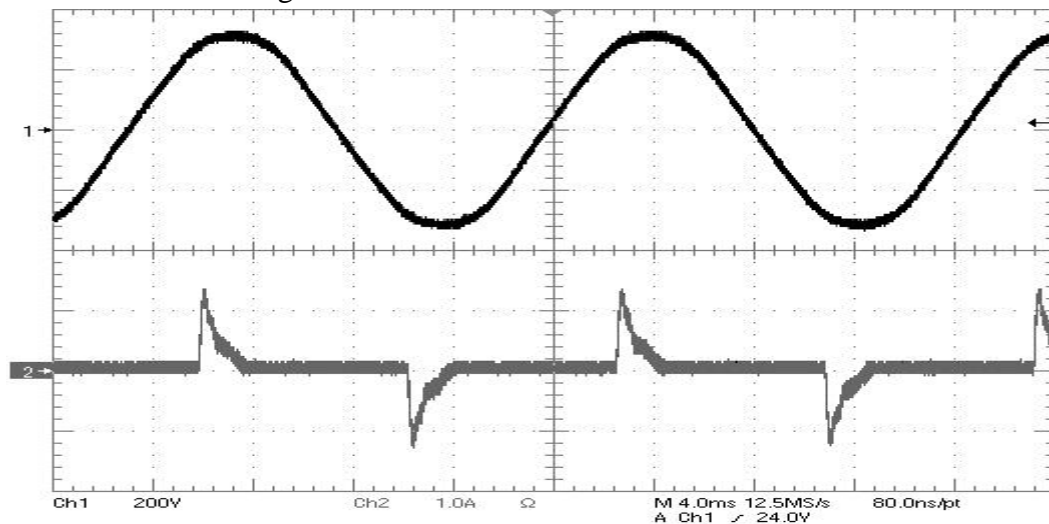
O pico da corrente no final do tempo de condução do interruptor é devido à ausência de corrente no enrolamento secundário do transformador. A corrente média no interruptor foi de 150 mA.

Figura 4.28 - Análise da comutação no interruptor S_1 .



A Figura 4.29 mostra a tensão e corrente na entrada da fonte de alimentação, ou seja, 220 V alternado. O valor da corrente eficaz da fonte foi de 280 mA.

Figura 4.29 - Tensão e corrente na entrada.



4.5. Conclusão

Neste capítulo, foi realizada a análise qualitativa e quantitativa do conversor SC com transformador para acionamento de LEDs de potência. Os interruptores do conversor proposto operam em ZVS, aumentando o rendimento da estrutura comparado ao circuito do capítulo 3.

Como mencionado no capítulo anterior, o armazenamento de energia nas capacitâncias intrínsecas dos MOSFETs, implicam em picos de corrente nos interruptores. O descarregamento dessa energia armazenada só é possível devido à utilização da indutância magnetizante do transformador inserido no circuito proposto anteriormente. O dimensionamento dessa indutância foi analisado e detalhado neste capítulo. Devido à inserção do transformador, e da sua relação de transformação, o conversor utilizado adequa-se a norma IEC 61347-2-13 e pode ser utilizado para reduzir o problema da equalização de corrente em ramos de LEDs em paralelo e, conseqüentemente, aumentar a potência de saída do conversor.

CAPÍTULO V

CONCLUSÃO

O objetivo deste trabalho foi o estudo e implementação de um conversor com capacitor chaveado para LEDs de potência. Por ser uma tecnologia muito recente, foi realizada uma análise dos componentes utilizados no projeto, o que permitiu determinar a estrutura final aplicada e o dimensionamento destas.

Algumas topologias de conversores para LEDs foram apresentadas, incluindo a topologia proposta. Optou-se por implementar esta topologia, conversor com capacitor chaveado, visto que esta não necessita de um controle de corrente, reduzindo o número de componentes do sistema; utiliza um transformador e o indutor de filtro operando em MCD, que acarretam na diminuição dos esforços nos componentes na carga, assim irá reduzir os custos, que é um dos objetivos deste trabalho. Outra vantagem desta topologia é a redução das perdas por comutação nos interruptores, ocasionando um aumento da eficiência do conversor.

Neste trabalho foi mostrado um breve histórico sobre os LEDs, o que permite compreender o desenvolvimento dessa tecnologia e as características para o acionamento destes para que esse tenha uma vida útil prolongada.

Um estudo sobre conversores com capacitor chaveado foi realizado. As topologias apresentadas foram estudadas, sendo analisada a possibilidade do uso delas para acionamento de LEDs de potência. O estudo mostra que a utilização do transformador, fazendo a isolação galvânica, pode possibilitar o aumento da potência de saída do conversor, bem como reduzir os esforços de tensão nos componentes e possibilita a adequação do conversor na norma IEC 61347-2-13.

Foi analisada a aplicação do conversor SC aos LEDs de potência. O modelo elétrico simplificado do LED foi utilizado para análise e dimensionamento do circuito proposto. A utilização da topologia proposta foi estudada, dimensionada, simulada e os seus resultados experimentais apresentaram grande aproximação dos resultados simulados, validando as equações levantadas nesse capítulo.

A utilização do transformador no conversor SC para LEDs de potência foi analisada. A sua utilização no conversor proposto possibilitou aos interruptores comutarem em ZVS, aumentando a eficiência do conversor comparado a mesma topologia sem o transformador, além de possibilitar o aumento da potência de saída.

Pode-se sugerir, como continuidade deste projeto, o estudo detalhado da retirada do capacitor eletrolítico do barramento, como também, permitir a correção do fator de potência da estrutura em estudo. A retirada desse capacitor aumentará a vida útil do conversor e, junto com a elevada vida útil dos LEDs, facilitará a difusão dos LEDs em sistemas para iluminação pública. O controle da intensidade luminosa (dimerização), para os conversores SC aplicados aos LEDs, também poderá ser estudado, com a utilização de microcontroladores.

REFERÊNCIAS

BADDELA, S. M., ZINGER, D. S. **Parallel connected LEDs operated at high to improve current sharing.** Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE. 3, 3-7 pp 1677 - 1681 p. 2004.

BARBI, I. **Eletrônica de potência: projetos de fontes chaveadas.** 2 ed. Florianópolis: Ed. do autor, 2007. 334p.

BARBI, I., SOUZA F. P. de. **Conversores CC-CC isolados de alta frequência com comutação suave.** Florianópolis: Ed. dos autores, 1999. 376p.

CÂMARA, R. A. **Pré-regulador com derivação central baseado na célula de comutação de três estados para aplicação em no-breaks.** 2008. 127. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia - UFC, Fortaleza, CE.

CHEUNG, C., TAN, S., LAI, Y. M., TSE, C. K. **A new visit to an old problem in switched-capacitor converters.** Circuits and Systems (ISCAS). Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on: pp.3192-3195 p. 2010.

CHUNG, H., IOINOVICI, A.. **Switched-capacitor-based DC-to-DC converter with improved input current waveform.** Circuits and Systems, 1996. ISCAS '96., 'Connecting the World'., 1996 IEEE International Symposium on 1: pp.541-544 p. 1996.

CRISTÓVÃO, A. B. **Um conversor Boost com comutação suave aplicado a um sistema ininterrupto de energia.** 2005. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia.

CÚK, S., MIDDLEBROOK, R. D. **Advances in Switched-Mode Power Conversion.** Pasadena: TESLAcO: 1983.

DOE - U. S. DEPARTMENT OF ENERGY. **Solid-State Lighting Research and Development – Multi-Year Program Plan FY'09-FY'15,** March 2009.

DOE - U. S. DEPARTMENT OF ENERGY. **Solid-State Lighting Research and Development - Multi-Year Program Plan,** April 2010.

FENG, W., SHI, F. G. **A new switched-capacitor frequency modulated driver for light emitting diodes.** Review of Scientific Instruments. 78: pp.114701-114701-4 p. 2007.

GACIO, D., ALONSO, J. M., GARCIA, J., CAMPA, L., CRESPO, M. J., RICO-SECADES, M. **PWM Series Dimming for Slow-Dynamics HPF LED Drivers: the High-Frequency Approach.** IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS. 59 2012.

HENRY, J. M., KIMBALL, J. W. **Practical Performance Analysis of Complex Switched-Capacitor Converters.** Power Electronics, IEEE Transactions on, . 26: pp.127-136, p. 2011.

HWU, K. I., CHOU, S. C. . **A Simple Current-Balancing Converter for LED Lighting.** 24th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC2009. Washington: pp. 587-590 p. 2009.

INFINEON. **SPP08N50C3**. 2012.

INTERNATIONAL RECTIFIER. **IR2153**. California 2006.

JOHNSON, S. **The Solid-State Lighting Industry Initiative: An Industry/DOE Collaborative Effort.** Architectural Lighting Magazine 2001.

KADAVELUGU, A., BALIGA, V., BHATTACHARYA, S., DAS, M., AGARWAL, A.,. **Zero voltage switching performance of 1200V SiC MOSFET, 1200V silicon IGBT and 900V CoolMOS MOSFET.** Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE: pp.1819-1826 p. 2011.

KEISER, O., STEIMER, P. K., KOLAR, J. W. . **High power resonant switched-capacitor step-down converter.** IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC): pp. 2772–2777 p. 2008.

LIU, L., YANG, D., ZHANG, G.Q., YOU, Y., HOU, F., LIU, D. **Thermal performance analysis of photoelectric parameters on high-power LEDs packaging modules.** Thermal, Mechanical and Multi-Physics Simulation and Experiments in Microelectronics and Microsystems (EuroSimE), 2011 12th International Conference on pp.1/5-5/5 p. 2011.

LYE, R. W. **Power Converter Handbook – Theory Design Application.** Canada: 1976.

MAITY, B. M., P. **A switched-capacitor based embedded DC-DC buck converter for high power efficiency and high power density.** TENCON 2010 - 2010 IEEE Region 10 Conference: pp.19-24 p. 2010.

MARTINS, D. C., BARBI, I. **Eletrônica de potência: Conversores CC-CC básicos não isolados.** Edição dos autores. Florianópolis: 2008. 380p.

MARTINS, E. da S. **Retificadores Monofásicos com Alto Fator de Potência e Comutação em Baixa Frequência.** 2002. 178. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) -

Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação - UNICAMP, Campinas, SP.

MARUSARZ, R. **A switched capacitor, inductorless DC to AC voltage step-up power converter**. Power Electronics Specialists Conference 1989. PESC '89 Record., 20th Annual IEEE. 1: pp.99-103 p. 1989.

MATHECAD. Planilha Eletrônica. 2009.

MELLO, L. F. P. **Análise e Projeto de Fontes Chaveadas**. São Paulo: 1996.

MIRANDA, P. H. A., SÁ JR., E. M., SANTOS Fº, E. E. DOS, OLIVEIRA, A. V. L. DOS, ANTUNES, F. L. M. **A switched-capacitor driver for power LEDs** 11ºCOBEP – XI BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE 2011.

MIRANDA, P. H. A., VARELA, A. T., SÁ JR, E. M. **Análise da Eficiência de LEDs de Potência em Aparelhos Odontológicos Utilizando o Diodo Peltier**. IV Congresso de Pesquisa e Inovação da Rede Norte Nordeste de Educação Tecnológica 2009.

NARUKAWA, Y. E. A. Ultra-High Efficiency White Light Emitting Diodes. **Japanese Journal of Applied Physics**, v. 45, n. 41, p. p. L1084-L1086, out. 2006 2006.

NATIONAL SEMICONDUCTOR. **LM2660 - Switched-capacitor voltage converter** 2012.

PINTO, R. A. C., M. R.; CAMPOS, A.; DALLA COSTA, M. A.; DO PRADO, R.N. Compact Emergency Lamp Using Power LEDs. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**. 59: 1728-1738 p. 2012.

PSIM. Simulador do tipo SPICE. POWERSIM 2009.

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

SÁ JR., E. M., ANTUNES, F. L. M., PERIN, A. J. **Nova Técnica para Equalização de Corrente em LEDs de Alto Brilho Operando em Alta Frequência**. IEEE INDUSCON 2006 - VII Conferência Internacional de Aplicações Industriais Recife 2006.

SÁ JR., E. M., POSTIGLIONE, C. S., ANTUNES, F. L. M., PERIN, A. J. **Low Cost ZVS PFC Driver for Power LEDs**. 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society – IECON2009, Porto - Portugal, November 2009.

SCHUBERT, E. F. **Light- Emitting Diodes**. 2 Cambridge: 2006.

SEEMAN, M. D., SANDERS, S.R., **Analysis and Optimization of Switched-Capacitor DC–DC Converters**. Power Electronics, IEEE Transactions on 23: pp.841-851 p. 2008.

SHENG, H., CHEN, Z., WANG, F., MILLNER, A. **Investigation of 1.2 kV SiC MOSFET for high frequency high power applications**. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE,: pp.1572-1577 p. 2010.

SIEW-CHONG TAN; KIRATIPONGVOOT, S. B., S.; IOINOVICI, A.; LAI, Y.M.; TSE, C.K.; **Adaptive Mixed On-Time and Switching Frequency Control of a System of Interleaved Switched-Capacitor Converters**. Power Electronics, IEEE Transactions on, 26: pp.364-380 p. 2011.

SILVA, E. A. S., COELHO, E. A. A., FREITAS, L. C., VIEIRA JR., J. B., FARIAS, V. J. **A Soft-Single-Switched Forward Converter With Low Stresses and Two Derived Structures**. IEE Transactions on Power Electronics. 19 2004.

UENO, F., INOUE, T., LIDA, H., OOTA, I. **Analysis of switched capacitor power using finite element method**. ELETRONICS AND COMMUNICATIONS IN JAPAN, Part 2. 70 1987.

VIEIRA, I. D. C. **Projeto de um conversor Flyback auto-oscilante de baixo custo para LED's de potência**. 2009. 130. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG, Belo Horizonte, MG

YIN, L., WU, X., ZHAO, M.,. **A highly efficient switched-capacitor LED driver with switching frequency hopping technique**. Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT), 2010 10th IEEE International Conference on pp.521-523 p. 2010.