

Igor da Costa Vieira

**Projeto de um conversor Flyback
auto-oscilante de baixo custo para
LED's de potência**

Belo Horizonte, MG
UFMG/PPGEE
Dezembro de 2009

Igor da Costa Vieira

Projeto de um conversor Flyback auto-oscilante de baixo custo para LED's de potência

Dissertação apresentada ao curso de mestrado em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito à obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Pedro Francisco Donoso-Garcia

Belo Horizonte, MG
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Escola de Engenharia - UFMG
Dezembro de 2009

Ao meu irmão, Ivan.

A minha mãe, Wani.

A minha tia, Vicentina.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Universidade Federal de Minas Gerais por fornecer um ambiente agradável de trabalho.

A todos os professores do grupo de eletrônica de potência principalmente ao Pedro Donoso Garcia, Porfírio Cabaleiro Cortizo, Lenin Martins Ferreira Moraes, Seleme Isaac Seleme Júnior e Marcos Antônio Severo Mendes por todo o seu tempo destinado e pela orientação fornecida. Agradeço também ao professor Lauro de Vilhena Brandão Machado Neto da Pontifícia Universidade Católica de Minas Gerias por participar da Banca examinadora desta dissertação.

Aos meus colegas de trabalho, Alex Junior Santos Ribeiro, Alexandre Farias, Anete Vidal Freitas Vieira, Arlete Vidal Freitas Vieira, Camila Cançado, Douglas Pedroso, Helbert Ribeiro de Sá, Hugo Bicalho, João Américo Castro Junior, Julio Igor López Seguel, José Eduardo da Silva e Marco Aurélio Moreira pela vivência destes últimos dois anos de estudos.

Aos meus amigos, Anderson Silva, Diego Werneck, Douglas Werneck, Enio Fantinati, Emerson Ferreira, Guilherme Fantinati, Igor Vieira Junior, Josélio Bento da Costa Junior, Laís Bitencourt, Lelio Rocha, Leonardo Costa Telles, Marília Jota, Paula Oliveira, Rodrigo Ribeiro e ao Tiago Lima.

"A mente que se abre a uma idéia jamais voltará ao seu tamanho original."

Albert Einstein

Sumário

RESUMO	iii
ABSTRACT.....	iv
Lista de Símbolos	v
Lista de Abreviações	xiii
Capítulo 1 - Introdução	1
1.1 A história da Iluminação	1
1.2 Fontes de alimentação para LED's	5
1.2 Objetivo da dissertação	7
1.2.1 Objetivos específicos	7
1.3 Método de trabalho	7
1.4 Estrutura do texto	8
Capítulo 2 – Diodo Emissor de Luz - LED.....	9
2.1 Introdução	9
2.1.1 Tipos de LED's.....	9
2.1.2 Justificativa para a utilização dos LED's	11
2.1.3 Eficiência Energética do LED	14
2.2 Princípio de funcionamento dos LED	15
2.3 LED branco	17
2.3.1 LED utilizando conversão a fósforo	17
2.3.2 Luz branca a partir de LED de cores diferentes.....	19
2.4 Dimerização	19
2.5 Modelo equivalente elétrico do LED.....	21
2.7 Conclusão.....	26
Capítulo 3 – Conversores para alimentação de LED's : Estudo, projeto e simulação.....	27
3.1 Introdução	27
3.1.1 Fontes lineares vs. Fontes Chaveadas	28
3.1.2 Descrição dos estágios da fonte chaveada	29
3.1.3 Conversores chaveados	31
3.2 Conversor Flyback	32
3.2.1 Justificativa da seleção da topologia Flyback.....	32

3.2.2 Definição do modo de condução	33
3.3 Flyback PWM	34
3.4 Flyback Auto-oscilante	38
3.4.1 Malha de realimentação para o Flyback Auto-oscilante	54
3.4.2 Modelagem do conversor Flyback Auto-Oscilante.....	59
3.5 Dimensionamento térmico dos LED's	67
3.6 Conclusão.....	70
Capítulo 4 – Resultados Experimentais.....	71
4.1 Resultados Experimentais.....	71
4.2 Conclusão.....	79
Capítulo 5 – Conclusões Gerais	80
Referência Bibliográfica	84
Apêndice A – Cálculo do Dissipador para conjunto de LED's	88
A.1 Dimensionamento de Dissipador Para Múltiplos LED's	90
Apêndice B – Projeto do Conversor Flyback	92
B.1 Especificações de projeto do Flyback.....	92
B.2 Projeto do transformador	93
B.3 Cálculo dos Capacitores.....	95
B.4 Dimensionamento dos diodos	95
B.5 Dimensionamento do Mosfet	97
Apêndice C – Circuito regulador de correção de fator de potência	100
C.1 Introdução	100
C.2 Normatização.....	101
C.3 Correção de Fator de Potência	102
C.4 Princípio de funcionamento	103
C.5 Análise da Simulação.....	107
C.6 Conclusão	112

RESUMO

Os LED's (Diodo Emissor de Luz) são dispositivos em grande ascensão no mercado de iluminação, desde 2007 estes dispositivos já apresentam condição de substituir as lâmpadas incandescentes e em 2012 se prevê que este substituirá as lâmpadas fluorescentes. Como característica principal estes dispositivos se destacam devido à enorme vida útil e a alta eficiência energética.

Estando diante desta informação a presente dissertação apresenta o estudo, projeto, simulação e resultado experimental, do conversor Flyback auto-oscilante para alimentação de LED's. Também é realizado o estudo e simulação de outros dois tipos de conversores Flyback, sendo um conversor utilizando a modulação PWM e um conversor com correção de fator de potência.

O objetivo do estudo do conversor Flyback PWM é para obter parâmetro para a comparação com o conversor Flyback auto-oscilante, comprovando que ambos os conversores se equivalem para regular a corrente sobre os LED's.

Para o conversor com correção de fator de potência foram realizadas somente simulações, desta forma este será apresentado como apêndice C. O estudo deste conversor se justifica devido ao alto fator de potência e baixa THD, no entanto este conversor apresenta elevado "*ripple*" sobre a corrente de saída, sendo que o valor de crista deste "*ripple*" é responsável por reduzir o valor da corrente média sobre os LED's.

ABSTRACT

The LED's (Light Emitting Diode) are devices in growing up in the lighting market, since 2007 these devices have already condition to replace incandescent bulbs and in 2012 is expected to replace fluorescent lamps. Main characteristic of these devices stand out due to life cycle very long and high efficiency.

Being on this information this dissertation will present the study, simulation and experimental results of the self-oscillating Flyback converter to supply power LED's. Two more simulation are also conducted to Flyback converters, one with the traditional PWM Flyback converter and another one with PFC Flyback converter.

The PWM Flyback converter is study just to obtain compare with the self-oscillating Flyback converter, confirming that both converters are equivalent to regulate the current on the LED's.

There were realized just simulations for the PFC Flyback converter and this will be showing at Appendix C. The study of this converter is justified by the high power factor and low THD, but this converter has a high ripple on the output current, the ripple's pike is responsible to reduce the value of the average current on LED's.

Lista de Símbolos

A_e - Área efetiva da perna central do núcleo.

A_{min} - Área da janela onde é situado o enrolamento.

C – capacitor C8

CDS – Capacitância Dreno-Source do Mosfet

C_f – Capacitor de realimentação para amplificador de erros do CI UC3844

CGD - capacitância parasita interna ao Mosfet localizada entre o Gate e o Dreno

CGS – Capacitância Gate-Source do Mosfet

C_{ISS} - Capacitância de entrada do Mosfet

C_{OSS} - Capacitância de saída do Mosfet

CTR_{f-a} - Razão da corrente de coletor do transistor do foto-acoplador pela corrente sobre o diodo do foto-acoplador

C7 – Capacitor da fonte auxiliar

D - razão cíclica de trabalho

D' - razão cíclica de trabalho na qual o mosfet permanece desligado

\hat{d} - perturbação em D provocada pelo processo de linearização

D6 – Diodo referente ao enrolamento auxiliar

D7 – Diodo do secundário principal do Flyback

D10 – Diodo de “*Start-up*” fonte auxiliar para o UC3844

f_{cross} - frequência de corte

F_m - fator de correção do processo de linearização

f_p - frequência do pólo em Hz

$f_{p_{controlador}}$ - frequência do pólo do controlador

f_s - frequência de chaveamento

f_z - frequência do zero em Hz

G_{ci}^* - função de transferência entre corrente de entrada pela corrente de controle

G_{co}^* - função de transferência entre corrente de entrada pela tensão de saída

G_{io-o}^* - função de transferência entre tensão de entrada pela tensão de saída

i_{co} - corrente de pico máximo do primário

\widehat{i}_{co} - corrente de controle para pequenos sinais

\widehat{i}_o - corrente de saída para pequenos sinais

I_d - Corrente direta do diodo (A)

I_{dk} - Corrente sobre o diodo K

i_{D6} - Corrente sobre o diodo D6

i_e - corrente de erro

I_{EQ4} - Corrente de emissor do transistor Q4

i_L - corrente sobre L

$\langle i_L \rangle$ - corrente média de L

$\langle i_{in} \rangle$ - corrente média de entrada da fonte

\widehat{i}_{in} - corrente de entrada para pequenos sinais

i_p - corrente primário do transformador

I_{sd} - Corrente de saturação reversa do diodo (A)

i_{s1} – corrente sobre o enrolamento L_{s1}

i_{s2} – corrente sobre o enrolamento L_{s2}

I_1 – Fundamental da corrente de entrada

J - Densidade de corrente nos condutores;

\hat{j}_o - perturbação sobre a corrente de saída

J_{\max} - Densidade máxima de corrente nos condutores;

k - Constante de Boltzmann, $1,3805 \times 10^{-23}$ (J/°K)

K_p - Fator de utilização do primário;

K_w - Fator de utilização da área do enrolamento;

L – indutância de magnetização refletida ao secundário

l_g - comprimento do gap para transformadores

L_M - valor de indutância do enrolamento de magnetização

L_p - valor de indutância do enrolamento do primário

L_{s1} - valor de indutância do enrolamento do secundário principal

L_{s2} - valor de indutância do enrolamento da fonte auxiliar

m_1 – derivada da corrente de L em t_{on}

m_2 – derivada da corrente de L em t_{off1}

n – relação de espiras entre primário e secundário do transformador

n_d – Constante referente a estrutura molecular do LED

N_p - número de espiras do enrolamento do primário

N_{s1} – número de espiras do enrolamento do secundário principal

N_{s2} - número de espiras do enrolamento da fonte auxiliar

q - Carga do elétron, $1,602 \times 10^{-19}$ Coulomb (C)

$P_{aparente}$ - Potência aparente

P_{ativa} - Potência ativa

P_{cond} – perdas por condução do Mosfet

P_{comut} – perdas por comutação do Mosfet

$P_{Dissipada}$ - Potência dissipada

P_{IN} - Potência de entrada

P_{Mosfet} - Potência dissipada sobre o Mosfet

P_o - Potência de saída

P_{total} – perda total sobre o Mosfet

q_c - fator de correção do processo de linearização sobre L

q_o - fator de correção do processo de linearização sobre C

q_i - fator de correção do processo de linearização sobre \widehat{u}_{in}

Q2 – transistor de entrada do flyback

Q3 - transistor de entrada do flyback

REF – tensão de referência interna ao CI UC3844

R_f – Resistor de realimentação para amplificador de erros do CI UC3844

RF – Resistor de realimentação

$R_{th(B-A)}$ - Resistência térmica entre a placa condutora e o ambiente externo

r_c - resistência série equivalente de C

$R_{th(G-B)}$ - Resistência térmica entre a pasta térmica e a placa condutora

$R_{th(J-S)}$ - Resistência termica entre a Junção e o Slug

r_L - resistência série equivalente de L

$R_{D_{son}}$ - resistência de dreno-source de condução

R_{out} - Carga de saída equivalente

R_{pd} - Resistência paralela interna ao modelo do LED

R_s - Resistor Shunt do primário

R_{sd} - Resistência série interna ao modelo do LED

$R_{TH_{ca}}$ - Resistência térmica encapsulamento-ambiente

$R_{TH_{cd}}$ - Resistividade térmica entre cápsula e dissipador

$R_{TH_{cr}}$ - Resistência térmica da pasta térmica para encapsulamento TO220

$R_{TH_{jc}}$ - Resistência térmica junção

$R_{th(S-G)}$ - Resistência térmica entre o Slug e a pasta térmica

R_1 - Resistência de Entrada do flyback

R_9 - Resistor pertencente à malha de corrente

S_{isol} - área do conductor com isolamento

S_p - área do condutor do primário

S_{sk} - área do condutor do secundário k

T - Temperatura

$T_{Ambiente}$ - Temperatura Ambiente

T_D - tempo de atraso entre ciclos de chaveamento

t_f – tempo de comutação do Mosfet de ligado para desligado

T_{ii-o}^* - função de transferência entre corrente de saída pela corrente de entrada

T_j – temperatura de junção do Mosfet

$T_{Junção}$ - Temperatura na junção do LED

$t_{off} = t_{off1} + T_D$

t_{off1} - tempo em que o Mosfet não conduz

t_{on} - tempo de condução do Mosfet

\widehat{t}_{on} - perturbação em t_{on} provocada pelo processo de linearização

t_r – tempo de comutação do Mosfet de desligado para ligado

T_s - período de chaveamento

\widehat{t}_s - perturbação em T_s provocada pelo processo de linearização

T_1 – Período da fundamental

$\langle u_c \rangle$ - tensão sobre capacitor C8

u_{in} - tensão de entrada refletida ao secundário

\widehat{u}_{in} - tensão de entrada para pequenos sinais

$\langle u_o \rangle$ - tensão sobre a saída

\widehat{u}_o - tensão de saída para pequenos sinais

V_{comp} – Tensão sobre o pino 1 do CI UC3844

V_d - Tensão direta do diodo (V)

$V_{d_{f-a}}$ - queda de tensão sobre diodo do foto-acoplador

V_{DS} – Tensão Dreno-Source do Mosfet

$V_{E/A_{out}}^{max}$ - Tensão máxima na saída do amplificador de erro

V_{EQ4} - Tensão de emissor do transistor Q4

V_{ERRO} – Tensão de erro responsável por limitar o pico de corrente do primário

$V_{DS_{max}}$ - tensão dreno-source máxima

V_{dk} - Queda de tensão sobre o diodo k;

V_{GS} – Tensão Gate-Source do Mosfet

V_{IN} – Tensão de entrada da fonte

V_{SENSE} – Tensão coletada sobre resistor R_s

V_{s1} – Tensão enrolamento secundário principal

V_{s2} – Tensão enrolamento fonte auxiliar

V_y - tensão de polarização base-emissor de um transistor

V_{0d} – Fonte de tensão interna ao modelo do LED

w_p - frequência do pólo em radianos

w_z – frequência do zero em radianos

Y_{in-o}^* - função de transferência entre tensão de entrada pela corrente de entrada

Z_{o-o}^* - função de transferência entre corrente de saída pela tensão de saída

Z – impedância

$Z1$ – Zener de entrada do flyback

β_{Q4} - Ganho fornecido pelo transistor Q4

Δ - profundidade de penetração de corrente devido ao efeito pelicular

ΔB - Máxima variação da densidade de fluxo magnético

Δi_L - variação da corrente sobre L

φ_v - Ângulo de fase da curva de tensão

φ_i - Ângulo de fase da curva de corrente

η - rendimento

μ_o - Permeabilidade do núcleo

δ - espessura do entreferro

Lista de Abreviações

CC – Corrente Contínua

CI – Circuito Impresso

FF – Fator de Forma

FP – Fator de Potência

HB-LED – LED de alto brilho

IEM – Interferência Eletro-Magnética

IRC - Índice de Reprodução de Cores

LC – Indutor Capacitor

LED – Diodo emissor de Luz

OLED – Diodo Orgânico emissor de Luz

PFC – Correção de Fator de Potência

PWM – Modulação por largura de pulso

RC – Resistor Capacitor

RF – Rádio Frequência

RGB – Vermelho Verde Azul

RSE – Resistência Série Equivalente

THD - Distorção harmônica total

Capítulo 1

Introdução

1.1 A história da Iluminação

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 com 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. O pavio destas luminárias era formado por compostos de fibras de plantas. Entre as soluções que mais se destacaram, podem ser citadas: as lâmpadas de óleo da Mesopotâmia por volta de 8000 a.C, a lâmpada “terracotta” dos Gregos no século VII a.C, ilustrada na Figura 1.1, e a vela dos Egípcios [1].



Figura 1.1 Lâmpada de "terracotta"

Por volta do ano de 285 a.C foi registrado o primeiro dispositivo de iluminação pública: o Farol de Alexandria, ilustrado na Figura 1.2, construído na ilha de Faros por ordem de Alexandre, o Grande. A luz produzida pelo fogo, no alto de sua torre, era refletida por espelhos para o mar e podia ser vista a 75 quilômetros de distância [1], [2].



Figura 1.2 Farol de Alexandria

Os séculos XVIII e XIX foram marcados pela Revolução Industrial, onde surgiu um conjunto de mudanças tecnológicas com profundo impacto no processo produtivo em nível econômico e social. A contribuição desta para com a iluminação veio através do inventor escocês William Murdoch com a descoberta da luz a gás, no ano de 1772. Também o físico suíço Aimée Argand deu sua contribuição com a lâmpada de Argand em 1784 e em 1850 com a lamparina a querosene, ilustrada na Figura 1.3 [5].

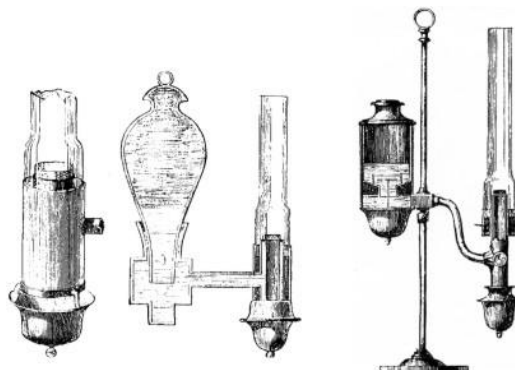


Figura 1.3 Lâmpada de Argand [5]

A primeira lâmpada a arco foi proposta por Humphrey Davy em 1801, a qual consistia de dois eletrodos de carbono devidamente espaçados que quando alimentados por energia elétrica propiciavam a criação de um arco voltaico, gerando uma luz intensa e brilhante. Entretanto, este tipo de lâmpada apresentava algumas desvantagens como à pequena vida útil dos eletrodos de carbono e a grande intensidade luminosa, restringindo a utilização em ambientes externos.

Ainda no século XIX, no ano de 1876, Paul Jablochhoff inventou a “vela elétrica”, esta lâmpada que veio a concorrer com a amplamente utilizada iluminação a gás [5]. A vela

elétrica era semelhante à lâmpada de Humphrey Davy, porém, conforme a Figura 1.4, suas hastes eram dispostas uma ao lado da outra ao invés de ficar uma em frente à outra. O arco se formava entre as duas extremidades das hastes. Sua aceitação foi pequena, pois a luz emitida pela “vela elétrica” tinha uma tonalidade muito clara. [1], [6].

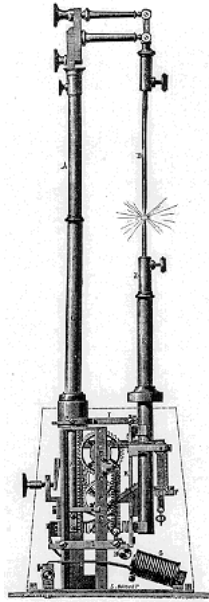


Figura 1.4 Lâmpada de Humphrey Davy

O ano de 1879 foi marcado pela elaboração da primeira lâmpada com filamento incandescente, inventada por Thomas Alva Edison. O funcionamento da lâmpada era baseado no aquecimento de um filamento de carbono dentro do tubo de vidro, o qual se tornava incandescente. Em 1911 com o desenvolvimento das técnicas de trefilação do tungstênio deu-se um grande passo para a popularização das lâmpadas incandescentes, já que os filamentos eram mais robustos e capazes de suportar temperaturas mais elevadas. Estas lâmpadas, no entanto apresentavam eficiência de apenas 6% a 10% e sua vida útil era inferior a 1000 horas. [8].



Figura 1.5 Lâmpada de Peter Cooper Hewitt

Em 1901, Peter Cooper Hewitt elaborou o primeiro protótipo de uma lâmpada fluorescente, ilustrada na Figura 1.5, a qual foi denominada lâmpada a arco em mercúrio em baixa pressão. Esta lâmpada começou a ser comercializada por volta de 1940 e teve aceitação imediata. [8].

Em 1934, Edmund Germer elaborou a lâmpada de mercúrio em alta pressão, Figura 1.6. As lâmpadas de vapor de sódio em alta pressão e multivapores metálicos surgiram, respectivamente, por volta de 1955 e 1964. [7].



Figura 1.6 Lâmpada de Edmund Germer

O primeiro registro sobre LED – “*Light Emitter Diode*” foi feito por Henry Joseph Round, em 1907. A luz deste componente era produzida devido ao contato de um cristal de Carboneto de Silício com eletrodos metálicos, que formava um retificador Schottky por contato. O primeiro LED indicador luminoso somente foi desenvolvido por Nick Holonyak Jr. no ano de 1962. Este LED era de cor vermelha e apresentava eficiência luminosa de apenas 0,1 lm/W, sendo que sua estrutura molecular era baseada em camadas de GaAsP. Na década seguinte, foram elaborados os LED’s de cores: verde, laranja e amarela. O LED azul, no entanto foi produzido somente nos anos 90 por S. Nakamura, baseando na estrutura molecular de GaN. Desta forma somente na década de 90 foi possível gerar o conjunto RGB (“*Red*” “*Green*” “*Blue*”), permitindo assim a formação de qualquer cor, inclusive a branca. [20], [21].

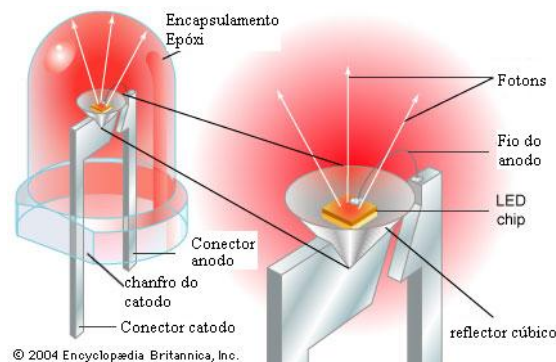


Figura 1.7 LED indicador

A década de 90 também foi marcada pela geração de luz branca via LED. A primeira demonstração foi realizada em 1995 por Bando et AL, onde estes pesquisadores utilizaram o LED azul recoberto por fósforo para a elaboração do LED de cor branca. [15]

A Figura 1.8 ilustra o aumento da eficiência luminosa dos LED's. Segundo a lei de Craford's, o desempenho da emissão de luz aumenta dez vezes a cada década. A OIDA (“*Optoelectronics Industry Development Association*”) ainda acrescenta que a eficiência luminosa dos LED's em 2002 era em torno de 25 lm/W e em 2007 em 50 lm/W já substituindo as lâmpadas incandescentes. Em 2012 chegará a 150 lm/W, substituindo as lâmpadas fluorescentes. Prevê-se que em 2020 provavelmente chegará a 200 lm/W [13], [14], [39].

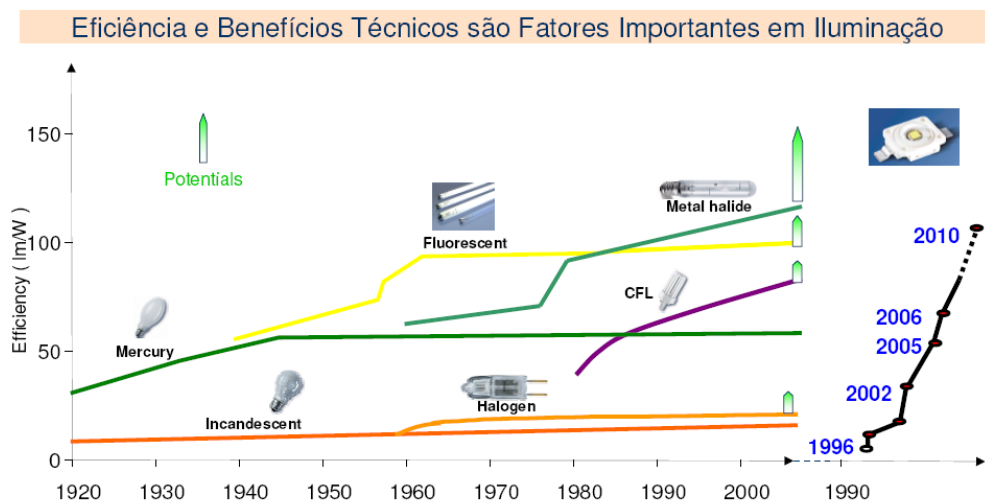


Figura 1.8 Curva de evolução de iluminação artificial

1.2 Fontes de alimentação para LED's

A temperatura sobre a junção dos LED's altera o valor de queda de tensão direta sobre o dispositivo. Conversores com controle por tensão não garantem de forma constante o brilho e a temperatura de cor dos LED's, pois estas características dependem da corrente direta aplicada sobre o mesmo. Desta forma o conversor para LED's deve operar como fontes de corrente.

A solução mais simples para a alimentação de LED's é composta por uma fonte de tensão em série com um resistor de regulação da corrente, este circuito é mostrado na

Figura 1.9A. No entanto, esta topologia não garante temperatura de cor e brilho fixo, pois o controle por tensão não é imune as variações causadas pela variação da queda de tensão direta sobre o LED. A Figura 1.9B ilustra um regulador linear, este é uma solução simples para baixas potências, onde se tem regulação precisa da corrente sobre o LED, porém com baixa eficiência energética. A Figura 1.9C ilustra uma terceira solução baseada em fontes que operam chaveando capacitores, o fator limitador para esta solução é a baixa corrente de operação.

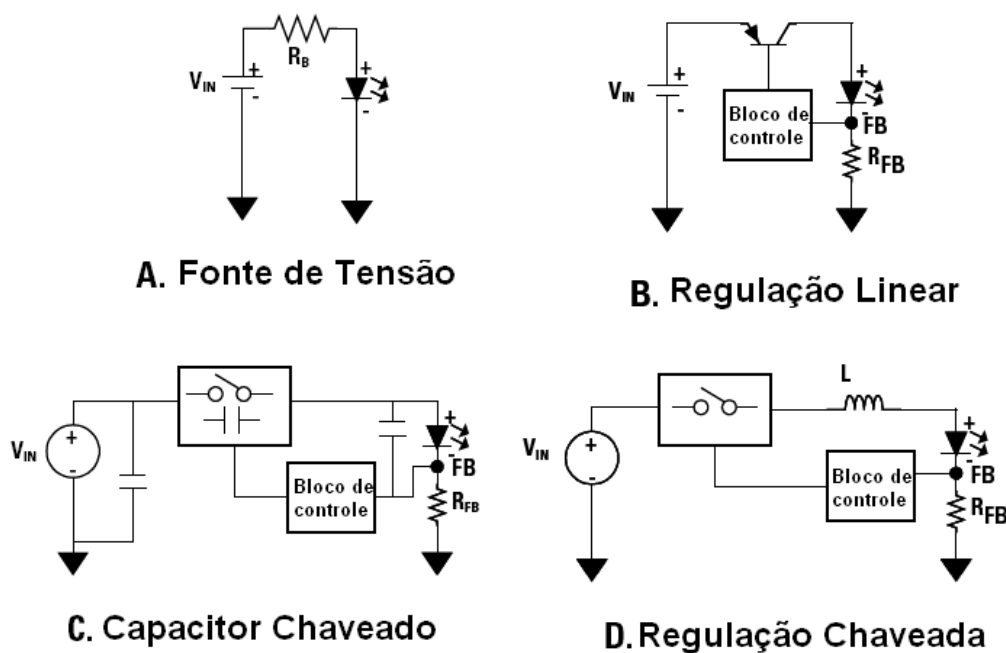


Figura 1.9 Topologia de conversores para LED's [12].

Para se ter uma idéia da baixa eficiência energética de uma fonte linear, um regulador linear possui rendimento de 70% quando alimenta um LED branco InGaN ($V_D = 3,5V$) com a corrente de 1A a partir de uma fonte de tensão de entrada de 5V. A mesma fonte apresenta rendimento de 30% quando a tensão de entrada aumenta para 12V. Além da baixa eficiência, o gerenciamento térmico deste conversor também é impraticável. [12].

Uma solução mais eficiente e relativamente mais complexa é a regulação por conversores chaveados. A Figura 1.9D ilustra um esquema deste tipo de fonte. Para se ter uma idéia da melhor eficiência deste tipo de conversor, perante a mesma carga do parágrafo anterior, composta por um LED branco InGaN ($V_D = 3,5V$), o conversor chaveado abaixador de tensão (Buck) obtém rendimento de 95% e 98% respectivamente para fonte de entrada de 5V e 12V. Em troca de maior eficiência e menor tamanho

físico, este tipo de conversor injeta interferência eletromagnética conduzida na rede elétrica, havendo necessidade de utilizar filtros adequados. [12].

Em geral, a definição de qual topologia a ser utilizada enfrenta a decisão a ser tomada entre custo e desempenho desejado da fonte de alimentação.

1.2 Objetivo da dissertação

Esta dissertação tem por objetivo principal o estudo, a análise e o desenvolvimento de um conversor Flyback auto-oscilante para LED's de Potência.

1.2.1 Objetivos específicos

- Definição das características do LED e da melhor forma de onda de tensão e corrente a ser aplicada sobre o mesmo;
- Apresentação dos conversores chaveados utilizados para a alimentação de LED's e justificar a escolha do conversor Flyback;
- Estudo do conversor Flyback PWM visando obter parâmetros de comparação quanto ao Flyback auto-oscilante;
- Apresentação detalhada do princípio de funcionamento do Flyback auto-oscilante;
- Modelagem do conversor Flyback auto-oscilante ilustrando a boa estabilidade deste conversor e justificando a estabilidade do mesmo utilizando somente ganho proporcional;
- Executar o estudo do conversor Flyback PFC;
- Executar a simulação dos conversores Flyback com controle PWM, auto-oscilante e PFC;
- Retirar resultados experimentais referente ao Flyback auto-oscilante;

1.3 Método de trabalho

Trata-se de pesquisa que tem como passos a análise, o projeto, a simulação e a obtenção de resultados experimentais de um reator eletrônico com controle de corrente para LED's, com as seguintes características:

- Possuir controle da corrente contínua na saída;
- Possuir isolamento galvânico entre entrada e saída;
- Ser de baixo custo.

O conversor que melhor atende as três características citada acima, é o conversor Flyback. No capítulo três será apresentada outras vantagens oferecidas por este conversor, deixando mais claro o motivo da escolha do mesmo. Além disso, serão realizadas as seguintes etapas:

- Estudos das características óptica, elétrica e térmica do LED;
- Estudo do conversor Flyback auto-oscilante;
- Dimensionamento térmico dos dissipadores de calor para a fonte flyback.

1.4 Estrutura do texto

O segundo capítulo abordará as propriedades elétricas, ópticas e térmicas dos LED's. Esta análise se faz necessária por se tratar de uma tecnologia recente, o que exige uma compreensão aprofundada deste dispositivo. É definida neste capítulo, também, a forma de onda mais adequada sobre a carga, à técnica mais apropriada para a dimerização e o modelo elétrico equivalente para o LED.

O terceiro capítulo apresenta o estudo e a simulação do conversor flyback auto-oscilante. Este capítulo apresenta também a comparação entre simulações do conversor Flyback auto-oscilante com o conversor Flyback PWM utilizando o CI UC3844, apontando as vantagens e desvantagens.

O quarto capítulo apresenta os resultados experimentais do Flyback Auto-Oscilante.

O quinto capítulo apresenta as conclusões do trabalho e as propostas de continuidade.

O apêndice A e B apresentam exemplos de cálculos de dissipadores para LED's e cálculos para o projeto de um conversor Flyback respectivamente.

E por fim o apêndice C ainda apresentará a simulação do conversor Flyback com correção de fator de potência. Este estudo tem como referência a norma européia IEC 61000-3-2 aplicada a dispositivos eletrônicos.

Capítulo 2

Diodo Emissor de Luz - LED

2.1 Introdução

O presente capítulo abordará as propriedades elétricas, ópticas e térmicas dos LED's. Esta análise tem início com a apresentação dos tipos de LED's, que estão disponíveis no mercado atualmente. São citadas as características deste dispositivo, assim como: vantagens e as deficiências encontradas por este dispositivo. Para a melhor compreensão do LED será apresentada uma explicação do princípio de funcionamento, também será definida a forma de onda mais adequada de corrente sobre a carga e a técnica mais apropriada para a dimerização. E por fim, visando estabelecer resultados de simulações próximos aos resultados experimentais, é estabelecido o modelo equivalente elétrico do LED a ser utilizado.

2.1.1 Tipos de LED's

O ascendente mercado dos LED's é impulsionado devido ao surgimento de mais duas categorias além da do LED indicador. Entre elas são os LED de alto brilho (HB-LED's) e a os LED de Potência, ilustradas na Figura 2.1.

A principal diferença entre o LED indicador para o LED de alto brilho é o invólucro colorido com função de filtro óptico presente no primeiro. Já o segundo tipo emite somente o comprimento de onda da cor de trabalho desejada e não necessita de filtro. Desta forma, os LED's de alto brilho possuem um invólucro transparente e maior eficiência.

Os LED's de potência consomem potência igual ou superior a 1W, sendo que atualmente são comercializados LED's de até 50W. Devido à grande potência dissipada, estes dispositivos não trabalham sem a presença de dissipadores de calor.



Figura 2.1 Categorias de LED's

Outro dispositivo em destaque no mercado é o Diodo Orgânico Emissor de Luz - OLED, criado pela Kodak em 1980, ilustrado na Figura 2.2. O OLED é composto por moléculas de carbono que emitem luz somente ao receberem cargas elétricas. Caso contrário, este composto se torna obscuro gerando o preto real. Devido a estas características, displays a base de OLED não necessitam de luz de fundo ou lateral. Entre outras vantagens do OLED frente ao LCD estão: menor tamanho físico, menor consumo de energia, menor tempo de resposta, melhor contraste (de 7.000.000:1 contra 100.000:1 das telas LCD) [53], melhor resistência térmica, menor quantidade de matéria prima para produção e ângulo de visualização de até 178°. O baixo custo de fabricação de display de OLED se justifica devido ao fato das moléculas de OLED serem diretamente aplicadas sobre a superfície da tela, usando um método de impressão.



Figura 2.2 Televisão a base de OLED

2.1.2 Justificativa para a utilização dos LED's

Atualmente se calcula que 20% de consumo energético global são utilizados em iluminação. Perante este cenário, o LED oferece ao mundo melhor eficiência energética ao se comparar com as lâmpadas incandescentes e fluorescentes, e ao mesmo tempo, não apresenta o mercúrio ou outros componentes químicos tóxicos das lâmpadas fluorescentes ou de vapor de mercúrio [16]. A ascensão do LED já é evidente. Atualmente, muitas aplicações anteriores que eram feitas por lâmpadas incandescentes são de domínio do LED. São exemplos: sinais de trânsito, iluminação de ambientes arquitetônicos e painéis luminosos com cores plenas. Ainda são vantagens:

- a) **Alta eficiência:** maior porcentagem de energia elétrica é convertida em luz, reduzindo o consumo de energia. A Figura 2.3 ilustra a eficiência luminosa de diversos tipos de lâmpadas.

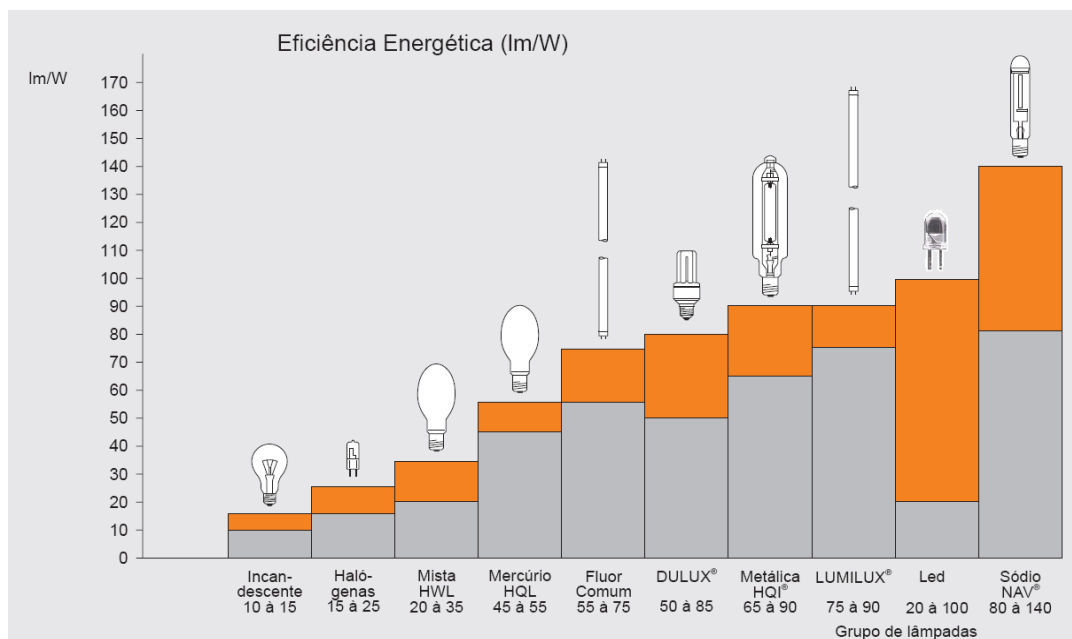


Figura 2.3 Comparação da eficiência luminosa entre os tipos de lâmpada [11]

- b) **Alta Vida Útil:** trata-se do tempo na qual a lâmpada opera em condições nominais. Ao contrário das outras fontes de luz, o LED não se extingue de um momento para o outro. Normalmente seu brilho decresce periodicamente até deixar de existir. Define-se como fim da vida útil do LED o momento em que o seu brilho decai abaixo de 70% do brilho inicial [17]. O fator responsável por reduzir a vida útil do LED é a temperatura na junção. Para exemplificar, a Figura 2.4 ilustra a significância da influência da temperatura de junção sobre a vida

útil dos LED's. Observe que com menor temperatura de trabalho, o LED de potência terá maior vida útil, por este motivo a necessidade de um bom projeto de dissipador de calor.

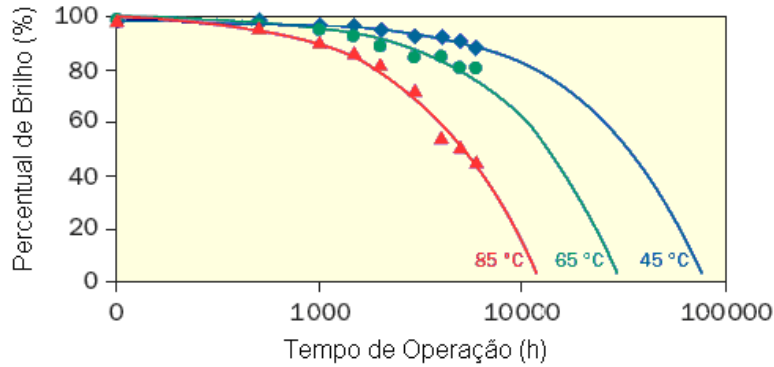


Figura 2.4 Perda de brilho ao longo da vida útil do LED

A Tabela 2.1 relaciona a vida útil de vários tipos de lâmpadas. Observe que o LED tem vida útil de até cem mil horas.

Tabela 2.1 Comparação da vida útil média entre os tipos de lâmpadas [11]

Tipo de Lâmpada	Vida Útil (horas)
Incandescente	750 a 2850
Mista	6000 a 8000
Vapor de Mercúrio	10000 a 15000
Fluorescente	3000 a 20000
Vapor de Sódio	10000 a 20000
Multivapor	12000 a 24000
Vapor de Sódio, alta pressão	20000 a 40000
LED	100000

c) **Alto Índice de Reprodução de Cores – IRC:** Quanto mais alto estiver o IRC (escala de 0 a 100), melhor será a exibição das cores. Contudo, uma comparação numérica de IRC entre diversas lâmpadas, somente é válida se todas as lâmpadas forem submetidas à mesma cromaticidade.

d) **Operação em diversas temperaturas de cores:** este termo não representa o calor físico da lâmpada e sim o tom de cor que ela confere ao ambiente. A temperatura de cor é medida em graus Kelvin (°K), sendo que quanto maior for o valor, mais fria será a cor da luz. Na percepção prática, a luz mais quente oferece maior aconchego e relaxamento e a luz mais fria maior atividade. O LED, por sua vez, é comercializado em diversas cores, fator este não oferecido por outras lâmpadas. Outro recurso oferecido por este dispositivo é a obtenção de qualquer cor do diagrama de cromaticidade a partir da variação de cores primárias (RGB).

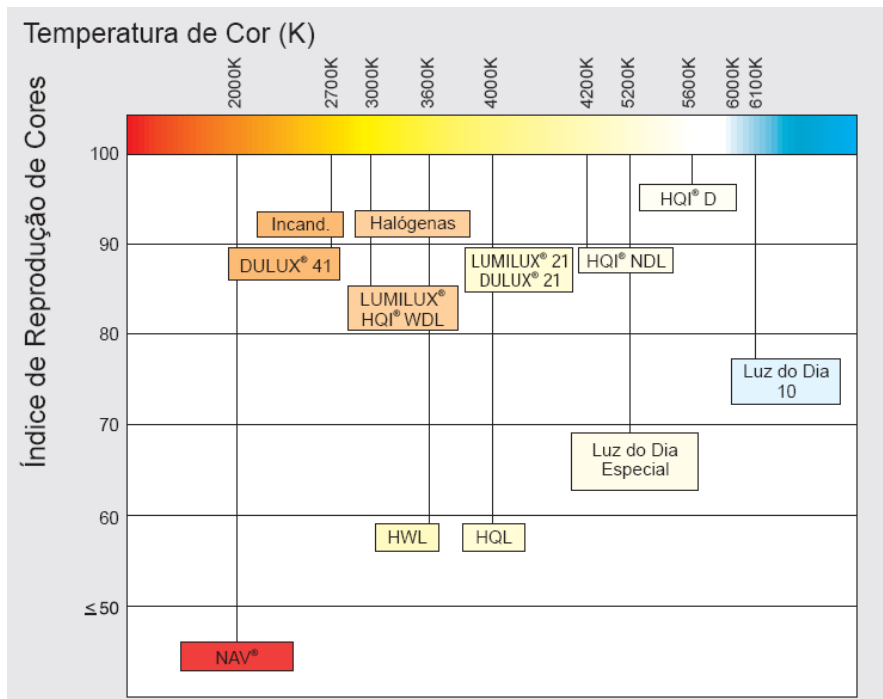


Figura 2.5 Tonalidade de Cor e Reprodução de Cores

Tabela 2.2 Temperatura de cor Corrente direta para diversos modelos de LED's

A Tabela 2.2 exemplifica a temperatura de cor de alguns modelos de LED. É importante reparar que o fabricante especifica a faixa de temperatura de cor, sendo que esta característica depende tanto da corrente diretamente aplicada, quanto do tempo de vida e da temperatura de junção do dispositivo.

Tipo	Código Comercial	Cor	Temp Cor Min (K)	Temp Cor Típica (K)	Temp Cor Max (K)
K2 TFFC	LXK2-PWC4-0200	Branco Frio	4500	6500	10000
Portable PWT	LXCL-PWT1	Branco Frio	5650	7000	10000
Warm White Emitter	LXHL-BW03	Branco Quente	2850	3300	3800

2.1.3 Eficiência Energética do LED

A principal vantagem do LED frente às demais lâmpadas é o alto rendimento de lm/W acompanhado de um alto IRC. A Tabela 2.3 apresenta as principais características de diversos modelos de lâmpadas. Esta é ordenada inicialmente pelas lâmpadas incandescentes seguida pelas fluorescentes, lâmpadas de descarga e finalmente pelos LED's. Para destacar os LED's das demais lâmpadas, foi adotada uma margem diferente, sendo que na mesma tabela também são marcados em negrito os dispositivos que apresentaram a maior eficiência luminosa.

Tabela 2.3 Características gerais de diversos tipos de Lâmpadas [05/2009]

Lâmpadas Philips	Código Comercial	Volts	mA	Watts	lumens	lm/W	IRC	Cor (K)	Vida(horas)
Incandescentes Standard	STD-127V40-N	127	315	40	516	13	100	2000	750
Incandescentes Standard	STD-127V60-N	127	472	60	864	14	100	2000	750
Incandescentes Standard	STD-127V100-N	127	787	100	1620	16	100	2000	750
Fluorescentes Tubulares TLT/TLD	TLTRS20W-ELD-25	58	360	20	1100	55	70	5000	8000
Fluorescentes Tubulares TLT/TLD	TLD30W-ELD-25	96	370	30	2000	67	70	5000	8000
Fluorescentes Tubulares TLT/TLD	TLD-36W-54	103	440	36	2500	69	72	6200	8000
Fluorescentes Tubulares TLT/TLD	TLTRS40W-ELD-25	106	420	40	2600	65	70	5000	8000
Fluorescentes Tubulares TLT/TLD	TLRS-65W-LD	110	670	65	4100	63	72	6200	8000
Fluor. Compac Integrada Essencial	PLED15W127ESSBL1	110	136	15	760	51	78	6500	8000
Fluor. Compac Integrada Essencial	PLED20W127ESSBL1	110	182	20	1040	52	78	6500	8000
Fluor Compac Integrada PLED-H	PLEH45W127V-865	110	409	45	3000	67	80	6500	10000
Fluor Compac Integrada PLED-H	PLEH65W127V-865	110	591	65	4200	65	80	6500	10000
Descarga Vapor de Sódio	SON H 220W	120	2200	220	20000	91	25	2000	20000
Descarga Vapor de Sódio	SON H 350W	117	3600	350	34000	97	25	2000	20000
K2 TFFC - Branco Frio	LXK2-PWC4-0200	3,85	1500	5,8	275	48	70	6500	50000
K2 TFFC - Branco Frio	LXK2-PWC4-0200	3,5	700	2,5	170	69	70	6500	50000
K2 TFFC - Branco Frio	LXK2-PWC4-0200	3,3	350	1,2	95	82	70	6500	50000
Rebel - Branco Frio	LXML-PWC1-0090	3,4	700	2,4	160	67	70	6500	60000
Rebel - Branco Frio	LXML-PWC1-0100	3,4	700	2,4	180	76	70	6500	60000
K2 - Branco Frio	LXK2-PW12-S00	3,6	700	2,5	100	40	70	6500	50000
Warm White Emitter-Branco Quente	LXHL-BW03	3,42	350	1,2	20	17	90	3300	100000
LUXEON® III Star Lambertian-Branco	LXHL-LW3C	3,9	1000	3,9	80	21	70	5500	100000
LUXEON® Emitter - Branco	LXHL-PW01	3,42	350	1,2	45	38	70	5500	100000
COINlight-OSTAR®-Branco (Osram)	CO06A-W4-854	24	500	12,0	154	13	70	5400	50000

A lâmpada mais eficiente é a de Vapor de Sódio com 97 lm/W com IRC de apenas 25%. O LED K2 TFFC já aparece com a segunda maior eficiência luminosa seguida pelo LED Rebel e pela lâmpada Fluorescentes Tubulares TLT/TLD, na qual cada uma possui respectivamente 82, 76 e 69 lm/W. Esta tabela demonstra o real valor do LED, no quesito eficiência luminosa. Este dispositivo já supera as lâmpadas fluorescentes e se equiparam as lâmpadas de descarga (HID). Com estes dados em mãos, é possível afirmar que o domínio no mercado de iluminação para o LED, é questão de tempo.

O fator que ainda dificulta a supremacia dos LED's é a potência dissipada sobre os mesmos e o custo inicial. Um exemplo é o modelo LXX2-PWC4-0200 da Philips-LumiLED's, sendo que este dispositivo trabalha em três faixas de correntes: 350, 700 e 1500 mA, que correspondem respectivamente aos LED's de 1, 3, 5 W e sendo as respectivas eficiências luminosas de 82, 69 e 48 lm/W. Por este modelo de LED é notado que ao aumentar a corrente de trabalho, a temperatura de junção aumenta, reduzindo a vida útil e a quantidade de lumens produzidos. Atualmente existem LED's que trabalham na faixa de potência de até 50W, sendo que este dispositivo suporta corrente de até 2450 mA e possui tensão nominal de 23V para uma potência luminosa de 3800 lumens. [50]

2.2 Princípio de funcionamento dos LED

Em qualquer semicondutor cuja junção p-n é polarizada diretamente, existem recombinações de lacunas e elétrons, principalmente próximos à junção. Essa recombinação exige que a energia destes elétrons livres seja transformada em calor ou em luz. Se o semicondutor possuir “*gap*” direto, a energia liberada durante a recombinação elétron-lacuna provocará a emissão de fótons, gerando assim uma fonte de luz eficiente. Já materiais baseados em Silício ou Germânio possuem “*gap*” indireto. Nestes, a maior parte da energia liberada durante a recombinação elétron-lacuna será na forma de calor e a luz emitida será insignificante devido a opacidade do material [22]. Devido a estas características, os Diodos Emissores de Luz (LED) são baseados em materiais de “*gap*” direto como o GaAs, InSb, InAs, InP, PbS, CdS e CdTe. A Figura 2.6 ilustra a formação de fótons em um material de “*gap*” direto. Um percentual de energia é absorvido por parte da estrutura, porém uma grande porcentagem desta energia é emitida em forma de luz.

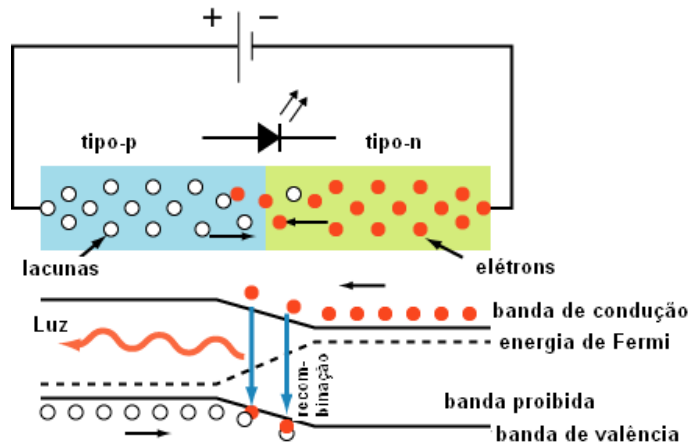


Figura 2.6 Estrutura física dos LED's

A Figura 2.7 ilustra o segmento de cores que podem ser geradas através de estruturas molecular como base no AlInGaP e no InGaN. A primeira emite ondas no comprimento relativo do vermelho ao amarelo, enquanto a segunda emite ondas no comprimento relativo do azul ao verde.

Em geral, os LED's de 1W operam com faixas de tensão entre 2 a 3,65V. É interessante notar, na Tabela 2.4, que a queda de tensão sobre os mesmos depende do comprimento da onda emitido. O aumento de temperatura interfere diretamente no comprimento do "gap", causando conseqüentemente alteração do comprimento de onda da luz e sobre o valor de tensão direta sobre o LED.

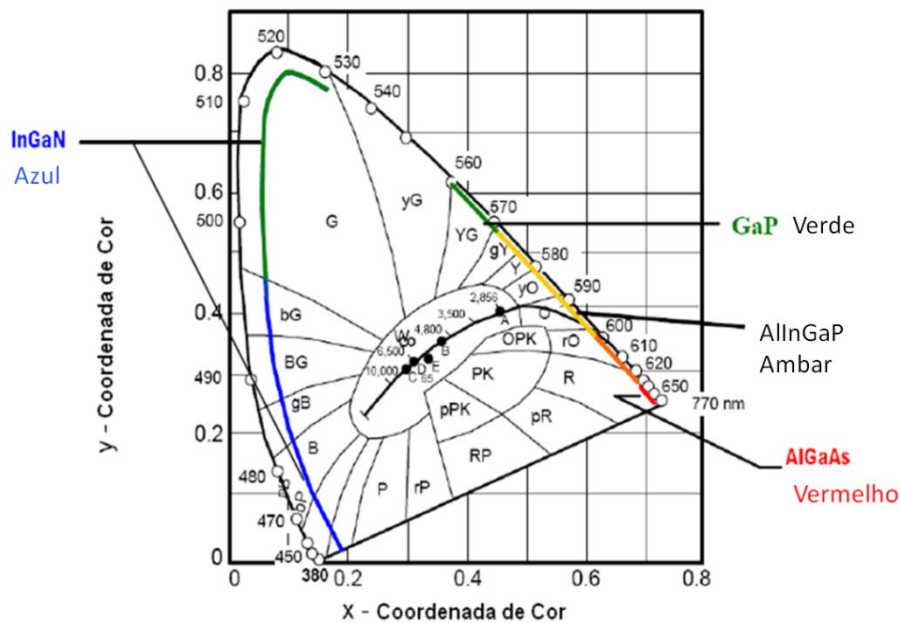


Figura 2.7 Comprimento de onda de trabalho para os compostos AlGaInP e AlGaInN [39]

Tabela 2.4 Variação da queda de tensão direta sobre o LED conforme cor

Código Comercial	Cor	Tensão Min (V)	Tensão Típica (V)	Tensão Max (V)
EDEW-1xx1	Branco	2,8	3,5	4
EDEB-1xx1	Azul	2,8	3,5	4
EDET-1xx2	Verde	2,8	3,2	4
EDER-1xx3	Vermelho	2	2,2	2,75
EDER-1xx3	Ambar	2	2,2	2,75

2.3 LED branco

O grande desafio da substituição das lâmpadas tradicionais por LED's teve início em 1997 com o desenvolvimento do LED de alto brilho azul AlInGaN. A cor branca do LED é obtida através da mistura de duas ou mais cores, sendo que a fonte luminosa que a utiliza é classificada em termos de eficiência luminosa e IRC. A alta eficiência luminosa é sempre desejada para tais fontes, entretanto alto IRC depende da aplicação. Entre as aplicações que necessitam de alta qualidade de iluminação, ou seja, alto IRC estão: iluminação de museus, escritórios, lojas. Entre as aplicações que não necessitam de alto IRC estão: iluminação urbana, garagem, semáforos.

2.3.1 LED utilizando conversão a fósforo

A obtenção de luz branca via LED's dicromáticos e tricromáticos utilizando conversão a fósforo tem como base principal o LED azul e ultravioleta, sendo o composto AlInGaN o mais utilizado.

A Figura 2.8 ilustra o funcionamento do LED branco. O chip emissor de luz é situado em um refletor cúbico composto por resina epóxi e partículas de fósforo amarelo. Parte da luz emitida pelo chip atravessa a resina resultando em luz azul, a outra parte da luz é absorvida pelo fósforo amarelo, emitindo um comprimento de onda complementar, resultando na luz branca. Este processo pode ser baseado em um único tipo de fósforo, descrevendo um LED dicromático, ou em dois tipos de fósforo distintos, descrevendo um LED tricromático. Para os LED tricromáticos, os dois tipos de fósforo utilizados geram luz no comprimento de onda referente ao verde e ao vermelho alaranjado, sendo que estes se somam ao azul fornecido pelo chip e resulta a luz branca. [20]

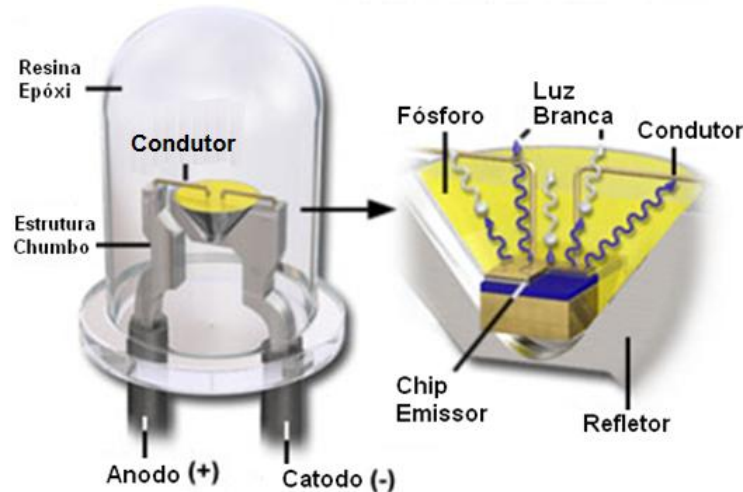


Figura 2.8 LED dicromático azul

A Figura 2.9 ilustra a geração de luz através de um LED dicromático, a linha pontilhada azul refere-se ao comprimento de onda referente à luz azul, enquanto a linha pontilhada branca ilustra o comprimento de onda complementar gerado pelo fósforo. Nesta figura é possível verificar que ambos os comprimentos de onda se somam para gerar o comprimento de onda referente à luz branca, linha contínua preta.

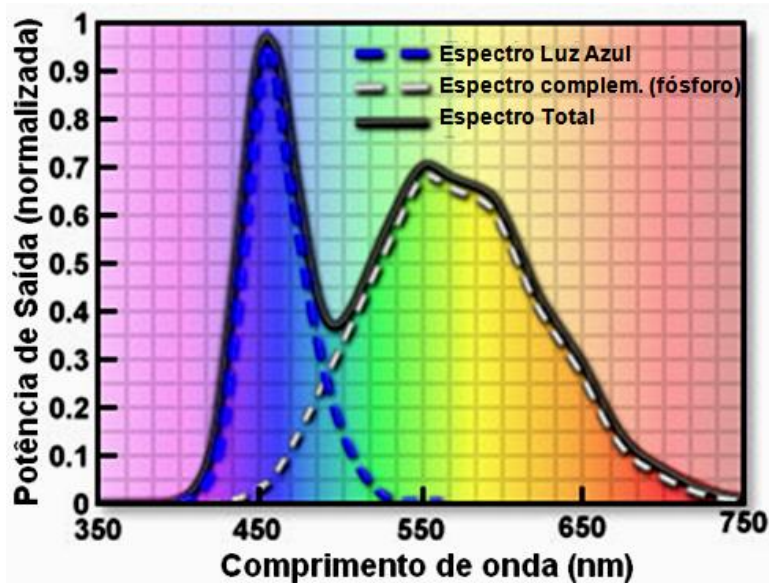


Figura 2.9 Espectro de LED azul para LED dicromático

O processo de obtenção de luz via LED ultravioleta é similar, porém neste LED toda a energia luminosa emitida pelo chip é absorvida por três fósforos distintos, convertendo o comprimento de onda antes ultravioleta em comprimento de onda correspondente ao azul, vermelho e verde (RGB). Estes dispositivos apresentam IRC superior a 90. No entanto, apresentam alta perda de energia devido à conversão da luz ultravioleta em branca.

2.3.2 Luz branca a partir de LED de cores diferentes

A luz branca via múltiplos LED's é obtida através de duas ou mais fontes luminosas. A definição de quantas fontes a se utilizar enfrenta o “*trade-off*” entre IRC e eficiência luminosa. A principal vantagem de se trabalhar com maior número de fontes de cores distintas é a maior liberdade de ajuste da temperatura de cor sem comprometer o IRC.

O maior problema decorrente na formação da luz branca via múltiplos LED's é a variação do ponto de cromaticidade provocado pelo aumento da temperatura de junção do LED. Por exemplo, em sistemas RGB, o comprimento de onda mais afetado é o correspondente ao vermelho, sendo que este decresce fortemente em relação às demais cores [21]. Este problema pode ser contornado ajustando-se a razão relativa de potência das três cores. Há duas soluções disponíveis para este problema, sendo elas:

- Monitoramento do espectro de cor da fonte.
- Monitoramento da temperatura individual de cada arranjo de LED, onde a variável medida deverá respeitar a curva da variação da cor por temperatura fornecida pelo fabricante. Esta solução, no entanto não é eficaz, pois o brilho do LED decai continuamente ao longo da sua vida útil. Desta forma um controle realizado somente através da curva fornecida pelo catálogo do fabricante, irá apresentar variação de temperatura de cor e brilho à medida que o brilho do LED sofra este decaimento ao longo de sua vida útil. Também é importante lembrar que cada tipo de LED apresenta um decaimento de brilho diferente, fator este que altera ainda mais a temperatura de cor da fonte luminosa.

2.4 Dimerização

A dimerização de LED's é baseada na variação da corrente direta de alimentação dos mesmos ou pela modulação de PWM. Os dois tipos de dimerização são ilustrados através da Figura 2.10, nesta figura é possível observar que a dimerização pela variação da corrente direta sobre os LEDs, implica no processo de apenas variarmos o valor da corrente sobre os LED's, já o processo de modulação por PWM implica na imposição de uma forma de onda de corrente quadrada sobre os LED's.

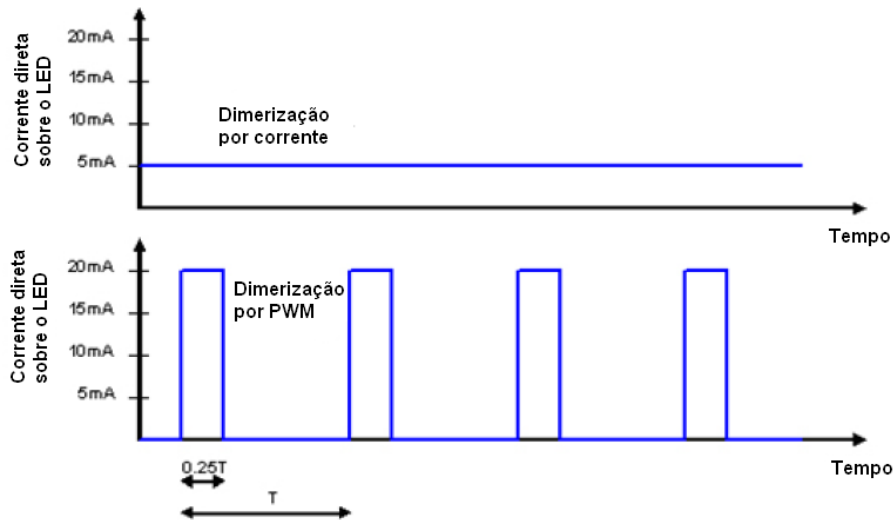


Figura 2.10 Forma de onda da corrente dimerizada sobre a carga [37]

Entre os dois métodos citados, a modulação por PWM se destaca devido a:

- Eficiência luminosa constante;
- Menor variação da temperatura da junção perante a variação da intensidade luminosa;
- Menor variação da cromaticidade de LED's brancos;
- Menor deslocamento no pico do comprimento de onda;
- Possibilidade de ajuste em sistema RGB;
- Melhor resposta a dimerização de LED's brancos.

Entre as desvantagens da modulação PWM em relação à variação da corrente direta sobre o LED são citados:

- Necessidade de conversores de múltiplos estágios para ao se trabalhar com correção de fator de potência, devido à influência da modulação sobre a corrente de entrada;
- Menor eficiência à medida que se reduz a corrente média.

Junior de Sá, M. E, [9], apresenta a influência da variação da amplitude da corrente e a influência da modulação em PWM, sobre o LED branco de alta potência. Na Figura 2.11 verifica-se que a variação na amplitude da corrente entre 100% a 3% provoca o aumento do pico do comprimento de onda em torno de 555nm. Isto ocorre porque a cromaticidade é deslocada para o amarelo em baixas correntes e indica que o fósforo se torna mais eficiente. Outra alteração observada é o deslocamento para a direita do pico,

cujo comprimento de onda é relativo ao azul. Já a modulação em PWM apresenta sentido contrário à modulação em corrente, onde a cromaticidade tende ao azul e o fósforo torna-se menos eficiente. Entretanto, a variação da cromaticidade é menor perante a mesma variação percentual entre 100% a 3%. Devido à menor variação da cromaticidade para modulação em PWM, esta técnica é sugerida pelos fabricantes. No entanto, Junior de Sá, M. E, [9], afirmada que a dimerização com melhor eficiência luminosa é a modulação por “ripple” de corrente com variação linear de $\pm 21\%$. Nesta modulação aplica-se uma corrente contínua, na qual, sobre esta corrente adiciona-se um “ripple” de forma de onda triangular com inclinação de $\pm 21\%$, esta forma de onda se assemelha a forma de onda sobre o indutor de fontes chaveadas trabalhando no modo de condução contínuo. A forma de onda destes conversores chaveados é apresentada na Figura 3.5.

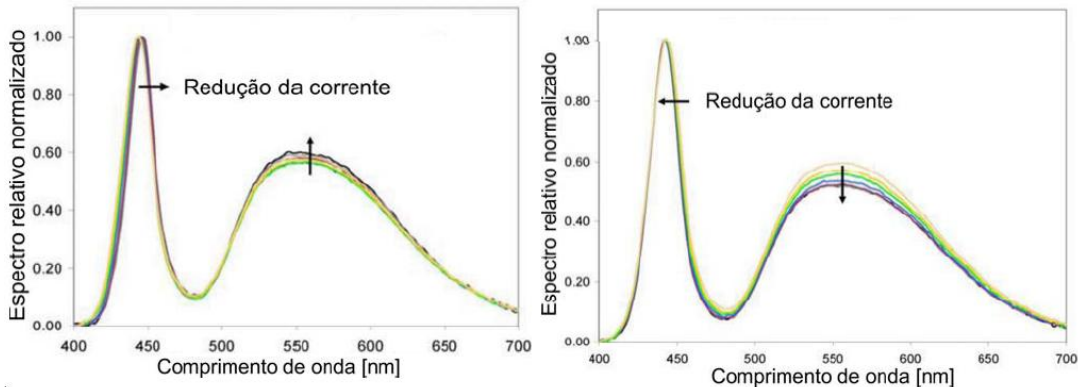


Figura 2.11 Alteração no comprimento de onda da Luz provocada pela modulação em corrente contínua e por modulação PWM respectivamente [44]

2.5 Modelo equivalente elétrico do LED

A curva característica I_d - V_d dos LED's é baseada no modelo exponencial do diodo [22], onde esta se apresenta da seguinte forma:

$$I_d = I_{sd} \cdot e^{q \cdot V_d / (n_d \cdot k \cdot T)} \quad (2.1)$$

Onde:

- V_d - Tensão direta do diodo (V)
- k - Constante de Boltzmann, $1,3805 \times 10^{-23}$ (J/°K)
- T - Temperatura em Kelvin (°K)

- q - Carga do elétron, $1,602 \times 10^{-19}$ Coulomb (C)
- I_d - Corrente direta do diodo (A)
- I_{sd} - Corrente de saturação reversa do diodo (A)
- n_d – coeficiente de emissão

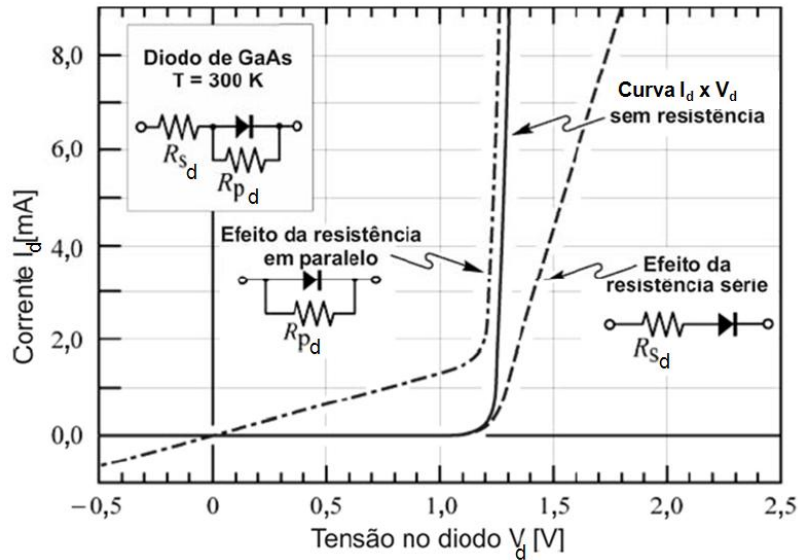


Figura 2.12 Efeitos da resistência série e paralela (shunt) sobre a curva característica I_d - V_d [20]

Para um LED perfeito a variável, n_d , recebe valor unitário. Para diodos reais, esta variável assume valores típicos entre 1,1u.a. a 1,5u.a. No entanto, valores maiores do que 2u.a. foram encontrados nos diodos a base Arsênio e de Fósforo e valores maiores a 7u.a. são encontrados em LED's a base de GaN/GaInN.

Para melhor ilustrar a realidade, o modelo elétrico equivalente dos LED's apresenta duas resistências parasitas, conforme ilustrado na Figura 2.12.

A resistência série parasita, R_{sd} , é responsável pela inclinação da curva em tensões acima da tensão de corte, sendo este um dos parâmetros críticos dos LED's de potência, pois ela determina a densidade de potência que o LED opera. Logo abaixo são listados dois fatores que implicam no valor desta resistência série:

- Durante a confecção dos contatos dos LED's, há a deposição de um metal sobre o material dos semicondutores. Isto resulta na formação de uma barreira de potencial entre ambos os materiais, onde a amplitude desta barreira está diretamente ligada ao tipo de semiconductor utilizado, ou seja, o metal pouco influi;
- A camada p não possui uma alta condutividade elétrica, o que ocasiona um espalhamento da corrente e gera perdas ôhmicas.

Para minimizar tais efeitos são adotadas duas medidas:

- Dopagem adequada dos semicondutores, resultando em baixas barreiras de potencial;
- Melhor construção física para os eletrodos, visando reduzir o caminho que a corrente percorre;

A resistência parasita em paralelo, R_{pd} , é ocasionada por regiões danificadas na junção p-n ou por imperfeições na superfície. Esta, por sua vez, possui valor elevado e pouco influencia na inclinação da curva I_d-V_d acima da tensão de corte. Porém, gera uma inclinação na mesma em tensões inferiores a tensão de corte.

Ao considerar as resistências parasitas, a equação referente à corrente sobre o LED fica definida pela Equação 2.2.

$$I_d - \frac{(V_d - I_d \cdot R_{sd})}{R_{pd}} = I_{sd} \cdot e^{q \cdot (V_d - I_d \cdot R_{sd}) / (n_{ideal} \cdot k \cdot T)} \quad (2.2)$$

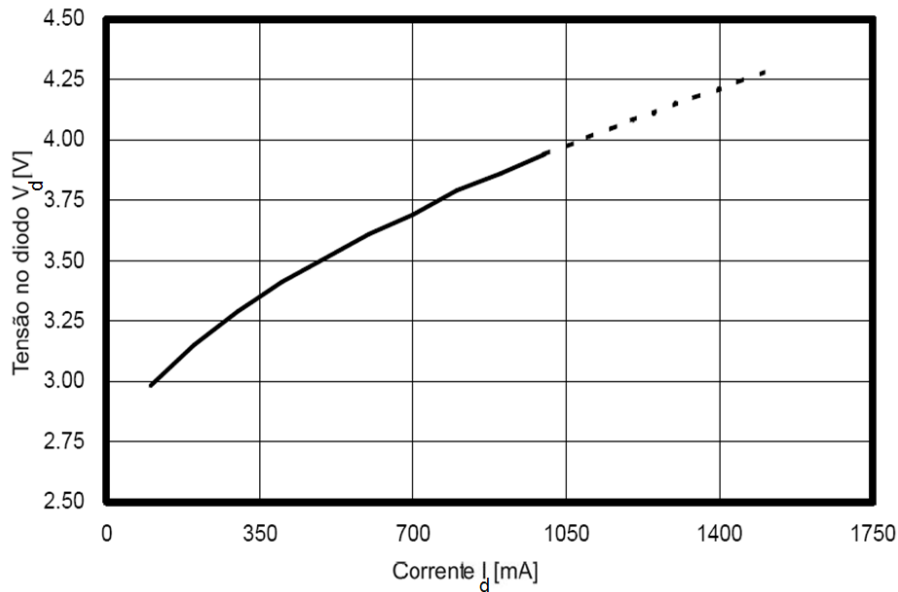


Figura 2.13 Curva tensão x Corrente para o LED branco [17]

Nos “*Datasheet*” estudados, a curva característica $I_d \times V_d$ também é ilustrada no formato $V_d \times I_d$ conforme Figura 2.13. Normalmente é apresentada somente a parte da curva na qual o LED conduz. Junior de Sá, M. E, [9], comprova experimentalmente que para LED’s de alta potência, a corrente sobre o LED é praticamente nula para tensões inferiores a tensão de corte. Desta forma, deve se considerar somente a resistência série

no modelo elétrico equivalente. Outra consideração feita por Junior de Sá, M. E, [9], é o fato da corrente de saturação reversa sobre o LED ser muito inferior à corrente direta. Assim $I_d \gg I_{sd}$, isto simplifica a Equação 2.2 na forma encontrada na Equação 2.3.

$$I_d = I_{sd} \cdot e^{q \cdot (V_d - I_d \cdot R_{sd}) / (n_{ideal} \cdot k \cdot T)} \quad (2.3)$$

Isolando a variável, V_d , na Equação 2.3 para a obtenção da equação de tensão, resulta na Equação 2.4:

$$V_d = \frac{n_{ideal} \cdot k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_d}{I_{sd}}\right) + R_{sd} \cdot I_d \quad (2.4)$$

Derivando-se a Equação 2.4, obtém-se a Equação 2.5:

$$\frac{dV_d}{dI_d} = \frac{n_{ideal} \cdot k \cdot T}{q} \cdot \frac{1}{I_d} + R_{sd} \quad (2.5)$$

Devido ao elevado valor destas resistências, para uma corrente próxima a corrente nominal, adota-se:

$$R_{sd} \gg \frac{n_{ideal} \cdot k \cdot T}{q} \cdot \frac{1}{I_d} \quad (2.6)$$

Substituindo a Equação 2.6 na Equação 2.5, obtém-se a Equação 2.7.

$$\frac{dV_d}{dI_d} \stackrel{\text{def}}{=} R_{sd} \quad (2.7)$$

Desenvolvidas todas estas equações, chega-se na Equação 2.8 que é a representação do modelo do LED.

$$V_d = V_{0d} + R_{sd} \cdot I_d \quad (2.8)$$

Tabela 2.5 Valores de resistências dinâmicas e coeficiente de temperatura (25 a 110 °C)

Tipo	$R_{sd}(\Omega)$	$\frac{\Delta V}{\Delta T}$
K2 TFCC	0,45	-2 mV/°C
Rebel	0,57	-2 mV/°C
Portable PWT	0,8	-2 mV/°C

A Figura 2.14 ilustra o modelo elétrico para o LED. Entretanto, a Equação 2.8 não considera os efeitos da temperatura sobre o LED. É válido lembrar que diferentemente dos condutores elétricos, os semicondutores sofrem uma diminuição da resistência com o aumento da temperatura, pois o aumento de temperatura irá gerar um maior número de elétrons livres na Banda de Condução e maior número de lacunas na Banda de Valência. O efeito do aumento do número de portadores de carga excede o efeito do aumento da resistividade provocado pelo maior espalhamento dos elétrons pelos íons da rede, cuja vibração térmica é mais intensa. Por isso, os semicondutores possuem o coeficiente de temperatura da resistividade negativa e a queda de tensão sobre o LED reduz com o aumento da temperatura. Para contornar isto, os fabricantes informam em seus referidos “*datasheets*” o coeficiente de variação da tensão direta sobre o LED pela temperatura ($\Delta V_d/\Delta T$), Tabela 2.5.



Figura 2.14 Modelo elétrico simplificado do LED

Outro efeito notado em semicondutores é o decréscimo da energia do “*gap*” devido ao aumento de temperatura. Porém, para efeito de cálculo, a adoção do coeficiente de temperatura é suficiente. Assim, a equação simplificada do modelo matemático do LED passa a ser definida pela Equação 2.9:

$$V_d = V_{0d}(T) + R_{sd} \cdot I_d \quad (2.9)$$

2.7 Conclusão

O maior obstáculo observado para o desenvolvimento de LED's de potência é a dissipação térmica sobre eles. Atualmente estão disponíveis no mercado LED's de até 50W. No entanto, a maior corrente suportada por estes LED's é de aproximadamente 2450 mA.

A utilização de dissipador de calor é pertinente para se preservar as características físicas do dispositivo. Ao se trabalhar com temperatura acima da faixa nominal, o dispositivo sofre uma redução drástica da sua vida útil.

Para a escolha da corrente direta sobre o LED, deve se considerar a temperatura da junção do mesmo. Estas duas variáveis, corrente e temperatura são diretamente proporcionais, nas quais se deve optar pela vida útil do LED ou pela quantidade de lumens que deverá emitir. A Figura 2.4 ilustra o quanto é crítica a influência da temperatura da junção sobre a vida útil do LED.

Neste capítulo, enfatiza-se que características físicas com o brilho e a temperatura de cor são diretamente relacionadas à corrente sobre o LED. Desta forma, para se manter tais características constantes, é essencial que o LED seja alimentado por fonte de corrente, pois este tipo de fonte, além de permitir corrente nominal próximo à corrente máxima, mantém constantes as propriedades ópticas do dispositivo.

Para fontes nas quais a cor branca é obtida via múltiplos LED's, deve se ter preocupação redobrada com a temperatura de cor de trabalho, pois além da cor do LED sofrer alterações com a variação da corrente direta, o dispositivo também sofre o decréscimo periódico de seu brilho ao longo da vida útil. Este tipo de fonte somente manterá constante o brilho, caso haja a monitoração direta da temperatura de cor.

Por fim, a modulação em PWM é definida como a melhor técnica para a dimerização, sendo que esta se destaca principalmente por apresentar menor variação da temperatura da junção perante a variação da intensidade luminosa e pela menor variação da cromaticidade de LED's brancos.

Capítulo 3

Conversores para alimentação de LED's: Estudo, projeto e simulação

3.1 Introdução

Neste capítulo é executado o estudo, projeto e simulação do conversor Flyback Auto-oscilante. Para a obtenção de parâmetros de comparação, este capítulo também irá apresentar o estudo do conversor Flyback PWM. A malha de potência destes dois conversores citados é constituída pelos mesmos componentes, no entanto a malha de controle se diferencia para cada um deles. Os cálculos de projeto dos componentes que compõe o conversor Flyback estão contidos no apêndice B. O projeto de conversores para a alimentação de LED's apresenta as seguintes características:

- Trabalhar como fonte de corrente, pois além de possuir corrente nominal próxima ao valor máximo, as propriedades ópticas (brilho, temperatura de cor, eficiência luminosa) do LED variam caso a corrente sobre os mesmos não se mantenha constante. A Figura 3.1 ilustra o efeito da variação da corrente sobre a temperatura de cor do LED. O controle por corrente também atua como proteção inerente ao circuito, pois impõe limites de picos de corrente.
- Dimerização por modulação por largura de pulso, *PWM*, sendo que para isto a frequência de modulação da dimerização deverá ser em torno de 200 Hz e a capacitância de saída deverá ser reduzida, tornando possível a aplicação de uma maior derivada da corrente sobre o LED.
- Dimensão física do reator eletrônico reduzida, pois frequentemente este fica incorporado na luminária. Assim é desejado impor ao conversor a maior frequência de chaveamento possível, visando reduzir os indutores e capacitores que constituem o conversor.
- Baixo custo do conversor.

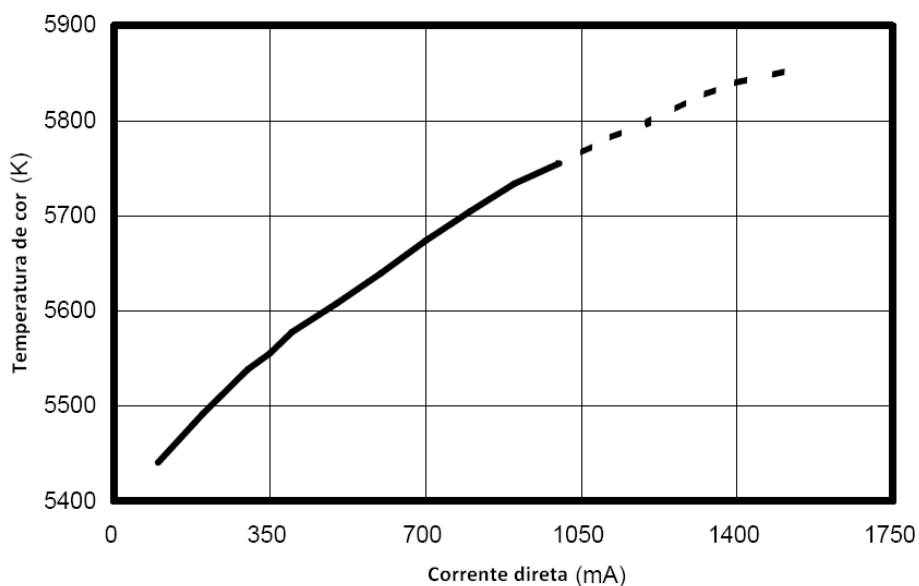


Figura 3.1 Variação da temperatura de cor conforme corrente direta [17]

O grande desafio em projeto de reatores eletrônicos é a elaboração de um circuito com um bom desempenho elétrico e baixo custo.

3.1.1 Fontes lineares vs. Fontes Chaveadas

O conversor que alimenta um conjunto de LED's deverá manter a corrente da carga constante e também evitar o aparecimento de picos de corrente. Estes circuitos são conhecidos como reatores eletrônicos para LED's ou fonte de alimentação. Abaixo, seguem-se as duas opções de fontes disponíveis no mercado.

- O conversor linear ou fonte linear - apresenta como vantagem uma topologia simples, baixo custo para potências inferiores a 25 W, não emissão de IEM. No entanto, necessita de transformadores de maior tamanho físico e peso, por trabalhar em baixa frequência. Outra característica deste conversor é a alta potência dissipada sobre o transistor principal da fonte, pois a mesma opera na região ativa. Isto impõe aos conversores rendimento em torno de 30 a 60%.

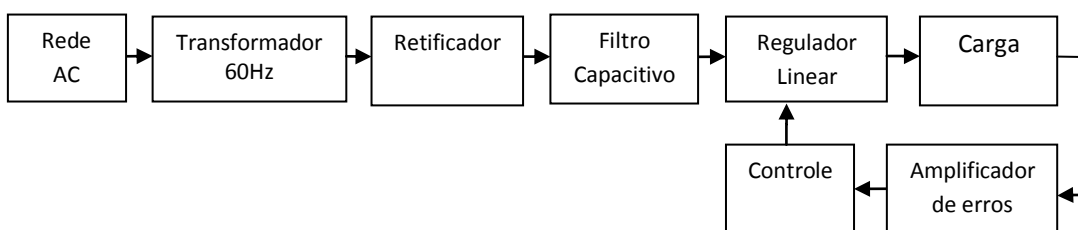


Figura 3.2 Diagrama de blocos da fonte linear

- O Conversor chaveado apresenta topologia mais complexa e gera IEM por trabalhar em alta frequência. Ao contrário do primeiro, a chave comutadora destes conversores trabalha fechada ou aberta, ou seja, fora da região ativa. Este modo de operação resulta em menor dissipação de potência sobre a chave, definindo para estes conversores eficiência entre 80 a 90%. Outra vantagem é o tamanho físico e peso dos transformadores reduzidos, devido à alta frequência de trabalho.

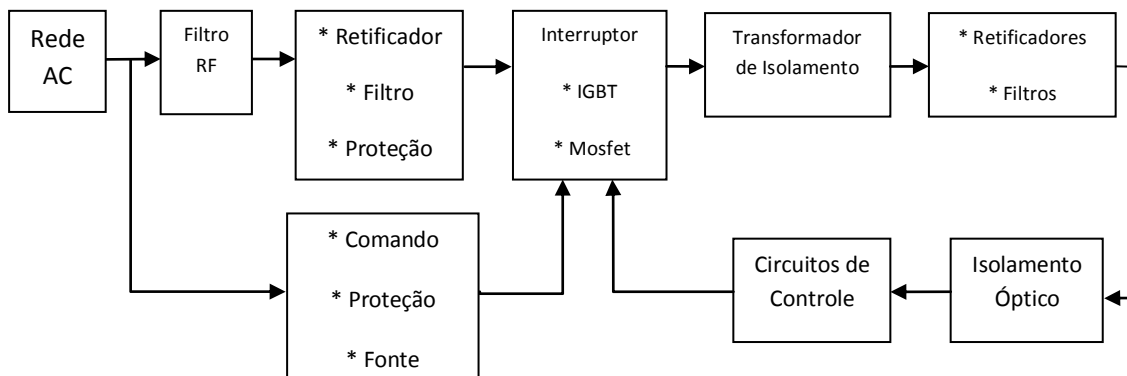


Figura 3.3 Diagrama de blocos da fonte chaveada

Para se ter uma idéia do melhor rendimento do conversor chaveado em frente ao conversor linear, um regulador linear trabalhando como fonte de alimentação para LED apresenta um rendimento de 30% quando há uma tensão de 12V na entrada e uma corrente de alimentação de 1A, isto é, para um LED InGaN branco ($V_D = 3,5V$), perante as mesmas condições o conversor abaixador (Buck) apresenta rendimento de 98% [12]. Este é o principal motivo para a maior aplicação das fontes chaveadas no mercado.

3.1.2 Descrição dos estágios da fonte chaveada

A Figura 3.3 representa o diagrama de blocos completo de uma fonte chaveada isolada. A função de cada bloco de estágio é apresentada:

- Filtro RF: nas fontes chaveadas, as interferências por radiofrequência podem ser transmitidas por radiação direta ou conduzida através de terminais de entrada e de saída. A radiação para o exterior pode ser reduzida, colocando-se a fonte dentro de uma caixa metálica (blindagem), devidamente perfurada para permitir

a remoção do calor. As interferências que são transmitidas pelos terminais já exigem componentes indutivos e capacitivos para atenuar tais sinais, visando assim à filtragem dos harmônicos indesejáveis.

- Retificador com filtro capacitivo: é responsável por converter a tensão alternada senoidal da fonte de alimentação em uma tensão contínua, dando origem a um “barramento CC”. Os diodos possuem a função de retificar o sinal, enquanto o capacitor visa reduzir o “*ripple*” deste sinal vindo da ponte retificadora. O dimensionamento do capacitor é de vital importância, pois altas capacitâncias geram transientes na corrente com elevada amplitude. Este elevado valor de pico de corrente se deve ao processo de carga inicial dos capacitores de entrada, sendo que estes capacitores se encontram inicialmente descarregados, assim é exigido um alto valor de corrente durante a partida. Este pico de corrente na partida pode danificar componentes do circuito ou romper o fusível de proteção.
- Proteção: além do fusível de entrada, este item engloba outros sub-circuitos de proteção mais elaborados, como: tempo morto, partida suave (“*soft starter*”), comutação suave e “*snubbers*”. Tais itens possuem a função de limitar a dissipação de potência indevida sobre os demais itens do sistema, principalmente sobre a chave comutadora.
- Fonte Auxiliar: a função desta é alimentar o CI de controle. Normalmente em fontes, que utilizam transformadores, é projetado um enrolamento a mais somente para tal aplicação.
- Comando: O circuito de comando em geral é executado por CI dedicados (são exemplos UC3844 e UC3852) ou micro-controladores. O método de controle mais utilizado é o de Modulação por Largura de Pulso, embora existam circuitos que operem com Modulação em Frequência. Estes controladores podem trabalhar por controle em tensão ou por corrente. Já as características específicas de cada CI variam em função da aplicação, do grau de desempenho esperado, das proteções implementadas, etc. Em linhas gerais, pode-se dizer que os atuais CIs possuem as seguintes características: oscilador programável (frequência fixa até 500kHz); sinal PWM linear, com ciclo de trabalho de 0 a 100%; amplificador de erro integrado; referência de tensão integrada; tempo morto ajustável; inibição por sub-tensão; elevada corrente de saída no acionador (100 a 200mA); opção por saída simples ou dupla; “*soft start*”; limitação digital de

corrente; capacidade de sincronização com outros osciladores. Como pode se verificar neste parágrafo, tal CI já apresenta em seu corpo diversos itens de proteção integrados, reduzindo-se assim a quantidade de componentes a se utilizar no projeto como um todo. [21]

- Isolamento: A implementação de uma fonte de tensão desacoplada da rede deve prever a capacidade de oferecer na saída uma tensão com boa regulação. Outra característica deve ser 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. Para conversores abaixadores, a utilização de transformador permite também a redução da tensão entre primário e secundário pela razão de espiras, o que permite uma melhor regulação da carga na saída.
- Filtro de Saída: Com exceção do Flyback, na qual o enrolamento do secundário compõe o próprio filtro de saída, as demais fontes chaveadas isoladas apresentam o seu indutor e capacitor de filtragem localizado após o transformador. Em projetos destas fontes, a capacitância de saída é um grande fator a se considerar, pois o RSE do capacitor de saída inclui um pólo na função de transferência do conversor, o que exige um compensador de maior ordem. Outro fator a ser observado é que a vida útil dos capacitores eletrolíticos é menor perante aos demais capacitores constituídos de matérias diferentes, assim se for possível deve se optar por não utilizar capacitores eletrolíticos.

3.1.3 Conversores chaveados

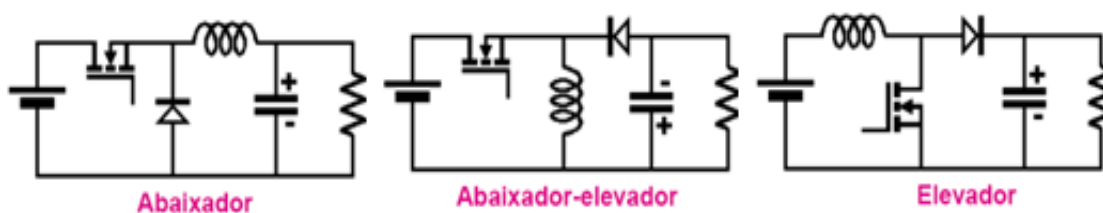


Figura 3.4 Conversores Chaveados

Há três tipos de conversores de potência tidos como base para as fontes chaveadas. São eles os conversores: “*Buck*”, “*Boost*” e “*Buck-Boost*”, ilustrados na Figura 3.4. A partir destes, são obtidos alguns derivados, onde se diversificam pelo número de chaves comutadoras ou pelo acréscimo de elementos magnéticos (transformadores e indutores). Quanto às características particulares estes conversores se diferenciam por:

- Conversor Buck: trabalha como abaixador de tensão. Desta forma, a tensão de entrada é superior à tensão de saída. A vantagem deste conversor chaveado perante aos demais é a presença de um filtro LC na saída do conversor, o que implica em um menor “*ripple*” de corrente sobre a carga. Isto permite evitar o uso de capacitores eletrolíticos, aumentando a vida útil do conversor.
- Conversor Boost: trabalha como elevador de tensão, onde a tensão de saída é superior a tensão de entrada. A utilização deste conversor se destaca no ramo automotivo, visando alimentar LED's de alto brilho por bateria de 12V.
- Conversor Buck-Boost: trabalha tanto como abaixador ou elevador de tensão. Em aplicações com LED's, este conversor é mais utilizado na forma isolada, na qual recebe o nome de Flyback. A utilização deste é maior em baixas potências devido ao baixo custo.

3.2 Conversor Flyback

3.2.1 Justificativa da seleção da topologia Flyback

O conversor Flyback é um conversor abaixador-elevador de tensão isolado, este conversor apresenta as seguintes características:

- Com relação a custo:
 1. Facilidade de projeto do transformador para potências inferiores a 150 W. O conversor Flyback opera no primeiro quadrante da curva B vs. H.
 2. Reduzida quantidade de componentes.
 3. A não exigência de filtro indutivo na saída, o que faz com que o diodo retificador do secundário não necessite de bloquear altos valores de tensão.
- Com relação ao desempenho:
 1. Múltiplas saídas podem ser obtidas utilizando-se um número mínimo de componentes extras: cada saída adicional requer somente um enrolamento secundário adicional, diodo e capacitor.
 2. Aceitação de grande variação da resistência de carga.
 3. Presença de isolamento galvânico entre a entrada e a saída.
 4. Boa regulação cruzada.

3.2.2 Definição do modo de condução

O conversor Flyback pode operar no modo de funcionamento contínuo ou no modo descontinuo. A Figura 3.5, ilustra estas duas possibilidades.

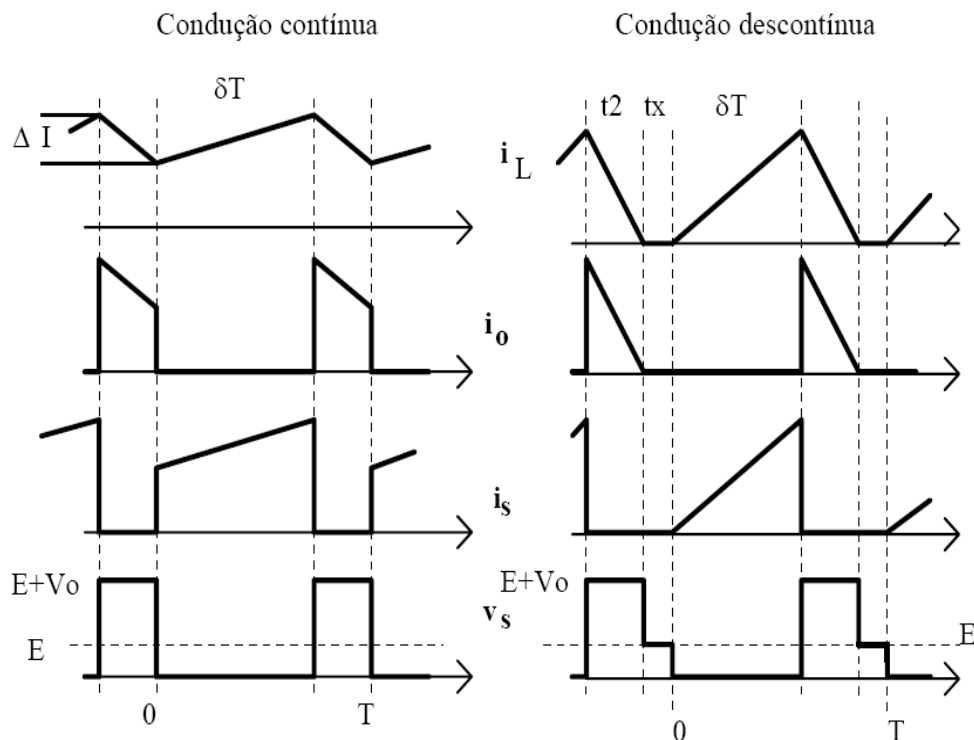


Figura 3.5 Regime contínuo x regime descontinuo

Nesta dissertação optou-se pelo regime descontinuo devido às seguintes características:

- Vantagens do Regime descontinuo:
 1. Menor tamanho de transformador, pois em regime descontinuo a energia média armazenada é baixa. Quanto menor a energia utilizada, menor será o número de espiras no transformador o que reduz a perda sobre o cabeamento.
 2. Diferentemente dos outros conversores, o transformador do Flyback trabalha como se fosse duas indutâncias acopladas ao mesmo núcleo. Com isto, a indutância do primário não é refletida ao secundário, o que reduz um pólo da função de transferência. Assim, a função de transferência deixa de apresentar um zero no semi-plano da direita, sendo que para que isto ocorra, ao inicio de cada ciclo de chaveamento a energia sobre o transformador deverá ser nula. Esta característica facilita a estabilidade do conversor. [23]
 3. A recuperação reversa sobre o diodo de saída não é critica, pois a corrente sobre o mesmo é nula no momento em que ele é comutado.

4. O início de condução do transistor de potência não é crítico, pois a corrente sobre ele é inicialmente nula.
 5. O início de condução do transistor com corrente nula resulta em baixa geração de EMI.
- Desvantagens do Regime descontínuo:
 1. Corrente de pico sobre as chaves (Mosfet e diodo) é aproximadamente o dobro ao se comparar com o regime contínuo.
 2. Variação de fluxo magnético e indutância de dispersão são elevadas em regime descontínuo, acarretando maiores perdas sobre o transformador.
 3. Maior valor de RSE (Resistência série equivalente do capacitor) que o previsto provoca o aumento da ondulação da tensão de saída. Para reduzir a RSE do filtro de saída, costuma-se associar capacitores em paralelo. Normalmente o capacitor para o filtro é escolhido em função da RSE e não da capacitância em μF . [23]

3.3 *Flyback PWM*

O estudo do Flyback PWM é realizado somente para obter parâmetros de comparação entre este e o conversor flyback auto-oscilante, desta forma serão apresentados somente resultados de simulação para este conversor. O Flyback PWM opera no regime descontínuo e utiliza o CI UC3844 para executar o chaveamento do Mosfet. A frequência de chaveamento é definida em 50kHz através do pino RT_CT, sendo seu valor ajustado através do capacitor, C_T , e do resistor, R_T . Já a inclinação da rampa do sinal dente de serra é proporcional a própria corrente do primário do transformador. Sinal este colhido pelo pino, I_{sense} , e que é comparado à tensão de erro gerando os pulsos que determinam o ciclo de trabalho do Mosfet. O objetivo é atingir, sobre a carga, corrente constante próxima a 350mA.

A carga do circuito é composta por 7 LED's Edixeon® de 1W, cor branca, cujo código comercial é EDEW-1LA1. Para a simulação, será utilizado o modelo equivalente elétrico do LED descrito no capítulo dois, cuja ilustração é novamente apresentada pela Figura 3.7. Cada LED apresenta uma queda de tensão total sobre o modelo de 3,5V e uma resistência dinâmica de 1Ω . O cálculo dos componentes do conversor é apresentado no Apêndice B.

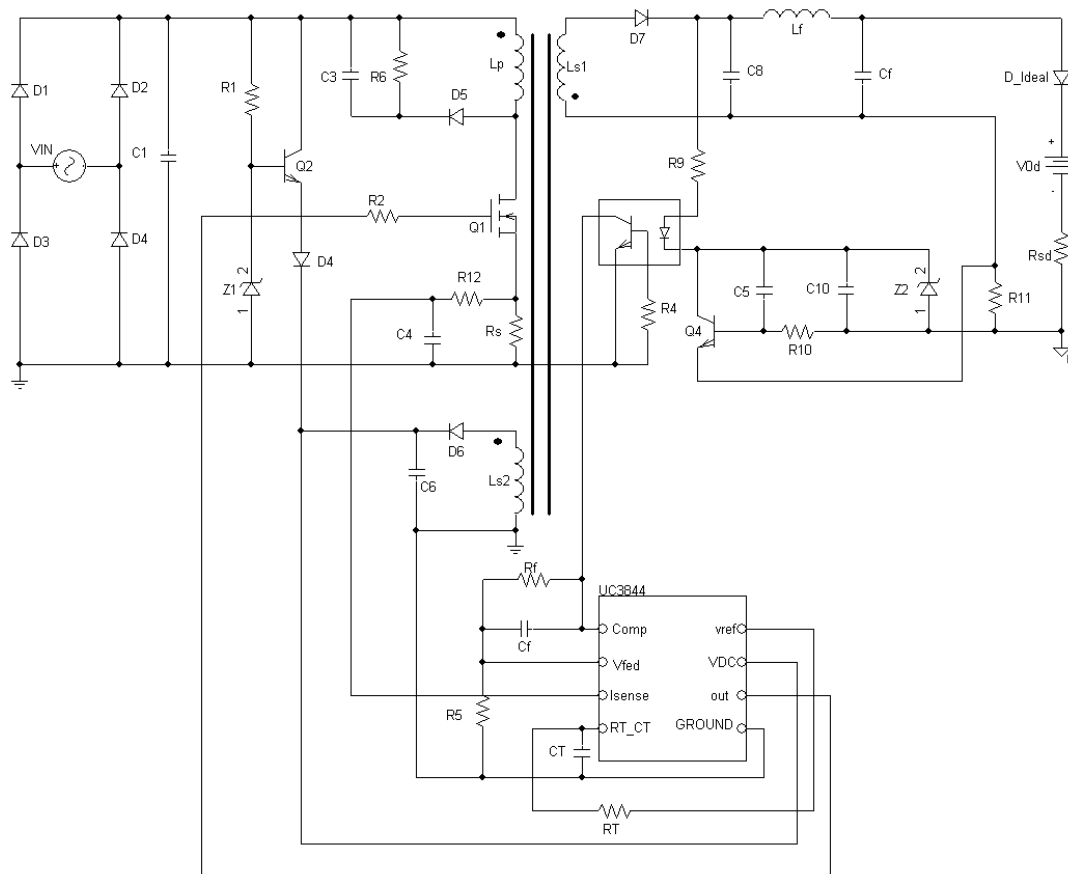


Figura 3.6 Circuito esquemático completo do Flyback PWM

O conversor ilustrado na Figura 3.6 é conectado à rede elétrica, assim a tensão da rede passa por um retificador em onda completa e em seguida é filtrada pelo capacitor C1, constituindo um barramento de tensão contínua Vcc. O barramento Vcc está conectado a um regulador linear formado por R1, Z1 e por Q2; responsável por alimentar o CI com uma tensão aproximadamente de 16V. Logo que inicia o funcionamento da fonte. O enrolamento L_{s2} fornece uma tensão suficiente para alimentar o CI, polarizando o diodo D4 reversamente e bloqueando o transistor Q2. Desse modo, só há consumo de potência em Q2 nos primeiros ciclos de funcionamento.



Figura 3.7 Modelo elétrico simplificado do LED

O controle da corrente da saída do Flyback PWM é executado por detecção de pico de corrente do primário do transformador, sendo que esta detecção é realizada sobre o

resistor, R_s , situado entre o MOSFET e a referência terra. A Figura 3.8 ilustra o diagrama de blocos interno do CI UC3844, responsável por executar a detecção de pico de corrente. Observa-se que o período t_{on} do PWM inicia-se assim que o “Latch” é ajustado por um sinal de “clock” interno ao CI. Tendo o transistor fechado, a tensão, V_{sense} , começa a crescer linearmente. A condução do transistor somente é interrompida quando o valor de pico de corrente atinge o patamar da tensão de erro.

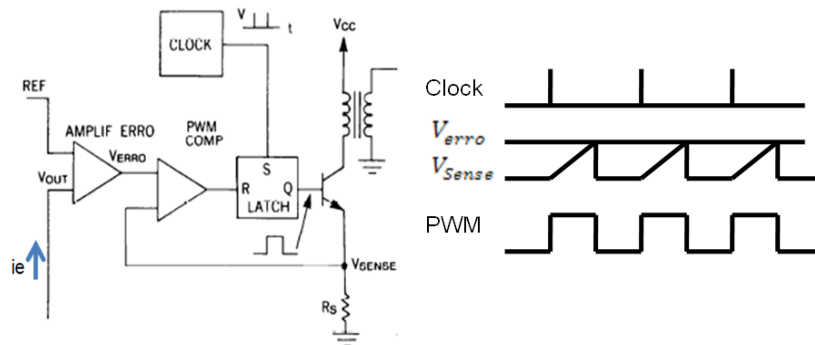


Figura 3.8 Lógica de controle por detecção de pico de corrente

O valor da corrente de saída do conversor é diretamente proporcional ao valor da tensão de erro. Desta forma, para ajustar a corrente de saída no valor desejado, deve-se primeiro ajustar o valor da tensão de erro. A Figura 3.9 ilustra como é executado o ajuste da tensão de erro para o UC3844, sendo que o valor máximo desta é grampeado em 1V. Porém, valores inferiores a este são obtidos através da Equação 3.1. [24], [25]

$$V_{Rs} = \frac{V_{comp} - 1.4V}{3.R_s} \quad (3.1)$$

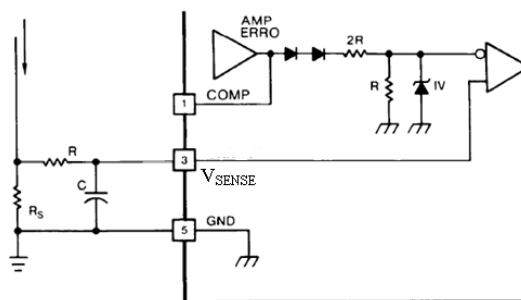


Figura 3.9 Sensor de corrente

Para o circuito da Figura 3.6, o ajuste da variável, V_{comp} , é executado diretamente sobre o pino um do CI UC3844, sendo esta regulada linearmente pelo transistor do fotoacoplador. Este componente é o responsável por fechar a malha de realimentação e garantir a estabilidade do sistema.

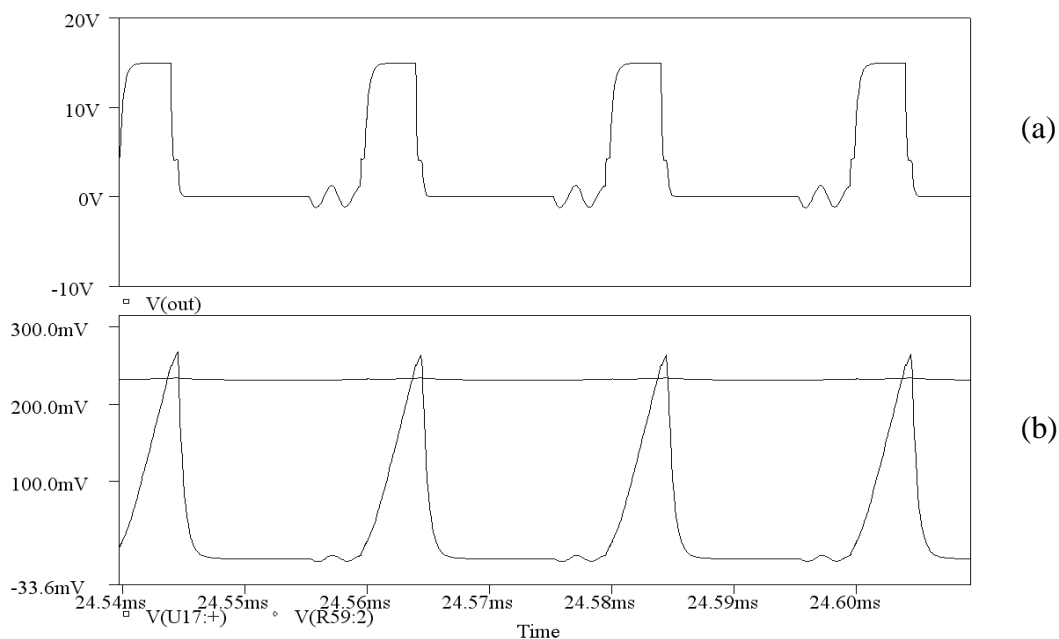


Figura 3.10 (a) Pulsos no gate do Mosfet; (b) Sinal dente de serra e tensão de erro

A Figura 3.10 e a Figura 3.11 representam respectivamente a formação dos pulsos aplicados ao gate do Mosfet e a corrente sobre a carga. Estas formas de onda foram obtidas através do software Orcad Pspice® versão 9.2. Observa-se que a corrente está regulada com uma ondulação ou “ripple” desprezível, sendo que o valor da corrente é pouco inferior a 350mA. A preocupação com valores de corrente superiores a 350mA sobre a carga ocorre devido ao aumento da temperatura na junção do LED. Conforme apresentado no capítulo dois, a temperatura de junção influi diretamente sobre a vida útil do componente. Observa-se na Tabela A.1, presente no apêndice A, a significância da temperatura. Outro fator a se notar na Figura 3.11 é o pico de corrente na partida do circuito, o valor deste pico não deverá exceder a 1000mA durante o transiente [17].

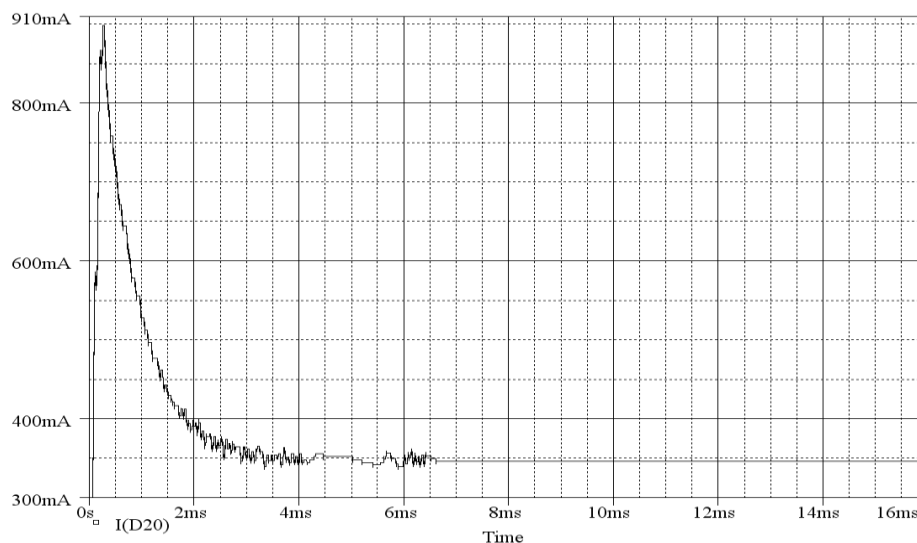


Figura 3.11 Corrente de saída para o conversor utilizando o CI UC3844

3.4 Flyback Auto-oscilante

O flyback auto-oscilante é um conversor robusto que tem sido utilizada em aplicações off-line de baixa potência. O custo global deste circuito é geralmente inferior ao flyback PWM, uma vez que seu controle é implementado utilizando poucos componentes passivos e mantém boa regulagem da corrente sobre a carga.

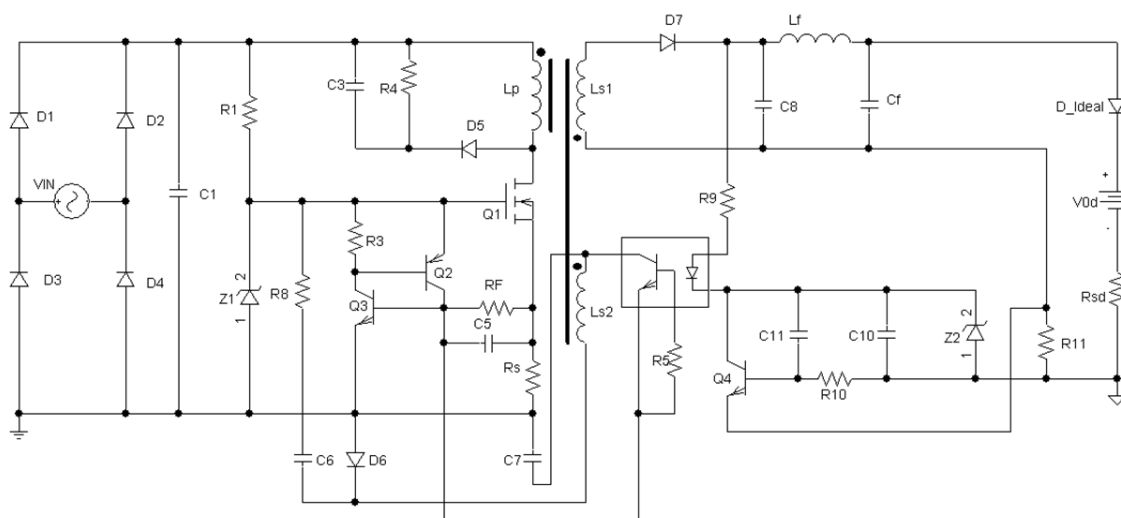


Figura 3.12 Circuito de uma fonte Flyback auto-oscilante

Em aplicações nas quais não é exigida uma regulação precisa da corrente e ou tensão sobre a carga, o flyback auto-oscilante permite uma simples malha de realimentação composta por um diodo zener. Para as aplicações em que há a necessidade de melhor regulagem é necessário a utilização de amplificadores de erros ou regulação linear.

Como característica de controle, este conversor trabalha por detecção de pico de corrente do primário do transformador. O modo de operação deste conversor se dá no regime de condução crítica, ou seja, no limiar entre os regimes de condução contínuos e descontínuos. É importante lembrar que o que define a inclinação da corrente sobre o transformador é o valor dos indutores acoplados ao núcleo do transformador, desta forma a inclinação da corrente sobre o transformador se mantém constante. Assim ao variarmos o valor de pico da corrente do primário do transformador, variamos: o tempo de condução do Mosfet, o valor do período de chaveamento e a frequência de chaveamento.

A Figura 3.12 ilustra o circuito completo do Flyback auto-oscilante. É importante notar que existem dois enrolamentos secundários, ambos acoplados em um mesmo núcleo,

sendo o enrolamento, L_{s1} , a saída isolada e o enrolamento, L_{s2} , a fonte auxiliar não isolada. Também se destaca na Figura 3.12 a presença dos transistores, $Q2$ e $Q3$. A Figura 3.13 ilustra a mesma topologia de dois transistores complementares (PNP e NPN). Esta topologia é análoga ao funcionamento do SCR e demonstra a ação de retenção (travamento) devido à realimentação positiva entre estes componentes. A retenção se dá devido à injeção de um sinal de corrente no gatilho do circuito, provocando um efeito de realimentação em que o aumento da corrente na base do transistor, $Q3$, aumenta a corrente de fuga no coletor do transistor, $Q3$, e da base do transistor, $Q2$, e, conseqüentemente, a corrente de coletor do transistor, $Q2$. Esta, por sua vez, realimenta a corrente de base do transistor, $Q3$, e assim sucessivamente até ambos os transistores entrarem em saturação.

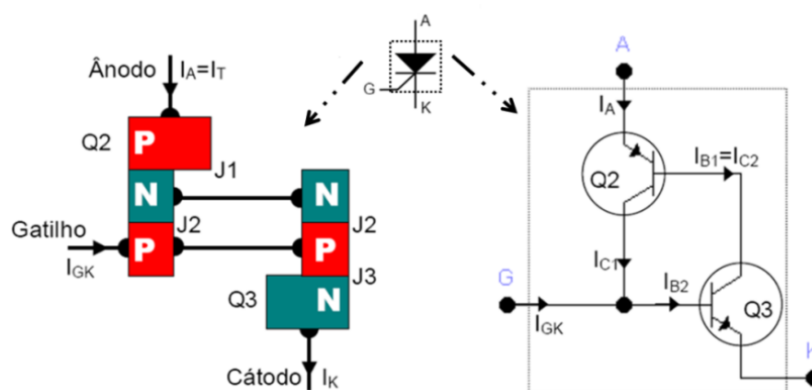


Figura 3.13 Modelo de um SCR com dois transistores complementares

Para a análise da estabilidade do conversor, serão levadas em considerações as seguintes suposições:

- As fugas da indutância de dispersão do transformador são desprezíveis. Esta consideração elimina a necessidade de se proteger o interruptor principal, $Q1$, através de um grampeamento de tensão paralelo ao enrolamento do primário.
- As malhas de realimentação impõem sobre o primário uma corrente de erro com valor constante. Desta forma, tais malhas serão substituídas e representadas por uma fonte de corrente constante.
- A capacitância parasita interna ao Mosfet localizada entre o Gate e o Dreno, C_{GD} , será ignorada, e desta forma, temos:
 - $C_{ISS} = C_{GS} \rightarrow$ Capacitância de entrada do Mosfet
 - $C_{OSS} = C_{DS} \rightarrow$ Capacitância de saída do Mosfet

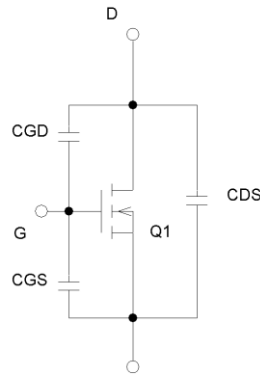


Figura 3.14 Capacitâncias parasitas internas ao Mosfet

Para uma melhor compreensão do funcionamento do circuito, o período de chaveamento será fragmentado em 10 etapas. Para o início da análise é considerado em $t < t_0$, o Mosfet em estado de condução. Neste momento os transistores, Q_2 e Q_3 , estão em corte e a corrente, i_e , circula pelas resistências, R_F e R_s . É importante observar que os transistores, Q_2 e Q_3 , permaneceram em corte no intervalo de tempo $t < t_0$, enquanto $i_{s1} \cdot R_s + i_e \cdot R_F < V_y$, onde o potencial, V_y , é a tensão de polarização base-emissor de um transistor.

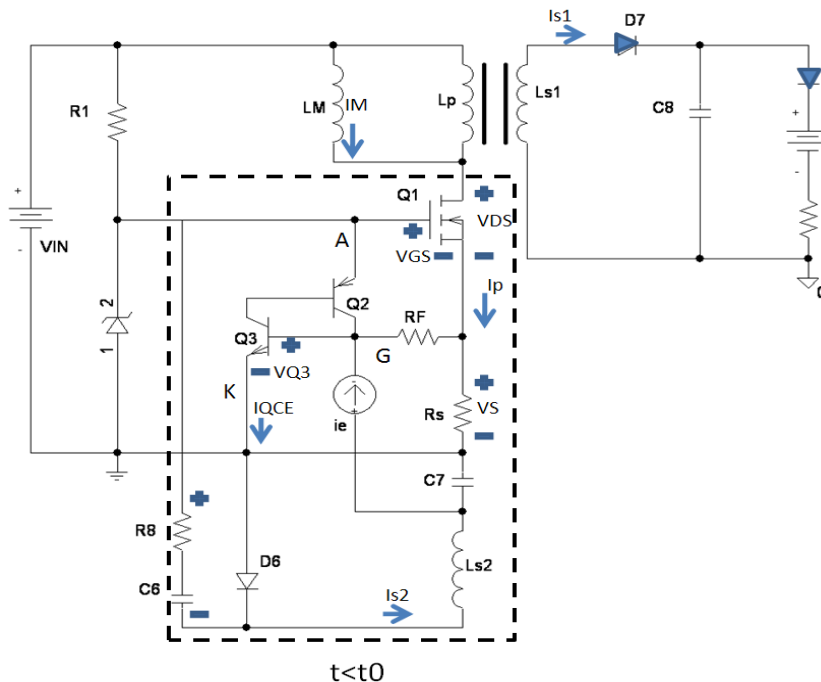


Figura 3.15 Estado Inicial: $t < t_0$

Em $t=t_0$, o potencial, V_y , é aplicado sobre a base do transistor, Q_3 , e os transistores, Q_2 e Q_3 , entram em condução cortando o Mosfet, a Equação (3.2) ilustra a influência da corrente, i_e , sobre a tensão base emissor do transistor, Q_3 .

$$V_{Q3BE} = i_e \cdot (RF + RS) + i_p \cdot RS \approx i_e \cdot RF \quad (3.2)$$

Sabendo que:

$$RS \ll RF \quad (3.3)$$

O período $t_0 < t < t_1$ ilustrado pelas 0 e Figura 3.17, compreende o período de condução dos transistores, Q_2 e Q_3 . É importante observar que assim que os referidos transistores entram em condução, é aplicado sobre o Gate do Mosfet um potencial nulo. Desta forma, a carga que estava armazenada sobre o capacitor, C_{ISS} , é drenada por estes transistores. Durante este estágio, a corrente de magnetização do transformador inicialmente presente no primário, é instantaneamente transferida para o secundário, isto se considerando a indutância de dispersão nula. Neste intervalo, também é observado o início da condução dos diodos, D_6 e D_7 ; o crescimento da tensão, V_{DS} , até o valor $V_{IN+n} \cdot V_{s1}$ e a inversão do sentido da corrente, i_{C6} . Onde a variável, n , é a relação de espiras do enrolamento secundário sobre o enrolamento do primário. Este período é finalizado quando a corrente coletor-emissor do transistor, Q_3 , se anule resultando no corte dos transistores, Q_2 e Q_3 .

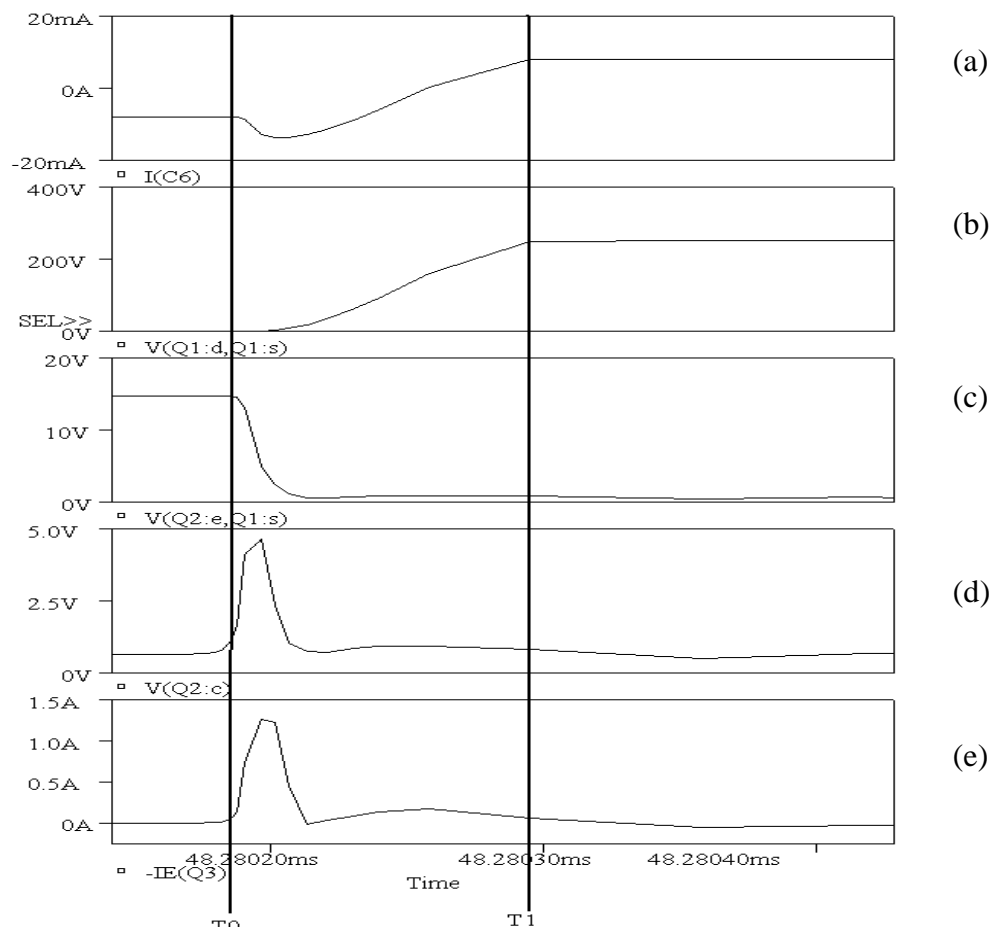


Figura 3.16 Formas de onda: (a) Corrente sobre C6; (b) V_{DS} ; (c) V_{GS} ; (d) V_{BEQ3} ; (e) I_{Q3CE} .

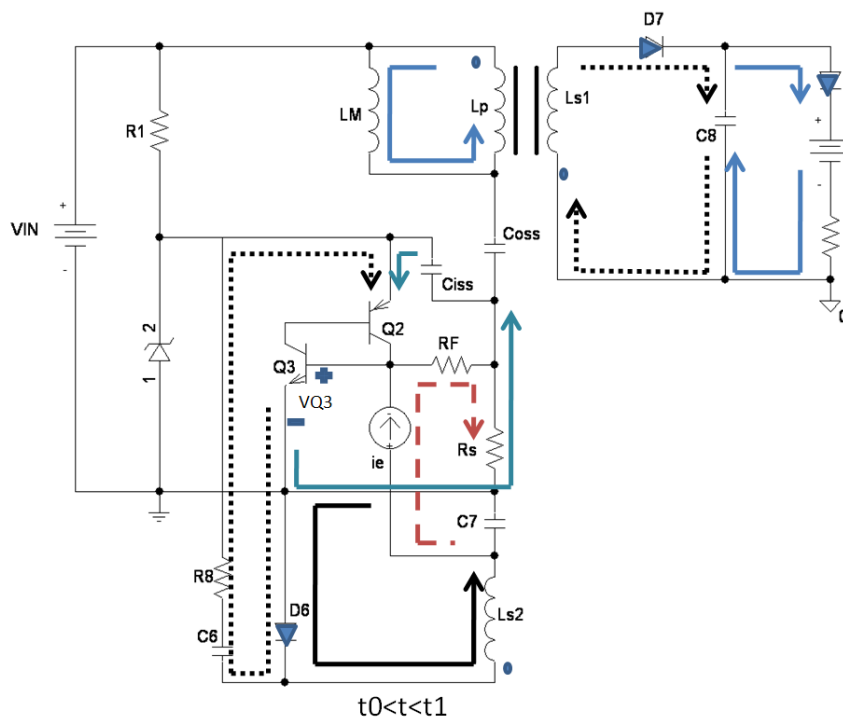


Figura 3.17 Intervalo $t_0 < t < t_1$

O intervalo $t_1 < t < t_2$ ilustra a desmagnetização do transformador, sendo que em $t=t_2$ as correntes, i_{s1} e i_{D6} , passam a apresentar valor nulo. É importante observar que a corrente, i_{s2} , apresenta valor diferente de zero em $t=t_2$, pois esta corrente é a soma das correntes, i_{D6} e i_{c6} . Desta forma, neste instante a corrente, i_{s2} , possui o mesmo valor da corrente, i_{c6} .

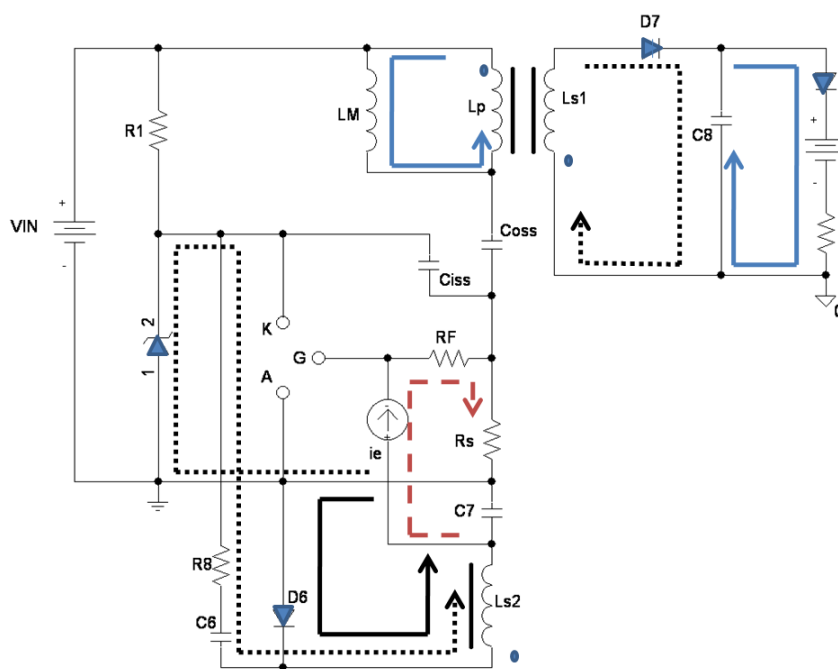


Figura 3.18 Intervalo $t_1 < t < t_2$

Com o fim da desmagnetização do transformador em $t=t_2$, e devido ao potencial superior da tensão, V_{DS} , em relação à tensão de entrada, V_{IN} , tem se o início a desmagnetização ressonantemente do capacitor, C_{OSS} , juntamente com a indutância de magnetização, L_M . Ao decorrer da desmagnetização, as tensões sobre os enrolamentos, L_p e L_{s2} , são reduzidas, resultando na redução da corrente, i_{s2} , até que em $t=t_3$, a corrente, i_{s2} , se torna nula. As curvas citadas são ilustradas na Figura 3.19.

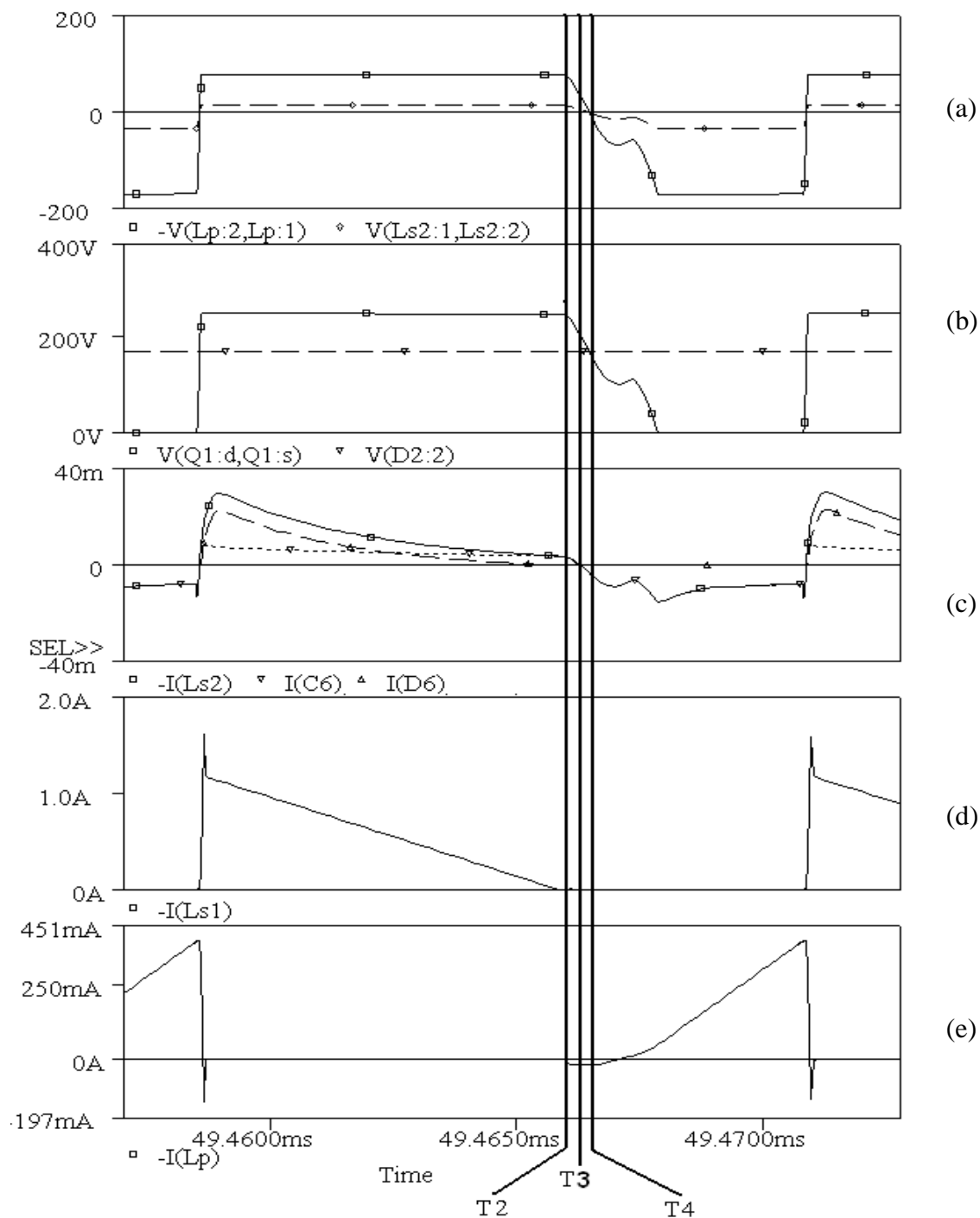


Figura 3.19 Formas de onda: (a) V_p e V_{s2} ; (b) V_{DS} e V_{IN} ; (c) i_{s2} , i_{C6} e i_{D6} ; (d) i_{s1} ; (e) i_p ;

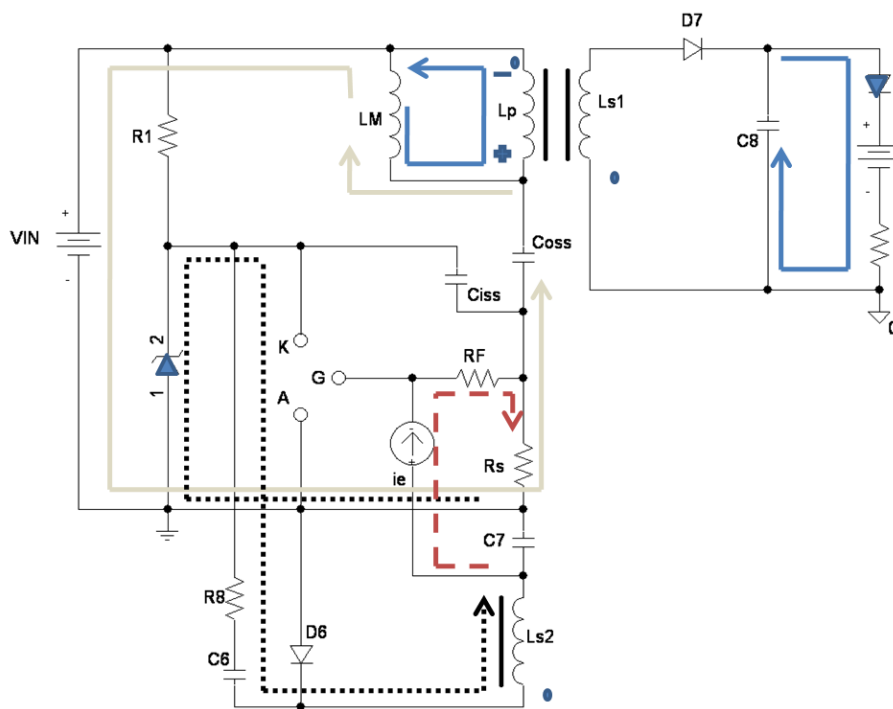


Figura 3.20 Intervalo $t_2 < t < t_3$

O intervalo $t_3 < t < t_4$, ilustrado na Figura 3.21, corresponde ao período em que a corrente, i_{s2} , começa a fluir no sentido oposto, carregando o capacitor, C_{ISS} . Ao mesmo tempo, o capacitor, C_{OSS} , continua a descarga ressonante, provocando um decrescimento sobre a tensão em, L_{s2} , e conseqüentemente, provocando o aumento do módulo da corrente, i_{s2} . Este intervalo chega ao fim quando a tensão, V_{GS} , torna-se igual à tensão, V_{IN} .

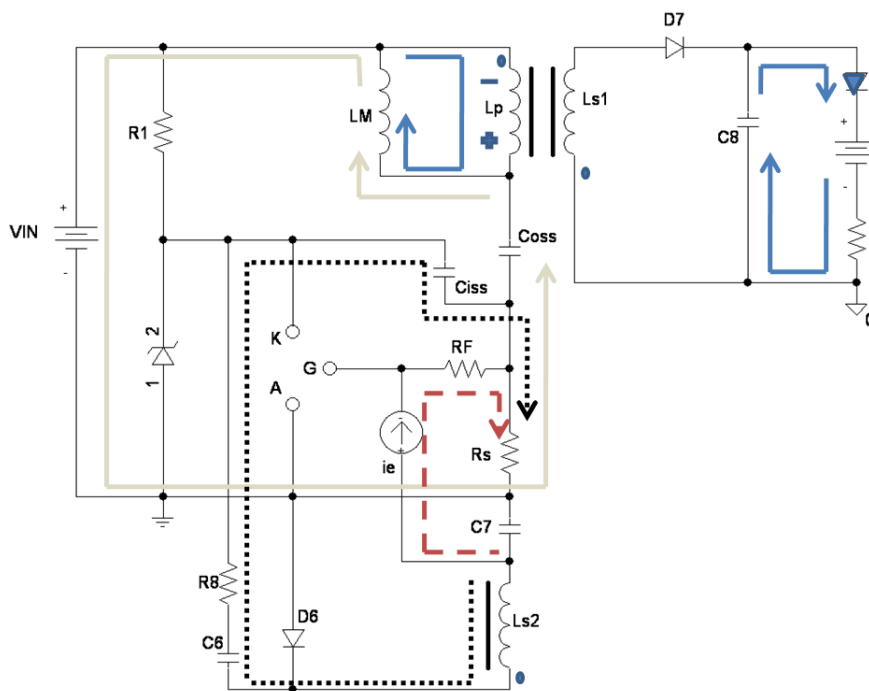


Figura 3.21 Intervalo $t_3 < t < t_4$

As formas de onda da tensão, V_{GS} , e das correntes, i_p e i_{s2} , são apresentadas na Figura 3.24. Paralelamente a tensão sobre o resistor, R_s , cresce proporcionalmente, o potencial sobre a base do transistor, $Q3$.

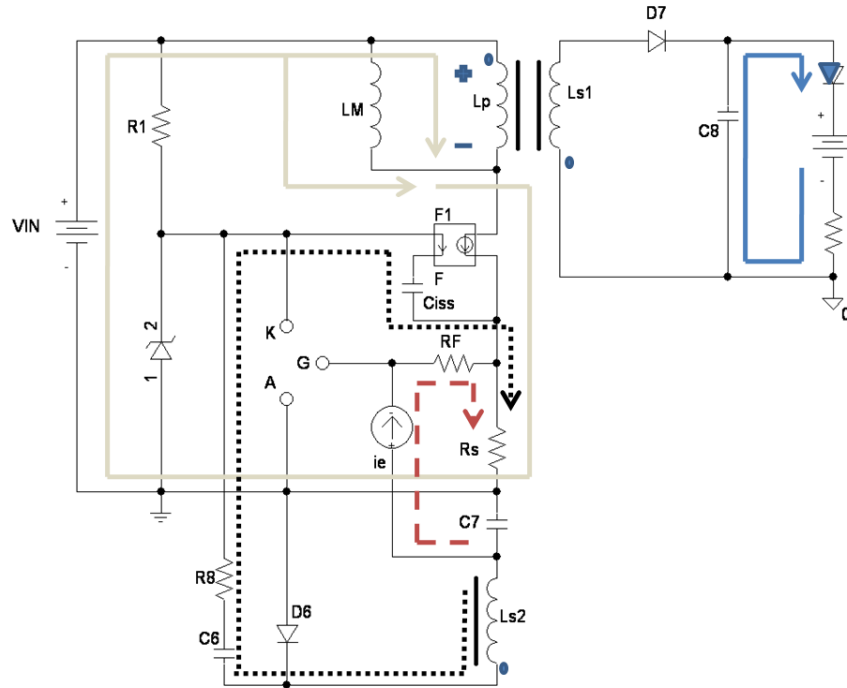


Figura 3.23 Intervalo $t_5 < t < t_6$

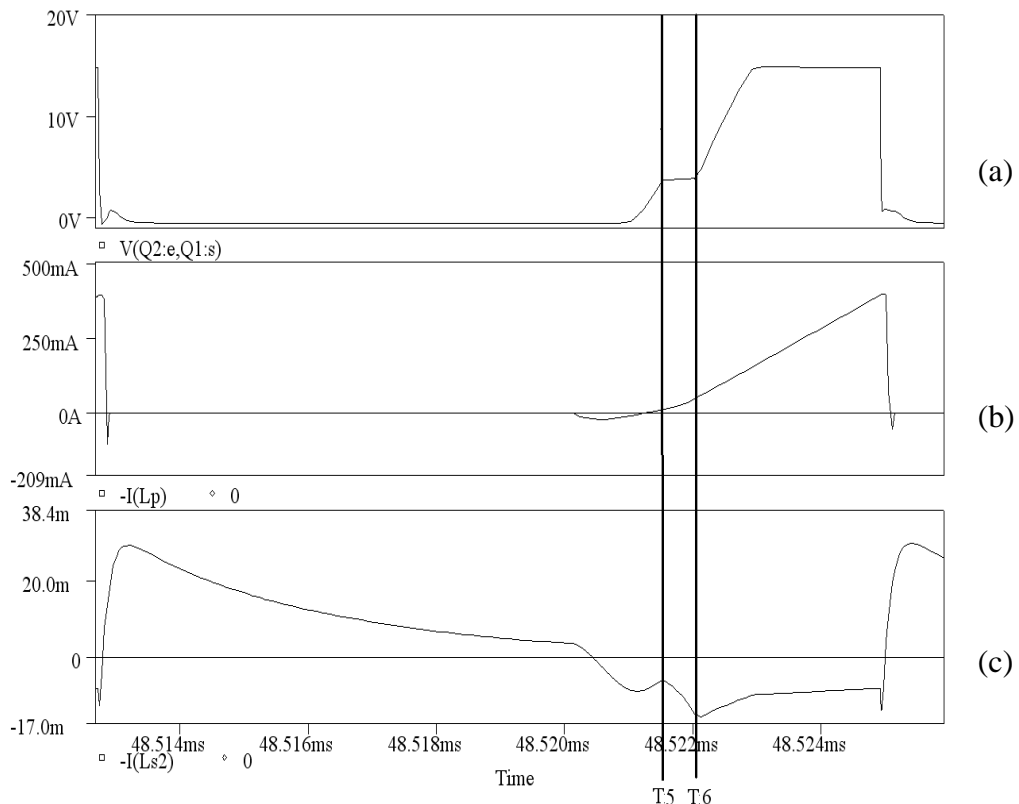


Figura 3.24 Formas de Onda: (a) tensão V_{GS} ; (b) I_p ; (c) I_{s2} .

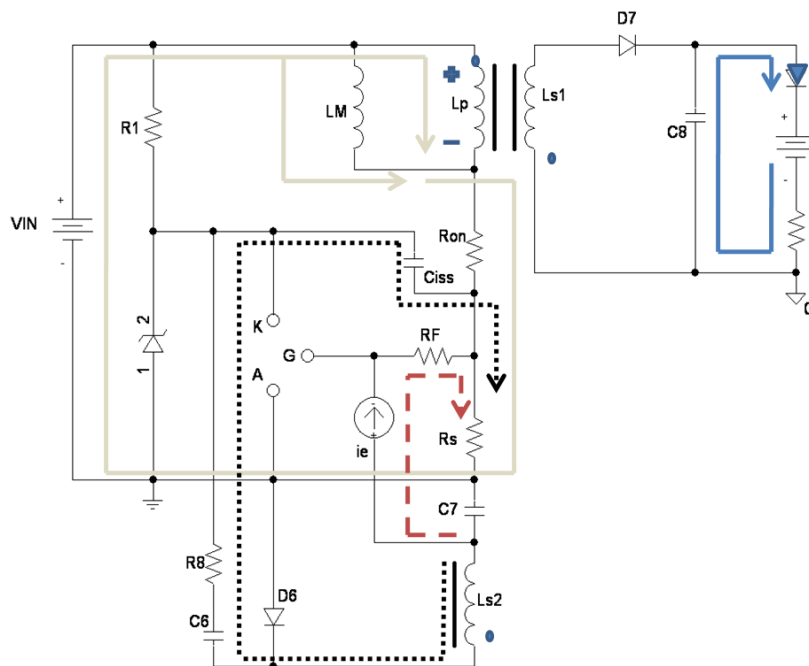


Figura 3.25 Intervalo $t_6 < t < t_7$

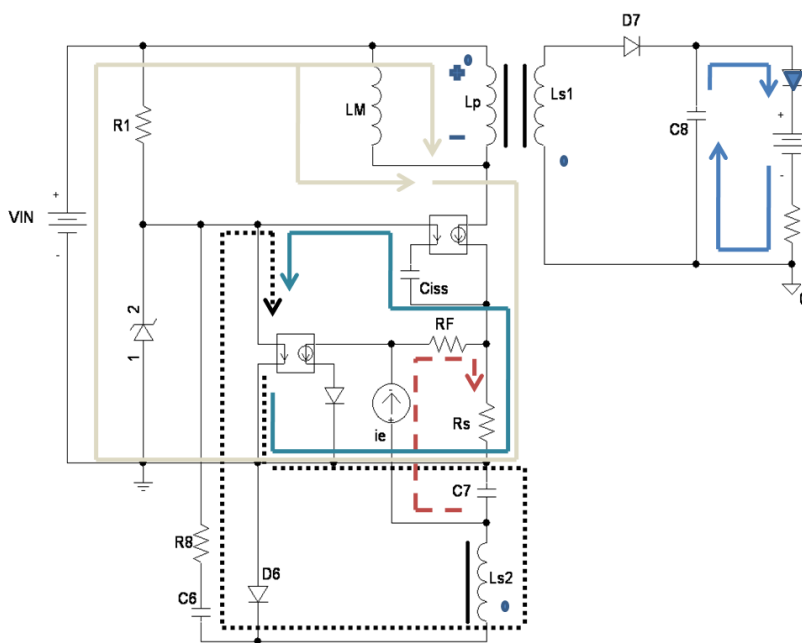


Figura 3.26 Intervalo $t_7 < t < t_8$

Em $t=t_7$, a tensão sobre a base do transistor, Q_3 , atinge o potencial, V_Y (representado na Figura 3.26 pelo valor de tensão em um diodo), e os transistores, Q_2 e Q_3 , entram em condução. Neste instante, o Mosfet deveria entrar em corte instantaneamente. Porém, isto não ocorre devido à carga ainda presente no capacitor, C_{ISS} , que o mantém conduzindo, provocando inclusive o contínuo crescimento da corrente sobre o resistor, R_s , e conseqüentemente o aumento da tensão sobre a base do transistor, Q_3 . Este

fenômeno, juntamente com a queda de tensão sobre o resistor, RF , provocada pela corrente, i_e , gera o aumento da corrente sobre a base do transistor, $Q3$, e conseqüentemente aumenta a corrente que circula pelos transistores, $Q2$ e $Q3$. No instante $t=t8$, a tensão, VGS , se torna inferior a tensão de “threshold”, desligando o Mosfet por completo. A Figura 3.27 apresenta as referidas formas de ondas.

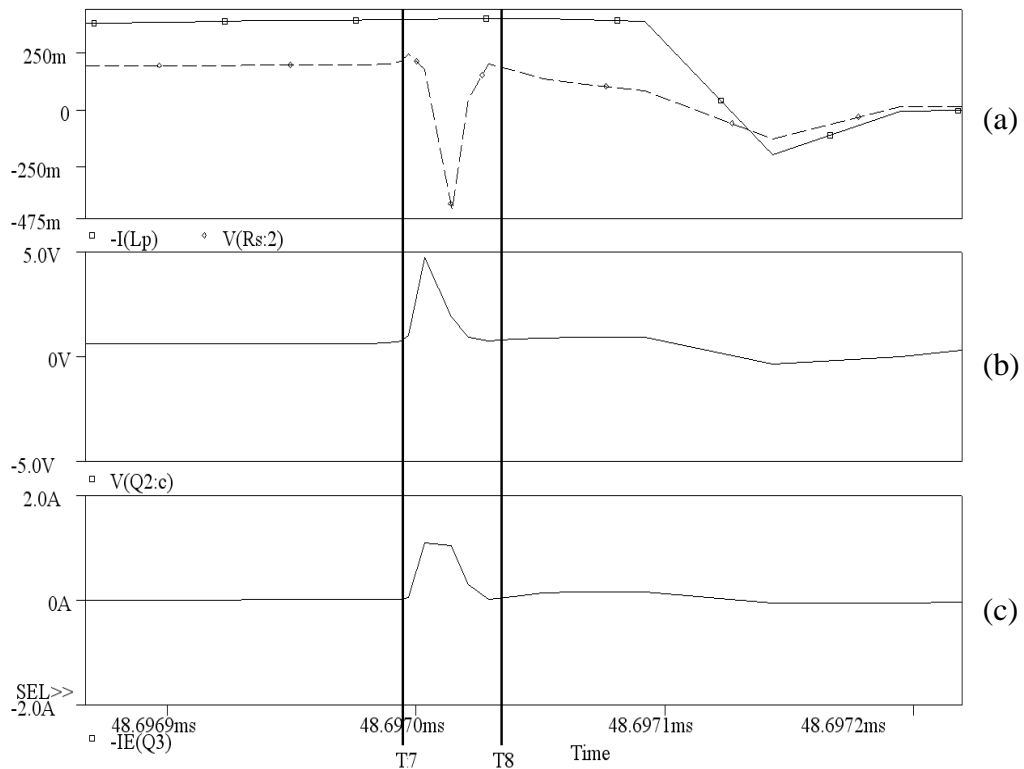


Figura 3.27 Formas de onda: (a) i_p e V_{RS} ; (b) tensão base emissor $Q3$; (c) I_{Q3CE}

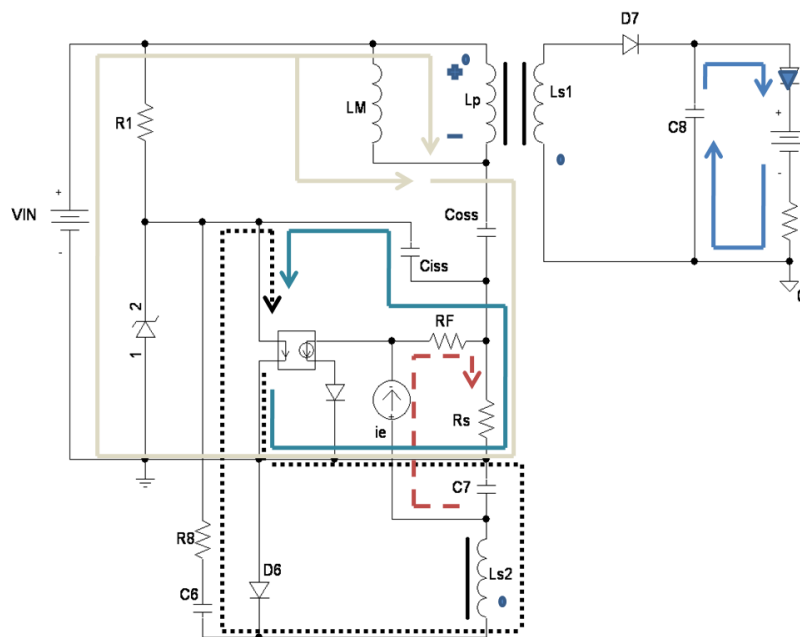


Figura 3.28 Intervalo $t8 < t < t9$

O intervalo $t_8 < t < t_9$ é o período que finaliza a descarga do capacitor, C_{ISS} , e dá-se início à carga do capacitor, C_{OSS} . Em $t=t_9$, a tensão, V_{DS} , já possui o valor de $V_{IN+n.V_{s1}}$. Neste instante os transistores, Q_2 e Q_3 , são desligados e um novo ciclo de chaveamento se inicia. A Figura 3.29 mostra as formas de onda desta etapa de funcionamento.

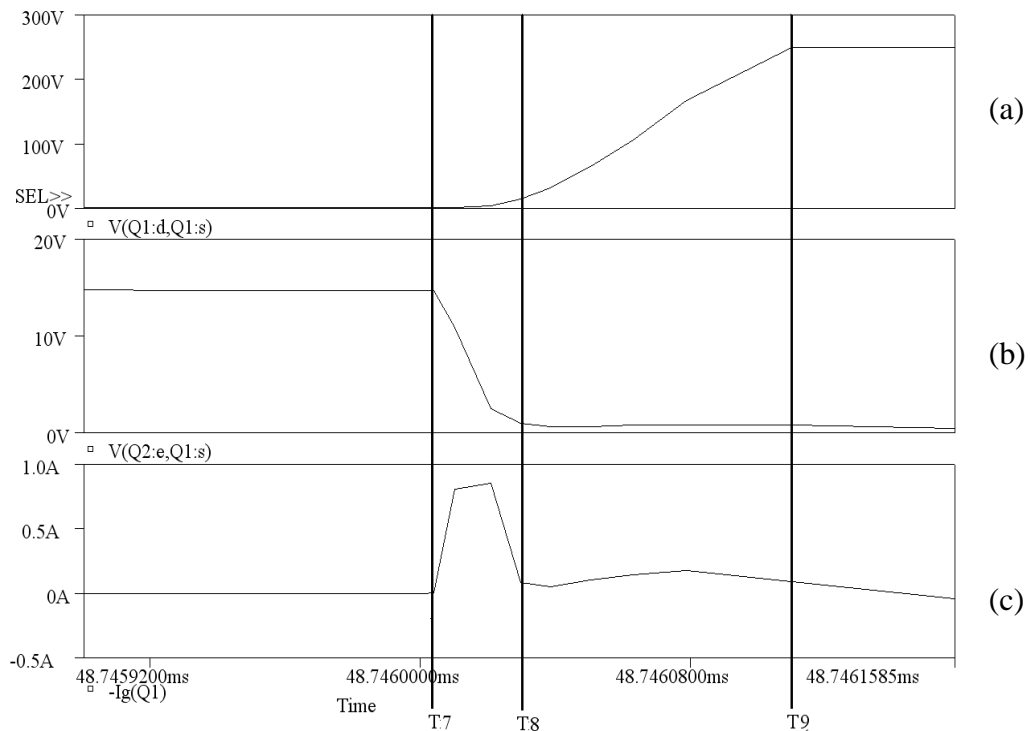


Figura 3.29 Formas de onda: (a) V_{DS} ; (b) V_{GS} ; (c) corrente gate Mosfet.

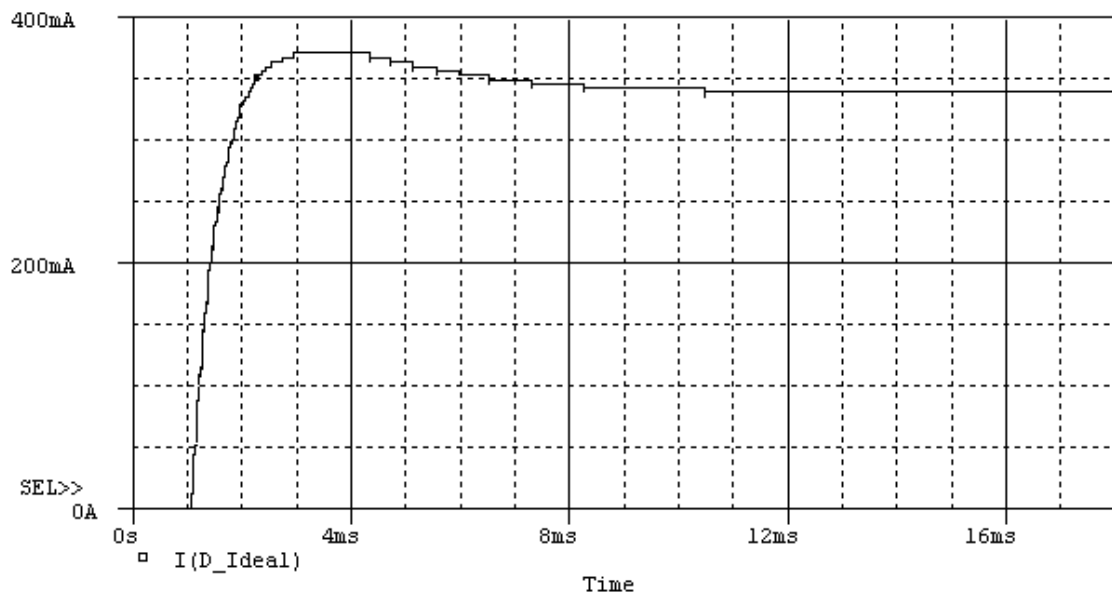


Figura 3.30 Corrente de saída para o conversor auto-oscilante para 7 LEDs

Similar ao Flyback PWM, a Figura 3.30 ilustra a corrente sobre os sete LED's, alimentada e regulada pelo Flyback auto-oscilante, com “ripple” de corrente desprezível. A corrente nos LED's é de 340 mA. Também é importante citar o valor de 180 V de pico para a tensão de entrada. Outro aspecto a ser observado nesta figura é o valor do pico de corrente no início de funcionamento do conversor, sendo este inferior a 400 mA. Os LED's de potência, cujo código comercial é EDEW-1LA1, suporta pico de corrente de até 1000 mA durante o início do funcionamento do conversor. [17]

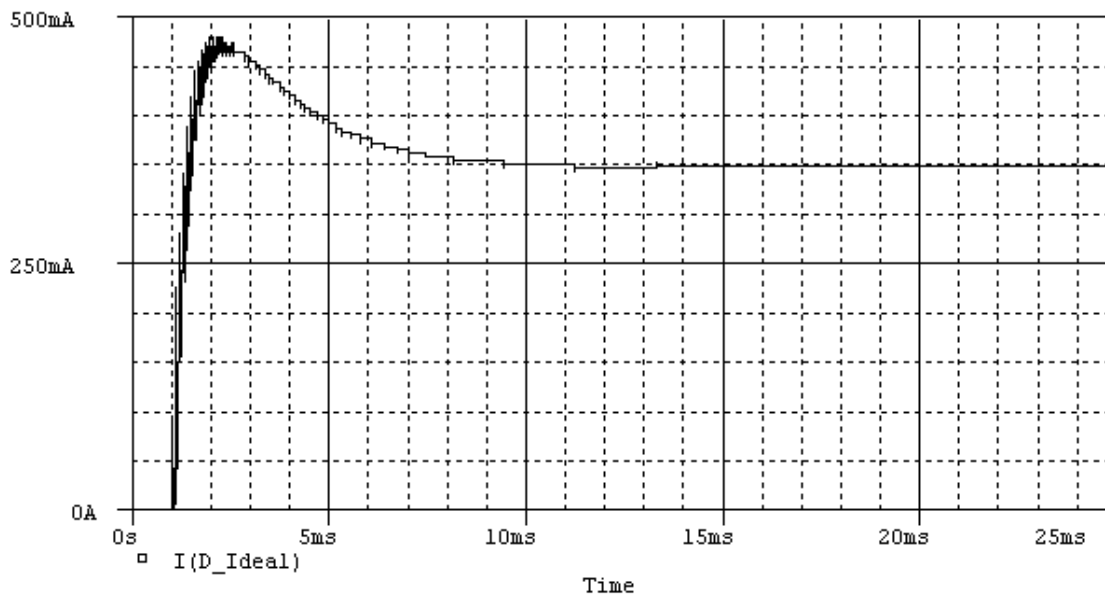


Figura 3.31 Corrente sobre os LED's, carga composta de 4 LED's

A Figura 3.31 apresenta a forma de onda da corrente para o conversor Flyback auto-oscilante alimentando quatro LED's de potência de 1 W. Nesta figura é observado que o valor da corrente é de 348 mA, enquanto na Figura 3.30 a corrente possui o valor de 340 mA, a diferença entre estes dois valores é inferior a 3%. Para o conversor operando com quatro LED's é notado que o pico de corrente sobre a carga foi de 475 mA, este valor é um pouco maior em relação ao conversor operando com sete LED's e bem inferior ao patamar máximo de 1000 mA, definido pelo fabricante.

Ainda verificando o comportamento do conversor, é simulada a variação da magnitude da senoide que alimenta a entrada do conversor, assumindo os valores de 160 e 200 V, ilustrados respectivamente pela Figura 3.32 e na Figura 3.33. Isto tomando como consideração o circuito alimentando sete LED's. Sobre a Figura 3.32b é notado sobre a corrente de saída um “ripple” com amplitude aproximada de 5 mA. Já o “ripple” sobre a corrente na Figura 3.33b se apresenta com valor desprezível. Para ambas as figuras o

sobre sinal de corrente, durante a partida do conversor, apresentou amplitude inferior a 375 mA. Quanto ao valor da corrente de saída, esta não se alterou permanecendo em 340 mA.

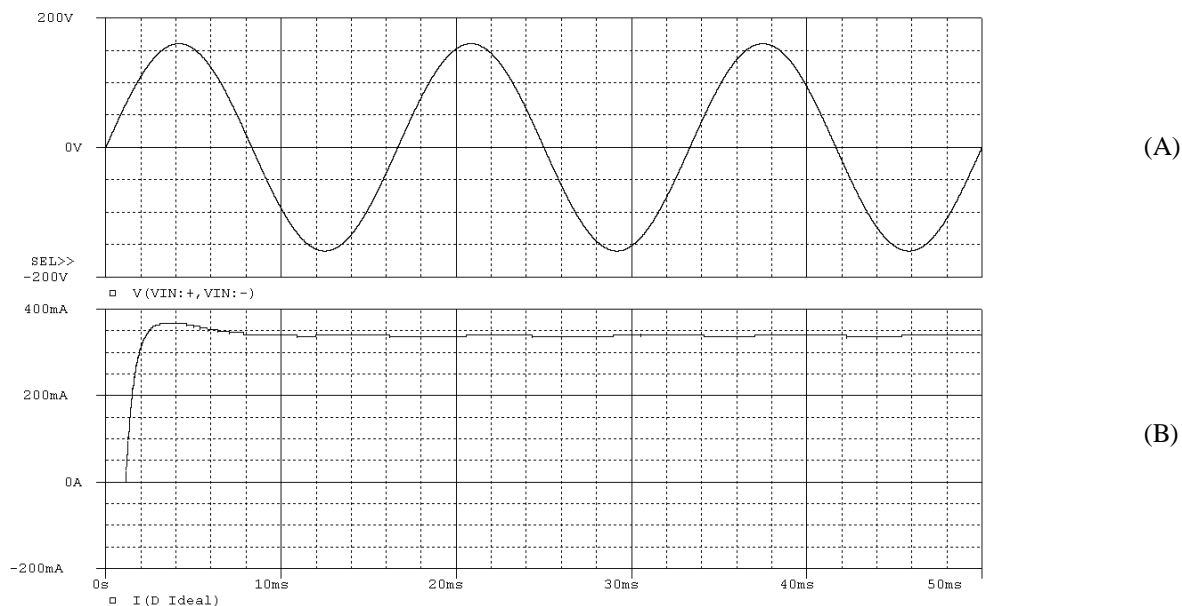


Figura 3.32 (a) Tensão de entrada com 160 V de magnitude; (b) corrente sobre os LED's

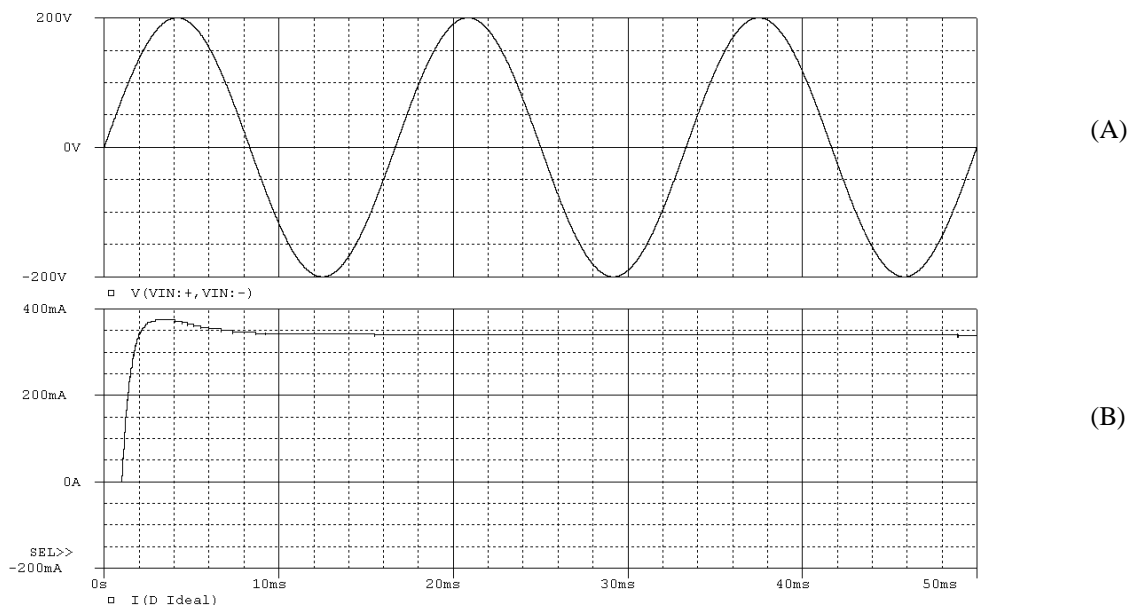


Figura 3.33 (a) Tensão de entrada com 200 V de magnitude; (b) corrente sobre os LED's

A Figura 3.35 ilustra o comportamento do circuito, ao se aplicar sobre a alimentação do mesmo um distúrbio de 20 V de amplitude com frequência de 40 Hz. Para executar esta simulação foi somado à fonte V_{IN} , um sinal senoidal com as características deste

distúrbio, Figura 3.34. Sobre a forma de onda da corrente de saída não é notada diferença alguma, na qual esta permaneceu com o valor de 340 mA. Esta simulação também foi repetida para um distúrbio com frequência de 200 Hz e 20 V de amplitude, sendo que a corrente de saída também se manteve estável e com valor fixo em 340 mA.

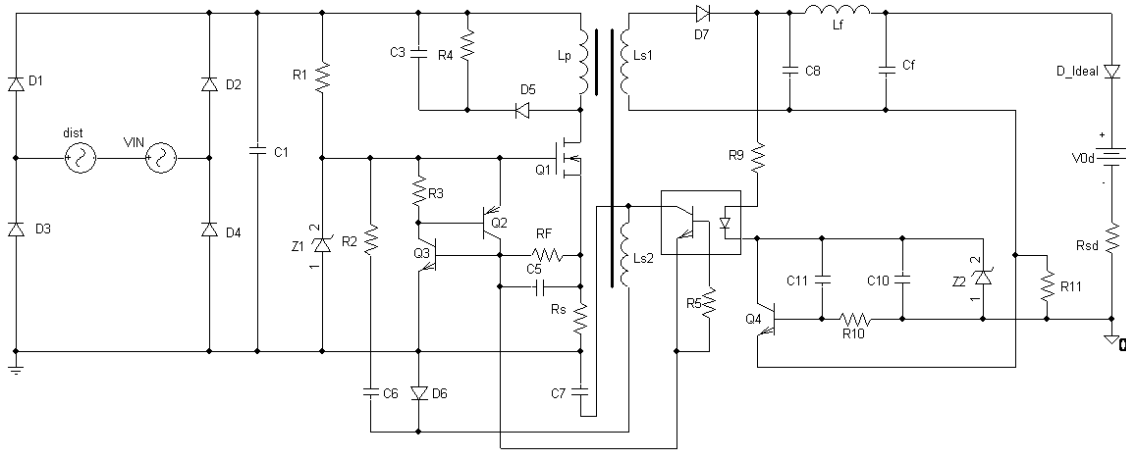


Figura 3.34 Circuito esquemático com adição de distúrbio sobre a fonte de tensão

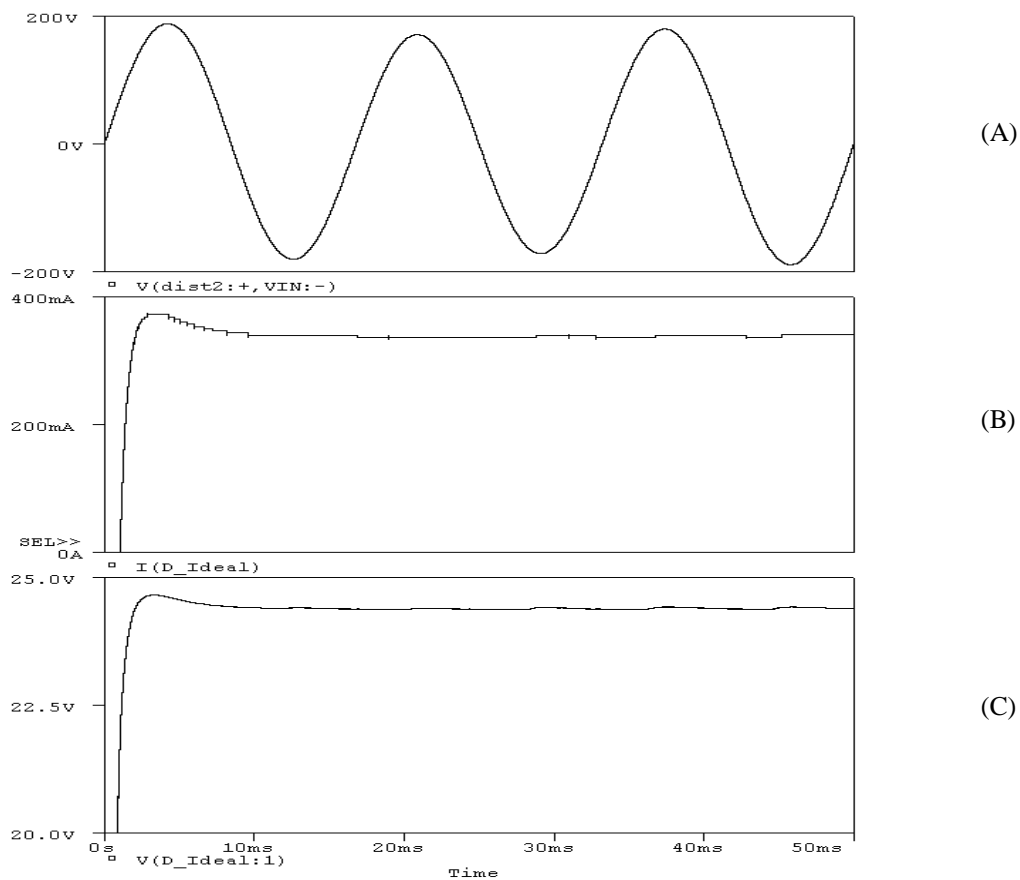


Figura 3.35 Forma de ondas: (a) tensão de 180V de magnitude e 60 Hz somada com distúrbio de 40 Hz e 20V de magnitude; (b) corrente sobre a carga; (c) tensão sobre a carga.

A Figura 3.36 e a Figura 3.37 ilustram respectivamente o circuito esquemático do Flyback Auto-Oscilante com a adição de um distúrbio de corrente e a forma de onda da corrente sobre a carga para respectivo circuito. Este distúrbio é representado por uma fonte de corrente contínua com amplitude de 100 mA. É notado que o distúrbio reduz o valor médio da corrente de saída de 340 mA para 335 mA e também eleva a amplitude do “ripple” sobre a carga para 3 mA de pico a pico. É importante notar que o valor do distúrbio aplicado representa 30% do valor da corrente de saída, mas mesmo assim o valor da corrente média de saída pouco se alterou e o “ripple” apresentado ainda apresenta baixo valor.

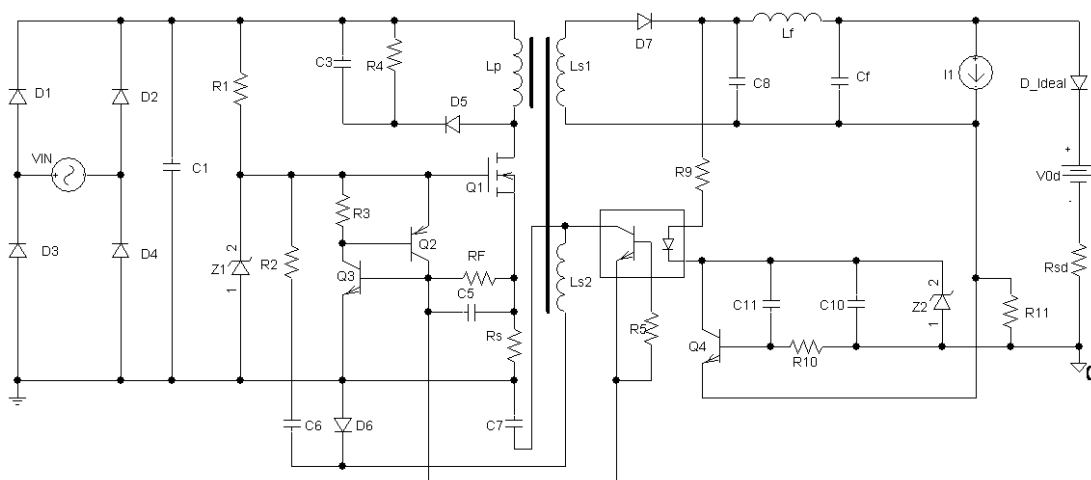


Figura 3.36 Circuito esquemático com adição de distúrbio de corrente paralelo a carga

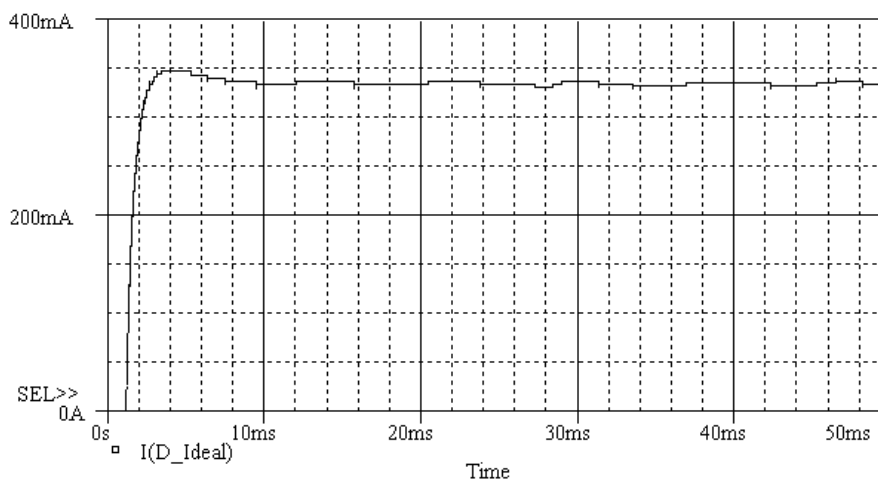


Figura 3.37 Forma de onda da corrente sobre a carga com circuito contendo distúrbio de corrente

Para todas estas simulações realizadas foi observada uma boa regulagem da corrente sobre os LED's, na qual a corrente sobre os mesmos apresentou pouca variação de valor médio e baixo “ripple”. Mesmo com a adição de distúrbio foi notado que o conversor Flyback Auto-oscilante se garantiu a boa regulagem da corrente sobre os LED's.

3.4.1 Malha de realimentação para o Flyback Auto-oscilante

O sinal de PWM do CI UC3844 é gerado pela comparação direta entre a corrente do primário e a tensão de erro, enquanto no Flyback auto-oscilante o sinal de comando do Mosfet é gerado pela comparação entre um valor fixo de tensão, V_{γ} , com a soma da tensão sobre o resistor, R_s , e o produto da corrente, i_e , pela resistência, R_F , Equação (3.2). Observa-se na Figura 3.38 que o sinal de erro gera um nível constante de tensão que influencia diretamente na amplitude da corrente do primário.

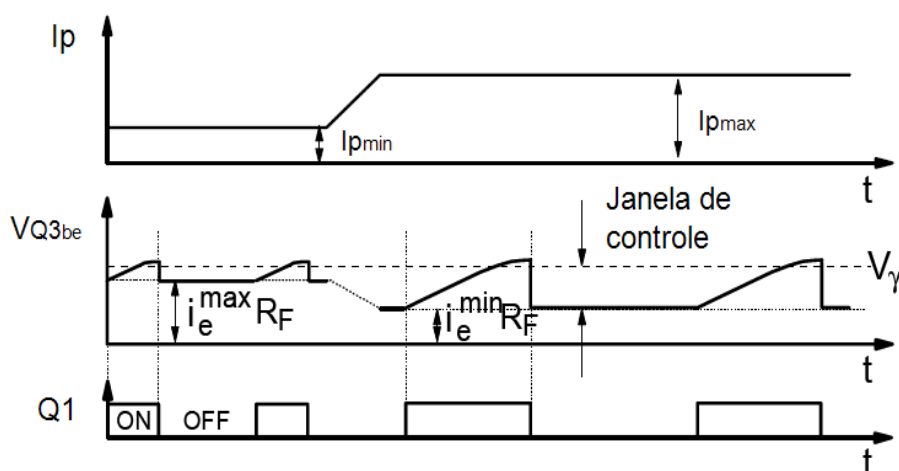


Figura 3.38 Detecção de pico de corrente para conversor auto-oscilante

Para o conversor auto-oscilante atingir uma boa regulação de corrente na saída, deve-se projetar corretamente a janela de controle, escolhendo-se cuidadosamente o valor dos resistores, R_s , R_F e R_9 , limitando a corrente de erro dentro desta janela. O limite superior da janela de controle é definido pela tensão de polarização base-emissor do transistor, Q_3 , enquanto o limite inferior é definido para o circuito com carga máxima. A máxima e a mínima tensão de erro ocorrem respectivamente para a mínima e para a máxima carga na saída. Com o conversor operando com carga mínima, uma menor energia é necessária para manter a corrente de saída constante. Conseqüentemente, menor será o tempo de condução do Mosfet, enquanto para carga máxima observa-se o contrário. Esta situação é ilustrada na Figura 3.38. Para o início do cálculo do circuito é retirada da Figura 3.40 a Equação (3.5).

$$V_{EQ4} = U_o - V_{d_{f-a}} - I_{EQ4} \cdot R_9 \quad (3.5)$$

$V_{d_{f-a}}$, V_{EQ4} e I_{EQ4} são respectivamente a tensão do diodo do foto-acoplador e a tensão e corrente de emissor do transistor, $Q4$. Para a situação de carga mínima a corrente, i_{EQ4} , assumirá valor máximo e será definida pela Equação (3.6).

$$i_{EQ4} = \frac{i_e}{CTR_{f-a}} \quad (3.6)$$

Desta forma o resistor, $R9$, pode ser calculado através da Equação (3.7).

$$R9 < \frac{U_o - V_{d_{f-a}} - V_{EQ4}^{min}}{i_{EQ4}^{max}} \quad (3.7)$$

Onde U_o é a tensão de saída do conversor. O valor do resistor, Rs , é limitado pela máxima dissipação de potência sobre o mesmo, na qual é recomendado que a potência consumida seja inferior a 0,1%, definimos o valor desta resistência pela Equação (3.8).

$$RS = \frac{0,001 \cdot P_{IN}^{max}}{\left(i_p^{pk} \cdot \sqrt{\frac{D^{max}}{3}} \right)^2} \quad (3.8)$$

Onde P_{IN}^{max} é a potência máxima de entrada e i_p^{pk} é a corrente de pico do primário. O valor da resistência, RF , é retirado da Equação (3.9).

$$i_e^{max} \cdot (Rs + RF) \leq V\gamma \quad (3.9)$$

Sendo que o $RF \gg Rs$.

Com o circuito operando com carga máxima o valor dos resistores, Rs e RF , são definidos através da corrente de erro mínima e pela máxima corrente de pico do primário, a Equação (3.10) apresenta esta relação.

$$i_e^{min} \cdot (Rs + RF) + i_p^{pk} \cdot Rs > V\gamma \quad (3.10)$$

O valor da corrente de pico do primário, i_p^{pk} , é definido pela Equação (3.11).

$$i_p^{pk(max)} = \frac{Vin_{MAX} \cdot D_{MAX}}{L_M \cdot f_{Smin}} \quad (3.11)$$

Sabendo as Equações (3.12), (3.13) e (3.14).

$$i_e = CTR_{f-a} \cdot i_{EQ4} \quad (3.12)$$

$$i_{B_{Q4}} = \frac{I_o \cdot R_{11} - V_{BE_{Q4}}}{R_{10}} \quad (3.13)$$

$$i_{EQ4} = (\beta_{Q4} + 1) \cdot i_{B_{Q4}} \quad (3.14)$$

Onde a tensão $V_{BE_{Q4}}$ é a tensão suficiente para polarizar o transistor, $Q4$, diretamente e CTR_{f-a} é a razão da corrente de coletor do transistor pela corrente sobre o diodo, ambos do foto-acoplador. Obtemos a Equação (3.15) a partir da substituição das Equações (3.13) e (3.14) na Equação (3.12).

$$i_e = CTR_{f-a} \cdot (\beta_{Q4} + 1) \cdot \frac{I_o \cdot R_{11} - V_{BE_{Q4}}}{R_{10}} \quad (3.15)$$

O procedimento para o dimensionamento dos resistores, RF , Rs e $R9$, pode ser fragmentado nos 5 primeiros passos presentes na Tabela 3.1. É importante notar que o resistor, $R9$, influencia na malha de controle. Neste caso, deverá ser escolhido o menor valor possível para o início do procedimento, sendo aconselhado o valor de 20Ω . Após o sistema atingir a estabilidade, o resistor poderá ser recalculado.

Tabela 3.1 Procedimento para dimensionar da malha de controle

1º Passo	Escolher o valor da corrente, i_{EQ4}^{max} , sendo esta inferior a 250mA.
2º Passo	Determinar a corrente, i_e^{max} , a partir da Equação (3.12).
3º Passo	Determinar o resistor, Rs , a partir da Equação (3.8).
4º Passo	Determinar o resistor, RF , a partir da Equação (3.9).
5º Passo	Determinar o resistor, $R9$, a partir da Equação (3.7).
6º Passo	Verificar a corrente, I_e^{min} , a partir da Equação (3.10).
7º Passo	Verificar a tensão, V_{EQ4}^{Max} , usando a Equação (3.16) para $I_{EQ4}=I_{EQ4}^{min}$

O diagrama de blocos da Figura 3.39 ilustra o funcionamento do conversor auto-oscilante. Para uma melhor compreensão sobre o funcionamento do circuito, toma-se como partida a tensão de saída, u_o . Mas antes de tudo, é importante lembrar que o

modelo matemático do LED presente na Figura 3.7, é representado por um diodo ideal em série com a fonte de tensão, V_{od} , e com a resistência, R_{sd} , sendo que a quantidade de LED's é expressa pela variável, Q_{LED} .

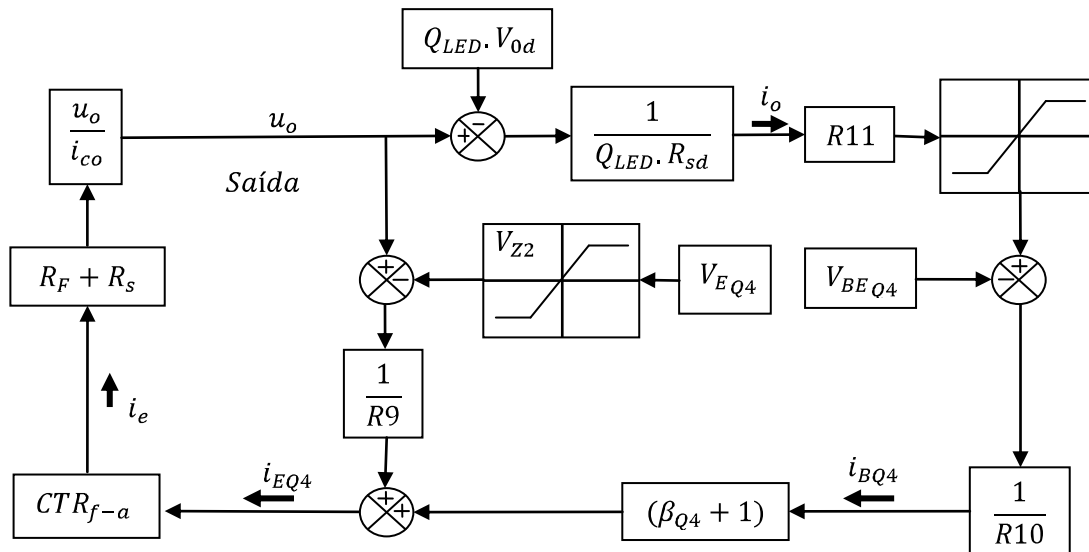


Figura 3.39 Diagrama de blocos do Conversor auto-oscilante

O cálculo da corrente de saída, i_o , é obtido através da Equação (3.16).

$$i_o = \frac{u_o - Q_{LED} \cdot V_{od}}{Q_{LED} \cdot R_{sd}} \quad (3.16)$$

Obtido este valor, o passo seguinte é grampeá-lo no valor estipulado em projeto. Para isto é utilizado o transistor, $Q4$. Na Figura 3.40, é possível verificar que paralela à resistência, $R11$, tem-se a **malha de base** do transistor, $Q4$, composta pelos terminais base-emissor do mesmo transistor em série com a resistência, $R10$. O valor da resistência, $R11$, deverá ser escolhido de forma que a corrente de saída multiplicada pelo resistor, $R11$, possua a mesma queda de tensão da **malha de base**. É importante lembrar que neste cálculo, o transistor, $Q4$, deverá atuar no momento em que a corrente atingir o valor estipulado em projeto, grampeando-a em tal valor. Esta etapa é representada no diagrama de blocos através de um bloco de saturação.

O cálculo da corrente, i_{BQ4} , é descrita pela Equação (3.13), enquanto o valor da corrente, i_{EQ4} , é obtida pela Equação (3.14). No entanto, o valor da corrente de emissor também depende dos componentes contidos no emissor do transistor, $Q4$. Para melhor compreensão, a malha de emissor será explicada a seguir.

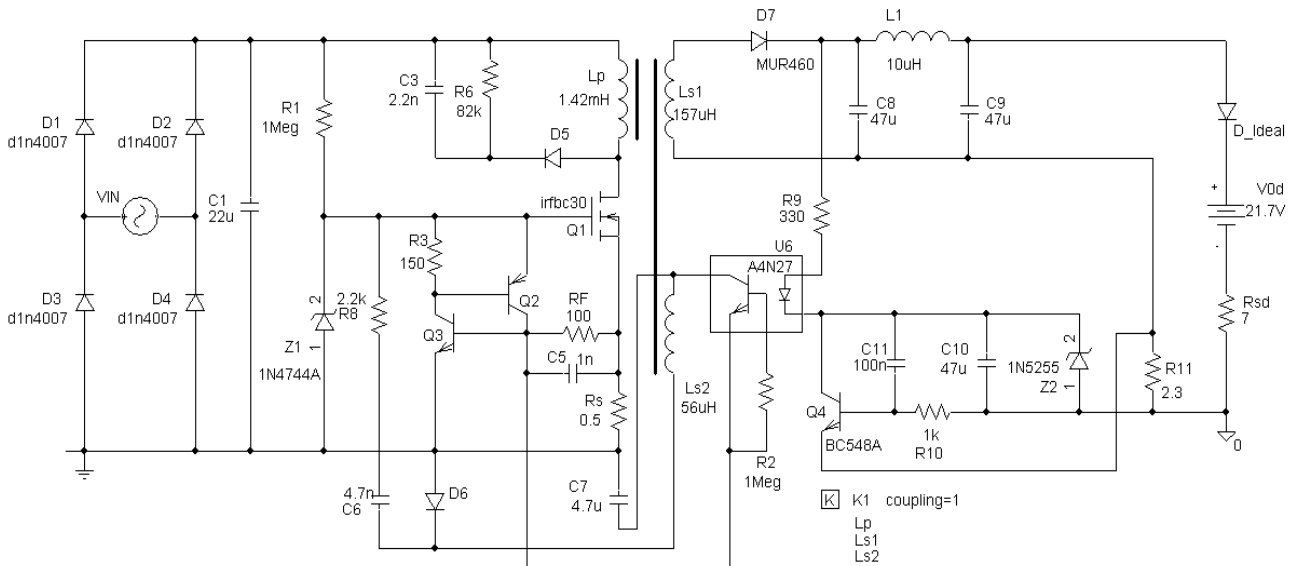


Figura 3.40 Circuito esquemático do conversor auto-oscilante

V_{EQ4}^{\max} é o valor máximo da tensão de tensão do emissor do transistor, $Q4$. Este valor é definido pelo diodo zener, $Z2$, onde a função deste diodo zener é a de limitar a máxima potência de saída da fonte. No diagrama de blocos o diodo zener, $Z2$, também é representado por um bloco de saturação, diferentemente do bloco de saturação anterior. Neste não é desejado que se atinja a saturação, pois estando saturada a tensão, V_{EQ4} , não há sobre o circuito o funcionamento da malha de corrente, resultando em um controle por tensão indesejado. Retomando ao diagrama de blocos, é verificado que conectado ao saturador, V_{z2} , se tem outro subtrador. Este é o responsável por definir a diferença entre a tensão de saída e a tensão, V_{EQ4} . O resultado da diferença é dividido pelo resistor, $R9$, definindo de vez a corrente de emissor. Desta forma, para o cálculo da corrente, i_{EQ4} , é necessário considerar as Equações (3.6), (3.13) e (3.14).

Já a corrente de erro é obtida ao multiplicar-se a corrente, i_{EQ4} , pela constante, CTR_{f-a} . Por fim, ao multiplicarmos a corrente, i_e , pelos resistores, RF e Rs , são estabelecido os limites máximos da corrente do primário do transformador e o comando do Mosfet.

A última consideração a ser feita é o valor do capacitor, $C6$. Este deverá ser aproximadamente 10 vezes maior que a capacitância, C_{ISS} . A função deste capacitor é somente auxiliar a partida do conversor auto-oscilante, sendo que ele é o responsável por armazenar a corrente dc, cedida pela fonte de entrada, gerando sobre o capacitor, $C6$, carga suficiente para permitir o primeiro ciclo de chaveamento. No entanto, esta capacitância também gera um atraso, aumentando-se o intervalo $t5 < t < t6$, Figura 3.23,

efeito este indesejado por reduzir a eficiência do conversor [48]. Já o papel da resistência, R_8 , no circuito é limitar a potência presente no gate do Mosfet, sendo seu valor definido pela Equação (3.16).

$$R_8 = \frac{V_{in_MAX} \cdot \left(\frac{N_{s2}}{N_p}\right) - V_{Gate_Mosfet}}{P_{Gata_Mosfet}} \cdot V_{Gate_Mosfet} \quad (3.16)$$

3.4.2 Modelagem do conversor Flyback Auto-Oscilante

O conversor Flyback é um conversor “*buck-boost*” isolado. Visando facilitar o processo de modelagem, o conversor Flyback será simplificado à forma ilustrada na Figura 3.41.

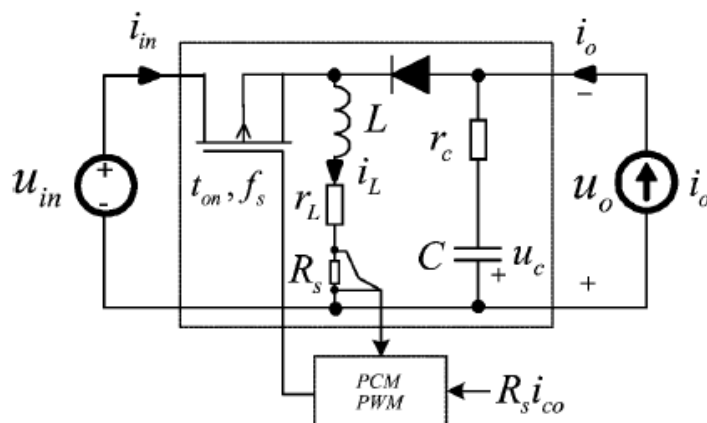


Figura 3.41 Conversor “*Buck-boost*” operado em controle por detecção de pico de corrente

O conversor flyback auto-oscilação utiliza o controle por detecção de pico de corrente e trabalha no regime crítico de condução. Devido ao fato deste conversor utilizar somente componentes passivos, o ciclo de chaveamento apresenta um atraso, T_D , diferenciando este dos demais conversores que trabalham com CI dedicado.

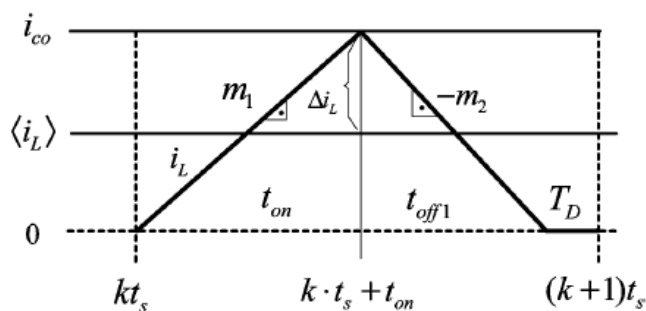


Figura 3.42 Forma de corrente sobre o indutor com o sistema operando em regime crítico

A modelagem por pico de tensão para fontes com frequência variável apresenta uma pequena modificação em relação ao modelo médio de espaços de estado, onde além do atraso, T_D , também é incluído as variações do tempo, t_{on} , de chaveamento e a do valor de pico da corrente sobre o indutor.

Para simplificar a topologia do conversor flyback, mostrado na Figura 3.41 foi necessário refletir os componentes elétricos presentes no primário para o secundário do transformador, desta forma teremos:

$$L = n^2 \cdot L_M \quad (3.18)$$

$$r_L = n^2 \cdot r_L \quad (3.19)$$

$$u_{in} = n \cdot V_{IN} \quad (3.20)$$

$$R_s = n \cdot R_s \quad (3.21)$$

O sistema a se modelar apresenta frequência variável, diferentemente dos circuitos com frequência fixa. A variável de controle destes circuitos é o tempo de condução, t_{on} , em vez da razão cíclica de trabalho ($D = t_{on}/T_s$). Circuitos com frequência fixa apresentam constante o período de chaveamento, T_s , e desta forma, a variável de controle é a razão cíclica de trabalho, D . Isto não ocorre em circuito auto-oscilante, onde é possível somente definir o limite máximo de condução da chave, t_{on} . Ambos os circuitos somente apresentam em comum o valor da corrente média sobre o indutor, que se mantém constante durante o ciclo de chaveamento em regime permanente. A partir da Figura 3.42 são retiradas as Equações (3.22) e (3.23).

$$\langle i_L \rangle_{on} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \cdot \langle i_L \rangle \quad (3.22)$$

$$\langle i_L \rangle_{off} = \frac{t_{off}}{t_{on} + t_{off}} \cdot \langle i_L \rangle \quad (3.23)$$

Onde $t_{off} = t_{off1} + T_D$ e $\langle i_L \rangle$ é a corrente sobre o indutor. A derivada de $\langle i_L \rangle$ é:

$$\frac{d\langle i_L \rangle}{dt} = \frac{t_{on}}{t_s} \cdot m_1 + \frac{t_{off1}}{t_s} \cdot m_2 \quad (3.24)$$

Desta forma temos:

$$\langle i_{in} \rangle = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off1}} \cdot \langle i_L \rangle \quad (3.25)$$

A equação linear da tensão sobre o capacitor, $\langle u_c \rangle$, e a tensão de saída, $\langle u_o \rangle$, é dada respectivamente pelas Equações (3.26) e (3.27).

$$\frac{d\langle u_c \rangle}{dt} = \frac{t_{off1}}{t_{on} + t_{off1}} \cdot \frac{\langle i_L \rangle}{C} - \frac{\langle i_o \rangle}{C} \quad (3.26)$$

$$\langle u_o \rangle = \langle u_c \rangle + r_c \cdot C \cdot \frac{d\langle u_c \rangle}{dt} \quad (3.27)$$

A inclinação da corrente sobre o indutor pode ser decomposta nas Equações (3.28) e (3.29).

$$m_1 = \frac{\langle u_{in} \rangle - r_L \langle i_L \rangle}{L} \quad (3.28)$$

$$m_2 = \frac{(r_L + r_c) \langle i_L \rangle + \langle u_c \rangle - r_c \langle i_o \rangle}{L} \quad (3.29)$$

A Equação (3.30) também pode ser retirado da Figura 3.42.

$$t_{off1} = \frac{2 \langle i_L \rangle}{m_2 \left(1 - \frac{T_D}{t_s}\right)} \quad (3.30)$$

Sabendo que $t_{off1} = t_s - t_{on} - T_D$ e substituindo esta variável nas Equações (3.24), (3.25) e (3.30) obtemos o conjunto de Equações (3.31).

$$\begin{cases} \frac{d\langle i_L \rangle}{dt} = \frac{t_{on}}{t_s} \cdot m_1 + \frac{2}{t_s - T_D} \cdot \langle i_L \rangle \\ \frac{d\langle u_c \rangle}{dt} = \left(1 - \frac{t_{on}}{t_s - T_D}\right) \cdot \frac{\langle i_L \rangle}{C} - \frac{\langle i_o \rangle}{C} \\ \langle u_o \rangle = \langle u_c \rangle + r_c \cdot C \cdot \frac{d\langle u_c \rangle}{dt} \\ \langle i_{in} \rangle = \frac{t_{on}}{t_s - T_D} \cdot \langle i_L \rangle \end{cases} \quad (3.31)$$

Da Figura 3.42 definimos que a corrente de controle é definida pela Equação (3.32).

$$i_{co} = \langle i_L \rangle + \Delta i_L \quad (3.32)$$

Ao desenvolver Δi_L a partir da Figura 3.42, obtém-se a Equação (3.33).

$$i_{co} = \langle i_L \rangle + \frac{m_1 \cdot t_{on}}{2} \cdot \left(1 + \frac{T_D}{t_s}\right) \quad (3.33)$$

Isolando $m_1 \cdot t_{on}$ da Equação (3.33) e substituindo na Equação (3.24) juntamente com a Equação (3.30) é definida a Equação (3.34).

$$\frac{d\langle i_L \rangle}{dt} = \frac{4 \cdot T_s}{t_s^2 - T_D^2} \cdot \langle i_L \rangle + \frac{2}{t_s + T_D} \cdot i_{co} \quad (3.34)$$

O processo de linearização destas equações esta sujeita a algumas perturbações que necessitam de correções. Para isto são apresentadas as Equações (3.35) e (3.36) e os parâmetros contidos na Tabela 3.2.

$$\hat{t}_s = F_m \cdot [\hat{t}_{on} + q_c \cdot \hat{t}_L + q_o \cdot \hat{u}_c + q_i \cdot \hat{u}_{in}] \quad (3.35)$$

$$\hat{t}_{on} = F_m \cdot [\hat{t}_{co} - q_c \cdot \hat{t}_L - q_o \cdot \hat{u}_c - q_i \cdot \hat{u}_{in}] \quad (3.36)$$

Para conversores de frequência fixa é utilizada Equação (3.37).

$$\hat{d} = F_m \cdot [\hat{t}_{co} - \hat{t}_L - q_o \cdot \hat{u}_c - q_i \cdot \hat{u}_{in}] \quad (3.37)$$

Tabela 3.2 Coeficientes de correção de parâmetros no processo de linearização

	F_m	q_c	q_o	q_i
\hat{t}_s	$\frac{T_s - T_D}{T_s - \left(D + \frac{T_D}{T_s}\right) \cdot T_D}$	$\frac{2 \cdot L}{U_o \cdot \left(1 - \frac{T_D}{T_s}\right)}$	$-\frac{D \cdot U_{in} \cdot T_s}{U_o^2}$	0
\hat{t}_{on}	$\frac{2 \cdot L \cdot \left(1 - D \cdot \frac{T_D}{T_s}\right)}{U_{in} \cdot \left(1 + (D' - D) \cdot \frac{T_D}{T_s}\right)}$	$\frac{1 - \frac{T_D}{T_s}}{1 - D \cdot \frac{T_D}{T_s}}$	$\frac{D' \cdot \frac{T_D}{T_s}}{1 - D \cdot \frac{T_D}{T_s}}$	$\frac{D \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot \left(1 + \frac{T_D}{T_s}\right)$
\hat{d}	$\frac{1}{M_a \cdot T_s}$	1	$-\frac{D'^2 \cdot T_s}{2 \cdot L}$	$\frac{D^2 \cdot T_s}{2 \cdot L}$

A modelagem por detecção de pico de corrente é uma extensão direta da modelagem por modo de tensão, sendo que a primeira acrescenta a segunda as variáveis pertinentes ao processo e que não podem ser desconsideradas.

3.4.2.1 Ponto de operação em regime permanente

Para definir os valores médios do ponto de operação em estado estacionário, basta tornar nulas as derivadas na Equação (3.31). A Figura 3.43 ilustra o circuito canônico de estado estacionário, onde $M(D, T_D)$, r_E e U_{DE} são respectivamente o ganho entrada/saída. A resistência série equivalente e a queda de tensão sobre o diodo de roda livre.

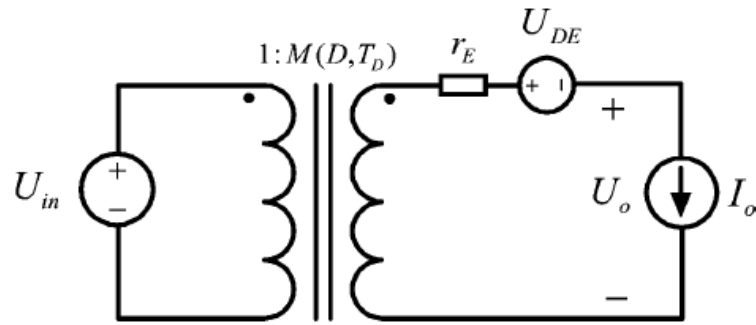


Figura 3.43 Circuito equivalente de estado estacionário canônico

$$\left\{ \begin{array}{l} M(D, T_D) = -\frac{D}{D' - \frac{T_D}{T_s}} \\ r_E = \frac{\left(1 - \frac{T_D}{T_s}\right) \cdot r_L}{\left(D' - \frac{T_D}{T_s}\right)^2} + \frac{D \cdot r_c}{D' - \frac{T_D}{T_s}} \\ U_{DE} = U_D \\ \frac{I_L}{I_o} = \frac{1 - \frac{T_D}{T_s}}{D' - \frac{T_D}{T_s}} \end{array} \right. \quad (3.38)$$

O cálculo das Equações (3.38) deve considerar a Equação (3.39) para definir a duração das variáveis, T_s e T_D . Caso da Equação (3.38) a variável, T_D , seja considerada nula, os parâmetros do circuito canônico se tornam similares a um circuito operando em frequência fixa.

$$T_s^2 - \left(2 \cdot T_D + \frac{2 \cdot I_L (M1 + M2)}{M1 \cdot M2}\right) \cdot T_s + T_D^2 = 0 \quad (3.39)$$

3.4.2.2 Equações do modelo para pequenos sinais

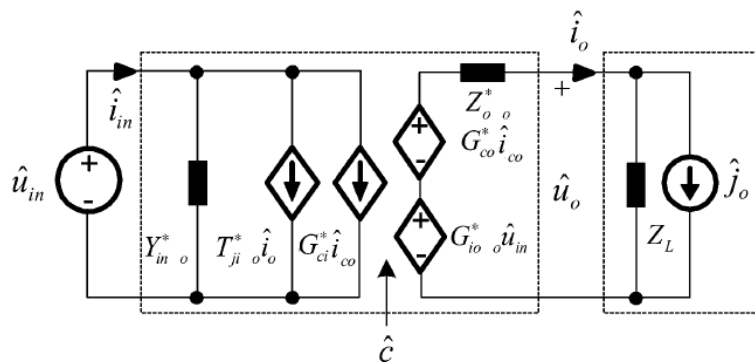


Figura 3.44 Circuito equivalente de Pequenos sinais

Através do estudo do conversor flyback sobre o modelo de pequenos sinais, define-se a função de transferência e com isto, pode-se realizar um estudo sobre a estabilidade deste

conversor. Pode-se estabelecer, através do diagrama de Bode, as margens de fase e de ganho do conversor e com isto saber sobre o funcionamento estável do mesmo. O modelo em pequenos sinais leva em consideração o circuito ilustrado na Figura 3.44. A matriz de pequenos sinais deverá ser expressa das seguintes formas:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{x}}{dt} = A \cdot \hat{x} + B \cdot \hat{u} \\ \hat{y} = C \cdot \hat{x} + D \cdot \hat{u} \end{cases} \quad (3.40)$$

$$\begin{bmatrix} \widehat{i_{in}} \\ \widehat{u_o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{in-o}^* & T_{ii-o}^* & G_{ci}^* \\ G_{io-o}^* & -Z_{o-o}^* & G_{co}^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \widehat{u_{in}} \\ \widehat{i_o} \\ \widehat{i_{co}} \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

$$\begin{bmatrix} \widehat{i_{in}} \\ \widehat{u_o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(Y_{in-o}^* + \frac{G_{io-o}^* \cdot T_{ji-o}^*}{Z_L + Z_{o-o}^*} \right) & \left(\frac{T_{ji-o}^* \cdot Z_L}{Z_L + Z_{o-o}^*} \right) & \left(G_{ci}^* + \frac{G_{co}^* \cdot T_{ji-o}^*}{Z_L + Z_{o-o}^*} \right) \\ \left(\frac{G_{io-o}^*}{1 + \frac{Z_{o-o}^*}{Z_L}} \right) & \left(\frac{-Z_{o-o}^*}{1 + \frac{Z_{o-o}^*}{Z_L}} \right) & \left(\frac{G_{co}^*}{1 + \frac{Z_{o-o}^*}{Z_L}} \right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \widehat{u_{in}} \\ \widehat{i_o} \\ \widehat{i_{co}} \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

O efeito dos elementos parasitas sobre o modelo de pequenos sinais é mínimo, podendo este ser descartado com exceção da resistência série equivalente do capacitor. O mesmo ocorre com T_D , sendo este relevante somente para o cálculo do ponto de trabalho em estado estacionário referente às Equações (3.38) e (3.39) [44]. Desta forma é definido:

$$T_s = \frac{2.L.I_L}{D.U_{in}} = \frac{2.L.I_L}{D'.U_o} \quad (3.43)$$

Onde obtemos:

$$\begin{cases} \frac{d\widehat{i_L}}{dt} = -\frac{4}{T_s} \cdot \widehat{i_L} + \frac{2}{T_s} \cdot \widehat{i_{co}} \\ \frac{d\widehat{u_c}}{dt} = \frac{D' \cdot (2.D+1)}{C} \cdot \widehat{i_L} - \frac{D \cdot D'^2 \cdot T_s}{2.L.C} \cdot \widehat{u_c} + \frac{D^2 \cdot D' \cdot T_s}{2.L.C} \cdot \widehat{u_{in}} - \frac{\widehat{i_o}}{C} - \frac{D \cdot D'}{C} \cdot \widehat{i_{co}} \\ \widehat{u_o} = \widehat{u_c} + r_c \cdot C \cdot \frac{d\widehat{u_c}}{dt} \\ \widehat{i_{in}} = D \cdot (2.D - 1) \cdot \widehat{i_L} + \frac{D \cdot D'^2 \cdot T_s}{2.L} \cdot \widehat{u_c} - \frac{D^2 \cdot D' \cdot T_s}{2.L} \cdot \widehat{u_{in}} + D \cdot D' \cdot \widehat{i_{co}} \end{cases} \quad (3.44)$$

$$\begin{bmatrix} Y_{in-o}^* & T_{ii-o}^* \\ G_{io-o}^* & -Z_{o-o}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{D^2 \cdot D' \cdot T_s \cdot s}{2.L.C \cdot \left(s + \frac{D \cdot D'^2 \cdot T_s}{2.L.C} \right)} & -\frac{D \cdot D'^2 \cdot T_s}{2.L.C \cdot \left(s + \frac{D \cdot D'^2 \cdot T_s}{2.L.C} \right)} \\ \frac{D^2 \cdot D' \cdot T_s \cdot (1+s \cdot r_c \cdot C)}{2.L.C \cdot \left(s + \frac{D \cdot D'^2 \cdot T_s}{2.L.C} \right)} & -\frac{1+s \cdot r_c \cdot C}{C \cdot \left(s + \frac{D \cdot D'^2 \cdot T_s}{2.L.C} \right)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{759 \cdot s}{5,5 \cdot s + 1771} & -\frac{1771}{7,4 \cdot 10^{-9} \cdot s + 1,3 \cdot 10^{-15}} \\ \frac{0,006 \cdot s + 759}{5,5 \cdot s + 1771} & -\frac{8,10 \cdot 10^{-6} \cdot s + 1}{4,7 \cdot 10^{-5} \cdot s + 0,02} \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

$$\begin{bmatrix} G_{ci}^* \\ G_{co}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{D.D'.(s^2+s.\frac{2}{D'.T_s}+\frac{D'}{L.C})}{T_s.C.(s+\frac{D.D'^2.T_s}{2.L.C})(s+\frac{4}{T_s})} \\ \frac{2.D'.(1-s.\frac{D.T_s}{2}).(1+s.r_c.C)}{T_s.C.(s+\frac{D.D'^2.T_s}{2.L.C})(s+\frac{4}{T_s})} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{0,21.s^2 + 4,98.10^4.s + 0,12}{5,6.10^{-10}.s^2 + 4,7.10^{-5}.s + 1,1.10^{-19}} \\ \frac{-2.10^{-11}.s^2 + 8,7.10^{-6}.s + 1,4}{5,7.10^{-10}.s^2 + 4,7.10^{-5}.s + 0,02} \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

Para o cálculo da função de transferência, assume-se o valor de 47μF para o capacitor, C, valor este referente ao capacitor, C8, cuja respectiva resistência série equivalente, r_c , é de 170mΩ. Para o período de chaveamento, T_s , é adotada a frequência de 83kHz e razão cíclica, D, de 30%. O valor da indutância de magnetização refletida ao secundário do transformador é de 60μH.

A Figura 3.45 ilustra o diagrama de bode da função de transferência da tensão de saída sobre a corrente de controle, G_{co}^* , função esta extraída da Equação (3.46). Esta função de transferência apresenta por si só margem de fase de 81,5°, margem de ganho de 28,9 dB e ganho na banda passante de aproximadamente 40 dB. Pomílio, J.A. [30], recomenda que o sistema mantenha margem de fase entre 30 à 90°. Quanto ao ganho em banda passante e a margem de ganho do conversor Flyback auto-oscilante, estes se apresentam com valores absolutos de 100 u.a. e 28 u.a., respectivamente. Desta forma é possível verificar que o sistema não necessita de compensadores para garantir a estabilidade do conversor. Assim o circuito se torna estável somente através de um ganho proporcional, ou seja, através de um simples diodo zener. É importante lembrar também que o alto ganho na banda passante é o responsável por reduzir o erro de off-set no estado estacionário e atenuar eventuais distúrbios que venham a ocorrer.

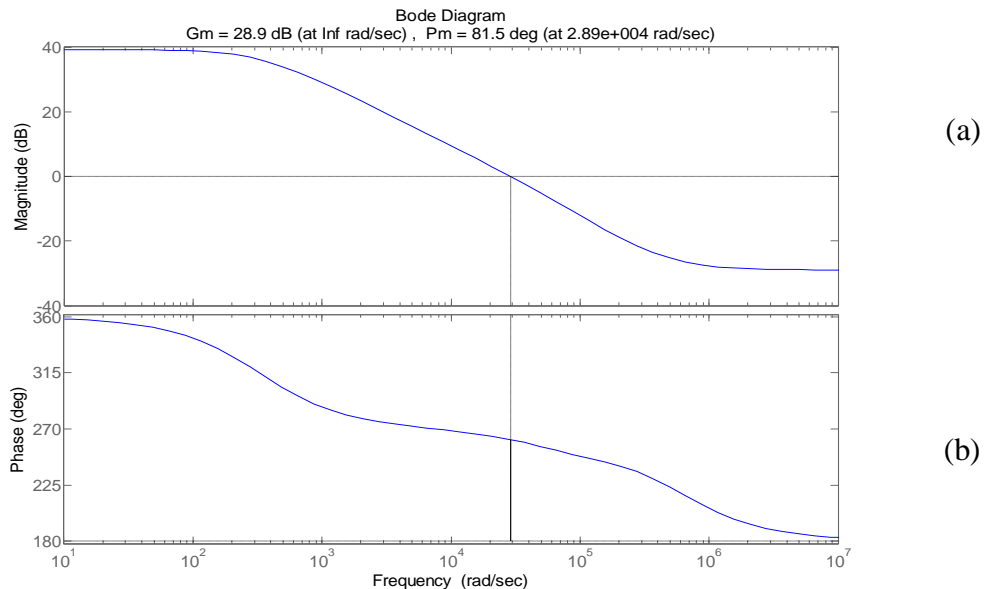


Figura 3.45 Diagrama de bode da função de transferência $\frac{\hat{u}_o}{\hat{i}_{co}}$ (a) curva de ganho, (b) curva de fase

A Figura 3.46 ilustra o diagrama de Nyquist para a função de transferência, G_{co}^* . Enquanto a Figura 3.47, ilustra o mesmo diagrama de Nyquist, porém com a ampliação sobre o ponto, α . Um sistema marginalmente estável, segundo o critério de Nyquist, ocorre quando o lugar de $H(j\omega)G(j\omega)$, intercepta o eixo real negativo em $(-1,0)$. Se o ponto de cruzamento é, por exemplo, $-\alpha$, então a margem de ganho é $1 / \alpha$. Ao se realizar o cálculo da margem de ganho conforme o critério de Nyquist é encontrado o mesmo ganho do diagrama de bode, sendo este de 28 u.a.. O valor da margem de fase, para o diagrama de Nyquist, é o ângulo mínimo que o respectivo diagrama deverá ser rotacionado de forma a interceptar o ponto $(-1,0)$. Similar ao diagrama de bode, o diagrama de Nyquist também ilustra a estabilidade do sistema.

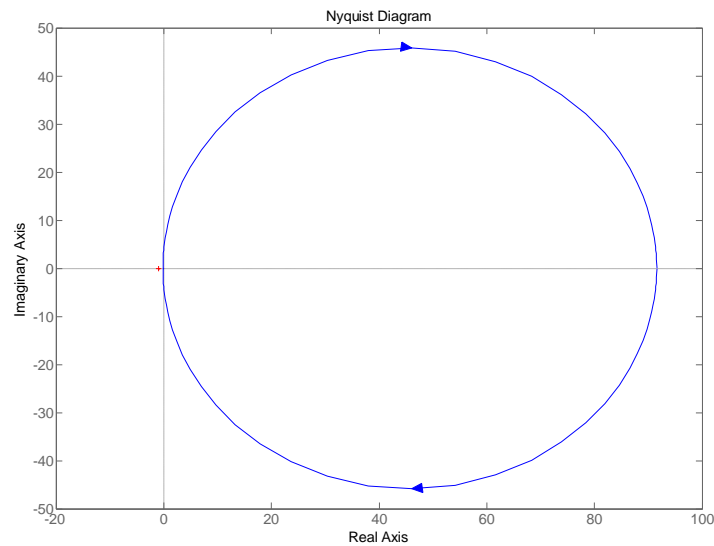


Figura 3.46 Diagrama de Nyquist da função de transferência $\widehat{\frac{u_o}{i_{co}}}$

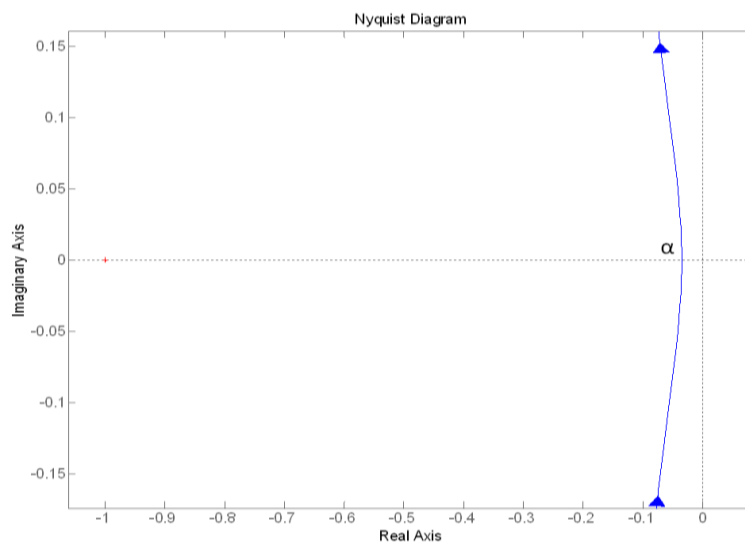


Figura 3.47 Diagrama de Nyquist da função de transferência $\widehat{\frac{u_o}{i_{co}}}$ ampliado

O objetivo desta modelagem é somente demonstrar que a estabilidade do conversor Flyback Auto-oscilante é obtida através de um ganho proporcional. Sendo que esta modelagem não influi no cálculo dos componentes do conversor, pois não há a necessidade de acréscimo de compensadores de fase para garantir a estabilidade do conversor.

3.5 Dimensionamento térmico dos LED's

O aumento da potência de trabalho dos LED's ocorre devido à redução da dissipação térmica sobre os mesmos ao longo do tempo, Figura 3.48. Conforme o Capítulo dois, altas temperaturas na junção do LED afetam as características ópticas e elétricas do dispositivo.

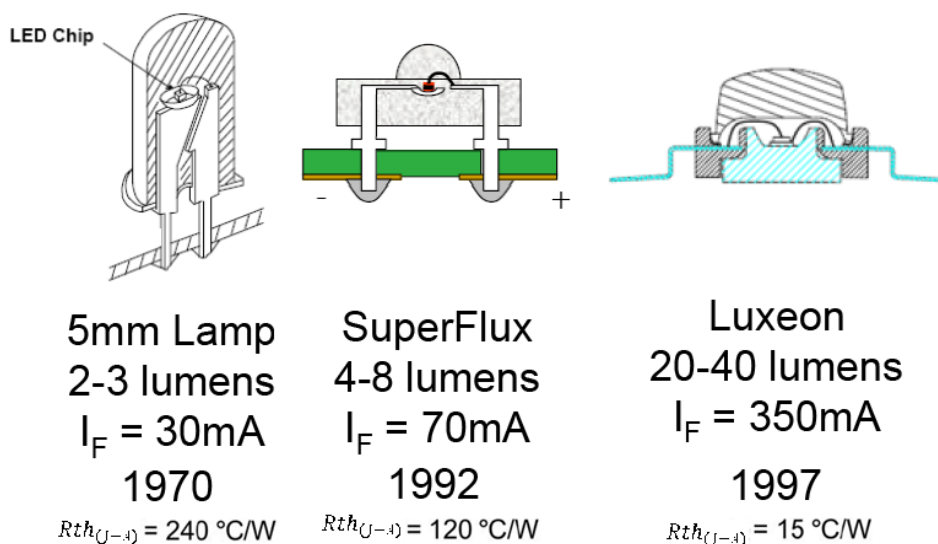


Figura 3.48 Evolução dos encapsulamentos nos LED'S [37]

A Figura 3.49 ilustra a estrutura interna dos LED's baseados em GaN. A luz destes dispositivos é extraída através da camada superior de p-GaN. Entretanto, devido à condutividade elétrica limitada desta camada, é depositada sobre a mesma uma fina camada metálica, composta de Ni e Au, superficial para propagação da corrente, cuja espessura é de poucas dezenas de Angstroms. Esta fina camada limita a corrente propagada na camada p-GaN e, conseqüentemente, a potência do dispositivo. Ela também é a responsável por absorver parcialmente a luz, resultando em uma baixa eficiência na extração de luz. [9]

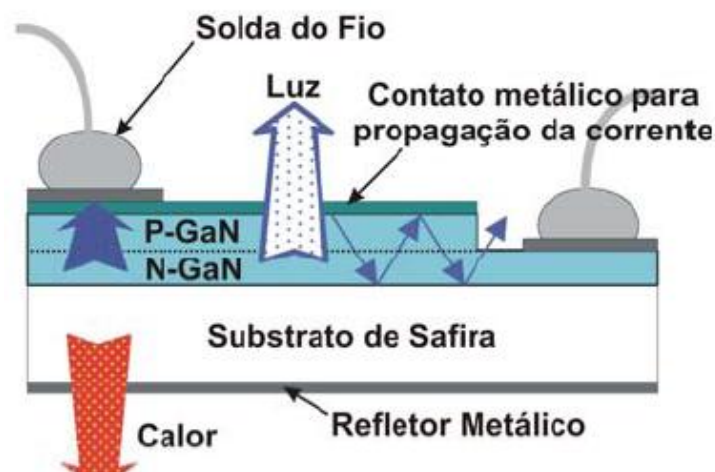


Figura 3.49 Estrutura do LED de GaN [39]

A Figura 3.50 ilustra a tecnologia de pastilhas semicondutoras utilizada em LED's Brancos de 5W e 180 lumens da LumiLED's. Esta topologia permite aumentar tanto a densidade de potência quanto a extração de luz da pastilha, uma vez que o substrato permite a luz escapar mais facilmente. Esta otimização é devida a inversão da pastilha semicondutora e o posicionamento do substrato de safira na parte superior da estrutura. Tal inversão permite uma troca maior de calor da pastilha semicondutora, mantendo mais frios o fósforo e o material do encapsulamento, que são colocados sobre o substrato de safira.

Além da Philips-LumiLED's são fabricantes do segmento: GELcore, (junção da Emcore e GE Lighting Corporations), Nichia Corporation (Nakamura), Osram Opto Semiconductors, e Cree Lighting Corporation.

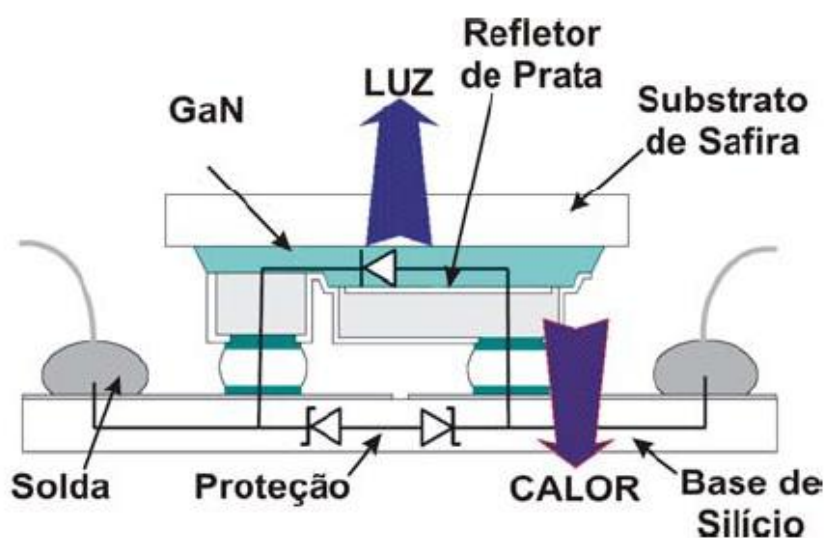


Figura 3.50 LED com a pastilha semicondutora invertida [39]

Para melhorar a condutividade térmica em projetos, recomenda-se utilizar entre o LED e dissipador, pasta térmica e uma placa de circuito impresso com núcleo metálico. A utilização de ambos visa aumentar o fluxo térmico do conjunto, sendo que a pasta térmica deverá ser homogeneamente distribuída, com espessura aproximada de um décimo de milímetro. Também é recomendado que o dissipador de calor seja anodizado e a placa que contém os LED's fixados mantenha a maior área de contato com o dissipador [17].

O processo de anodização impõe sobre a superfície do alumínio do dissipador uma fina camada de óxido. Esta barreira de óxido possui cerca de 2 a 3 nm de espessura e além de impede a oxidação natural (ferrugem por exemplo) também é um dielétrico.

O cálculo referente ao dimensionamento do dissipador para os LED's é demonstrado no apêndice A.

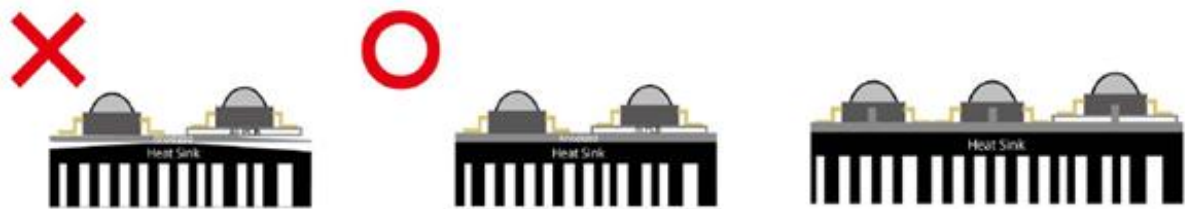


Figura 3.51 Fixação LED's sobre dissipador

3.6 Conclusão

O foco principal deste capítulo foi o conversor Flyback auto-oscilante. Assim, foram apresentadas as equações do projeto da malha de controle e simulações.

Somente para se obter parâmetros de comparação, foi simulado o conversor Flyback PWM, utilizando-se o CI UC3844. Ambos os conversores apresentaram boa regulação de corrente com “*ripple*” desprezível. A questão de qual conversor utilizar enfrenta o “*trade-off*” entre complexibilidade versus custo total.

O custo unitário do CI da família UC384x é atribuído em USD 2,40. Porém, este se reduz a USD 0,286 com a aquisição de 3000 peças [33]. Já o flyback auto-oscilante utiliza somente componentes passivos, o que define um custo inicial já reduzido e inferior ao Flyback PWM. A principal vantagem do Flyback PWM é a simplicidade de projeto, enquanto o flyback auto-oscilante se torna mais atrativo no campo da pesquisa por contribuir com maior quantidade de informações.

Quanto à modelagem do circuito, esta foi realizada para demonstrar que é possível obter a estabilidade do conversor somente através de ganho proporcional, ou seja, o conversor auto-oscilante possui boa margem de fase e margem de ganho. Assim não é exigido utilizar compensadores de fase e o conversor se mantém estável somente a partir de um diodo zener, porém trabalhando como fonte de tensão. Para o conversor trabalhar como fonte de corrente, o transistor, $Q4$, executa a regulação linear da tensão sobre o capacitor, $C8$, para que na saída haja corrente constante com valor próximo a 350 mA.

Em resumo, neste capítulo, foi comprovada por simulação a boa regulação sobre a corrente de saída executada pelo conversor Flyback Auto-oscilante, sendo que neste parâmetro este conversor se equivalência ao Flyback PWM. Desta forma é proposto a utilização do conversor Flyback auto-oscilante para a alimentação de LED's, onde a qualidade principal deste conversor é um custo inferior ao conversor Flyback PWM.

Capítulo 4

Resultados Experimentais

4.1 Resultados Experimentais

Neste capítulo serão apresentados os resultados experimentais do conversor Flyback Auto-oscilante com potência de saída de 7 W. A carga do circuito é composta por 7 LED's Edixeon® de 1W, cor branca, cujo código comercial é EDEW-1LA1.

A Figura 3.52 ilustra a forma de onda sobre o gate do Mosfet. Nesta figura é importante observar que a tensão de gate respeita o limite de tensão de disparo para o Mosfet. Também se observa que o período de chaveamento se mantém constante, assim que o conversor atinge o regime permanente, com frequência de chaveamento de 82 kHz,.

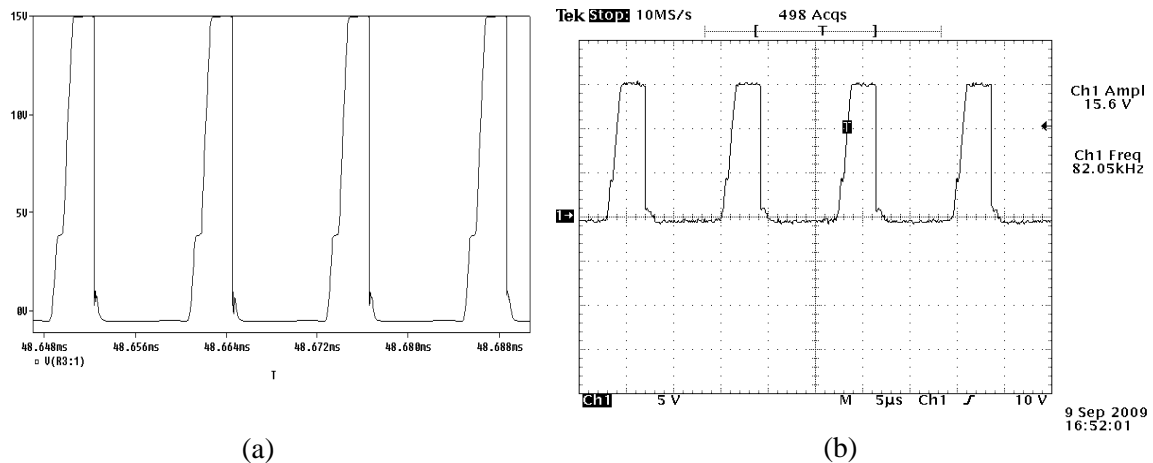


Figura 3.52 Forma de onda da tensão sobre o gate do Mosfet para a carga composta por 7 LED's: (a) simulação; (b) experimental

Indiferente da simulação, o resultado experimental da tensão, V_{DS} , sobre o Mosfet também apresentou valor similar. É importante observar na Figura 3.53 o valor desta tensão, que é superior ao valor de magnitude da rede elétrica. Este valor excedente ocorre devido à soma da tensão induzida do secundário sobre o primário com a tensão presente na capacitância, C_{OSS} , capacitância parasita ao Mosfet.

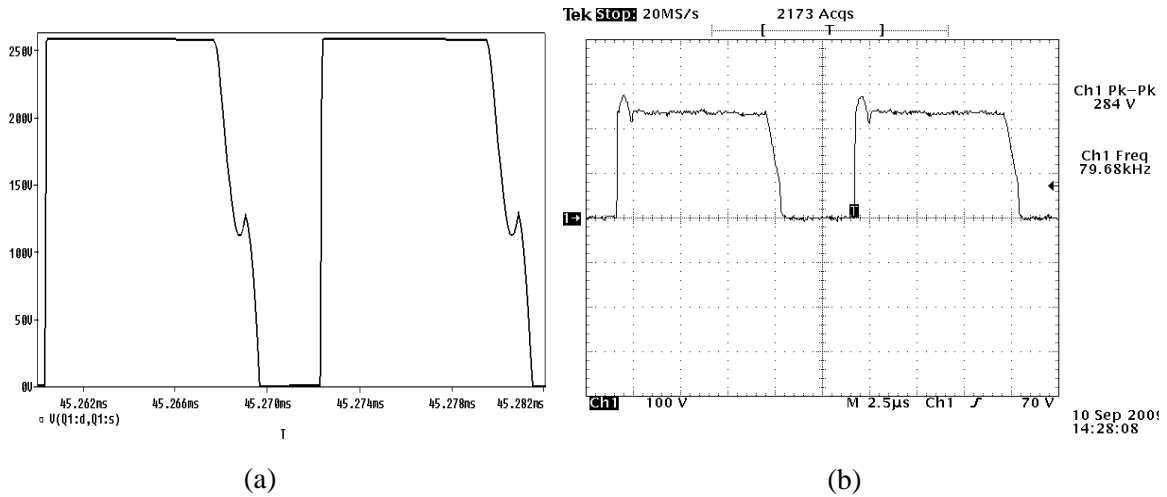


Figura 3.53 Forma de onda da tensão Dreno –Fonte (V_{DS}): (a) simulação; (b) experimental

A Figura 3.54 e a Figura 3.55 ilustram o efeito causado pela condução dos transistores, $Q2$ e $Q3$, onde os picos de tensão apresentados indicam o intervalo de funcionamento $t=t7$, no qual a tensão de base-emissor do transistor, $Q3$, atinge o potencial, V_y , e os transistores, $Q2$ e $Q3$, entram em condução. Neste instante, o Mosfet deveria entrar em corte instantaneamente, porém isto não ocorre devido à carga ainda presente na capacitância, C_{ISS} , que o mantém conduzindo, causando assim o contínuo crescimento da tensão base-emissor do transistor, $Q3$. Este fenômeno, juntamente com o aumento da queda de tensão sobre o resistor, RF , provocada pela corrente, i_e , gera este valor de pico de tensão ilustrado.

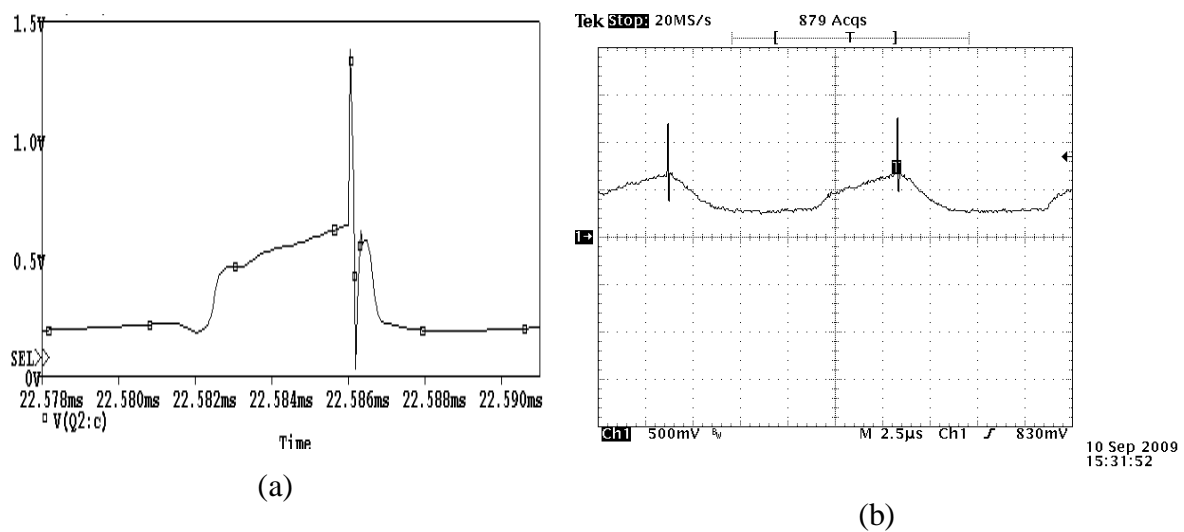
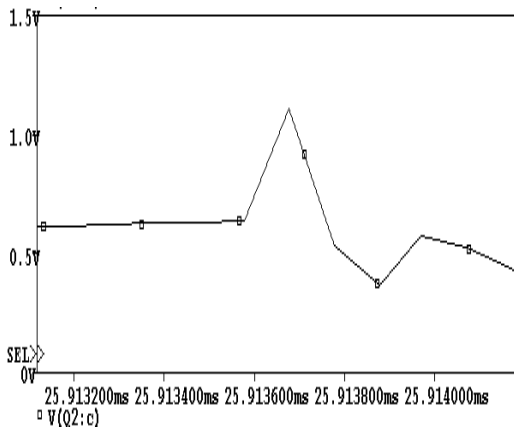
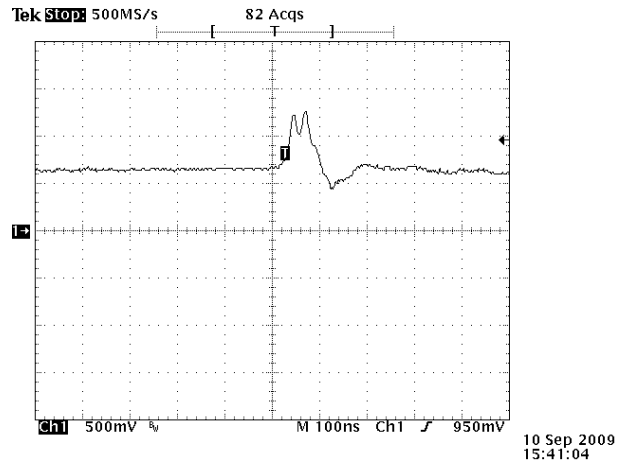


Figura 3.54 Forma de onda da tensão sobre a base de $Q3$: (a) simulação; (b) experimental



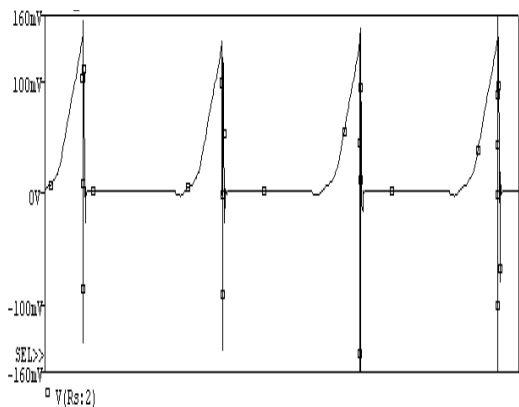
(a)



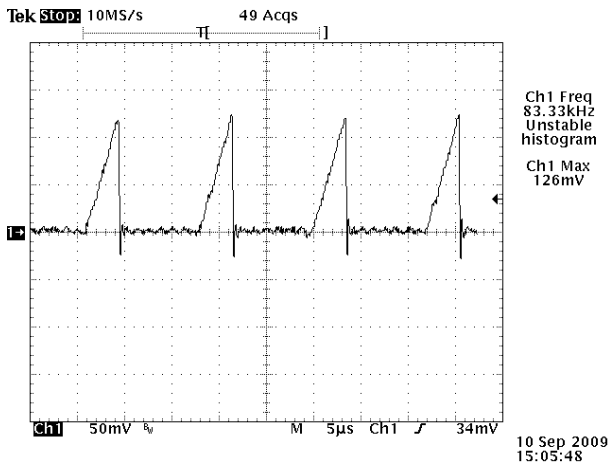
(b)

Figura 3.55 Forma de onda da tensão sobre a base de Q3: (a) simulação; (b) experimental.

A Figura 3.56 ilustra a corrente sobre o resistor, R_s . Tanto na curva de simulação quanto na curva experimental é notado um pico de tensão negativa. Este pico de tensão é provocado pela condução dos transistores, Q_2 e Q_3 , sendo que foi constatado por simulação que este pico ocorre simultâneo à corrente que circula pelos dois transistores. O mesmo se observa para a corrente, i_{s1} , Figura 3.57, e para a corrente, i_{s2} , Figura 3.58, onde em cada figura este pico se apresenta positivo devido à polaridade reversa dos enrolamentos. É importante observar também na Figura 3.58 a polaridade da corrente, i_{s2} . Durante a desmagnetização do núcleo do transformador esta corrente possui polaridade positiva. Neste instante ela é a responsável por manter o capacitor, C_7 , carregado e por sustentar a corrente de erro, i_e . Quando negativa, a função desta é carregar a capacitância, C_{ISS} , para o posterior disparo do Mosfet.

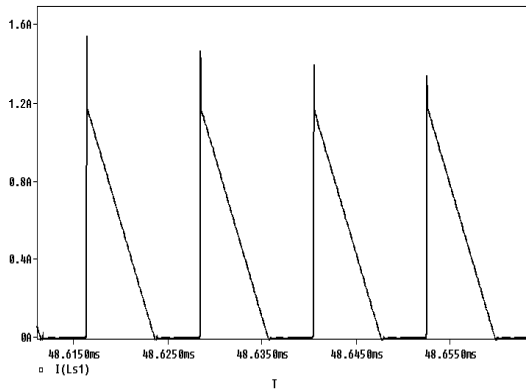


(a)

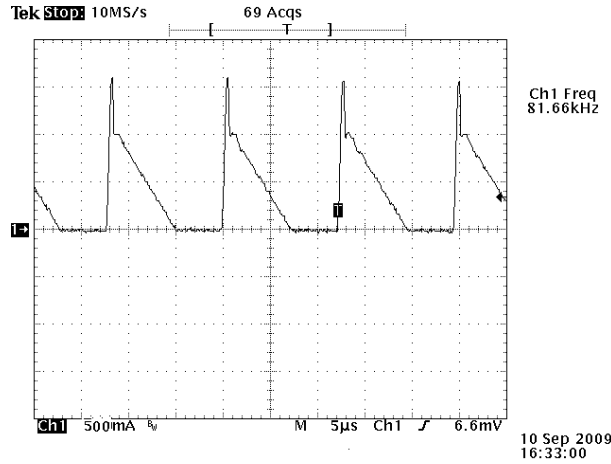


(b)

Figura 3.56 Formas de onda da corrente sobre o resistor R_s : (a) simulação; (b) experimental

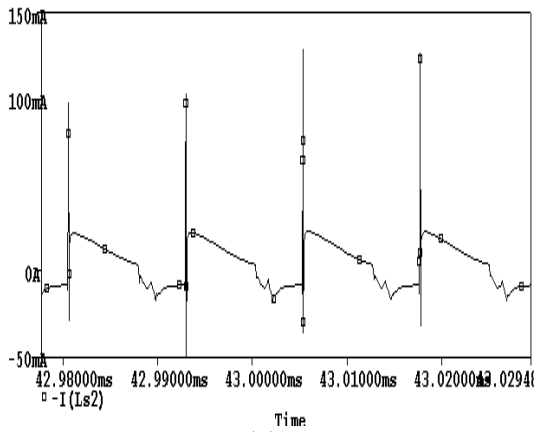


(a)

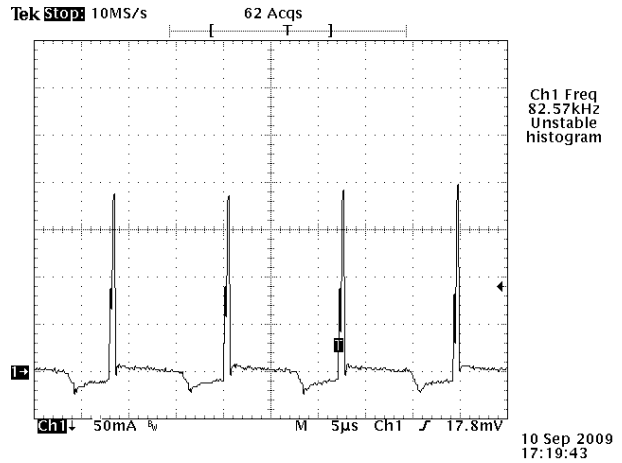


(b)

Figura 3.57 Forma de onda da corrente sobre o enrolamento Ls1: (a) simulação; (b) experimental

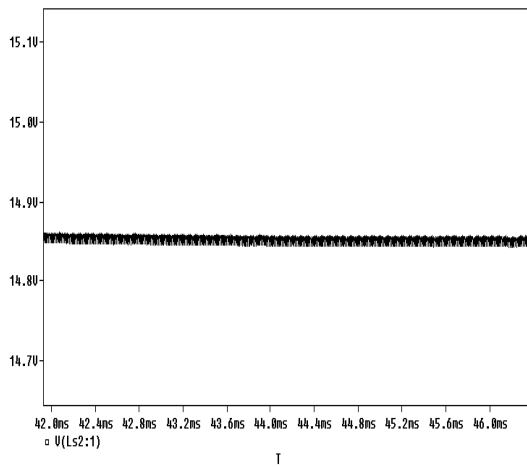


(a)

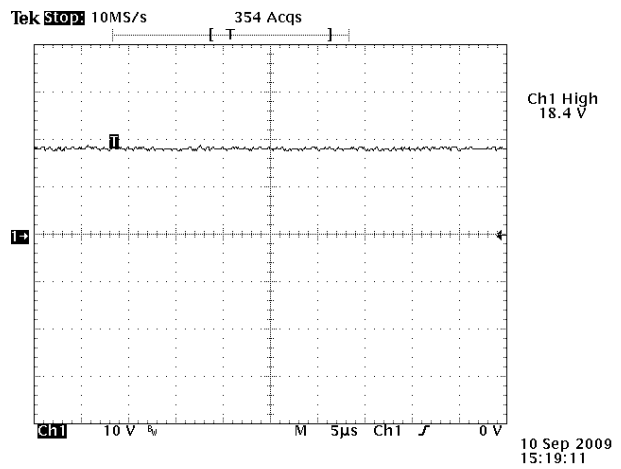


(b)

Figura 3.58 Forma de onda da corrente sobre o enrolamento Ls2: (a) simulação; (b) experimental



(a)



(b)

Figura 3.59 Forma de onda da tensão sobre Ls2: (a) simulação; (b) experimental.

A Figura 3.59 ilustra a tensão sobre o enrolamento, L_{s2} . Este possui a função de fonte auxiliar, responsável por alimentar a lógica de comando do Mosfet.

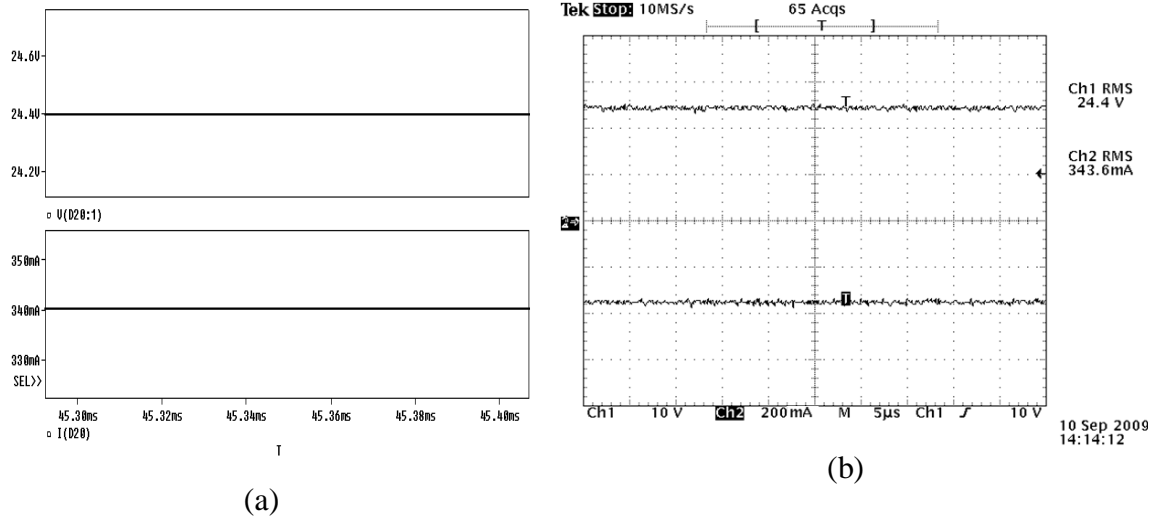


Figura 3.60 Forma de onda da tensão e corrente para a carga composta por 7 LED's: (a) simulação; (b) experimental.

A Figura 3.60 ilustra a corrente e tensão sobre a carga composta por sete LED's de potência, observe que a mesma encontra-se bem regulada com “ripple” desprezível.

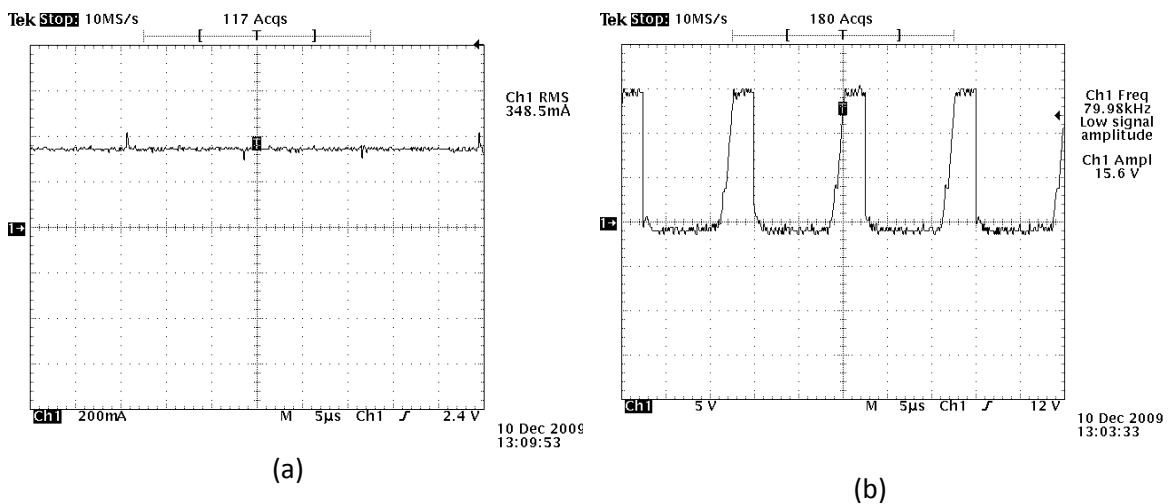


Figura 3.61 Carga composta por 6 LED's: (a) corrente sobre a carga; (b) Pulso sobre o gate.

A Figura 3.61 e a Figura 3.62 ilustram a corrente sobre os LED's e a forma de onda aplicada sobre o gate do tiristor para o circuito alimentando 6 LED's e 4 LED's,

respectivamente. Conforme explicado no subtópico: “Malha de realimentação para Flyback Auto-oscilante”, o valor da corrente de erro depende da carga a ser alimentada. É importante lembrar também que o conversor Flyback auto-oscilante trabalha no regime de condução crítica, onde ao se variar a corrente de erro, o tamanho da janela de controle também é alterado, resultando em uma frequência de operação diferente. As duas figuras relacionadas neste parágrafo ilustram muito bem esta situação, onde é observado que ao variar a quantidade de LED’s na saída do circuito é observada a variação da frequência de trabalho. Onde à medida que se retira os LED’s observa-se a redução da frequência de operação do conversor, isto é ilustrado na Figura 3.61b e a Figura 3.62b. É importante notar que a redução da frequência de trabalho é justificada devido ao aumento da corrente sobre a carga, ilustrado na Figura 3.61a e a Figura 3.62a.

Quanto à diferença do valor da corrente entre o circuito operando com sete LED’s, Figura 3.60, e o circuito operando com quatro LED’s, Figura 3.62, é notada a diferença de apenas 10 mA, isto representa uma diferença percentual de apenas 3%, valor percentual próximo ao encontrado na simulação.

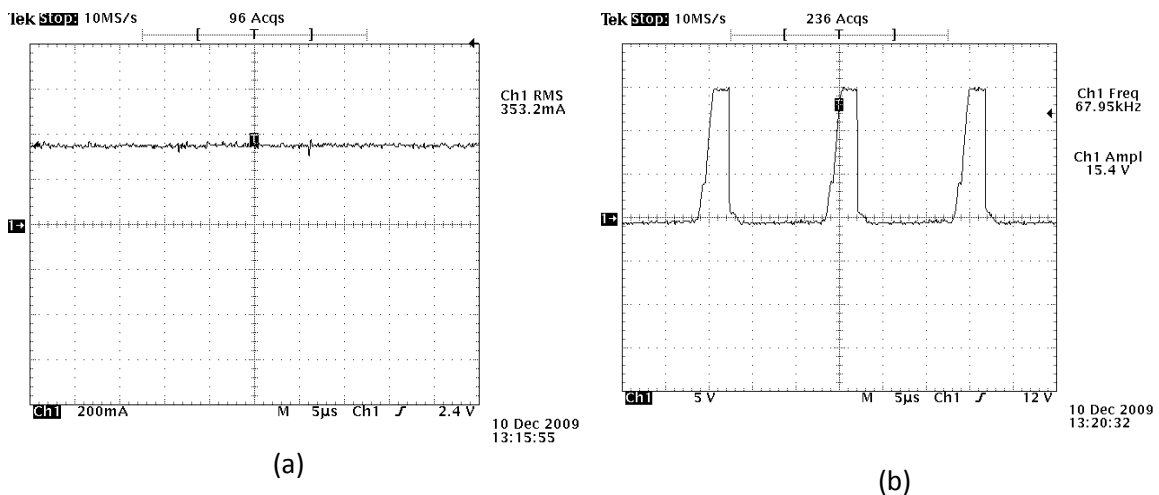


Figura 3.62 Carga composta por 4 LED’s: (a) corrente sobre a carga; (b) Pulso sobre o gate.

A Figura 3.63 e a Figura 3.64 ilustra a influência causada pela variação da magnitude da senoide que alimenta a entrada do conversor, sendo o primeiro caso é reduzida a magnitude da tensão de entrada para 160 V e o segundo caso a magnitude da tensão de entrada é elevada a 200 V. Através da Figura 3.63a e da Figura 3.64b é observado que à medida que se eleva a magnitude de entrada é notado o aumento da frequência de

chaveamento. No entanto a corrente sobre os LED's se mantém praticamente constante com uma diferença inferior a 2 mA.

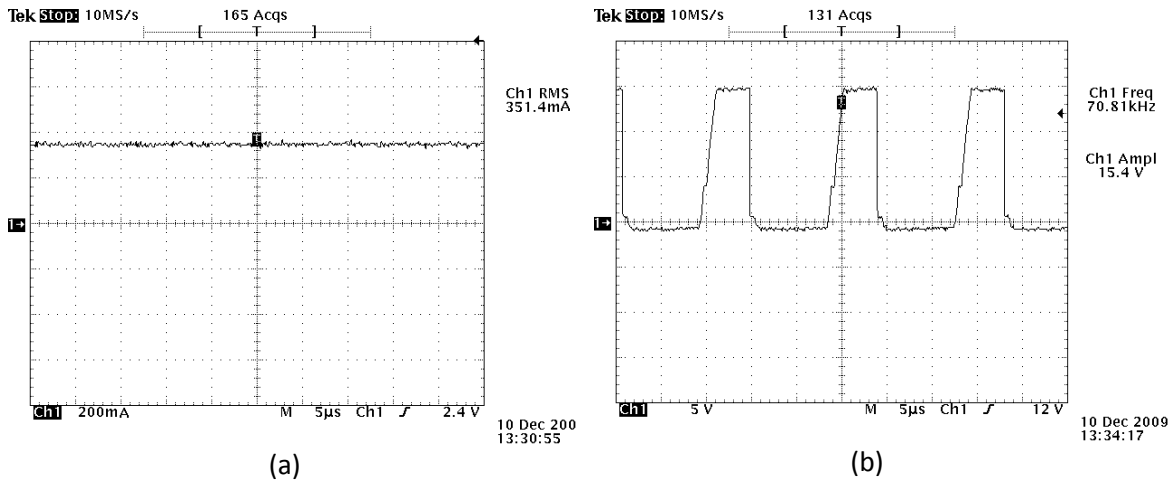


Figura 3.63 Carga composta por 7 LED's e tensão de entrada com 160 V de magnitude: (a) corrente sobre a carga; (b) Pulso sobre o gate.

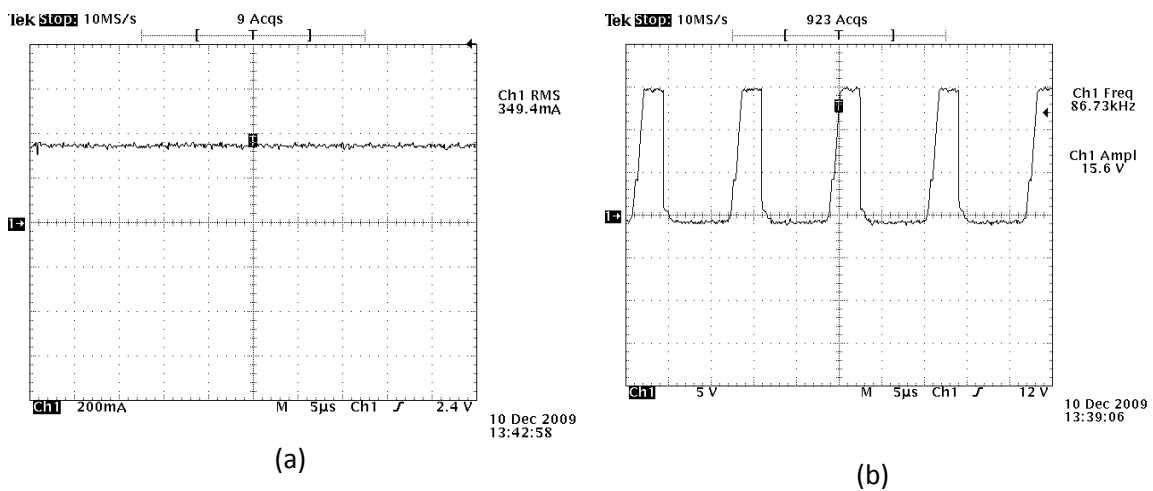


Figura 3.64 Carga composta por 7 LED's e tensão de entrada com 200 V de magnitude: (a) corrente sobre a carga; (b) Pulso sobre o gate.

E por fim, através da Figura 3.65 e do software Wavestar®, é calculada a eficiência do conversor cujo valor encontrado é de 80%. Este valor de eficiência do conversor pode ser justificado devido à curva de magnetização do transformador (característica do flyback), a elevada frequência de chaveamento e ao alto valor da indutância de

dispersão em regime de condução crítica. Isto resulta em maiores perdas sobre o transformador do conversor.

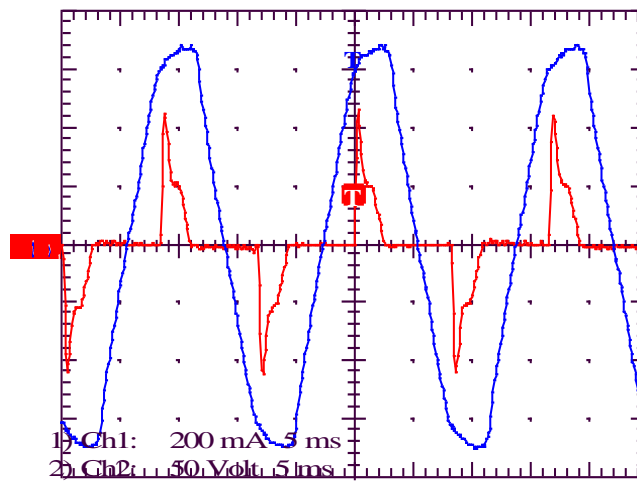


Figura 3.65 Forma de onda da tensão e corrente sobre a entrada do sistema

Finalizando este capítulo, a Figura 3.66 ilustra o protótipo utilizado para colher os resultados experimentais.

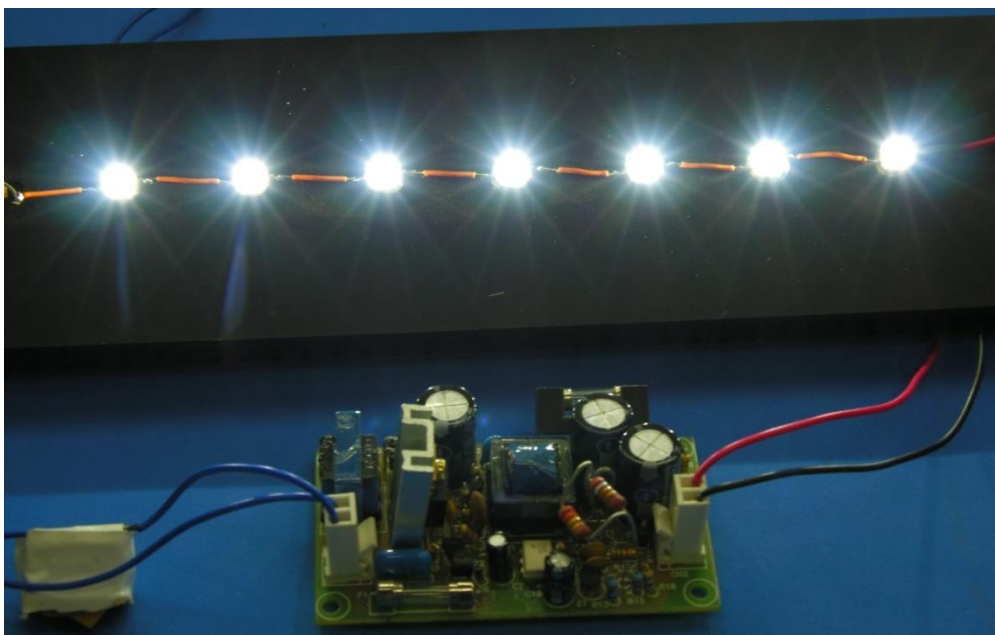


Figura 3.66 Protótipo conversor Flyback Auto-oscilante

4.2 Conclusão

Este capítulo apresentou os resultados experimentais do conversor Flyback Auto-oscilante. Dois testes se destacam neste capítulo sendo o primeiro a variação da tensão de entrada e o segundo a variação da quantidade de LED's na saída do conversor.

Quanto à variação da tensão de entrada é observado que a mesma não influi significativamente na corrente sobre os LED's. Foi registrado através dos experimentos uma variação de 2 mA para a variação de $\pm 10\%$ da tensão de entrada de 120 V_{rms}. O valor da corrente de saída pouco se alterou, pois a malha de realimentação ajusta o valor de pico de corrente sobre o indutor do primário e mantém constante a corrente sobre a carga. Esta variação do valor de pico da corrente do primário implica na variação da frequência de chaveamento do conversor, sendo que foi registrada o crescimento da frequência de chaveamento de 71 kHz para 86,7 kHz ao se elevar o valor da tensão de entrada de 120 V_{rms} -10% para 120 V_{rms} + 10%.

Ao se variar a quantidade de LED's na saída do conversor, foi registrada uma maior variação de corrente sobre os LED's. Sendo que ao alterar a carga de sete para quatro LED's houve o crescimento da corrente de 343,6 mA para 353,2 mA. Isto representa uma diferença percentual inferior a 3% do valor inicial. Neste ensaio a malha de controle também atua visando manter sobre a carga corrente constante. Assim ao reduzir à quantidade de LED's a malha de controle ajusta o pico da corrente do primário do transformador reduzindo a frequência de chaveamento do conversor de 83 kHz para 68 kHz.

Ao final deste projeto foi obtido um circuito com custo inferior ao Flyback PWM e com característica de fonte de corrente. Sendo que o Flyback Auto-Oscilante apresenta boa regulagem de corrente mesmo perante a variação da quantidade de LED's na saída, ou variação da tensão da rede que alimenta o conversor.

Capítulo 5

Conclusões Gerais

Nesta dissertação foi apresentado um breve histórico sobre a iluminação artificial, este finaliza com a introdução dos LED's no mercado e suas perspectivas futuras.

Em um segundo instante foram analisadas, as propriedades elétricas, ópticas, térmicas e apresentou-se o modelo elétrico equivalente para o LED de potência. As informações contidas no segundo capítulo são de grande importância para que haja uma boa aproximação entre simulação e resultados experimentais. O assunto mais pertinente, tanto para o capítulo dois quanto para o apêndice A refere-se à temperatura de trabalho do dispositivo. A Tabela A.1 ilustra o quanto a vida útil do LED é afetada pela temperatura de junção. Desta forma, para se definir a corrente de trabalho e o dissipador de calor, é preciso considerar o “*trade-off*” entre vida útil do LED versus temperatura de junção do mesmo. Durante este período de pesquisa, houve uma intensa consulta a “*datasheet*” de fabricantes, visando-se buscar dados que mais condissessem ao dispositivo em estudo.

Para melhorar a condutividade térmica é recomendada a utilização de pasta térmica e uma placa de circuito impresso com núcleo metálico entre o LED e o dissipador, a utilização de ambos visa reduzir a temperatura de junção, sendo que a pasta térmica deverá ser homogeneamente distribuída, com espessura de aproximadamente um décimo de milímetro. Também é recomendado que o dissipador de calor seja anodizado e a placa que contém os LED's fixados mantenha a maior área de contato com o dissipador, enquanto os LED's deverão ser alocados com distância mínima de 25mm entre cada um deles (isto para LED's de 1W).

É sabido que quanto menor a temperatura da junção maior é a eficiência luminosa e maior é a vida útil do LED, porém para se trabalhar com baixa temperatura na junção deve-se reduzir a corrente média de trabalho ou elaborar um bom projeto de dissipador.

Trabalhar com corrente baixa não é interessante, pois implica na necessidade de uma maior quantidade de LED's o que aumenta o custo da fonte luminosa. Desta forma em projetos de reatores para LED's a corrente de trabalho normalmente é definida a mais próxima possível da corrente nominal, sendo que fica a cargo do dissipador de calor reduzir o máximo possível a temperatura da junção do LED. O apêndice A apresenta o projeto completo do dissipador de calor, sendo que quanto maior a potência de trabalho mais crítica é o projeto do dissipador. Um projeto de dissipador subdimensionado implica na redução drástica da vida útil do LED enquanto um projeto superdimensionado onera o custo total do produto.

O foco principal desta dissertação foi o estudo, simulação e os resultados experimentais para o flyback auto-oscilante. A utilização da topologia flyback em regime descontínuo de funcionamento é uma boa opção, pois possui uma grande estabilidade e também gera isolamento galvânico entre a rede e a carga. Por simulação constatou que o Flyback auto-oscilante apresenta regulação de corrente sobre os LED's tão precisa quanto ao Flyback PWM. Como vantagem o conversor auto-oscilante apresenta menor custo de produção, porém seu funcionamento é mais complexo.

Os resultados experimentais e de simulação do Flyback auto-oscilante apresentaram grande aproximação entre si, porém o conversor apresentou eficiência de 80%. A justificativa por esta eficiência é devido à curva de magnetização do transformador, ao alto valor da indutância de dispersão, a elevada frequência de chaveamento para o regime de condução crítica.

O conversor flyback PFC de único estágio, apresentado no apêndice C, possui como característica principal alto fator de potência e um alto "ripple" sobre a corrente de saída. Este conversor também trabalha com controle por PWM, na qual a denominação mais completa a este conversor seria Flyback PWM PFC. Como circuito de correção de fator de potência é observado na literatura à utilização tanto do Flyback quanto a do conversor Boost. É usual que circuitos que utilizam correção de fator de potência apresentem dois estágios de conversores, sendo o primeiro especificamente para executar a correção de fator de potência e o segundo visando regular a tensão e a corrente sobre a carga. No apêndice C preferiu-se utilizar o conversor Flyback de único estágio, sendo que através deste conversor se busca tanto elevado fator de potência quanto a regulação da corrente sobre a carga.

Atualmente existe a expectativa que conversores com correção de fator de potência ganhem mais a atenção de fabricantes, pois hoje ouve se falar bastante sobre qualidade de energia. Também é tendência de mercado a substituição das lâmpadas tradicionais por LED's, desta forma haverá o crescimento desenfreado de fontes chaveadas na rede. Isto certamente exigirá uma forma mais sabia de consumir energia sem poluir a rede elétrica. (Preferiu-se apresentar o estudo do Flyback PFC como anexo justamente devido à ausência de resultados experimentais.)

A norma IEC 61000-3-2 é a norma européia que exige correção de fator de potência somente para equipamentos de iluminação (classe C) com potência superior a 25 W. O Brasil ainda carece de norma equivalente a esta. Desta forma a utilização de conversores com correção de fator de potência ainda não é interessante para reatores eletrônicos com potência inferior a 25 W. Outro fator que não torna o conversor PFC interessante é o maior custo provocado pela adição de componentes.

Para dar prosseguimento à pesquisa e complementar os estudos sobre LED's é proposto:

- Desenvolvimento de um reator para potências superiores.
- Tanto o Flyback auto-oscilante quanto o Flyback PFC trabalham no regime crítico de condução. Assim é proposta a elaboração de um conversor Flyback PFC auto-oscilante para a alimentação de LED's com maior potência, para a iluminação pública ou externa.
- Desenvolver uma fonte RGB com temperatura de cor controlada. É valido lembrar que o brilho do LED varia conforme a temperatura na junção do mesmo e também ao longo da vida útil, desta forma deve-se monitorar a temperatura de cor diretamente, não basta apenas medir a temperatura sobre o LED e corrigir o erro utilizando a curva fornecida pelo fabricante.
- Elaboração de um reator para LED's controlado por DSP. A utilização deste componente onera o custo da fonte luminosa, desta forma para que o produto ganhe à atenção do mercado, o mesmo deverá conter recursos que vão além da simples dimerização ou variação da temperatura de cor.
- Outro estudo também interessante a ser feito é definir o melhor método para dissipar a potência de junção do LED, no campo da eletrônica de potência muito se preocupa sobre reatores eletrônicos sendo que um melhor estudo sobre dissipação térmica poderia contribuir com maiores informações.

- E por fim é proposta a elaboração de um reator eletrônico em conjunto com painel fotovoltaico. Durante a presença de luz solar o circuito deverá manter as baterias do sistema carregadas para, posteriormente, na parte da noite as mesmas alimentem os LED's.

Referência Bibliográfica

- [1] Illuminating Engineering Society of North America (IESNA). The IESNA Lighting Handbook [CD-ROM].
- [2] V. R. Vidal. Curiosidades (como se aprende, distraindo-se), Primeiro Volume, 8ª Edição. Rio de Janeiro: Conquista, 1962.
- [3] <http://www.mlahanas.de/Greeks/Lamps.htm> acesso em 01/10/2009.
- [4] <http://inventors.about.com/1startinventions/lighting.htm> acesso em 01/10/2009.
- [5] http://commons.wikimedia.org/wiki/Oil_lamps acesso em 01/10/2009.
- [6] <http://geocities.com/museuvaladejablochhoff.htm> acesso em 01/10/2009.
- [7] G. J. C. Costa, Iluminação Econômica – Cálculo e Avaliação. 4ª Edição. Porto Alegre: EIDPUCRS – Coleção Engenharias, 2006.
- [8] V.A. Moreira, Iluminação Elétrica. São Paulo: Editora Edgard Blücher LTDA, 1999.
- [9] MINEIRO SÁ JUNIOR, Edilson. *Estudo de Novas Estruturas de Reatores Eletrônicos para LED's de Iluminação*. Projeto de Tese de Doutorado. PPGEE-UFSC-BR. Florianópolis-SC-BR. Abril 2007.
- [10] LUZ, Jeanine Marchiori da. Apostila de Luminotécnica. PUC-RS-BR, Porto Alegre-RS-BR. Maio 2009.
- [11] L.M.F. MORAIS. *Estudo, análise e implementação de formas de onda de tensão sistetizadas através de PWM, com estágio de ignição e de correção de fator de potência para reatores eletrônicos para lâmpadas HPS*. Tese de Doutorado. PPGE-UFMG. Belo Horizonte-MG-BR. Maio 2007.
- [12] National Semiconductors. High-Brightness LED Lighting Solutions. Disponível em: <http://www.national.com/LED> acesso em 01/09/2009.
- [13] MORRISON, D. G. High-Brightness LED's Shine In Novel Lighting Applications. Electronic Design Magazine. pp 66 – 72. Maio 2002.
- [14] JOHNSON, S. The Solid-State Lighting Industry Initiative: An Industry/DOE Collaborative Effort. Architectural Lighting Magazine. Dezembro 2001. Disponível em: <http://eetd.lbl.gov/btp/papers/47589.pdf> acesso em 03/05/2009.
- [15] W. R. Chen. C. J. Huang. ZnSe-Based Mixed-Color LED's, *IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS*, VOL. 16, NO. 5, Maio 2004.

- [16] <http://www.LED'smagazine.com/magazine> acesso em 01/10/2009.
- [17] EDISON OPTO CORPORATION. Technical Datasheet K series. 2008. Disponível em: <<http://www.edison-opto.com.tw/datasheet.asp>> acesso em: 8 de setembro de 2009.
- [18] Philips-LumiLED's. Technical Datasheet DS25, Power Light Source Luxeon Emitter. Março 2006. Disponível em: <www.philipslumiLED's.com/pdfs/DS25.pdf> acesso em 10/10/2009.
- [19] MARK, S. *The IESNA Lighting Handbook*, Reference & Application. 9 ed. IESNA, 2000.
- [20] ZUKAUSKAS, A.; SHUR, M. S.; CASKA, R. *Introduction to Solid-State Light*. 1ª ed. John Wiley & Sons. 2002.
- [21] SCHUBERT, E. F. *Light-Emitting Diodes*. 1ª ed. Cambridge. 2003.
- [22] Boylestad, R. L. *Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos*. 8ª Ed. Pearson. 2004.
- [23] BARBI, Ivo. Projeto de fontes chaveadas. PPGEE-UFSC, Florianópolis-SC-BR. 2002.
- [24] PATEL, Raoji.; FRITZ, Glenn. Switching power supply design review 60 watt flyback regulator. Unitrode Corporation. Disponível em: <<http://www.unitrode.com/>> acesso em 05/05/2009.
- [25] Unitrode Application Note. U-100A - UC3842/3/4/5 Provides low-cost current-mode control. Unitrode Corporation. Disponível em: <<http://www.unitrode.com/>> acesso em 05/05/2009.
- [26] Unitrode Application Note. Flyback -Discontinuous Inductor Current -Direct Duty Cycle Control. Apêndice C. Unitrode Corporation. Disponível em: <<http://www.unitrode.com/>> acesso em: 08/09/2009.
- [27] S. R. Sanders, D. Maksimovic. *Fundamentals of Power Electronics*. Segunda Edição. Universidade do Colorado. 2004.
- [28] J. C. Borim. *Análise e Projeto de Sistemas Controle pelo Método do Lugar das Raízes e pela Resposta em Frequência*. Julho 2004.
- [29] J. A. Pomilio. *Topologias básicas de fontes chaveadas*. Fontes Chaveadas. Cap. 3. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/>> acesso em: 8/09/2009.
- [30] J. A. Pomilio, *Modelamento de fontes chaveadas no espaço de estado e síntese de compensadores*. Fontes Chaveadas Cap. 9. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/>>. Acesso em: 8 de setembro de 2009.

- [31] BARBI, Ivo. Projeto físico de indutores e transformadores. UFSC-SC-BR. 2002, Florianópolis-SC-BR. Disponível em: <http://www.ivobarbi.com/PDF/LabPot09-01/Apostila_Projeto_Fisico_De_Magneticos.pdf> acesso em: 8/09/2009.
- [32] FAIRCHILDSEMI. Guidelines for RCD Snubber of Flyback Converters. Application Note AN-4147 Design. Disponível em: <<http://www.fairchildsemi.com>> acessado em: 8/09/2009.
- [33] <http://www.digikey.com> acessado em: 8/09/2009.
- [34] Philips-LumiLED's, Application brief AB05, Thermal Design Using Luxeon Power Light Sources. Junho 2006. Disponível em: <<http://www.philipslumiLED's.com/pdfs/AB05.pdf>> acesso em: 8/09/2009.
- [35] Dissitec Ind. Com. Ltda. Catálogo de dissipadores de calor. 2009. Disponível em: <<http://www.dissitec.com.br/catalogoedicao2009.pdf>> acesso em: 8/09/2009.
- [36] Zhongming Ye. A Topology Study of Single-Phase Offline AC/DC Converters for High Brightness White LED Lighting with Power Factor Pre-regulation and Brightness Dimmable. *Proceedins of the IEEE*. pp. 1961-1967. Nov. 2008.
- [37] RICHARDSON, Chris. LED Applications and Driving Techniques. National Semiconductors. 2007. Disponível em: <http://www.national.com/onlineseminar/2007/led/national_LED'seminar.pdf> acesso em: 8/09/2009.
- [38] VAN DER BROECKL, Heinz. Power driver topologies and control schemes for LED's. Philips Research Europe Laboratories. *Proceedins of the IEEE*. pp. 1319-1325. Março 2007.
- [39] Optoelectronics Industry Development Association (OIDA). Light Emitting Diodes (LED's) for General Illumination. Out. 2002.
- [40] IEC 61000-3-2: Electromagnetic Compatibility (EMC) - Part 3: Limits - Section 2: Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment input current < 16A per phase). International Electrotechnical Commision, 2005.
- [41] TIANFU, Pan. HUANGJEN, Chiu. ShihJen, Cheng. SHIHYEN, Chyng. An Improved Single-Stage Flyback PFC Converter for High-Luminance Lighting LED Lamps. *IEEE*, Taiwan University of Science and Technology, Vol 4. p. 212-215. 2007.
- [42] RED1, Richard. A New Family of Single-Stage Isolated Power-Factor Correctors with Fast Regulation of the Output Voltage. *IEEE*. Vol 2. pp. 1137-1144. Jun 1994.
- [43] W. Tang. Power Factor Correction With Flyback Converter Employing Charge Control. *IEEE*, p. 293-298. Março 1993.

- [44] DYBLE, M.; NARENDRAN, N.; BIERMAN, A.; KLEIN, T. Impact of dimming white LED's: Chromaticity shifts to different dimming methods. Fifth International Conference on Solid State Lighting. Proceedings of SPIE 5941, Bellingham – WA. International Society of Optical Engineers, p. 291-299, 2005.
- [45] POMILIO, J. A. Pré-reguladores de fator de potência – PFP. Campinas, Unicamp, 2007. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pfp.html>> acesso em: 8/08/2009.
- [46] MOHAN, M.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power Electronics: converters, applications, and design*. 3 ed. New York: John Wiley, 2003 802 p
- [47] SLUU344A–UCC28810EVM-001 25-W PFC Flyback LED Converter, Texas Instruments. Fevereiro 2009.
- [48] IRVING, Brian T.; JOVANOVIĆ, MILAN M. Analysis and Design of Self-Oscillating Flyback Converter, IEEE, Vol 2. p. 897-903. Março 2002.
- [49] Motorola Datasheet. TL431 Programmable Precision References. Disponível em: <<http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/motorola/TL431ID.pdf>> acesso em 03/06/2009.
- [50] <http://www.LED'ssuperbright.com/30w-led-c-18/50w-white-high-power-led-3500-lumens-p-109> acesso em 01/10/2009.
- [51] Suntio, Teuso . Average and Small-Signal Modeling of Self-Oscillating Flyback Converter With Applied Switching Delay. IEEE, VOL 21. p. 479-486. 2006.
- [52] J. Sebastian. Modelagem de conversores CC - Notas de Aula. Universidad de Oviedo.
- [53] <http://www.samsung.com/us/consumer/tv-video/televisions> acesso em 01/10/2009.

Apêndice A

Cálculo do Dissipador para conjunto de LED's

A resistência térmica entre dois pontos é definida como a razão da diferença de temperatura pela potência dissipada, onde a unidade utilizada é °C/W. A Figura A.1 ilustra uma analogia entre o modelo térmico com o modelo elétrico. Onde a resistência $Rth_{(J-S)}$ representa a resistência térmica entre a Junção e o “Slug” (corpo metálico do LED que é responsável pela transferência térmica do semiconductor); $Rth_{(S-G)}$ é a resistência térmica entre o Slug e a pasta térmica; $Rth_{(G-B)}$ é a resistência térmica entre a pasta térmica e a placa condutora; $Rth_{(B-A)}$ é a resistência térmica entre a placa condutora e o ambiente externo. [17]

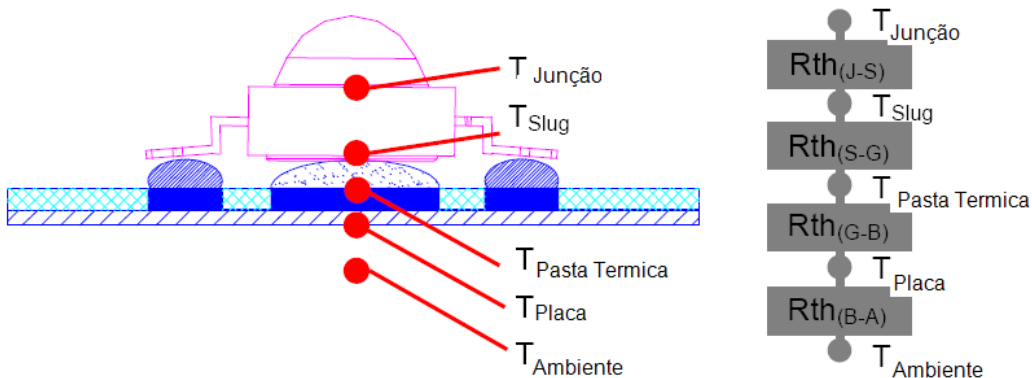


Figura A.1 Modelo térmico análogo ao modelo elétrico

A Figura A.2 ilustra o valor de corrente média máxima permitida do modelo de LED EDEW-1LA1 para a respectiva faixa de temperatura e sua respectiva máxima resistência térmica permitida.

$$Rth_{(J-A)} = Rth_{(J-S)} + Rth_{(S-G)} + Rth_{(B-A)} \quad (A.1)$$

$$T_{Junção} = T_{Ambiente} + Rth_{(J-A)} \cdot P_{Dissipada} \quad (A.2)$$

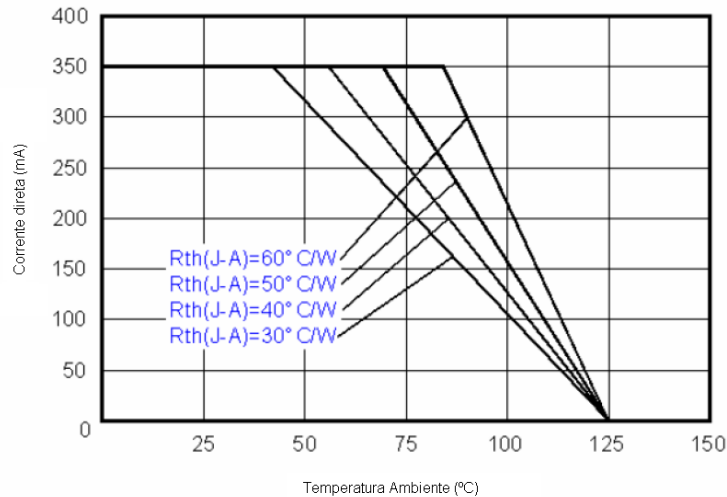


Figura A.2 Curva de resistência térmica Junção ao Ambiente [17]

Exemplo de Cálculo:

1. $Rth_{(J-S)}$: Assumindo $Rth_{(J-S)}=10^{\circ}C/W$
2. $Rth_{(S-G)}$: A pasta térmica deverá conter espessura por volta de um décimo de milímetros e uma área de $(\frac{6,4}{2})^2 \cdot \pi \text{ mm}^2$, a condutividade térmica assumida é de 2,6W/mK. Desta forma calcula-se:

$$Rth_{(S-G)} = \frac{\text{espessura da pasta térmica em } \mu\text{m}}{\text{Condutividade termica } (\frac{W}{mK}) \times \text{Área}(\text{mm}^2)} \tag{A.3}$$

$$Rth_{(S-G)} = \frac{100}{2,6 \cdot (\frac{6,4}{2})^2 \cdot \pi} = 1,2^{\circ} \frac{C}{W}$$

3. $Rth_{(G-B)}$: O valor padrão para esta resistência térmica é de 1,5°C/W
4. $Rth_{(B-A)}$: O valor desta resistência depende da área de superfície. Onde

$$Rth_{(B-A)} = \frac{500}{\text{Área}(\text{cm}^2)} \tag{A.4}$$

- $30 \text{ cm}^2 \rightarrow Rth_{(B-A)} = 16,7 \rightarrow Rth_{(J-A)} = 10 + 1,2 + 1,5 + 16,7 = 29,4^{\circ} \frac{C}{W}$
- 5. O Calculo da Temperatura da Junção utiliza a equação (A.2) e considera uma queda de tensão de 3,3V e corrente direta de 350mA sobre o LED. Para as referidas áreas de placa condutora temos:
 - $30 \text{ cm}^2 \rightarrow T_j = 25^{\circ}C + 29,4 \cdot 0,35 \cdot 3,3 = 58,957^{\circ}C$

Em [17] é recomendado uma temperatura de Junção inferior a 125°C. Caso a temperatura exceda tal patamar, deve-se realizar o cálculo do dissipador.

A.1 Dimensionamento de Dissipador Para Múltiplos LED's

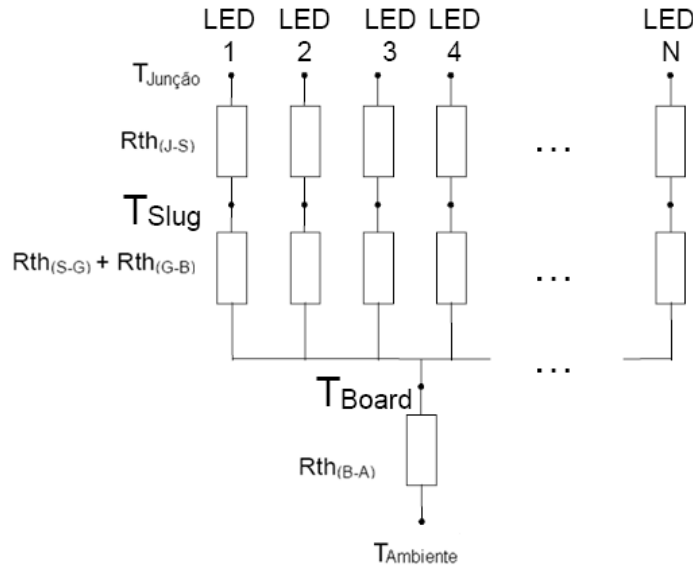


Figura A.3 Esquema elétrico equivalente para sistema térmico de múltiplos LED'S

Levando em consideração que projetos de iluminação necessitam de uma maior potência luminosa, o exemplo seguinte irá dimensionar o dissipador para uma maior quantidade de LED's.

Em [34] é informado que a alocação de cada LED deverá respeitar uma distância mínima de 25mm para o LED adjacente, esta distância garante que cada LED irá funcionar como uma fonte de calor independente, ou seja, sem sofrer aquecimento excedente devido ao dispositivo adjacente. Para arranjo de LED's em um mesmo dissipador é utilizada a seguinte expressão:

$$Total_Rth_{(J-B)} = \frac{Rth_{(J-B)}}{N} \quad (A.5)$$

Desta forma o dimensionamento de um dissipador para 8 LED's será:

1. $Rth_{(J-S)} = 15^{\circ}C/W$
2. $Total_Rth_{(J-B)} = \frac{15}{8} = 1,875^{\circ} \frac{C}{W}$
3. $Rth_{(S-G)} = 1,2^{\circ} \frac{C}{W}$
4. $Rth_{(J-A)} = \frac{T_{Junção} - T_{Ambiente}}{P_{Dissipada}} = \frac{120 - 60}{3,5,0,35} = 49^{\circ} \frac{C}{W}$
5. De (A.1) temos: $Rth_{(B-A)} = 49 - 15 - 1,2 = 32,78^{\circ} \frac{C}{W}$ por LED

Considerando o dissipador da Figura A.4 fabricado pela Dissitec Ind. Com. Ltda e respeitando a alocação dos LED's com distância mínima de 25mm entre cada um, é definindo o comprimento do dissipador de 100mm $\approx 4''$, isto representa para este dissipador uma resistência térmica de 1,48°C/W.

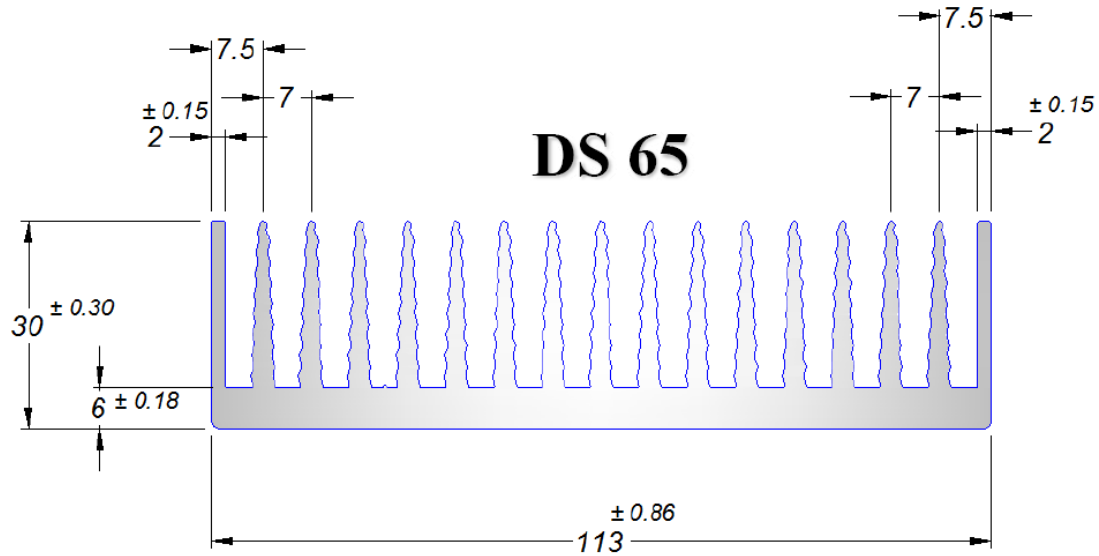


Figura A.4 Dimensões físicas do dissipador a se adotar

Aplicando-se (A.1) temos: $R_{th(J-A)} = 1,875 + 1,2 + 1,48 = 4,555^{\circ} \frac{C}{W}$

Desta forma de (A.2) temos: $T_{Junção} = 25 + 4,555 \cdot 9,8 = 70^{\circ} C$

O dissipador obtido define a temperatura de junção em 70°C, valor bem inferior ao máximo recomendado, mesmo assim é possível verificar na Tabela A.1 o quanto que a vida útil do LED é reduzida ao trabalhar com esta faixa de temperatura na junção. Esta tabela demonstra o tempo médio na qual o brilho do LED decai a 70% do brilho inicial, este é o limite estabelecido para o fim da vida útil do dispositivo.

Tabela A.1 Vida Útil x temperatura na junção do LED [17]

T _J (°C)	Vida (Horas)	T _J (°C)	Vida (Horas)	T _J (°C)	Vida (Horas)	T _J (°C)	Vida (Horas)
25	234000	55	75000	85	29500	115	13300
30	191000	60	64000	90	25700	120	11700
35	157000	65	54000	95	22300	125	10500
40	129000	70	46000	100	19500	130	9300
45	107000	75	39600	105	17100	140	7500
50	90000	80	34000	110	15100	150	6000

Apêndice B

Projeto do conversor Flyback

B.1 Especificações de projeto do Flyback

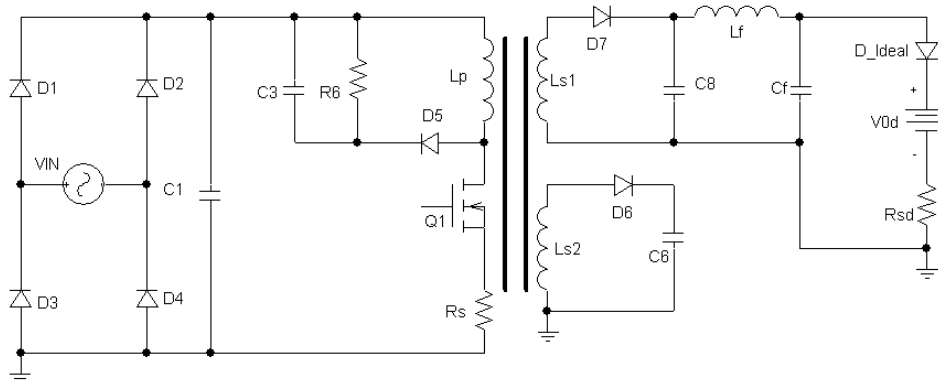


Figura B.1 Circuito Esquemático Completo do conversor Flyback

Em fontes de corrente chaveadas o valor da corrente de saída é definido pelo ciclo de trabalho do Mosfet, sendo que t_{on} e t_{off} são ajustados pela comparação entre um sinal dente de serra e a tensão de erro. No caso do conversor Flyback o sinal dente de serra a se utilizar é formado pela própria corrente do primário do transformador, já a tensão de erro é fornecida pela realimentação do sistema.

Para os três conversores estudados nesta dissertação a corrente, i_e , é a responsável por ajustar a tensão de erro. No Flyback PWM e para o Flyback PFC, Figura B.5 e Figura C.1 respectivamente, esta corrente ajusta a tensão de erro através do transistor do fotoacoplador, alterando o valor desta tensão diretamente sobre o pino Comp. No caso do conversor auto-oscilante esta corrente é multiplicada por RF e defini o tamanho da janela de controle.

A presente seção apresentará o cálculo dos componentes do conversor ilustrado na Figura B.1. O valor dos componentes aqui calculados é valido para os três conversores estudados. Durante o desenvolvimento dos cálculos, o sub-índice presente nas variáveis

indicará a qual enrolamento o componente esta conectado, por exemplo, s1 se refere ao secundário principal enquanto s2 se refere ao segundo secundário. Sejam as seguintes especificações de projeto:

$$V_{IN} = 127V \pm 20\% \quad f_s = 80kHz \quad D_{max} = 0,45$$

$$V_{s1} = 25,5V \quad \Delta V_{s1} = 1\% = 0,3V \quad I_{s1} = 350mA$$

$$V_{s2} = 18V \quad \Delta V_{s2} = 5\% = 1V \quad I_{s2} = 15mA$$

O ΔV_{s1} deverá apresentar baixo valor, pois conforme é apresentado na Figura B.1, o modelo do LED é constituído por um diodo ideal, uma fonte de tensão constante e uma resistência dinâmica, onde a queda de tensão sobre o conjunto é de 3,5V. Para o modelo de LED EDEW-1LA1 a resistência dinâmica é de 1Ω , desta forma para que haja uma variação de apenas 10% da corrente de saída, ou seja 35mA, deve-se ter uma variação de tensão máxima de apenas 35mV sobre cada LED. Neste projeto são adotados 7 LED's onde o ΔV_{s1} máximo deverá totalizar 0,3V. O calculo da potência de saída da fonte chaveada é dada por:

$$P_o = \sum_{k=1}^2 |V_{sk}| \cdot |I_{sk}| = 9,2W \quad (B.1)$$

A potência de entrada será:

$$P_{IN} = \frac{P_o}{\eta} = \frac{9,2}{0,8} = 11,5W \quad (B.2)$$

B.2 Projeto do transformador

Adotam-se para as variáveis de entrada os valores dados a seguir:

$K_p=0,5$ Fator de utilização do primário;

$K_w=0,4$ Fator de utilização da área do enrolamento;

$J=450A/cm^2$ Densidade de corrente nos condutores;

$J_{max}=450A/cm^2$ Densidade máxima de corrente nos condutores;

$V_d=1V$ Queda de tensão nos diodos;

$\Delta B = B = 0,25T = 1,8 \cdot 10^3G$ Máxima variação da densidade de fluxo magnético.

O produto $AeAw$ é determinado por:

$$AeAw = \frac{1,1 \cdot P_o \cdot 10^4}{k_p \cdot k_w \cdot J_{max} \cdot f_s \cdot \Delta B} = \frac{1,1 \cdot 9,2 \cdot 10^4}{0,5 \cdot 0,4 \cdot 450 \cdot 80000 \cdot 0,25} = 0,0562 \text{ cm}^4 \quad (\text{B.3})$$

Desta forma o núcleo escolhido é o NEE 19/8/5,3 da Thornton constituído do material IP12R, pois este contém $AeAw$ de $0,057 \text{ cm}^4$. Os dados deste núcleo são:

Parâmetros Efetivos do Núcleo:

$\Sigma l/A$	1,653	mm^{-1}
Le	40,38	mm
Ae	24,43	mm^2
A_{min}	23,32	mm^2
Ve	986,26	mm^3

Peso Aprox. (pç) 2,28 g

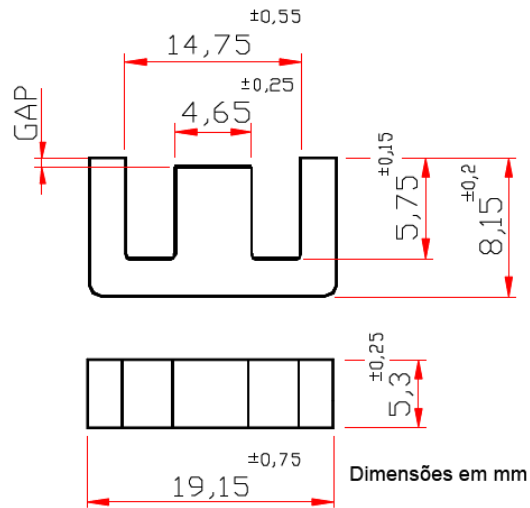


Figura B.2 Núcleo de Ferreti para transformador NEE 19/8/5,3

O comprimento do entreferro do transformador é dado pela equação (B.5).

$$\delta = \frac{2 \cdot \mu_o \cdot P_o}{\Delta B^2 \cdot Ae \cdot \eta \cdot f_s} = \frac{2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 9,2}{(0,25)^2 \cdot 24,43 \cdot 10^{-8} \cdot 0,8 \cdot 80000} = 0,24 \text{ mm} \quad (\text{B.4})$$

$$lg = \frac{\delta}{2} = \frac{0,21}{2} = 0,12 \text{ mm} \quad (\text{B.5})$$

Sendo a corrente de pico do primário:

$$I_p = \frac{2 \cdot P_o}{\eta \cdot V_{IN_{min}} \cdot D_{max}} = \frac{2 \cdot 9,2}{0,8 \cdot 105 \cdot 0,45} = 0,49 \text{ A} \quad (\text{B.6})$$

E o número de espiras dos enrolamentos calculado por:

$$N_p = \frac{B \cdot \delta}{0,4 \cdot \pi \cdot I_p} = \frac{2,5 \cdot 10^3 \cdot 0,024}{0,4 \cdot \pi \cdot 0,49} = 97,5 \text{ espiras} \quad (\text{B.7})$$

$$N_{s1} = N_p \cdot \frac{(|V_{ok}| + V_d)}{V_{IN_{min}}} \cdot \frac{(1 - D_{max})}{D_{max}} = 97,5 \cdot \frac{(|25,5| + 1)}{105} \cdot \frac{(1 - 0,45)}{0,45} = 30 \text{ espiras} \quad (\text{B.8})$$

$$N_{s2} = 97,5 \cdot \frac{(|18| + 1)}{105} \cdot \frac{(1 - 0,45)}{0,45} = 21,5 \text{ espiras} \quad (\text{B.9})$$

Calcula-se o valor da indutância dos enrolamentos do transformador a partir de [31]:

$$L_p = \frac{N_p^2 \cdot \mu_o \cdot Ae}{\delta} = \frac{97,5^2 \cdot (4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} / 105) \cdot 0,2443}{0,024} = 1,15mH \quad (B.10)$$

$$L_{s1} = \frac{N_{s1}^2 \cdot \mu_o \cdot Ae}{\delta} = \frac{30^2 \cdot (4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} / 105) \cdot 0,2443}{0,024} = 110\mu H \quad (B.11)$$

$$L_{s2} = \frac{N_{s2}^2 \cdot \mu_o \cdot Ae}{\delta} = \frac{30^2 \cdot (4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} / 105) \cdot 0,2443}{0,024} = 56\mu H \quad (B.12)$$

Sendo o valor da indutância de magnetização dada por (B.13).

$$L_M = \frac{N_p \cdot (N_{s1} + N_{s2}) \cdot \mu_o \cdot Ae}{\delta} = \frac{97,5 \cdot 51,5 \cdot (4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} / 105) \cdot 0,2443}{0,024} = 611,71\mu H \quad (B.13)$$

B.3 Cálculo dos Capacitores

O calculo do capacitor C8 é executado pela equação (B.14).

$$C_8 = \frac{I_{s1} \cdot D_{max}}{f_s \cdot \Delta V_{s1}} = \frac{0,35 \cdot 0,45}{80000 \cdot 0,3} = 6,56\mu F \quad (B.14)$$

Enquanto o valor da corrente de pico dos enrolamentos do secundário é dado em (B.15).

$$I_{s1} = \frac{2 \cdot I_{sk}}{(1 - D_{max})} = 1,28A \quad (B.15)$$

Com isto calcula-se a resistência série equivalente máxima do capacitor, C8, que será:

$$RSE_1 = \frac{\Delta V_{sk}}{I_{sk}} = 0,25\Omega \quad (B.16)$$

Conforme [33] a RSE de um capacitor de 6,8μF é de 15Ω, desta forma para o capacitor C8 optou-se pelo capacitor de 47μF x 35V com RSE de 160mΩ.

B.4 Dimensionamento dos diodos

A corrente de pico nos diodos é dada por:

$$I_{dk}^{pk} = I_{sk} \quad (B.17)$$

$$I_{diodo_7}^{pk} = 1,28A$$

$$I_{diodo_6}^{pk} = 55mA$$

Assim o valor da corrente média sobre os diodos será:

$$I_{dk}^{med} = I_{sk} \quad (B.18)$$

$$I_{diodo_7}^{med} = 0,35A \quad I_{diodo_6}^{med} = 15mA$$

Para o calculo da tensão de pico sobre os diodos é efetuada a equação (B.19).

$$V_{dk}^{pk} = V_{sk} + V_{IN}^{max} \cdot \frac{N_{sk}}{N_p} \quad (B.19)$$

$$V_{diodo_7}^{pk} = 72,4V \quad V_{diodo_6}^{pk} = 51,45V$$

A corrente eficaz sobre o enrolamento do primário será:

$$I_{Prms}^{max} = I_p \cdot \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = 0,49 \cdot \sqrt{\frac{0,45}{3}} = 0,19A \quad (B.20)$$

A área dos condutores que compõe o primário é:

$$S_p = \frac{I_{pef}^{max}}{J} = \frac{0,19}{450} = 0,42 \cdot 10^{-3} cm^2 \quad (B.21)$$

As correntes nos enrolamentos secundários serão:

$$I_{skrms}^{max} = I_{sk} \cdot \sqrt{\frac{1-D_{max}}{3}} \quad (B.22)$$

$$I_{s1rms}^{max} = 0,55A \quad I_{s2rms}^{max} = 24mA$$

As áreas dos cabos que compõe os secundários serão:

$$S_{sk} = \frac{I_{sk_{ef}}^{max}}{J} \quad (B.23)$$

$$S_{s1} = 1,22 \cdot 10^{-3} cm^2 \quad S_{s2} = 5,33 \cdot 10^{-5} cm^2$$

A profundidade de penetração devido ao efeito pelicular pode ser determinada por:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{80000}} = 0,0265cm \quad (B.24)$$

Assim o diâmetro máximo devido ao efeito pelicular será:

$$2 \cdot \Delta = 2 \cdot 0,0265 = 0,053cm \quad (B.25)$$

Resultando na seguinte seção para os condutores do transformador:

Primário: Fio 30 AWG;

Secundário 1 : Fio 36 AWG

Secundário 2 : Fio 39 AWG

Após calculado todos estes parâmetros é verificada a possibilidade de construção do transformador, calculada por:

$$S_{30AWG} = 0,000704\text{cm}^2 \quad S_{36AWG} = 0,000197\text{cm}^2 \quad S_{39AWG} = 0,000106\text{cm}^2$$

$$S_{isol} = S_p \cdot N_p + \sum_1^2 (S_{sk} \cdot N_{sk}) = 0,077\text{cm}^2 \quad (\text{B.26})$$

$$k_u > \frac{S_{isol}}{Aw} = \frac{0,077}{0,2332} = 0,33 \quad (\text{B.27})$$

Sendo $K_u > 0,3$ é possível construir o transformador.

B.5 Dimensionamento do Mosfet

A tensão máxima sobre o Mosfet é dada por:

$$V_s^{max} = V_{INmax} \cdot \frac{1}{1-D_{max}} = 150 \cdot \frac{1}{1-0,45} = 272,73V \quad (\text{B.28})$$

A corrente média e a corrente eficaz sobre o Mosfet são respectivamente de:

$$I_{smed} = \sum_1^2 \left(\frac{N_{sk}}{N_p} \cdot I_{sk} \right) = 110mA \quad (\text{B.29})$$

$$I_{s rms} = \frac{V_{INmax} \cdot I_p}{V_{INmax}} \cdot \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = \frac{150 \cdot 0,49}{105} \cdot \sqrt{\frac{0,45}{3}} = 0,27A \quad (\text{B.30})$$

Com isto o Mosfet escolhido é o IRFBC30, cujas principais características são:

$$V_{DSmax} = 600V \quad I_D = 3,6A \quad R_{th_jc} = 1,7^\circ\text{C/W}$$

$$R_{DSon} = 2,2\Omega \quad tr=14ns \quad tf=19ns$$

Onde tr é o tempo de transição do Mosfet entre desligado para ligado e tf é o tempo de transição de desligado a ligado.

As perdas em condução são dadas por:

$$P_{cond} = R_{D_{son}} \cdot I_{s_{rms}}^2 = 2,2 \cdot 0,27^2 = 0,16W \quad (B.31)$$

Já as perdas na comutação são:

$$P_{comut} = \frac{f_s}{2} \cdot (tr + tf) \cdot I_p \cdot V_{s_{max}} = \frac{80000}{2} \cdot (13 + 14) \cdot 10^{-9} \cdot 0,49 \cdot 272,73 = 0,15W \quad (B.32)$$

Totalizando sobre o interruptor a seguinte potência dissipada:

$$P_{total} = P_{cond} + P_{comut} = 0,16 + 0,15 = 0,31W \quad (B.33)$$

Considerando $T_{Ambiente} = 50^\circ C$, a temperatura máxima da junção de $T_{j_{max}} = 100^\circ C$ e a resistividade térmica entre cápsula e dissipador de $R_{TH_{cd}} = 0,5^\circ C/W$ tem-se o seguinte modelo, onde:

- Resistência térmica junção $R_{TH_{jc}} = 1,7^\circ C/W$
- Resistência térmica encapsulamento-ambiente $R_{TH_{ca}} = 62^\circ C/W$
- Resistência térmica da pasta térmica para encapsulamento TO220 $R_{TH_{cr}} = 0,8^\circ C/W$
- Potência dissipada sobre o Mosfet $P_{Mosfet} = 0,31W$

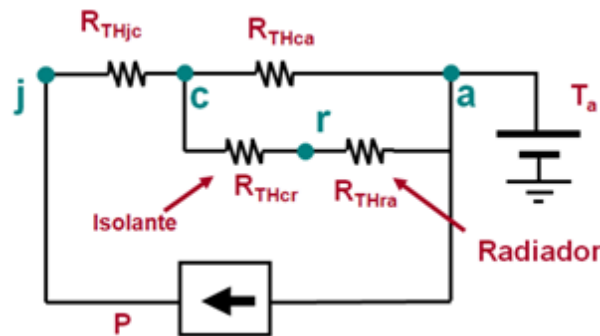


Figura B.3 Circuito térmico equivalente

$$T_{CA} = R_{TH_{ca}} \cdot P_{Mosfet} = 62^\circ C/W \cdot 0,31W = 19,22^\circ C \quad (B.34)$$

$$T_{jc} = R_{TH_{jc}} \cdot P_{Mosfet} = 1,7^\circ C/W \cdot 0,31W = 0,53^\circ C \quad (B.35)$$

$$T_j = T_{Ambiente} + T_{CA} + T_{jc} = 50 + 19,22 + 0,53 = 69,75^\circ C \quad (B.36)$$

Sendo a temperatura de junção, T_j , do Mosfet inferior a $150^\circ C$, assim não há a necessidade de se adotar dissipadores de calor.

Apêndice B – Exemplo de Projeto do Conversor Flyback

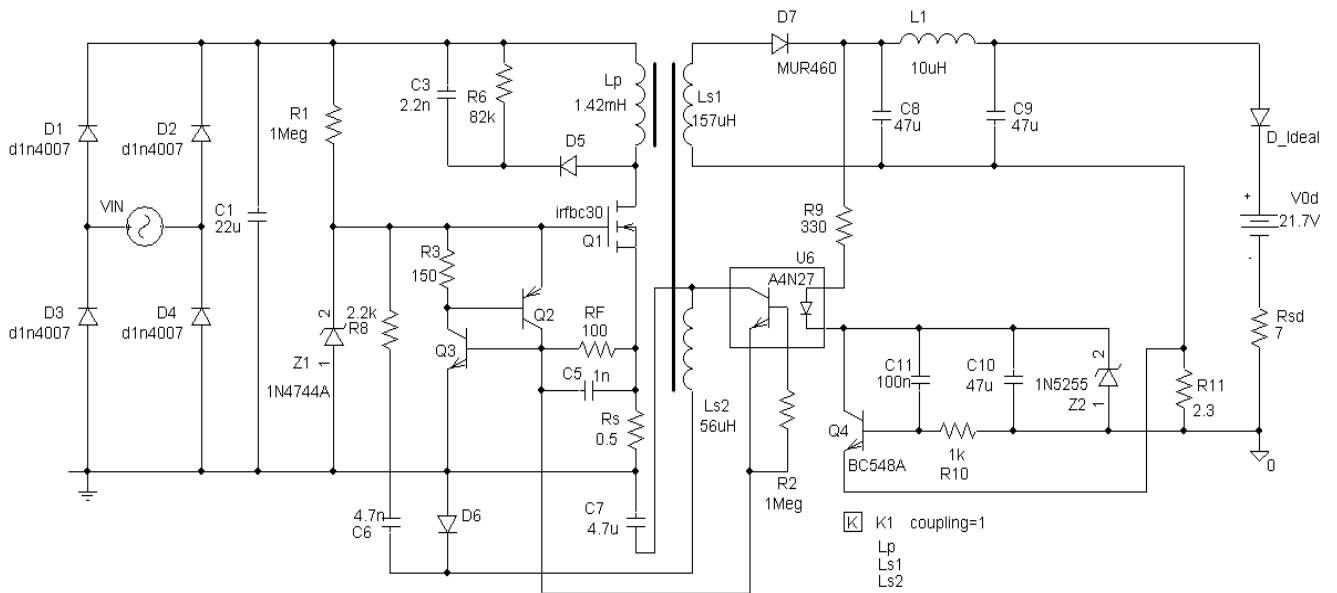


Figura B.4 Circuito esquemático completo do Flyback auto-oscilante

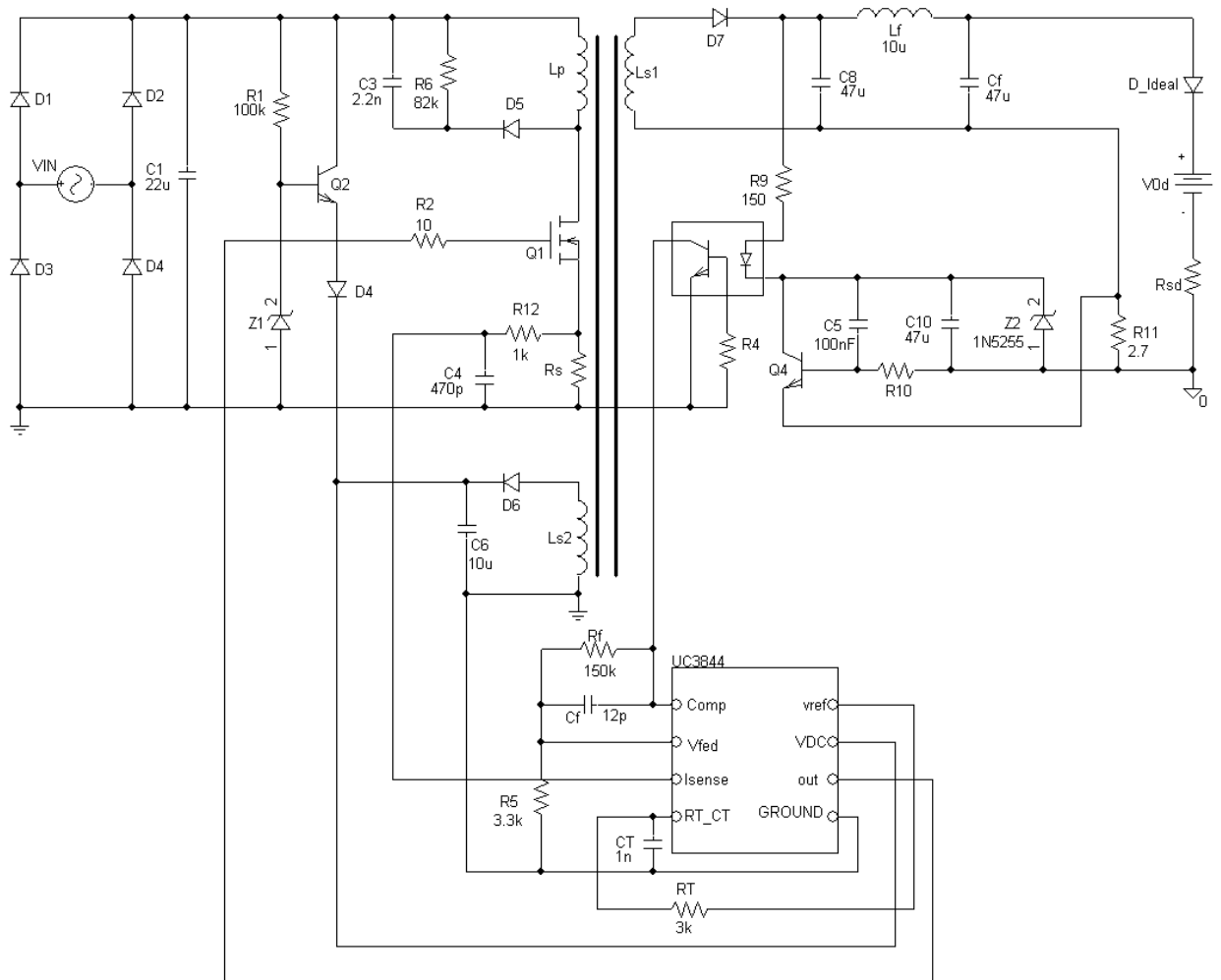


Figura B.5 Circuito esquemático completo do Flyback PWM

Apêndice C

Circuito regulador de correção de fator de potência

C.1 Introdução

Fator de potência é definido como a relação entre a potência ativa (P_{ativa}) e a potência aparente ($P_{aparente}$) consumida por um dispositivo ou equipamento, independentemente das formas que as ondas de tensão e corrente se apresentem [46]. Considerando $V_{IN}(t)$ a tensão de entrada e $i_{IN}(t)$ é a corrente de entrada, o fator de potência é definido como:

$$FP = \frac{P_{ativa}}{P_{aparente}} = \frac{\frac{1}{T_{IN}} \int V_{IN}(t) \cdot i_{IN}(t) dt}{V_{INrms} \cdot I_{INrms}} = \frac{\cos(\varphi_v - \varphi_i)}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (C.1)$$

Onde:

- THD é a Distorção Harmônica Total.
- $\cos(\varphi_v - \varphi_i)$ é conhecido como fator de deslocamento, que corresponde à defasagem entre a fundamental da tensão de entrada e a fundamental da corrente de entrada.

O fator de forma representa uma relação entre a fundamental da corrente de entrada e o valor eficaz desta mesma corrente, tal que:

$$FF = \frac{I_1}{I_{INrms}} = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (C.2)$$

A atual regulamentação brasileira do fator de potência estabelece que o mínimo fator de potência das unidades consumidoras é de 0,92 [38]. Um baixo fator de potência acarreta o aumento de perdas nos cabos e linhas de transmissão, flutuações nos sistemas de

distribuição e sobrecarga nos equipamentos. Enquanto a presença de harmônicas na rede elétrica pode trazer diversos efeitos indesejáveis, principalmente em equipamentos que possuem a tensão senoidal pura como referência, tais como máquinas elétricas, transformadores ou equipamentos eletrônicos que necessitam da detecção da passagem por zero para seu funcionamento [45].

O presente capítulo tem como objetivo estudar conversor isolado com correção de fator de potência. Tais conversores devem apresentar em sua respectiva entrada fatores de potência próxima ao unitário e corrente de entrada com baixo conteúdo harmônico.

C.2 Normatização

O equipamento em estudo se refere a um reator eletrônico monofásico com corrente de entrada inferior a 16A, tensão de alimentação de 127 V_{rms} , e frequência da rede de 60Hz. Devido à ausência de norma brasileira é tomada como referência a norma européia IEC 61000-3-2, no entanto é válido ressaltar a diferença entre a rede elétrica brasileira e a européia na qual a segunda apresenta tensão de fase-neutro entre 220V e 240V. Esta norma classifica equipamentos eletrônicos em quatro classes, sendo elas:

- Classe A: Equipamentos com alimentação trifásica equilibrada; aparelhos de uso doméstico, excluindo os da classe D; ferramentas, exceto as portáteis, “*dimmers*” para lâmpadas incandescentes, equipamentos de áudio e todos os demais não incluídos nas demais classes;
- Classe B: Ferramentas portáteis;
- Classe C: Dispositivos de Iluminação;
- Classe D: Computadores pessoais, monitores de vídeo e aparelhos de televisão. Os equipamentos devem ter potência de entrada superior a 75W e inferior a 600W.

A Tabela C.1 apresenta os limites de amplitude para as harmônicas. Os valores de cada harmônica são obtidos aplica-se a transformada discreta de Fourier (TDF), com uma janela de medição entre 4 e 30 ciclos da fundamental.

Apêndice C – Circuito regulador de correção de fator de potência

Tabela C.1 Limites de Harmônicos de Corrente IEC61000-3-2.

Ordem do Harmônico n	Classe A Máxima corrente [A]	Classe B Máxima Corrente [A]	Classe C (>25W) % da fundamental	Classe D (>75W, <600W) [mA/W]
Harmônicas Ímpares				
3	2,30	3,45	30.FP	3,4
5	1,14	1,71	10	1,9
7	0,77	1,155	7	1,0
9	0,40	0,60	5	0,5
11	0,33	0,495	3	0,35
13	0,21	0,315	3	$\frac{3,85}{13}$
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \times \frac{15}{n}$	$0,225 \times \frac{15}{n}$	3	$\frac{3,85}{n}$
Harmônicos Pares				
2	1,08	1,62	2	
4	0,43	0,645		
6	0,3	0,45		
$8 \leq n \leq 40$	$0,23 \times \frac{8}{n}$	$0,35 \times \frac{8}{n}$		

Fonte: Norma IEC 61000-3-2.

C.3 Correção de Fator de Potência

Os conversores atuando como circuitos PFC mais utilizados são o “*Boost*” e Flyback, o primeiro se destaca devido à maior facilidade de controle da corrente sobre o indutor, já o segundo é mais atrativo em baixas potências devido: à simplicidade, ao isolamento entre entrada e saída, proteção contra curto-circuito na carga ou sobrecorrente, além da tensão de entrada não necessitar ser maior que a tensão de saída [43]. O conversor Flyback PFC enfrenta uma série de problemas como:

- Alto “*ripple*” de baixa frequência na saída;
- Tensão de saída com regulação lenta;
- Topologia do circuito complexa;
- Operação do circuito complexa;
- Complexo controle;
- Aumento da tensão sobre capacitor de armazenamento para baixas cargas;

- Má utilização da curva de magnetização do transformador, sendo que o Flyback trabalha somente no primeiro quadrante da curva de magnetização.

A aplicação do circuito flyback como PFC ocorre com operação no regime descontínuo ou crítico. A justificativa da utilização nestes dois regimes é devido à desmagnetização completa do transformador ao fim do período de chaveamento, desta forma o conversor emulada uma carga resistiva, ou seja, é possível obter fator de potência unitário ao se aplicar um filtro na entrada do sistema retirando os harmônicos de alta frequência. A principal diferença entre os dois regimes é o fato do controlador do segundo monitorar a passagem pelo zero da corrente do transformador, o que torna variável a frequência, enquanto o primeiro opera com frequência e razão cíclica constantes. Ambos os regimes apresentam altos picos de corrente (com destaque ao regime descontínuo) o que faz necessitar a inserção de um volumoso filtro passa baixa na entrada da rede elétrica.

C.4 Princípio de funcionamento

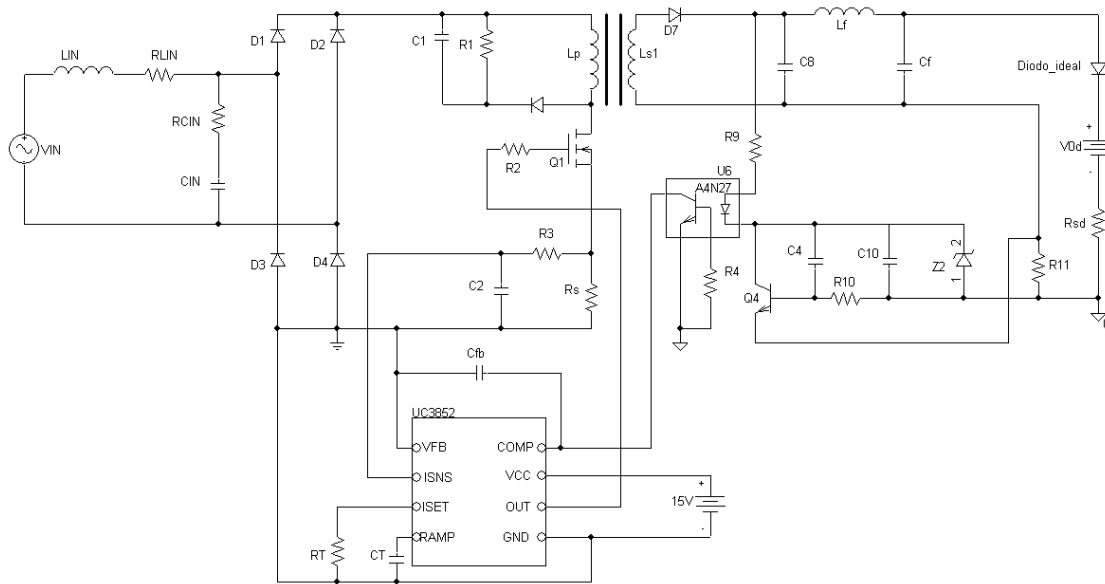


Figura C.1 Circuito Esquemático Flyback PFC

O circuito apresentado neste Apêndice tem como base um Flyback PFC trabalhando no regime de condução crítica, a Figura C.1 ilustra o circuito esquemático. Diferentemente do flyback sem correção de fator de potência, o Flyback PFC não apresenta o elevado capacitor de barramento CC na entrada. O objetivo da exclusão deste capacitor é trabalhar com uma forma de onda de tensão senoidal retificada em ponte completa sobre o transformador. A Figura C.2 ilustra a corrente sobre o primário do transformador é

importante observar nesta figura a envoltória de 120 Hz sobre a corrente. Observe também que a corrente sobre o transformador se apresenta em fase com a tensão de entrada retificada, isto comprova a afirmativa do conversor emular uma carga resistiva independentemente da carga a se utilizar, assim ao se filtrar as componentes de alta frequência é obtido na entrada do circuito uma corrente senoidal e elevado fator de potência.

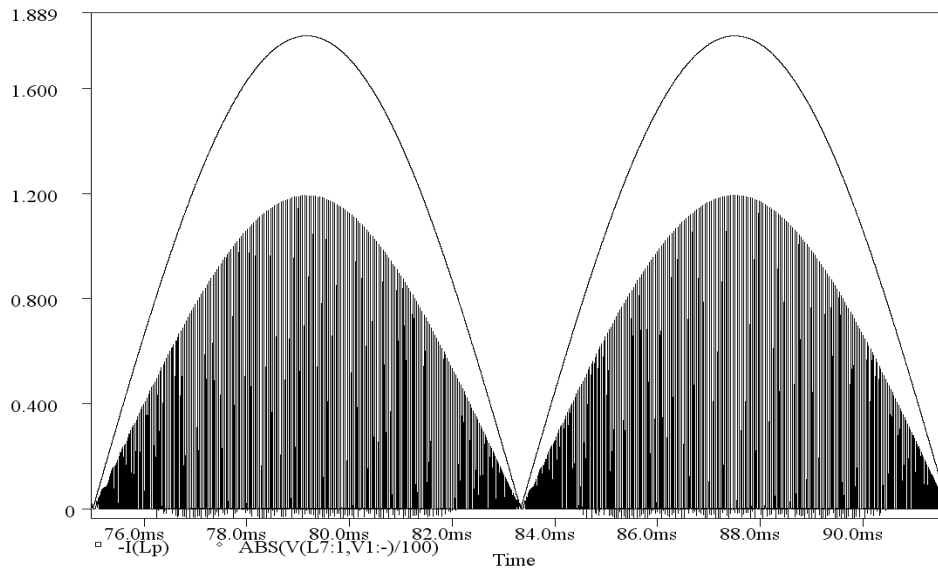


Figura C.2 Forma de onda da corrente sobre o primário do transformador e Tensão de entrada retificada

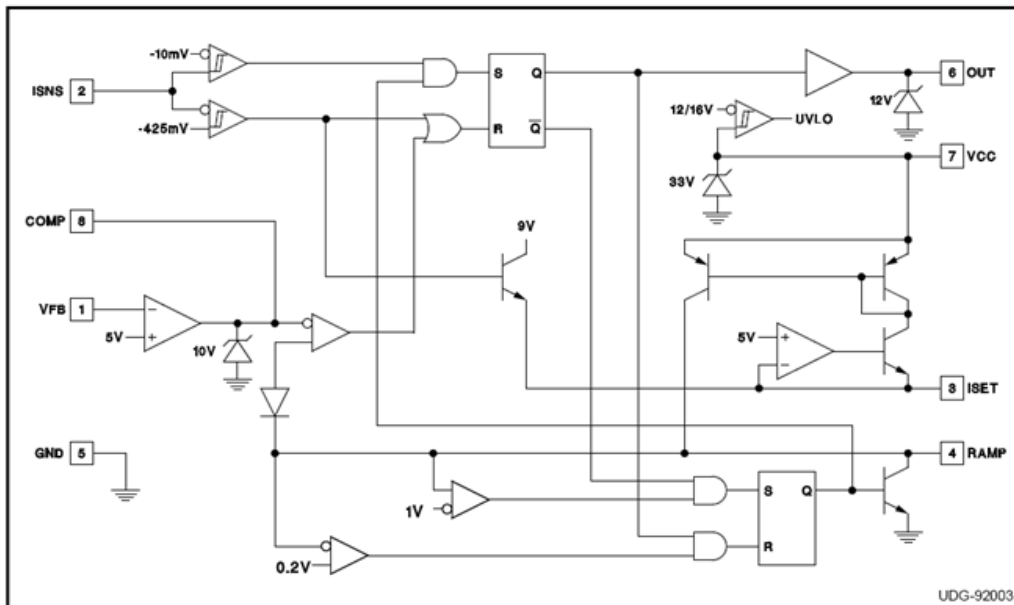


Figura C.3 Diagrama de blocos do CI UC3852

O funcionamento do Flyback PFC tem como base o CI UC3852, onde este realiza o comando de chaveamento do Mosfet. A Figura C.3 ilustra o diagrama interno do CI. O

pino 2, *ISNS*, do CI UC3852 define o limite máximo e mínimo de corrente sobre o transformador. Interno ao CI conectado ao mesmo pino há dois comparadores por histerese, Quando se há uma tensão inferior a 10mV um “*Latch*” comuta o Mosfet a condução enquanto o segundo comparador limita o valor de pico máximo de corrente para o primário.

Para o correto funcionamento da detecção de zero é utilizado no circuito um filtro RC entre o resistor *Rs* e o pino 2, *ISNS*. Este filtro tem como função permitir a desmagnetização do transformador durante o período em que a chave estiver aberta, ou seja, este filtro deverá gerar um atraso suficiente para que o transformador se desmagnetize por completo antes do começo do ciclo de chaveamento seguinte, Figura C.4. A existência deste filtro é necessária, pois conforme sabemos em conversores flyback somente há corrente no primário do transformador no instante em que a chave estiver em condução, enquanto que a corrente no secundário somente surge assim que a chave é desligada, nunca há corrente em ambos os enrolamentos simultaneamente. O ajuste do filtro RC deverá impor ao circuito o regime descontínuo mais próximo ao regime crítico, visando facilitar o projeto do filtro de entrada, pois conforme sabemos quanto maior o tempo de armazenamento de energia, maior será o capacitor de entrada e conseqüentemente maior será o impacto deste sobre o fator de potência do conversor.

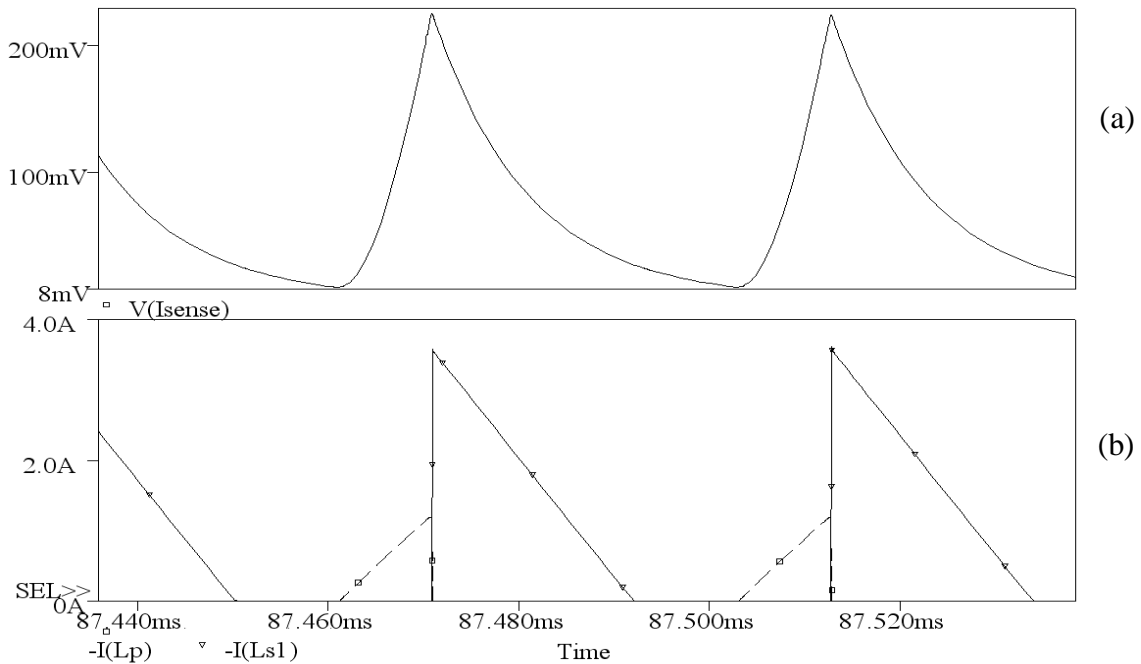


Figura C.4 (a) Tensão sobre o pino 2, (b) Corrente no primário do transformador.

O pino 2, *ISNS*, define o valor de pico máximo da corrente sobre o primário, no entanto para executar a regulação da corrente de saída é necessário definir valores de picos

inferiores a este definido pelo pino 2. Similar ao funcionamento do Flyback PWM ou ao Flyback auto-oscilante neste conversor também é executado a regulação da tensão de erro visando definir o tempo, t_{on} . O valor da tensão de erro é definida sobre o pino oito (Comp) sendo esta regulado linearmente pelo transistor Q4 visando sobre a saída uma corrente com valor médio o mais próximo possível de 350mA e um pico máximo de corrente que não ultrapasse o valor máximo de corrente suportada pelo LED.

Se ainda não notado, nesta dissertação, as malhas de realimentação presentes no secundário principal são as mesmas, tanto para o Flyback PWM quanto ao Flyback auto-oscilante, sendo seu funcionamento esclarecido no capítulo três.

Depois de controlada a corrente sobre os LED's deve-se elaborar o projeto do filtro LC de entrada, para este cálculo é considerado dois circuitos. O primeiro para a fonte de 60Hz onde a resistência de entrada deverá tender a zero e a resistência do ramo paralelo à carga deverá tender a infinito. Esta consideração é para que o filtro consuma a menor potência possível e não reduza significativamente o rendimento do equipamento.

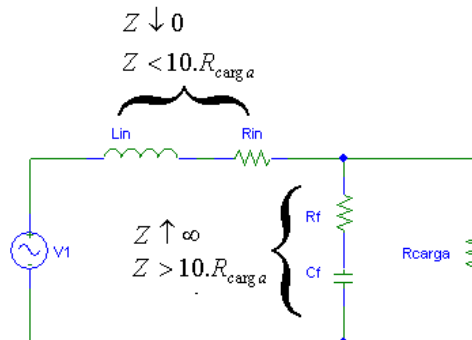


Figura C.5 Circuito Equivalente na frequência de 60 Hz

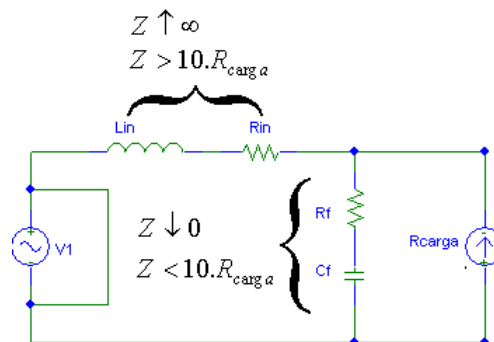


Figura C.6 Circuito Equivalente na frequência de 20 kHz

Já o segundo circuito deverá drenar os harmônicos de alta frequência, gerados pelo equipamento, evitando que os mesmos retornem para a rede. Desta forma a impedância

de entrada deverá tender a infinito, enquanto o ramo paralelo deverá tender a zero para que assim drene todos estes harmônicos indesejados.

Na Figura C.6 a carga é ilustrada como uma fonte de corrente trabalhando na frequência de 20 kHz, isto porque os harmônicos mais significativos gerados pelo chaveamento do Mosfet se encontram próximo a esta faixa de frequência, **Erro! Fonte de referência não encontrada.** Respeitado todos estes quesitos é esperado obter fator de potência próximo ao unitário e uma baixa distorção Harmônica sobre a corrente de entrada.

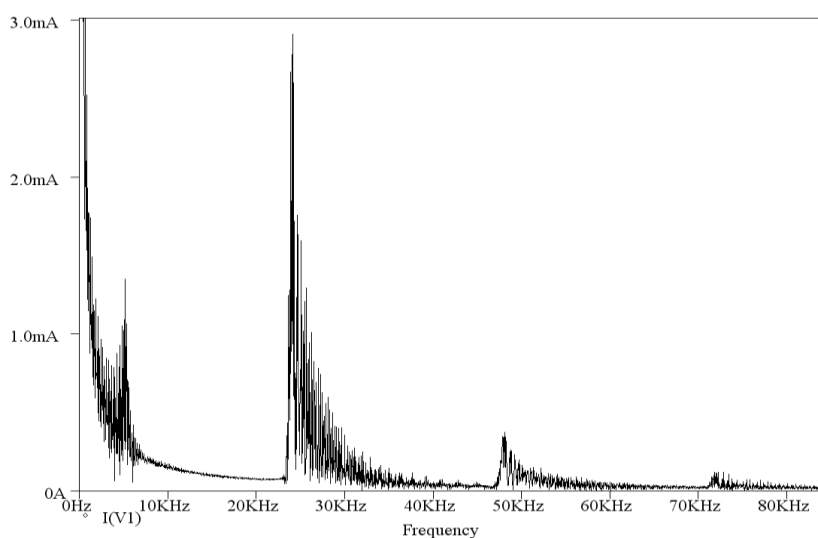


Figura C.7 Espectro de frequência referente à corrente de entrada do circuito

C.5 Análise da Simulação

Para a análise de resultados foi utilizado como parâmetro de comparação o projeto de um Flyback PFC [47] de único estágio, trabalhando no regime de condução crítica, elaborado pela Texas Instruments, cuja carga é constituída de LED's com potência total de saída 25 W para uma corrente máxima de saída de 750 mA. O controlador utilizado é o UCC28810EVM-001, este CI também utiliza a técnica de detecção corrente nula sobre o transformador e apresenta limitação de pico de corrente máxima similar ao UC3852. É importante salientar que os resultados deste projeto da Texas serviram somente para esclarecimento de algumas dúvidas decorrentes a tamanho físico de componentes e forma de onda de saída, não é objetivo compreender a fundo o seu funcionamento.

Dois componentes presentes na Figura C.1 se destacam devido ao seu elevado valor, o primeiro é o capacitor de saída. Foi observado que devido à exclusão do capacitor de

entrada a forma de onda da corrente de entrada é modulada em amplitude sendo a frequência de chaveamento a portadora. Esta modulação implica em fator de potência próximo ao unitário, por outro lado induz sobre a corrente de saída uma maior oscilação. Para atenuar esta oscilação sobre a corrente de saída o circuito demanda uma alta capacitância na saída, mas mesmo assim o “*ripple*” sobre a corrente de saída é bem elevado. Nesta simulação adotou o valor de 1000 μ F para C8, valor similar ao projeto presente em [47], resultando em um “*ripple*” de corrente próximo a esta referência.

O segundo componente que chama a atenção em relação ao alto valor é o indutor do filtro de entrada. Devido à baixa potência de trabalho do conversor o valor do capacitor do filtro de entrada é limitado à casa das centenas de nanofarads, a adoção de capacitores maiores defasa a corrente e tensão de entrada resultando na redução do fator de potência. Desta forma para um filtro de entrada eficiente é necessário que o indutor de entrada compense este baixo valor de capacitância, resultando em um alto valor de indutância. Em [47] também é adotado indutância de valor similar.

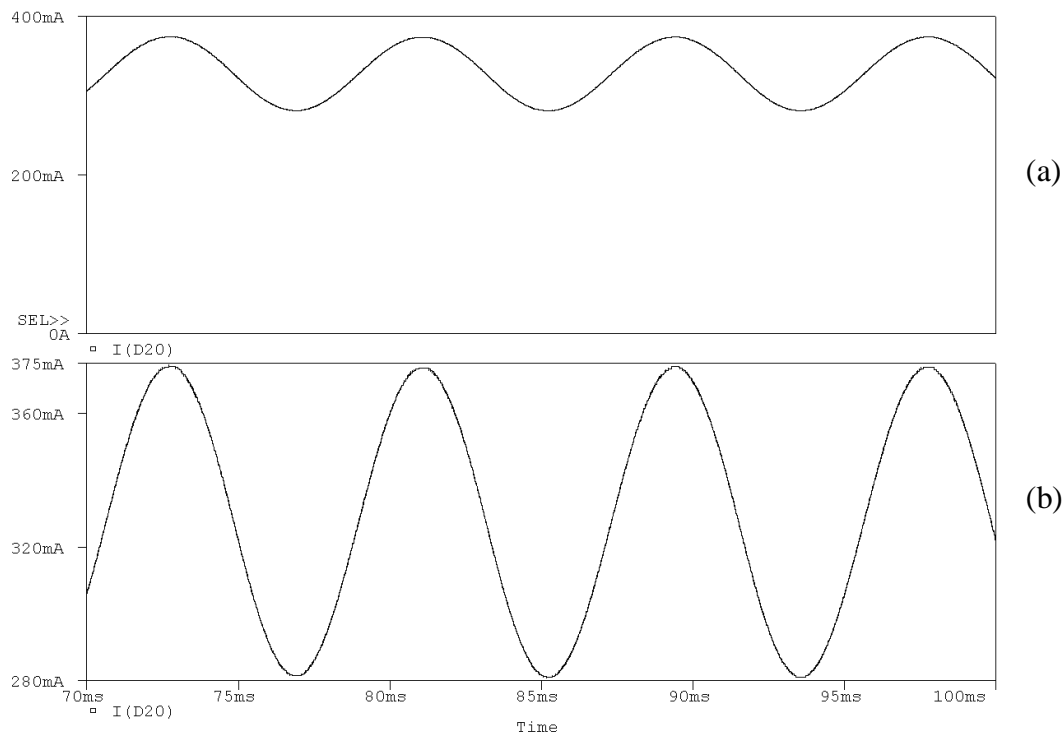


Figura C.8 Forma de onda da corrente sobre a carga: (a) não ampliada; (b) ampliada.

A Figura C.8 ilustra a corrente sobre os LED's com valor médio inferior a 350mA. Para todos os conversores desta dissertação foi adotada a mesma carga na qual é composta por 7 LED's Edixeon® de 1W cujo código comercial é EDEW-1LA1. O valor de pico

da corrente sobre o LED não deverá exceder 10% do valor de tensão nominal, ou seja, o valor de pico deverá ser inferior a 385mA, isto evita danos a estrutura física do LED.

A presença de um alto “ripple” sobre a saída implica em menor corrente média de saída, reduzindo assim a quantidade de lumens produzidos pela fonte luminosa. No entanto é valido lembrar que o papel principal do Flyback PFC é impedir a poluição da rede por harmônicos indesejados.

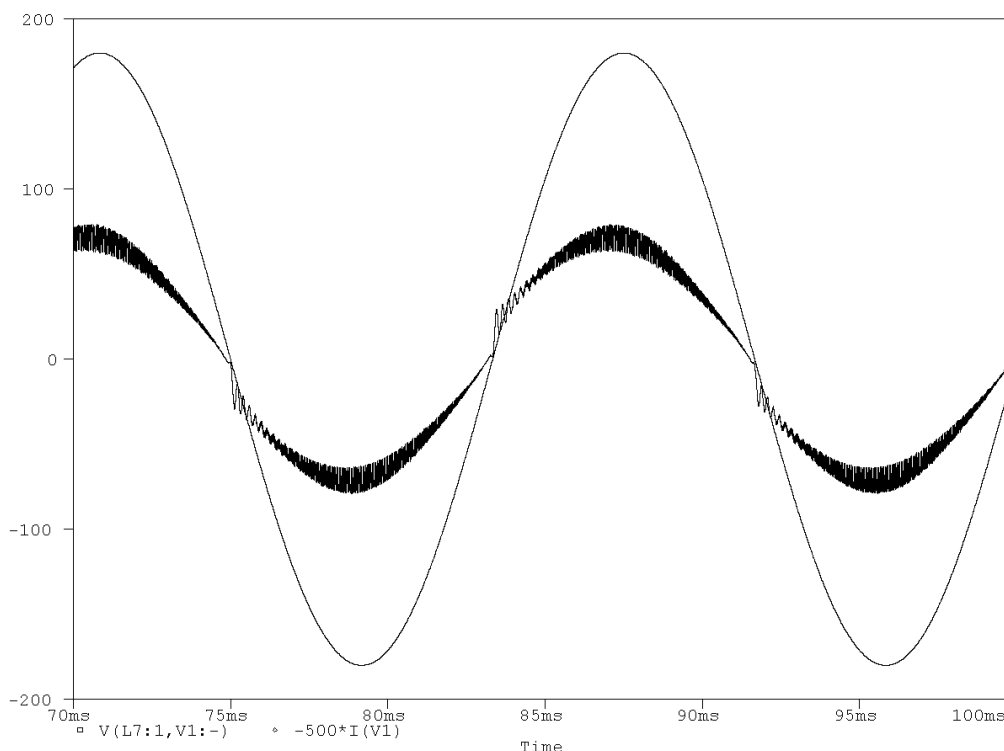


Figura C.9 Tensão e Corrente (500 vezes maior) na entrada do conversor PFC

A Figura C.9 ilustra as formas de ondas presentes na entrada do conversor. O ruído de alta frequência presente sobre o sinal se situa acima do 39º harmônico da rede, sendo que ele não interfere no cálculo de THD, enquanto aos demais harmônicos especificados na norma IEC 61000-3-2 são eficientemente atenuados pelo filtro de entrada. A Tabela C.2 ilustra os limites de harmônicos estabelecidos pela IEC 61000-3-2 para dispositivos da classe C e os valores apresentados por este circuito. É possível notar que ao final da simulação cumpriu-se o objetivo, onde além do controle da carga, foi obtido na entrada fator de potência próximo ao unitário e baixa distorção harmônica sobre a corrente.

A Tabela C.2 compara os valores colhidos durante a simulação e compara com a norma IEC 61000-3-2. É notado que o circuito se adéqua a norma.

Apêndice C – Circuito regulador de correção de fator de potência

Tabela C.2 Limites de amplitudes de harmônico da norma IEC 61000-3-2 para dispositivos classe C

Ordem dos Harmônicos	Classe C (>25W) % da fundamental	Simulação (% da fundamental)
Harmônicos Pares		
2°	2	1,9
Harmônicos Impares		
3°	30.FP	4,29
5°	10	2,9
7°	7	1,95
9°	5	1,31
11°	3	1,1
13°	3	0,89
15° ≤ n ≤ 39°	3	1,4
THD total		6,58%
FP		0,996

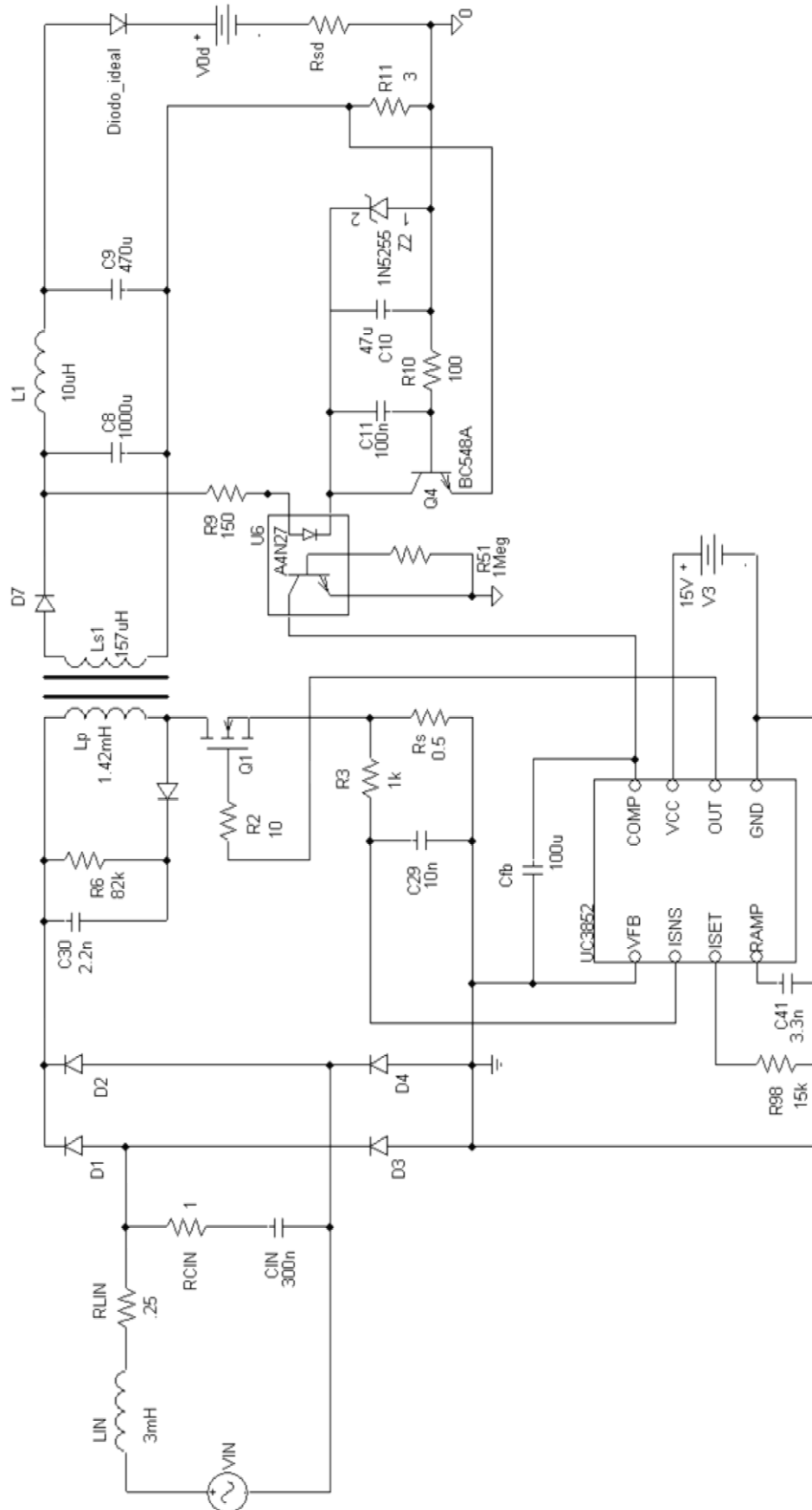


Figura C.10 Circuito completo conversor Flyback PFC

C.6 Conclusão

Atualmente há uma grande preocupação com relação à qualidade de energética, onde este termo engloba tanto economia energética, quanto a não poluição da rede elétrica. Hoje aproximadamente 20% da energia consumida no mundo são com iluminação artificial, desta forma é questão de tempo a elaboração de normas específicas para um consumo mais sábio da energia.

Neste capítulo foi realizado um estudo sobre a normatização pertinente para o fator de potência e a magnitude de harmônicas inseridas na rede por equipamentos elétricos e eletrônicos. A adoção da norma européia IEC 61000-3-2 é válida como parâmetro de comparação, mas é importante lembrar que o Brasil ainda carece de normalizações.

A norma IEC 61000-3-2 não impõe restrições a equipamentos da classe C com potência inferior a 25W, pois a fração de lâmpadas com esta faixa de potência era desprezível, no entanto com a ascensão dos LED's no mercado consumidor a fração de lâmpadas com potência inferior a 25W irá crescer exigindo que as empresas adequem seus produtos a nova situação.

A adoção de Flyback PFC para a alimentação de LED's é uma alternativa interessante, pois este conversor pode apresentar em um único estágio de conversor tanto a correção de fator de potência quanto à regulagem da corrente sobre a carga. Como vantagem pode se citar novamente o baixo custo de fabricação, no entanto melhorias ainda devem ser feitas visando um menor “ripple” sobre os LED's, pois este “ripple” reduz o valor da corrente de trabalho do conversor.

Sobre a corrente de entrada do sistema foi encontrado ruídos de alta frequência, sendo este ruído de difícil atenuação. No entanto o THD da corrente de entrada se apresentou baixo. Este baixo valor é devido ao fato da frequência de chaveamento se situar em valor bem superior ao 39º Harmônico (limite superior de frequência considerada pela norma IEC 61000-3-2) da fundamental da rede elétrica.

Ao final deste capítulo os objetivos foram alcançados sendo que sobre a entrada obteve-se uma corrente com baixo THD e alto fator de potência enquanto sobre a corrente de saída foi observado “ripple” dentro das características do conversor flyback PFC.