

EDILSON MINEIRO SÁ JUNIOR

**ESTUDO DE ESTRUTURAS DE REATORES ELETRÔNICOS
PARA LEDs DE ILUMINAÇÃO**

**FLORIANÓPOLIS
2010**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ESTUDO DE ESTRUTURAS DE REATORES ELETRÔNICOS
PARA LEDs DE ILUMINAÇÃO**

Tese submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

EDILSON MINEIRO SÁ JUNIOR

Florianópolis, Fevereiro de 2010

Catálogo na fonte pela Biblioteca Universitária da
Universidade Federal de Santa Catarina

S111e Sá Junior, Edilson Mineiro
Estudo de estruturas de reatores eletrônicos para
LEDs de iluminação [tese] / Edilson Mineiro Sá Junior
; orientador, Arnaldo José Perin. - Florianópolis,
SC 2010.
185 f.: il., grafs., tabs.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia elétrica. 2. Reatores eletrônicos. 3.
Conversores CC-CC. 4. Iluminação. 5. LEDs. 6. Circuitos
auto-oscilantes. I. Perin, Arnaldo Jose. II. Universidade
Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU 621.3

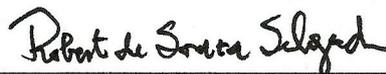
ESTUDO DE ESTRUTURAS DE REATORES ELETRÔNICOS PARA LEDS DE ILUMINAÇÃO

Edilson Mineiro Sá Junior

‘Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’



Arnaldo José Perin, Dr. Ing.
Orientador



Roberto de Souza Salgado, Ph.D.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



Arnaldo José Perin, Dr. Ing.
Presidente



Denizar Cruz Martins, Dr.



Fernando Marcelo Antunes, Ph.D.



João Batista Viéira Jr., Dr.



Henrique Antônio Carvalho Braga, Dr.



Anderson Soares André, Dr.



Enio Valmor Kassick, Dr.

À minha esposa Daniele.

Aos meus filhos Victor e Ana Clara.

AGRADECIMENTOS

Evito fazer agradecimentos, temeroso de esquecer pessoas importantes, mas tenho a obrigação de fazê-los.

Ao Professor Arnaldo Perin pela orientação, compreensão e amizade que muito contribuíram no desenvolvimento deste trabalho.

Ao Professor Fernando Antunes que sempre me apoiou e orientou na minha trajetória profissional.

Ao Professor Denizar Cruz pela sua confiança em meu trabalho.

Aos professores e profissionais do Instituto de Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Santa Catarina – INEP/UFSC e do Grupo de Processamento de Energia e Controle da Universidade Federal do Ceará – GPEC/UFC, pela colaboração em diversos momentos.

Aos membros da banca examinadora pelas revisões, correções e sugestões.

Aos meus colegas e amigos, Kleber, Claudinor, João Américo e Romeu, que dividiram a sala comigo no INEP e colaboraram em diversas ocasiões.

Aos demais amigos e colegas do INEP e do GPEC que de alguma forma contribuíram para minha formação.

Aos amigos de Florianópolis que me ajudaram a superar a saudade e a distância do lar.

A minha esposa Daniele pela paciência, amor, carinho e compreensão.

Ao governo que deu apoio financeiro a este trabalho, através da CAPES, FUNCAP, CNPq, FINEP e Eletrobrás.

Resumo da Tese apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica

ESTUDO DE ESTRUTURAS DE REATORES ELETRÔNICOS PARA LEDs DE ILUMINAÇÃO

Edilson Mineiro Sá Junior

Fevereiro/2010

Orientador: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Co-orientadores: Prof. Fernando Luiz Marcelo Antunes, PhD.

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos.

Palavras Chave: Reator eletrônico, LEDs, conversores CC-CC, iluminação, correção do fator de potência, circuitos auto-oscilantes.

Número de páginas: 185

RESUMO: Este trabalho tem como objetivo específico estudar estruturas de reatores eletrônicos para LEDs de iluminação. Primeiramente são avaliadas as propriedades elétricas, ópticas e térmicas dos LEDs de potência. É apresentado um modelo elétrico simplificado para simulação e considerada a influência da temperatura da junção nos LEDs, nas suas características ópticas e elétricas. Também é proposto um método de estimação da temperatura da junção para os LEDs de potência. A seguir, são analisadas as características necessárias para as fontes de alimentação dos LEDs de potência, e a influência do tipo de modulação utilizada para modificar a sua intensidade luminosa. São propostos conversores CC-CC auto-oscilantes para os LEDs de potência e uma técnica para equalização de corrente em vetores de LEDs. A aplicabilidade dos conversores CC-CC básicos também é analisada. Além disso, é avaliada a aplicação dos conversores série ressonantes nos LEDs de potência. O modelo elétrico simplificado foi utilizado para a análise e para o dimensionamento do conversor série ressonante. Também é ponderada a inserção de um capacitor de filtro em paralelo com os LEDs, bem como a operação do conversor sem o capacitor eletrolítico do barramento de corrente contínua. Os conversores série ressonantes auto-oscilantes e a integração de estágios para correção do fator de potência são avaliados. Resultados experimentais dos protótipos são obtidos, analisados e discutidos para validação das metodologias aplicadas.

Abstract of Thesis presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the
degree of Doctor in Electrical Engineering

DRIVERS FOR LIGHTING LEDs

Edilson Mineiro Sá Junior

February/2010

Advisor: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Co-advisor: Prof. Fernando Luiz Marcelo Antunes, PhD.

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr. Ing.

Concentration Area: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: Electronic Driver, DC-DC converters, illumination, power factor correction, self-oscillating circuits.

Number of pages: 185

Abstract: This work aims to study specific topologies of electronic drives for lighting LEDs. Firstly it is considered the electrical, optical and thermal properties, of power LEDs. Following, it is presented a simplified LED electrical model for simulation, and it is analyzed the influence of the LED junction temperature in its optical and electrical characteristics. It is also proposed a method for estimating junction temperature for power LEDs. In the sequence, the characteristics required to power supplies for LED, and the influence of the modulation strategy used to change the light intensity of power LEDs are analyzed. DC-DC self-oscillating converters for power LEDs are proposed. The applicability of basic DC-DC converters is analyzed. Moreover, the application of series resonant converters in power LEDs is presented. The simplified LED electric model was used for the analysis and for the design of series resonant converters. It is also analyzed the insertion of a filter capacitor in parallel with the LEDs, as well as the converter operation without the DC bus electrolytic capacitor. The self-oscillating series resonant converters and integration stages for power factor correction are analyzed. Experimental results of the prototypes are obtained, analyzed and discussed to validate the proposed methodologies.

SUMÁRIO

Capítulo 1 – Introdução Geral	1
1.1. Introdução	1
1.2. Objetivos e estruturação do trabalho	8
Capítulo 2 – LEDs de Potência	11
2.1. Introdução	11
2.2. Funcionamento básico dos LEDs	12
2.3. Perdas nos LEDs	15
2.4. Cores dos LEDs	17
2.5. Obtenção de luz branca com os LEDs	18
2.5.1. LED azul recoberto por uma camada de fósforo amarelo	19
2.5.2. LED ultravioleta recoberto por uma camada de fósforo	24
2.5.3. Combinação de LEDs de diferentes cores	25
2.6. Representação matemática das características do LED	29
2.6.1. Modelo elétrico simplificado	29
2.6.2. Extração dos parâmetros do modelo elétrico simplificado	33
2.6.3. Influência da temperatura na curva I - V do LED	39
2.7. Gerenciamento Térmico dos LEDs	41
2.8. Dimensionamento térmico dos LEDs	46
2.9. Proposição de um método de estimação da temperatura da junção para LEDs de potência	53
2.10. Conclusão	62
Capítulo 3 – Conversores CC-CC para LEDs de Potência	64
3.1. Introdução	64
3.2. Característica da fonte utilizada para alimentar o LED	64
3.3. Influência da modulação nos LEDs de potência	66
3.4. Características dos conversores CC-CC para LEDs de potência	70
3.5. Conversores lineares	71
3.6. Conversores CC-CC básicos aplicados em LEDs de potência	73
3.6.1. Conversor buck	74
3.6.2. Conversor boost	74
3.6.3. Conversor buck-boost	75
3.7. Combinação de conversores CC-CC para alimentação de LEDs	76
3.7.1. Conversor buck quadrático modificado	77
3.7.2. Conversor buck com indutor derivado	80
3.7.3. Conversor buck com indutor derivado, com alta redução e baixa ondulação de corrente na saída	82
3.7.4. Conversor buck cúbico	83
3.8. Equalização de corrente em LEDs de potência	84
3.9. Resultados experimentais do conversor buck e buck quadrático	87
3.9.1. Resultados experimentais do conversor buck	87
3.9.2. Resultados experimentais do conversor buck quadrático	90
3.10. Conversores CC-CC auto-oscilantes para LEDs de potência	92
3.11. Conversor buck auto-oscilante	93
3.11.1. Conversor buck auto-oscilante com controle por histerese	95
3.11.2. Resultados experimentais do conversor buck auto-oscilante proposto	98

3.12. Conversor flyback auto-oscilante	101
3.12.1. Resultados experimentais do conversor flyback auto-oscilante	108
3.13. Conclusão	111
Capítulo 4 – Conversor série ressonante aplicado aos LEDs de potência.....	114
4.1. Introdução	114
4.2. Análise do circuito série ressonante nos LEDs de potência	114
4.2.1. Utilização de um capacitor de filtro em paralelo com o LED de potência.....	119
4.2.2. Validação das equações por simulação	123
4.2.3. Resultados experimentais do circuito	126
4.3. Operação sem o capacitor eletrolítico do barramento	129
4.3.1. Validação das equações por simulação	132
4.3.2. Resultados experimentais do circuito	134
4.4. Paralelismo de LEDs no conversor série ressonante	138
4.5. Conversores série ressonantes auto-oscilantes	139
4.5.1. Dimensionamento do circuito de comando e simulação	142
4.5.2. Resultados experimentais	147
4.5.3. Redução do tempo de estocagem dos transistores bipolares	150
4.6. Transformadores eletrônicos aplicados aos LEDs de potência	152
4.7. Correção do fator de potência em circuitos série ressonantes aplicados aos LEDs de potência.....	158
4.7.1. Aplicação do circuito CS-CPPFC nos LEDs de potência	159
4.7.2. Aplicação do boost interleaved nos LEDs de potência	163
4.8. Conclusões.....	168
Capítulo 5 – Conclusões finais.....	171
Referências bibliográficas.....	175

SIMBOLOGIA

1. Símbolos utilizados no trabalho

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>	<i>Unidade</i>
ω	Frequência angular	rad/s
θ	Deslocamento angular entre a tensão e a corrente	rad
η	Rendimento	%
$\Delta I_{RLED_ \%}$	Ondulação de corrente	%
ω_o	Frequência angular natural de ressonância	rad/s
C_f	Capacitor de filtro do circuito série ressonante	F
C_{in}	Capacitor de entrada	F
C_O	Capacitor de saída	F
C_r	Capacitor ressonante	F
C_{ZVS}	Capacitor auxiliar para comutação	F
f_s	Frequência de comutação do inversor	Hz
I_{AVG}	Corrente média	A
I_{AVG_MAX}	Valor máximo do valor médio da corrente	A
I_F	Corrente direta do diodo	A
I_{in}	Corrente de entrada	A
I_{Lb_pk}	Corrente de pico no indutor boost	A
I_{Lps}	Valor da corrente de saturação do transformador	A
I_{MAX}	Corrente máxima admitida pelo LED	A
I_O	Corrente de saturação reversa do diodo	A
$I_{PK_AVG_MAX}$	O valor de pico máximo do valor médio da corrente	A
I_{RMS}	Corrente eficaz	A
k	Constante de Boltzmann ($1,3805 \times 10^{-23}$)	J/K
L_r	Indutor ressonante	H
n	Fator de idealidade	-
n	Lado negativo de uma junção $p-n$	-
N_{aux}	Número de espiras do enrolamento auxiliar	-
N_p	Número de espiras do primário	-
N_s	Número de espiras de secundário	-

p	Lado positivo de uma junção $p-n$	-
P_{in}	Potência na entrada	W
P_{LED}	Potência aplicada no vetor de LEDs	W
P_o	Potência na saída	W
q	Carga do Elétron ($1,602 \times 10^{-19}$)	C
R_{LED}	Resistência série equivalente para n LEDs	Ω
R_S	Resistência série equivalente em um LED	Ω
T	Temperatura	K ou $^{\circ}\text{C}$
t	Tempo	s
V_0	Tensão do modelo simplificado em um LED	V
V_{Cf}	Tensão no capacitor de filtro do circuito série ressonante	V
V_F	Tensão direta no diodo	V
V_{in}	Tensão de entrada	V
V_{LED}	Tensão do modelo simplificado para n LEDs	V
V_m	Tensão de pico da rede elétrica	V
V_{M_MAX}	Valor máximo da tensão de pico da rede elétrica	V

2. Acrônimos e abreviaturas

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
AM	Modulação por Amplitude
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CI	Circuito Integrado
CIC	<i>Continuous Input Current</i>
CP	<i>Charge Pump</i>
CPPFC	<i>Charge Pump Power Factor Correction</i>
CS	<i>Current Source</i>
FC	Fator de Crista
FP	Fator de Potência
HB	<i>High Brightness</i>
HID	<i>High Intensity Discharge</i>
HPS	<i>High Pressure Sodium</i>

IR	Infravermelho
IRC	Índice de Reprodução de Cor
LED	<i>Light Emitting Diode</i>
LPS	<i>Low Pressure Sodium</i>
OLED	<i>Organic Light Emitting Diode</i>
PC	<i>Phosphor-Converted</i>
PFC	<i>Power Factor Correction</i>
PWM	Modulação por Largura de Pulso
RGB	<i>Red Green Blue</i>
RGBW	<i>Red Green Blue White</i>
SSL	<i>Solid State Lighting</i>
TCC	Temperatura de Cor Correlata
TDH	Taxa de Distorção Harmônica
UV	Ultravioleta
VS	<i>Voltage Source</i>

3. Símbolos de unidades de grandezas físicas

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
A	ampere
C	coulomb
Hz	hertz
F	faraday
K	kelvin
H	henry
s	segundos
V	volt
W	watt
Ω	ohm

4. Símbolos dos elementos de circuitos

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
C	Capacitor
D	Diodo
L	Indutor
LED	Diodo Emissor de Luz
D _{st}	Diac
Q	Transistor
R	Resistor
S	Interruptor Ideal
M	MOSFET
U	Circuito Integrado
V	Fonte de Tensão

Capítulo 1 – Introdução Geral

1.1. Introdução

A humanidade depende da luz para a realização da maioria das suas atividades. A iluminação artificial foi “descoberta” há 500.000 anos com o fogo, o qual o homem primitivo utilizava como refúgio da escuridão da noite. Provavelmente, ao mesmo tempo, a humanidade inventou a luz portátil através da queima de um pequeno pedaço de madeira, surgindo a tocha. Por milhares de anos a combustão da madeira, do óleo, da resina e de outros comburentes primitivos foi utilizada para obtenção de luz. Em 1772 a luz a gás foi introduzida pelo inventor escocês William Murdoch e por mais de um século ela foi utilizada com grande sucesso. Em torno de 1850 surgiu a lamparina a querosene, que se tornou amplamente acessível e teve grande impacto nas atividades noturnas do homem civilizado [1].

A história da iluminação, utilizando energia elétrica, começou em torno de 1709 quando se obteve a descarga elétrica gerando luz no vácuo, através de máquinas de fricção. Porém somente em 1879 se obteve a lâmpada com filamento incandescente, inventada por Edison (Estados Unidos) e por Swan (Inglaterra). Esta nova lâmpada funcionava com o aquecimento de um filamento de carbono ou tungstênio dentro de um tubo de vidro, o qual se tornava incandescente. Apesar da inovação, o uso das lâmpadas incandescentes em vias públicas não era aceitável, pois a sua eficiência era baixa (de 6% a 10%) e a sua vida útil era inferior a 1.000 horas, sob certas condições.

Em 1901, Peter Cooper Hewitt patenteou a primeira lâmpada de vapor de mercúrio de baixa pressão. Esta lâmpada foi o primeiro protótipo da lâmpada fluorescente moderna. George Inman, da General Electric, aprimorou o projeto original e criou a primeira lâmpada fluorescente prática. Neste tempo, a eficácia luminosa destas lâmpadas fluorescentes era, aproximadamente, de 65 a 100 lm/W, dependendo do tipo de lâmpada e da sua potência [2].

Em 1920 a lâmpada de descarga de vapor de sódio de baixa pressão (LPS – *Low Pressure Sodium*) foi obtida. Nesta lâmpada, o tubo de descarga contém sódio e gases inertes, neônio e argônio, com os eletrodos de descarga nas extremidades. A sua luz emitida possui o inconveniente de ter uma curva de distribuição espectral monocromática correspondente à cor amarela, o que distorce as outras cores. Assim, apesar da sua elevada

eficiência luminosa, ela é aplicável em locais onde o contraste é mais importante do que a reprodução da cor. No seu surgimento, foi antecipado que a luz amarela emitida por esta lâmpada seria melhorada, se a pressão pudesse ser aumentada dentro de certos limites, com uma pequena perda na eficiência luminosa [3].

O principal problema para obter a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão (HPS – *High Pressure Sodium*) foi encontrar um material para o tubo de descarga, sendo transmissor de luz e resistente ao ataque do sódio nas altas temperaturas envolvidas. A primeira lâmpada prática foi construída no início dos anos 60 nos Estados Unidos. A contínua pesquisa nesta área resultou no aparecimento de lâmpadas com melhor eficiência luminosa e com extensa gama de potências.

Iniciando prematuramente no século XX, a emissão de luz em um material sólido, causada por uma fonte elétrica, foi reportada e chamada de eletroluminescência, nascendo o diodo emissor de luz (LED – *Light Emitting Diode*). A primeira publicação citando a eletroluminescência, mostrada na Fig. 1.1, foi escrita por Henry Joseph Round em 1907. Este primeiro LED possuía uma curva característica de corrente-tensão de um retificador. A sua luz era produzida devido ao contato de um cristal de SiC (carboneto de silício) com eletrodos metálicos, que formava um retificador Schottky por contato [4]. Em 1928, Lossev reportou investigações detalhadas do fenômeno de luminescência observada nos retificadores metal-semicondutor de SiC. Embora muitos LEDs de SiC tenham sido comercializados nos anos 90, eles não eram um produto viável. No final, os melhores LEDs de SiC emitiam luz no espectro do azul (470 nm) e sua eficiência era de apenas 0,03%, o que não compete com os atuais semicondutores que utilizam compostos do grupo III-V da tabela periódica.

Nos anos 50, cientistas britânicos conduziram experimentos no semicondutor de GaAs, o qual exibiu eletroluminescência, ou a emissão, de um baixo nível de luz infravermelha, levando a criação do primeiro LED “moderno” [2]. Em 1962, foi desenvolvido, por Nick Holonyak Jr., o primeiro dispositivo utilizado como indicador, mostrado na Fig. 1.2. Este LED emitia luz vermelha com baixíssima eficiência, 0,1 lm/W, e era baseado em camadas de GaAsP. Muitos dos avanços na tecnologia dos LEDs foram feitos por alunos de Holonyak, como M. George Craford, que desenvolveu o primeiro LED amarelo em 1970 e que encabeça a companhia chamada Philips-Lumileds (em San José, Califórnia) [5] e [6].

A Note on Carborundum.

To the Editors of Electrical World:

Sirs:—During an investigation of the unsymmetrical passage of current through a contact of carborundum and other substances a curious phenomenon was noted. On applying a potential of 10 volts between two points on a crystal of carborundum, the crystal gave out a yellowish light. Only one or two specimens could be found which gave a bright glow on such a low voltage, but with 110 volts a large number could be found to glow. In some crystals only edges gave the light and others gave instead of a yellow light green, orange or blue. In all cases tested the glow appears to come from the negative pole, a bright blue-green spark appearing at the positive pole. In a single crystal, if contact is made near the center with the negative pole, and the positive pole is put in contact at any other place, only one section of the crystal will glow and that the same section wherever the positive pole is placed.

There seems to be some connection between the above effect and the e.m.f. produced by a junction of carborundum and another conductor when heated by a direct or alternating current; but the connection may be only secondary as an obvious explanation of the e.m.f. effect is the thermoelectric one. The writer would be glad of references to any published account of an investigation of this or any allied phenomena.

NEW YORK, N. Y.

H. J. ROUND.

Fig. 1.1 – Primeira publicação reportando o fenômeno da eletroluminescência [4].

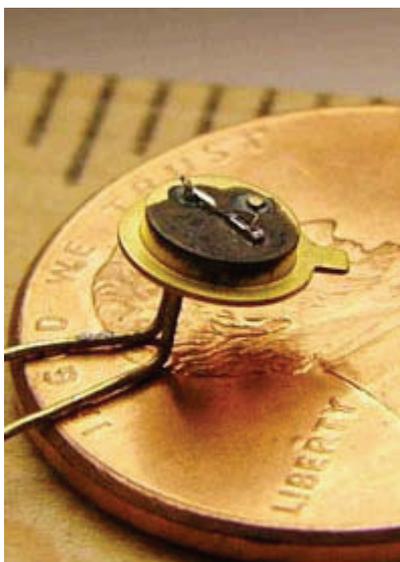


Fig. 1.2 – Primeiro LED indicador .

Nos anos 70 foram descobertos os primeiros LEDs de cor verde, laranja e amarelo. No passado, os LEDs de diferentes cores possuíam baixa eficiência e a cor emitida era obtida utilizando filtros ópticos (invólucro em epóxi da cor desejada) [6].

Por décadas, os pesquisadores de dispositivos semicondutores sonhavam em obter o LED azul. As inovações tecnológicas obtidas por S. Nakamura nos anos 90, produzindo os LEDs azuis e verdes baseados em GaN, tiveram um impacto profundo na tecnologia dos LEDs. Com o desenvolvimento dos LEDs azuis de alto brilho, o mercado de LEDs cresceu significativamente. Pela combinação do vermelho, do verde e do azul era possível obter as três cores primárias, os painéis luminosos com cores plenas (*full-color*) e a luz branca [7]. Paralelamente ao esforço de criar os LEDs brancos, os pesquisadores têm trabalhado para

aprimorar a eficiência da tecnologia. Atualmente, em 2010, alguns LEDs comerciais possuem eficácia luminosa superior a 100 lm/W, comparados com a eficácia luminosa das lâmpadas fluorescentes e de algumas lâmpadas de descarga de alta intensidade (HID – *High Intensity Discharge*) [2].

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

No final dos anos 70, após a invenção dos LEDs verdes, o Dr. Ching Tang da Eastman Kodak descobriu que ao enviar um impulso elétrico através de um composto de carbono causava, desta forma, um brilho no material. Continuando a pesquisa neste sentido, Dr. Ching Tang desenvolveu o primeiro diodo emissor de luz orgânico (OLED – *Organic Light-Emitting Diode*). Um artigo sobre sua pesquisa foi publicado em 1987. Deste então, os pesquisadores dos OLEDs têm desenvolvido OLEDs brancos, em laboratório, com eficiência de até 102 lm/W [2]. O primeiro dispositivo OLED de polímero foi desenvolvido em 1990.

Os OLEDs tiveram melhorias dramáticas em desempenho nos últimos quinze anos. Dois tipos principais de OLEDs surgiram, o baseado em polímero conjugado e o baseado em materiais de pequeno peso molecular. Os materiais orgânicos requerem tecnologias diferentes para a construção do dispositivo; evaporação térmica (o material evaporado é depositado em um substrato) ou camada formada por giro (em alta rotação a substância é espalhada uniformemente no substrato). As propriedades elétricas, mecânicas e térmicas dos materiais de semicondutores orgânicos são diferentes dos materiais dos semicondutores inorgânicos. Embora atualmente os OLEDs sejam vendidos comercialmente apenas como displays, empresas estão desenvolvendo pesquisas com OLEDs brancos para produtos comerciais, que poderão ser vendidos no futuro para aplicações em iluminação geral [2].

O OLED possui um baixo consumo, elevada vida útil e elevado contraste, quando comparado com os displays de cristal líquido (LCD). A Fig. 1.3 mostra fotos de dois displays baseados em OLEDs fabricados pela OSRAM. Como não existe atualmente um

dispositivo OLED comercial para iluminação geral e não é prevista a sua comercialização antes de 2015, esta tecnologia não será abordada neste trabalho.

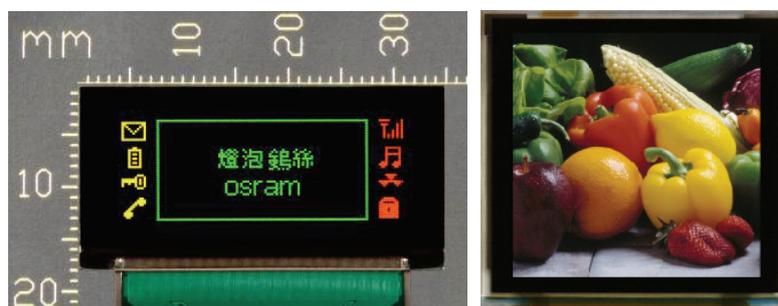


Fig. 1.3 – Displays baseados em OLED.

As três fontes de luz tradicionais (lâmpadas incandescente, fluorescente e HID) possuem o atual nível de eficiência após 60 a 120 anos de pesquisa e desenvolvimento. Os pesquisadores das indústrias têm estudado todos os aspectos para aprimorar a eficiência dessas fontes. Um incremento na eficiência é possível, mas pouco significativo. Por outro lado, a tecnologia da iluminação de estado sólido (SSL – *Solid-State Lighting*), que compreende os LEDs e os OLEDs, tem o potencial para ter o dobro de eficiência das atuais fontes de luz branca. Este prognóstico é baseado em projeções de especialistas, mostrado na Fig. 1.4 [2]. A evolução dos LEDs, chamada de lei *Craford's*, mostra que o desempenho da emissão de luz aumenta dez vezes a cada década.

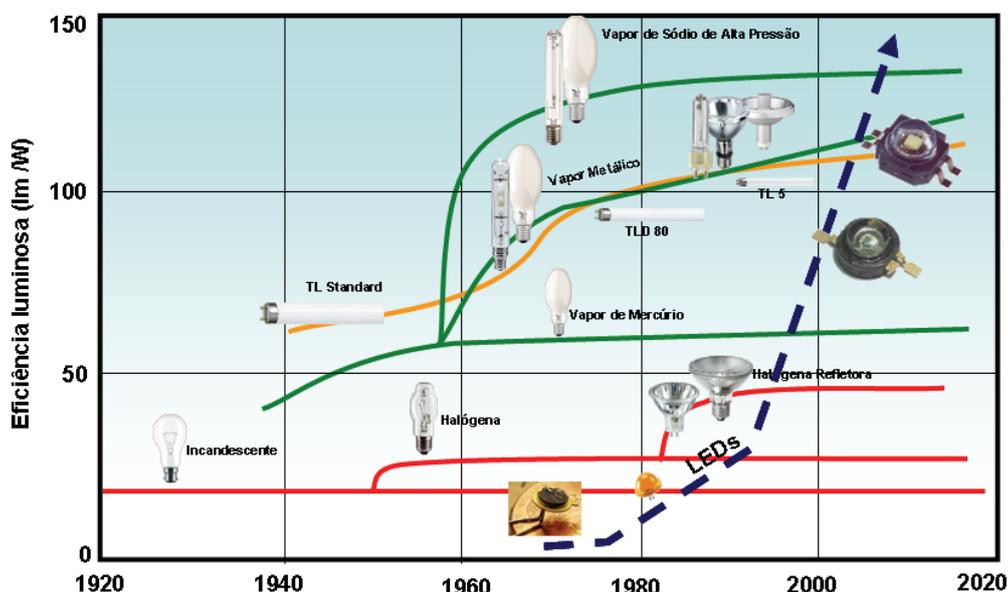


Fig. 1.4 – Evolução das principais fontes de luz branca.

Os LEDs têm um importante papel em muitas aplicações, em grandes painéis luminosos, em iluminação de automóveis, em iluminação de aviões e em semáforos. Os LEDs terão um papel muito mais importante no futuro, tanto na iluminação arquitetônica,

quanto na iluminação em geral. Por outro lado, com os avanços da tecnologia de fabricação na dimensão de nano escala, as aplicações dos LEDs não serão mais limitadas às aplicações anteriormente citadas. A nova geração de LEDs planares de alto brilho, como por exemplo os LEDs com cavidade ressonante, mostra-se promissora em muitas aplicações avançadas. Em aplicações para comunicação óptica e outras aplicações, por exemplo, em sensores, em impressoras e em digitalizadores de documentos [7].

Atualmente observa-se um crescente aumento no consumo de energia nos diversos segmentos do mercado elétrico mundial, sendo que a energia consumida para iluminação representa em torno de 20% do total. Atualmente os LEDs de alto brilho estão sendo utilizados em aplicações tradicionalmente dominadas pelas lâmpadas incandescentes e outras fontes de luz, sendo utilizados em sinais de trânsito, iluminação interna de veículos, iluminação de ambientes arquitetônicos e painéis luminosos com cores plenas. Segundo a OIDA (*Optoelectronics Industry Development Association*) a eficácia luminosa dos LEDs em 2002 estava em torno de 25 lm/W, em 2007 chegaria a 50 lm/W substituindo as lâmpadas incandescentes, em 2012 chegaria a 150 lm/W substituindo as lâmpadas fluorescentes e em 2020 chegaria 200 lm/W [8] e [9].

Hoje os LEDs podem ser divididos em três categorias: LEDs indicadores, LEDs de alto brilho (HB-LEDs) e LEDs de potência. Os LEDs indicadores são os LEDs mais comuns e geralmente possuem um invólucro colorido que tem a função de filtro óptico. Já os LEDs de alto brilho emitem em um comprimento de onda específico e não necessitam de filtros ópticos. Assim, estes LEDs são geralmente transparentes e possuem uma eficiência maior que a dos LEDs indicadores, o que permite a extração de um fluxo luminoso maior. Os HB-LEDs já são bastante empregados em aplicações sem necessidade de reflexão da luz e em aplicações com baixa luminosidade como, por exemplo, em semáforos, em painéis eletrônicos e em lanternas. Os LEDs de potência são caracterizados pela necessidade da utilização de dissipador e por suportarem potências maiores ou iguais a 1W. Estes LEDs já são utilizados para iluminação em ambientes internos, sendo aplicados em projetos arquitetônicos e vitrines, substituindo as lâmpadas halógenas. Atualmente, estão disponíveis módulos planares de LEDs, compostos por vários semicondutores em um único encapsulamento, que podem ser chamados de LEDs de alta potência e que possuem uma potência total de até 200 W. A Fig. 1.5 mostra os invólucros mais comuns das três categorias de LED.



LED indicador

LED de alto brilho

LED de potência

Fig. 1.5 – Invólucros mais comuns das três categorias de LED.

Vários fabricantes desenvolvem LEDs brancos, com fósforo amarelo, para aplicações em iluminação. Entre estas companhias destacam-se: Lumileds, antigo empreendimento conjunto entre Philips e Agilent Corporations, atualmente pertencente apenas à Philips e agora chamada de Philips-Lumileds; GELcore, empreendimento conjunto da Emcore e GE Lighting Corporations; Nichia Corporation, empresa japonesa que desenvolveu o primeiro LED azul (Nakamura) [4]; Osram Opto Semiconductors, também fabricante de reatores eletrônicos para os LEDs; Cree Lighting Corporation, que desenvolve diodos de SiC e atualmente desenvolve LEDs de alta eficiência; Edson Opto, que desenvolve módulos planares de LEDs com potência de até 200 W; Seoul Semiconductor que possui uma linha de LEDs de potência com conexão direta a rede elétrica (110 V ou 220 V) [10].

Em outubro de 2006, Narukawa et al. [11], da Nichia Corporation, apresentaram um LED branco de 20 mA com eficácia luminosa de 138 lm/W, sendo esta eficácia luminosa 1,5 vezes maior do que a da lâmpada fluorescente (90 lm/W). A mesma tecnologia aplicada em um LED de 350 mA e de 106 lm, apresentou uma eficácia luminosa de 91,7 lm/W. Para um LED de 2 A foi atingido um fluxo luminoso de 402 lm, o que equivale a um fluxo total de uma lâmpada incandescente de 30 W.

Em setembro de 2007, a empresa Cree desenvolveu um protótipo de uma matriz de LEDs com eficácia luminosa de 95 lm/W para uma corrente de 350 mA. Em junho de 2008, a empresa Universal Display Corporation demonstrou um OLED com luz branca fosforescente, com um recorde de eficácia de 102 lm/W para 1000 cd/m². Neste mesmo mês, a Philips Solid-State Lighting Solutions e a Cree desenvolveram, em conjunto, um protótipo de uma lâmpada branca “quente” (baixa temperatura de cor correlata), LED PAR (*Parabolic Aluminized Reflector* – refletor parabólico com película de alumínio). Para esta lâmpada, foi obtida uma eficiência de 69 lm/W e um fluxo luminoso de 681 lumens. Em setembro de 2008, a empresa Cree criou um LED com eficácia de 107 lm/W para uma

corrente de 350 mA [2]. Em novembro de 2008, a Cree apresentou um protótipo com eficiência de 161 lm/W para uma corrente de 350 mA e um temperatura de cor correlata de 4689 K. A constante melhoria da eficiência nos LEDs, apesar das eficiências alcançadas serem para uma temperatura de junção de 25 °C, o mostra como o “futuro da iluminação”.

1.2.Objetivos e estruturação do trabalho

Este trabalho tem o objetivo específico de estudar estruturas de reatores eletrônicos para LEDs de iluminação. Entretanto, por ser uma tecnologia muito recente, é necessária uma análise aprofundada desses componentes, o que permite determinar as estruturas de potência que podem ser aplicadas e dimensionar das mesmas. Também, ainda existe uma falta de padronização e de normas específicas para os LEDs de potência, para algumas aplicações. Assim, dependendo da aplicação, as características ópticas dos LEDs e elétricas dos circuitos são comparadas com as características das lâmpadas convencionais.

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

O texto desta tese está dividido em cinco capítulos, que foram repartidos considerando as análises teóricas necessárias, as características dos circuitos e os experimentos desenvolvidos ao longo do estudo. Assim, em cada capítulo constam as suas respectivas análises teóricas, os seus resultados de simulação e os seus resultados experimentais, quando necessário.

O primeiro capítulo mostra uma seqüência histórica do surgimento dos LEDs, o que permite compreender o desenvolvimento desta tecnologia e as suas tendências.

O segundo capítulo analisa as propriedades elétricas, ópticas e térmicas dos LEDs de potência. As técnicas para obtenção da luz branca com os LEDs são estudadas, sendo

analisada a qualidade da luz gerada com cada técnica abordada. Este estudo permite prever a influência da temperatura da junção semicondutora, da técnica empregada e da modulação, na luz branca obtida. Neste capítulo também é apresentado um modelo elétrico simplificado para simulação e, posteriormente, é analisada a influência da temperatura da junção nas características elétricas e no comprimento de onda emitido pela junção semicondutora do LED. Devido a sua importância, o gerenciamento térmico nos LEDs de potência e o dimensionamento térmico são abordados. Decorrente da análise teórica, é proposto um método de estimação da temperatura da junção semicondutora para os LEDs de potência. Este método de estimação foi apresentado em 2007 [12], sendo posteriormente utilizada uma técnica semelhante por pesquisadores do *National Institute of Standard and Technology* (Estados Unidos) em 2008 [13].

O terceiro capítulo analisa a característica necessária às fontes de alimentação dos LEDs de potência e a influência do tipo de modulação utilizada para modificar a intensidade luminosa dos LEDs de potência. Para utilização da modulação por largura de pulso, é estudada a influência da frequência da modulação na aplicação dos LEDs para iluminação. Também são analisados os conversores lineares e CC-CC aplicáveis aos LEDs de potência, bem como a combinação de conversores CC-CC. Neste capítulo são avaliados conversores CC-CC auto-oscilantes para LEDs de potência, sendo proposta a utilização de duas estruturas, o conversor buck auto-oscilante com controle por histerese e o conversor flyback auto-oscilante. Nas estruturas, o modelo elétrico simplificado do LED é inserido para análise e dimensionamento dos circuitos. Os detalhes de projeto, a unificação de estágios para correção do fator de potência e a implementação de alguns conversores não são abordados, pois podem ser encontrados no livro *Power Supplies for LED Driving*, de Steve Winger [14].

O quarto capítulo analisa a aplicação dos conversores série ressonantes nos LEDs de potência. O modelo elétrico simplificado é utilizado para a análise do circuito série ressonante nos LEDs de potência. Posteriormente, é estudada a inserção de um capacitor de filtro em paralelo com os LEDs de potência. Para possibilitar o aumento da vida útil do reator eletrônico, foi analisada a sua operação sem o capacitor eletrolítico do barramento, o que também permite a correção do fator de potência. Os conversores série ressonantes auto-oscilantes aplicados aos LEDs de potência são analisados. Para estes circuitos, é estudada a redução do tempo de estocagem dos transistores bipolares, o que os torna menos susceptíveis às variações de temperatura. Em decorrência da popularização da

utilização dos transformadores eletrônicos nas lâmpadas dicróicas, estes são estudados e aplicados para redução da tensão da rede elétrica. Com a utilização de um estágio de saída, eles são utilizados na alimentação dos LEDs de potência. A correção do fator de potência em circuitos série ressonantes aplicada aos LEDs de potência também é estudada. A característica não linear dos LEDs é ponderada para alguns destes circuitos.

O quinto capítulo descreve as conclusões finais, onde são mostradas as principais características e aplicações dos conversores estudados.

Capítulo 2 – LEDs de Potência

2.1. Introdução

Os Diodos Emissores de Luz (LEDs – *Light Emitting Diodes*) já são bastante utilizados para iluminação em aplicações especiais como, por exemplo, em projetos arquitetônicos de iluminação, em painéis luminosos, em semáforos e em sinalização de trânsito. Entretanto, este é um pequeno nicho de aplicações quando comparado com o uso para iluminação em geral. Os LEDs, embora ainda possuam um alto custo inicial, apresentam um elevado tempo de vida (> 50.000 horas). Esta característica reduz os custos com manutenção, o que os torna atrativos. Em algumas aplicações, principalmente em locais de difícil acesso, o aumento do intervalo entre as manutenções permite um rápido retorno do investimento. Também, diferente do que ocorre com a maioria das lâmpadas, a sua intensidade luminosa cai lentamente com o tempo de uso e não se extingue subitamente em condições normais de operação. Os LEDs são componentes de estado sólido e, por este motivo, constituem as lâmpadas de estado sólido (*SSL - Solid State Lighting*). Eles também não possuem encapsulamento frágil, não possuem gases tóxicos, não utilizam metais pesados e não oferecem nenhum risco de explosão, de quebra ou de possibilidade de contaminação.

Os LEDs de potência para iluminação surgiram há mais de uma década, mas só recentemente têm sido publicados trabalhos dedicados aos LEDs com potência igual ou superior a 1 W. Os LEDs de potência emitem luz na faixa de comprimento de onda visível e as perdas são convertidas em calor conduzido, o que geralmente obriga o uso de dissipadores volumosos. Por isto, o aquecimento da junção dos LEDs é um dos principais problemas enfrentados pela atual tecnologia, pois provoca mudanças nas suas características ópticas e reduz o seu tempo de vida.

Este capítulo analisa os LEDs de potência, descrevendo os efeitos da temperatura da junção na cor, na vida útil e na intensidade luminosa do LED. Também descreve a obtenção de um modelo simplificado, que pode ser aplicado em simuladores como o PSPICE[®]. Além da descrição e equacionamento dos efeitos físicos no LED, este capítulo trata do gerenciamento e projeto térmico para estes dispositivos. No final, após os embasamentos físico e matemático, propõe-se uma metodologia para estimação da

temperatura da junção, a qual não sofre influência da variação na resistência série na tensão direta ou na resistência térmica do LED.

2.2. Funcionamento básico dos LEDs

O funcionamento do diodo emissor de luz, o LED, é baseado em uma forma especial de eletroluminescência, produzida pela injeção de portadores em uma junção $p-n$. Quando uma junção $p-n$ é polarizada no sentido direto, os buracos do lado p e os elétrons do lado n movem-se em sentidos opostos em direção à região de depleção. Os buracos injetados no lado n recombinaem com elétrons que estão chegando à região de depleção, enquanto os elétrons injetados no lado p recombinaem com buracos que lá se encontram. Desta forma, todos os elétrons e buracos que participam da corrente se recombinaem nas imediações da região de depleção, numa camada de espessura L_p do lado p e L_n do lado n [15]. A energia liberada pela recombinação dos elétrons com os buracos na região de depleção gera fótons, luz, detalhe mostrado na Fig. 2.1.

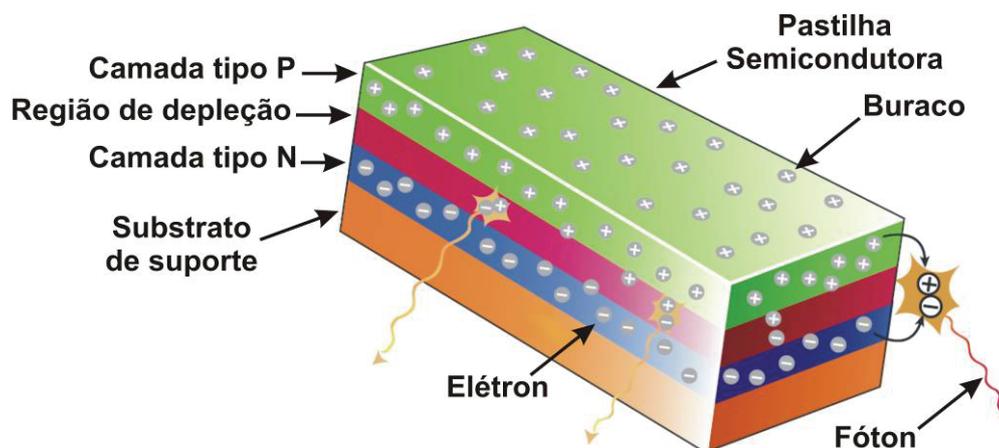


Fig. 2.1 – Detalhe da recombinação e emissão de fótons em LED, quando alimentado por uma corrente direta.

Se a recombinação de cada par elétron-buraco resulta na emissão de apenas um fóton, o semicondutor tem *gap* direto. Entretanto, se o semicondutor da junção tiver *gap* indireto, como Si ou Ge, além dos fótons, a recombinação produz fônons e, portanto, calor. Isto torna a emissão de luz pouco eficiente nos semicondutores de *gap* indireto. Por essa razão é preciso utilizar semicondutores de *gap* direto para fabricar lasers e LEDs. Entre os semicondutores de *gap* direto destacam-se GaAs, InSb, InAs, InP, PbS, CdS e CdTe. Nem todos os compostos do grupo III-V da tabela periódica são de *gap* direto, sendo que GaP e AlSb têm *gap* indireto [16].

Os materiais mais utilizados na fabricação de LEDs indicadores são ligas ternárias $\text{Ga}_x\text{Al}_{1-x}\text{As}$ e $\text{GaAs}_{1-x}\text{P}_x$. O GaAs é um semicondutor de *gap* direto, de baixa resistividade, que pode ser facilmente dopado com impurezas *n* ou *p*, para a formação da junção *p-n*. As junções de GaAs têm grande eficiência de luminescência em transições interbanda, que ocorrem num comprimento de onda de aproximadamente 870 nm. Este valor corresponde ao espectro relativo ao infravermelho. Como GaP tem um *gap* de energia maior, as ligas formadas por GaAs e GaP têm transições interbanda com menor comprimento de onda que em GaAs. É interessante notar que ao contrário de GaAs, GaP tem *gap* indireto. Entretanto, o *gap* da liga $\text{GaAs}_{1-x}\text{P}_x$ é direto para $x < 0,45$, como GaAs, porém torna-se indireto para $x > 0,45$. A liga de composição $\text{GaAs}_{0,6}\text{P}_{0,4}$, com *gap* direto, é muito utilizada na fabricação de LEDs que produzem luz vermelha em transições interbanda, com comprimento de onda em 650 nm [16].

A liga $\text{Ga}_x\text{Al}_{1-x}\text{As}$ também é muito utilizada na fabricação de LEDs de alta eficiência. É comum encontrar dispositivos feitos com heterojunções de $\text{Ga}_{0,3}\text{Al}_{0,7}\text{As}$ tipo *n* e $\text{Ga}_{0,6}\text{Al}_{0,4}\text{As}$ tipo *p*. Nesse sistema, os elétrons do lado *n* são injetados no lado *p*, onde produzem transições para os níveis das impurezas aceitadoras, com emissão de fótons de 650 nm (vermelho). A radiação produzida no lado *p* atravessa o lado *n* sem absorção, pois este tem um *gap* de energia maior, o que faz com que estes LEDs tenham eficiência muito alta. No final da década de 1990 foi desenvolvida a tecnologia de fabricação de LEDs eficientes de GaN, que têm um *gap* correspondente à luz azul. Isto permitiu a fabricação de painéis eletrônicos contendo agrupamentos de LEDs com as três cores básicas do espectro visível, simulando uma fonte de luz branca. Atualmente, a principal tecnologia utilizada para obtenção dos LEDs brancos utiliza LEDs azuis de GaN recobertos por um tipo de fósforo amarelo.

A Fig. 2.2 mostra a configuração das camadas sobrepostas de um LED e a foto de um corte perpendicular em um LED convencional baseado no GaN [15]. Na camada tipo *p* ocorre o contato ôhmico e a formação dos buracos. Na região de depleção ocorre a liberação de fótons com alta eficiência e com baixas barreiras de energia. Na região do tipo *n* ocorre o outro contato ôhmico. A camada de nucleação compreende a região de interface entre a camada do tipo *n* e o substrato. O substrato de safira é utilizado para a deposição da camada tipo *n* e nesta configuração atua como condutor térmico para a dissipação do calor formado no componente.

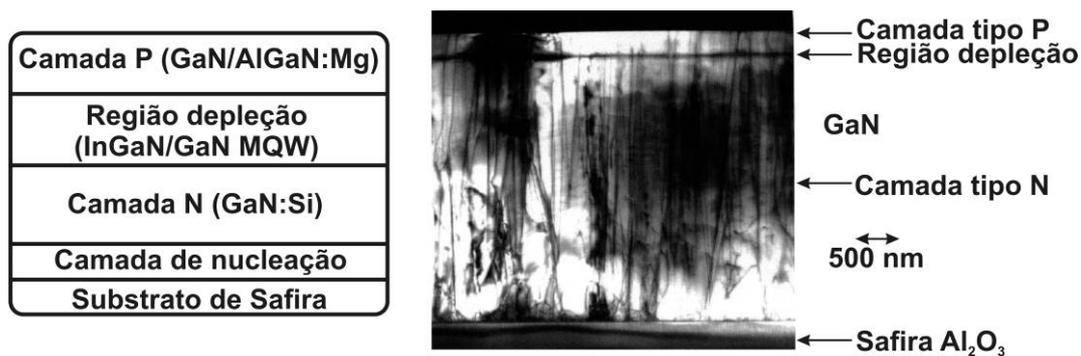


Fig. 2.2 – Camadas de um LED de potência [15].

A Fig. 2.3 mostra o detalhe dos contatos elétricos de um LED convencional baseado em GaN. A luz destes dispositivos é emitida através da camada superior de *p*-GaN. Entretanto, devido a condutividade elétrica limitada da camada *p*-GaN, há a necessidade de uma camada metálica superficial para propagação da corrente, a qual é depositada na superfície da camada *p*-GaN. Esta camada metálica para propagação da corrente é composta de Ni e Au, que absorvem parcialmente a luz, resultando uma baixa eficiência na extração de luz. Para reduzir esta absorção, a espessura desta camada é restringida a poucas dezenas de Angstroms. Contudo, essa pequena espessura limita a corrente propagada na camada *p*-GaN e, conseqüentemente, a potência do dispositivo. Assim, a potência de operação destes dispositivos fica limitada pela estrutura da camada-*p* [17].

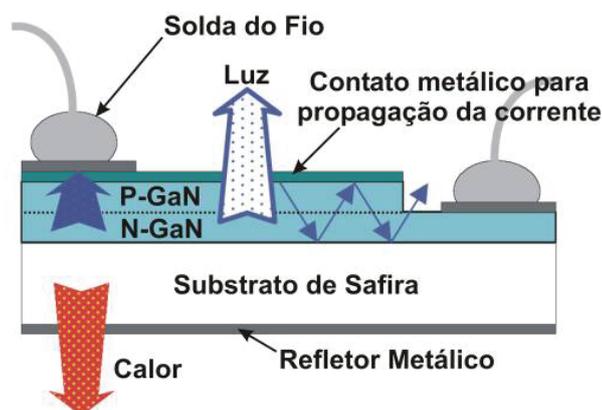


Fig. 2.3 – Detalhes de um LED de GaN comercial. A luz extraída é parcialmente absorvida pelo contato metálico para propagação da corrente [17].

Outra forma de montagem do LED é mostrada na Fig. 2.4. Neste tipo de montagem a pastilha semicondutora é invertida e o substrato de safira fica posicionado na parte superior. Esta inversão possibilita uma troca maior de calor da pastilha semicondutora, o que permite manter mais frios o fósforo amarelo (utilizado em LEDs brancos) e o material encapsulante, que são colocados sobre o substrato de safira. Este tipo de montagem

permite aumentar a densidade de potência, sendo reportada a sua duplicação [15], [17] e [18].

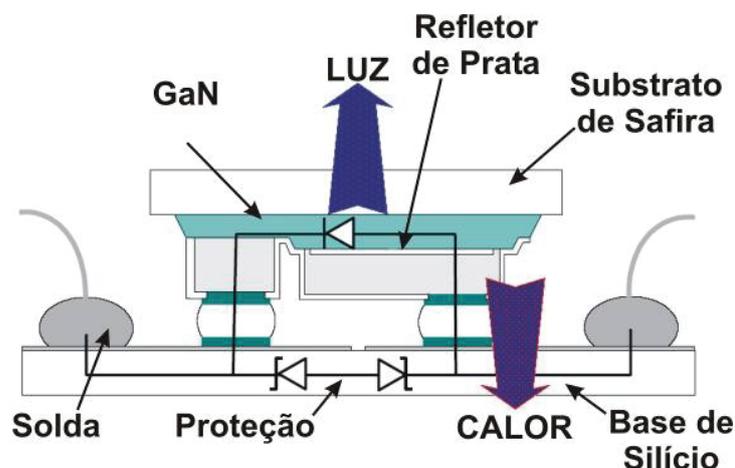


Fig. 2.4 – LED com a pastilha semicondutora invertida.

A tecnologia da pastilha semicondutora invertida é utilizada em LEDs brancos de 5 W e 180 lumens fabricados pela Philips-Lumileds. Esta tecnologia também permite um aumento da extração de luz da pastilha, uma vez que o substrato permite a luz escapar mais facilmente. Entretanto, esta tecnologia necessita de mais etapas de fabricação, o que aumenta o seu custo [18].

A definição do melhor processo a ser adotado para a construção dos LEDs depende da evolução na tecnologia dos materiais empregados e das técnicas de crescimento das camadas. Como exemplo, cita-se a utilização de substratos condutores ou não-condutores.

2.3. Perdas nos LEDs

A propagação de corrente, a partir dos contatos elétricos, é responsável por parte das perdas no LED. A camada p não possui uma alta condutividade elétrica, o que ocasiona um espreadimento da corrente e gera perdas ôhmicas. Isso é diretamente refletido no modelo elétrico do LED, com uma contribuição para o aparecimento de uma resistência em série intrínseca no modelo. A resistência série é um parâmetro crítico para os LEDs de potência e determina a densidade de potência que ele pode operar [17].

Os contatos elétricos, eletrodos, são projetados para atingirem o objetivo de otimizar tanto as propriedades elétricas quanto as propriedades ópticas. As propriedades elétricas básicas dos contatos do LED foram primeiramente estudadas nos diodos de barreira Schottky. Estes diodos são formados através de uma deposição de um metal em um semicondutor, como nos contatos elétricos dos LEDs, resultando na formação de uma

junção Schottky, a qual forma uma barreira de potencial na interface metal-semicondutor. Entretanto, em muitos componentes do grupo III-V, a altura da barreira frequentemente depende muito pouco do metal. Assim, baixas barreiras podem ser obtidas com a dopagem do semicondutor e os contatos elétricos altamente condutivos possibilitam uma linearidade e uma baixa resistência [4].

Os LEDs com cor azul e verde, de GaInN, possuem uma resistência série maior do que os LEDs de cor vermelho e âmbar, de AlGaInP. A elevada resistência série nos LEDs de GaInN pode ser atribuída a vários fatores, incluindo a resistência “lateral” na camada do tipo n para dispositivos crescidos em substrato de safira, o forte efeito da polarização que ocorre em materiais da família do nitreto, a baixa condutividade da camada do tipo p e a alta resistência de contato da camada do tipo p . Entretanto, a condutividade da camada do tipo p aumenta com o aumento da temperatura, o que resulta na redução da resistência série e a torna dependente da temperatura [4].

A resistência série também pode ser reduzida com a modificação nos eletrodos. Esta modificação permite a redução do caminho que a corrente percorre, reduzindo o espreadimento e, conseqüentemente, as perdas ôhmicas. A Fig. 2.5 mostra os caminhos percorridos pelos elétrons em uma configuração convencional (a) e em (b) utilizando eletrodos modificados usados em LEDs de potência[15].

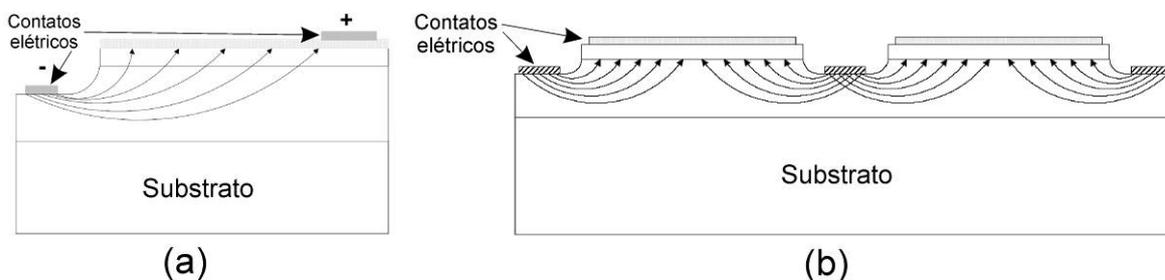


Fig. 2.5 – Caminhos percorridos pelos elétrons: (a) configuração convencional e (b) eletrodos modificados.

A geometria do contato elétrico é importante, além da melhoria da distribuição de corrente, para extração do máximo de luz. A Fig. 2.6 mostra algumas geometrias utilizadas em LEDs de alto brilho: (a) contato circular simples para uma pastilha padrão; (b) contato com projeção; (c) e (d) contatos complexos para pastilhas largas [1]. Estes contatos são projetados para que haja um equilíbrio entre a redução da resistência série e a quantidade de luz refletida nos contatos. A luz refletida não é responsável diretamente pelas perdas ôhmicas, mas responde pelas perdas ópticas que também elevam a temperatura do dispositivo.

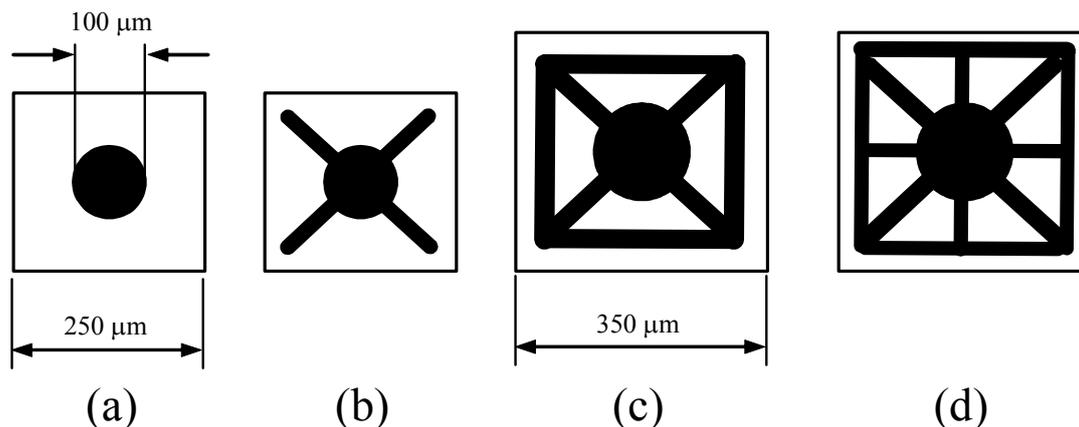


Fig. 2.6 – Geometrias de contato utilizadas em LEDs de alto brilho: (a) contato circular simples para uma pastilha padrão; (b) contato com projeção; (c) e (d) contatos complexos para pastilhas largas [1].

Com o intuito de aumentar a eficiência, os fabricantes projetam os LEDs com o objetivo de reduzir a resistência em série intrínseca e ao mesmo tempo otimizar a extração de luz da região de depleção. Entretanto, apesar das variações nas técnicas de construção, os LEDs possuem características elétricas semelhantes, pois o princípio básico de funcionamento é o mesmo.

Assim, a eficiência total de um LED depende da eficiência quântica (fótons gerados por elétron), da eficiência elétrica, da eficiência de extração (fótons extraídos por fótons gerados), da eficiência do fósforo amarelo (quando utilizado em LEDs Brancos) e da eficiência do seu encapsulamento. Diferente das lâmpadas incandescentes e de descarga, os LEDs basicamente emitem luz visível e calor, o qual é extraído por condução. Assim, o desenvolvimento da atual tecnologia é focado na extração do calor da junção e na redução dos efeitos da elevação da temperatura, o que permite o aumento das potências destes dispositivos.

2.4. Cores dos LEDs

A luz emitida por um LED é monocromática, sendo a cor dependente do cristal e da impureza de dopagem com que o componente é fabricado. Os compostos mais usados atualmente nos LEDs de potência são o AlInGaP e o InGaN. O LED que utiliza AlInGaP pode emitir no comprimento de onda relativo ao vermelho ou ao amarelo, dependendo da sua dopagem. Já o que utiliza InGaN pode emitir no comprimento de onda relativo do azul para o verde, que também depende da concentração. A Fig. 2.7 mostra a faixa de comprimento de onda em que os compostos de AlInGaP e de InGaN são utilizados.

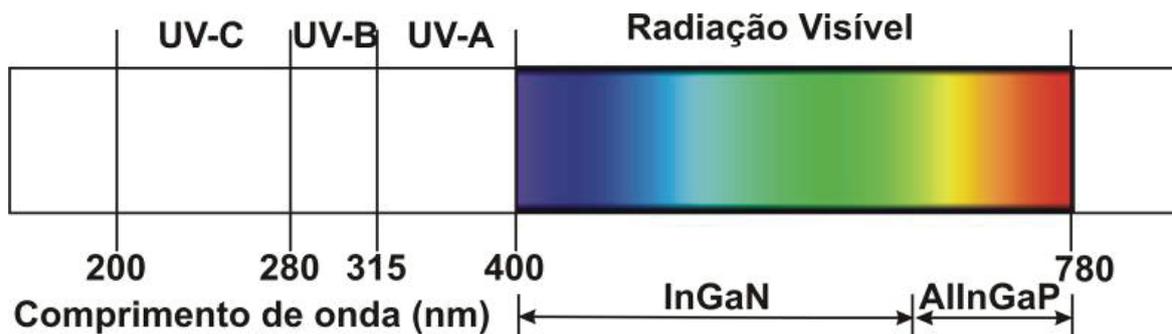


Fig. 2.7 – Faixa de comprimento de onda em que os compostos de AlInP e de InGaN são utilizados.

A localização de diferentes LEDs no diagrama de cromaticidade (1931 CIE) é mostrada na Fig. 2.8 [19]. A inspeção da Fig. 2.8 revela que a localização dos LEDs vermelho e azul é no perímetro do diagrama de cromaticidade. Entretanto, os LEDs azul-verde e verde estão localizados fora do perímetro. Estes LEDs estão mais ao centro devido à largura de banda mínima do espectro de emissão e à forte curvatura do diagrama de cromaticidade na faixa de comprimento de onda do verde [4].

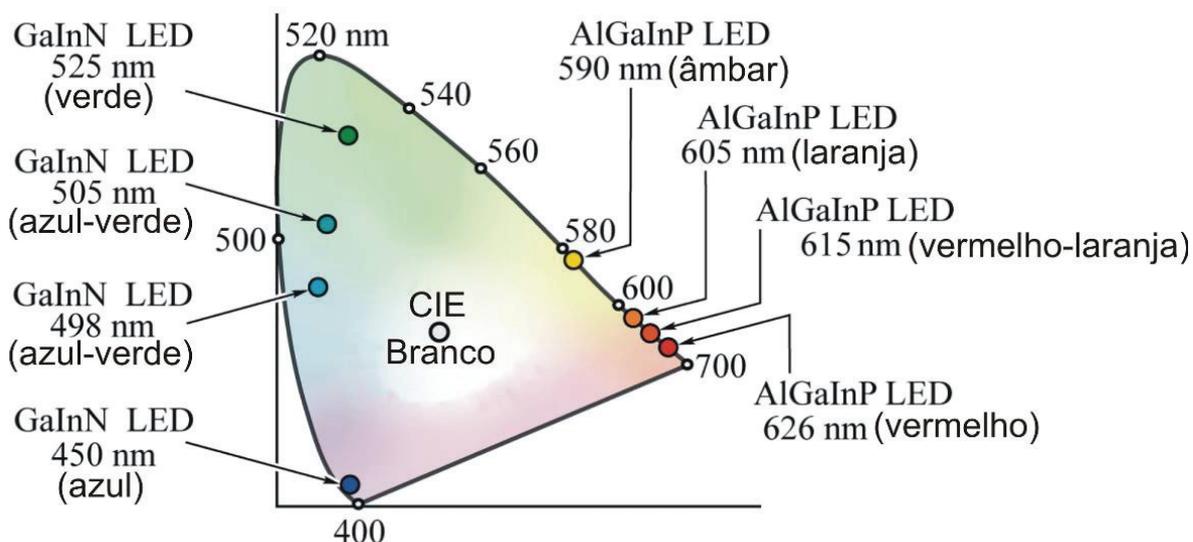


Fig. 2.8 – Localização de diferentes LEDs no diagrama de cromaticidade [4].

2.5. Obtenção de luz branca com os LEDs

As três formas mais utilizadas para obtenção da luz branca são: a utilização de um LED azul recoberto por uma camada de fósforo amarelo, a utilização de um LED ultravioleta recoberto por uma camada de fósforo (semelhante às lâmpadas fluorescentes) e a combinação de LEDs de diferentes cores.

2.5.1. LED azul recoberto por uma camada de fósforo amarelo

A obtenção da luz branca a partir do LED azul recoberto por uma camada de fósforo amarelo é a forma mais simples e mais utilizada. Este LED, também chamado de LED branco PC (*Phosphor-Converted*), é projetado de forma que uma parcela da luz azul gerada atravesse a camada de fósforo, obtendo o espectro referente ao azul [20]. A outra parcela da energia proveniente do azul é absorvida pela camada de fósforo amarelo e convertida na faixa complementar do espectro. O resultado desta combinação, mostrado na Fig. 2.9, é a luz branca com elevada temperatura de cor correlata. Devido à conversão de parte da luz azul no espectro complementar, este componente também é chamado de LED de dupla conversão. As intensidades relativas das duas bandas de emissão são determinadas pela espessura do epóxi contendo fósforo amarelo e pela concentração de fósforo suspenso no epóxi. As duas bandas podem ser ajustadas para otimizar a eficiência luminosa e o índice de reprodução de cor característico dos LEDs.

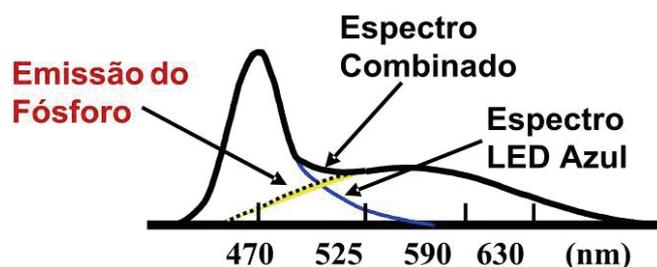


Fig. 2.9 – Obtenção da luz branca a partir do LED azul e da camada de fósforo amarelo [15] e [17].

O LED branco utilizando fósforo para converter o comprimento de onda, conforme [4], foi primeiramente demonstrado por Bando et al. em 1996. O uso do LED de GaInN/GaN, recoberto por fósforo, foi reportado por Nakamura et al. em 1995 e foi revisto por Nakamura e Fason em 1997, conforme [4]. O elemento utilizado no fósforo para converter o comprimento de onda é o Ce (Cerium), que é um elemento do tipo terra rara, dopado com YAG com fórmula química $(Y_{1-a}Gd_a)_3(Al_{1-b}Ga_b)_5O_{12}:Ce$. A composição química do YAG e do dopante não é de domínio público, como por exemplo, o Ce [4].

Um fator importante na escolha do modelo do LED branco PC é a deposição da camada de fósforo. Os LEDs de baixo custo geralmente possuem uma baixa conformidade na deposição do fósforo, mostrada na Fig. 2.10.a, o que acarreta em uma mudança da temperatura de cor ao longo do ângulo de visão. Em algumas aplicações este problema é amenizado com a utilização de uma lente difusora ou de outro tipo de óptica complementar [21]. A deposição uniforme do fósforo, mostrada na Fig. 2.10.b, possibilita uma temperatura de cor constante para todo o ângulo de visão.

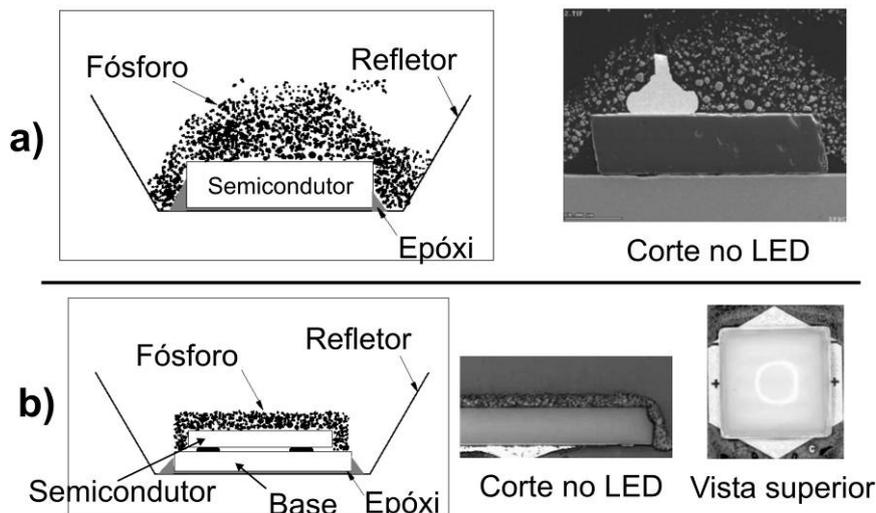


Fig. 2.10 – Deposição do fósforo amarelo [15], [17] e [18]: a) deposição não uniforme do fósforo e b) deposição uniforme do fósforo.

A Fig. 2.11 mostra uma comparação da temperatura de cor correlata (TCC) de um LED com deposição não uniforme do fósforo e outro com deposição uniforme do fósforo [15]. Os LEDs com deposição não uniforme de fósforo apresentam uma grande variação da temperatura de cor correlata com o ângulo de visão. Assim, diferente das lâmpadas de filamento ou de descarga, a temperatura de cor correlata de alguns LEDs pode não ser constante, o que pode comprometer a sua utilização em algumas aplicações. Como exemplo: iluminação de quadros, de esculturas e de objetos em destaque (uma camisa exposta em uma vitrine aparentaria estar manchada).

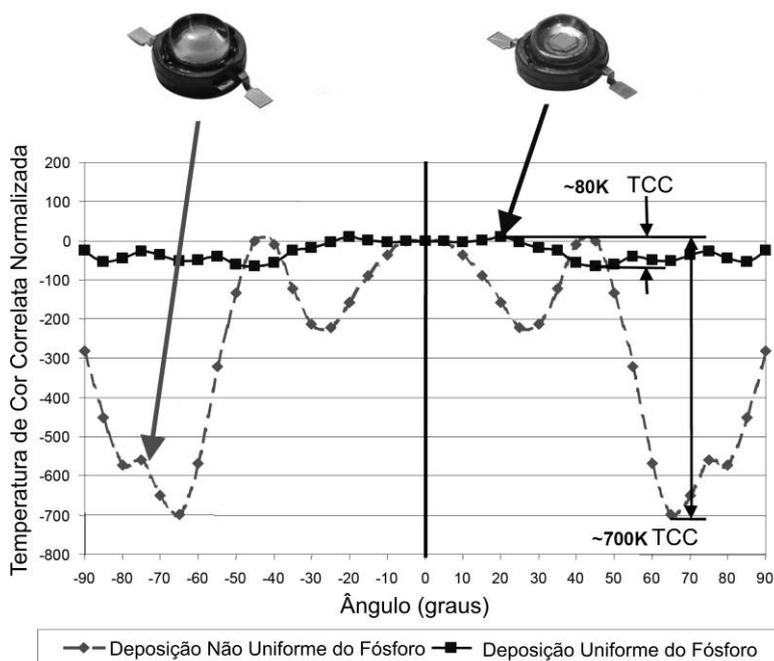


Fig. 2.11 – Comparação entre a temperatura correlata de cor de dois LEDs [15].

Atualmente são encontrados LEDs azuis recobertos por uma camada de múltiplos fósforos [15] e [18]. Esta técnica, apesar de não ser tão simples quanto a do LED com camada de fósforo amarelo, gera duas bandas além do azul, que podem ser ajustadas para aprimorar o índice de reprodução de cor. Em geral, o índice de reprodução de cor dos LEDs com camada de fósforo amarelo é em torno de 75 (Luxeon K2 produzido pela Philips-Lumileds).

Estudos em LEDs de alto brilho, realizadas por Sheu et al. em 2003 [22], indicavam que a variação da amplitude da corrente contínua aplicada no LED branco de alto brilho deslocava a banda azul no espectro, o que era decorrente da elevação da temperatura na junção. Com o aquecimento, a energia do *gap* é reduzida e o pico da banda do azul é deslocado para um comprimento de onda maior. Em 2005 Dyble et al. [23] demonstraram, para os LEDs de potência, que dependendo de como era obtida a variação da intensidade luminosa do LED, por modulação da amplitude (variação da corrente contínua) ou por modulação PWM da corrente nominal, as variações da cromaticidade possuem comportamento diferente.

A Fig. 2.12 mostra a mudança da cromaticidade, em um LED branco PC, com a variação da intensidade luminosa modulando a amplitude (variação da corrente contínua). O detalhe a direita mostra que a cromaticidade é deslocada para fora das elipses de MacAdam, sendo a elipse de MacAdam uma região onde o deslocamento da cromaticidade é imperceptível ao olho humano. Entretanto, este deslocamento só é perceptível para variações acima de 80% da corrente nominal do LED de potência.

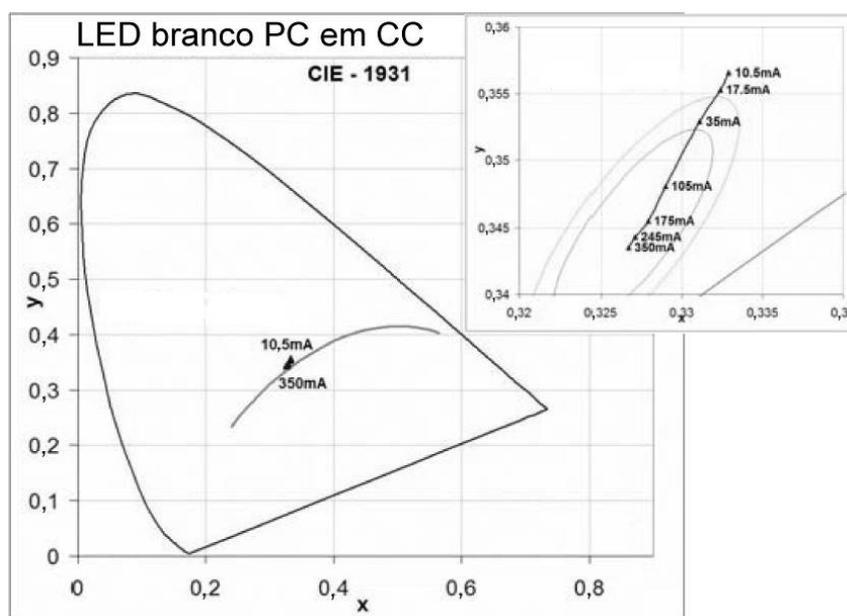


Fig. 2.12 – Cromaticidade de um LED branco PC com a variação da corrente contínua [23].

A Fig. 2.13 mostra o comportamento do espectro, em um LED branco PC de potência, com a variação da amplitude da corrente contínua. Esta figura ilustra a contribuição relativa da emissão do fósforo. O pico com comprimento de onda em torno de 555 nm aumenta se o sistema tem a sua corrente reduzida de 100% para 3%. Isto ocorre porque a cromaticidade é deslocada para o amarelo em baixas correntes e indica que o fósforo se torna mais eficiente. Quando a corrente é reduzida, e consequentemente a temperatura no semiconductor também é reduzida, o pico do comprimento de onda relativo ao azul (próximo a 460nm), medido após passar pelo fósforo amarelo, se desloca para um comprimento de onda maior. Segundo Dyble et al. [23], o aumento da eficiência do fósforo ocorre devido à redução da temperatura, ou devido à influência do pico do comprimento de onda emitido pela junção que se desloca para um comprimento de onda mais curto, causando uma elevação na eficiência de absorção do fósforo. Assim, a análise utilizada para os LEDs de potência não pode ser aplicada aos LEDs de alto brilho, como analisada por Sheu et al. em 2003 [22].

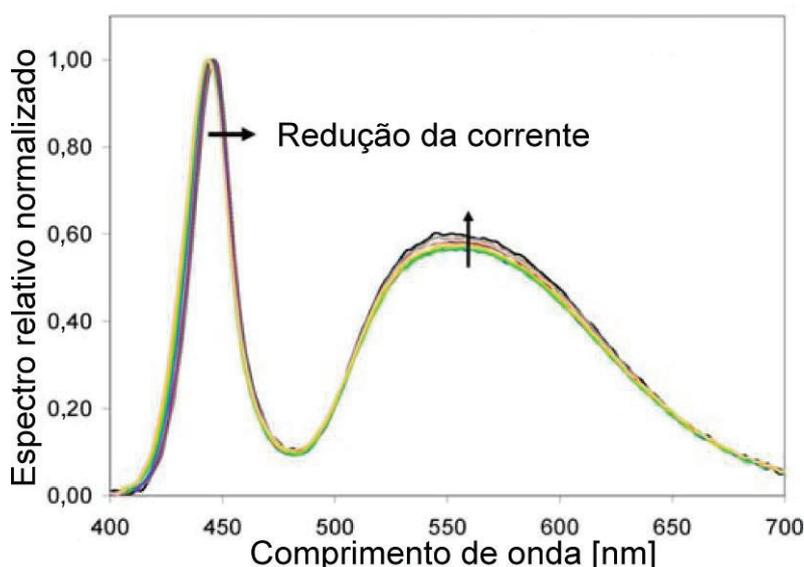


Fig. 2.13 – Mudanças no espectro relativo normalizado com a variação da corrente contínua (LED branco PC de potência) [23].

Dyble et al. utilizaram uma modulação PWM, com frequência de 1 kHz, para analisar o desvio da cromaticidade em função da corrente média aplicada em um LED branco PC de potência, mostrado na Fig. 2.14. Os resultados mostraram que o deslocamento da cromaticidade tem sentido contrário, ao sentido de quando é aplicada a variação da amplitude na corrente contínua. Entretanto, a variação da cromaticidade é menor do que a modulação por amplitude e o ponto de cromaticidade não sai da elipse de MacAdam.

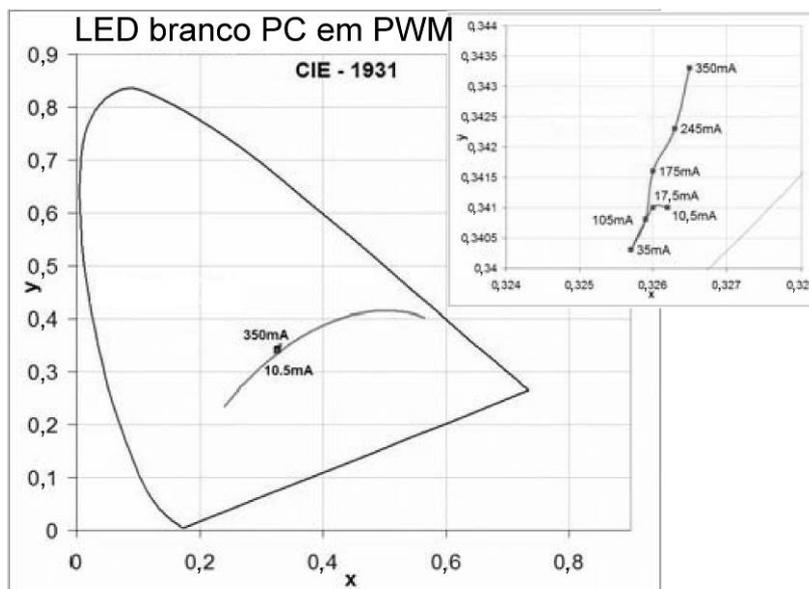


Fig. 2.14 – Cromaticidade de um LED branco PC com modulação PWM [23].

A mudança no espectro relativo normalizado com modulação PWM é mostrada na Fig. 2.15. Esta figura mostra que a contribuição do fósforo amarelo diminui quando a razão cíclica vai de 100% para 3%. Diferente da modulação por amplitude, a modulação PWM possui uma amplitude constante de corrente, que geralmente possui intensidade igual à corrente nominal do LED. Como a junção do LED possui uma baixa capacidade calorífica, a temperatura da junção sobe rapidamente, o que torna praticamente constante o comprimento de onda emitido pela junção ao longo do tempo. Além da junção, a pastilha semicondutora onde o fósforo amarelo é depositado também aquece rapidamente. Isto explica porque a cromaticidade se desloca para o azul para baixos valores médios de corrente, indicando que o fósforo se torna menos eficiente.

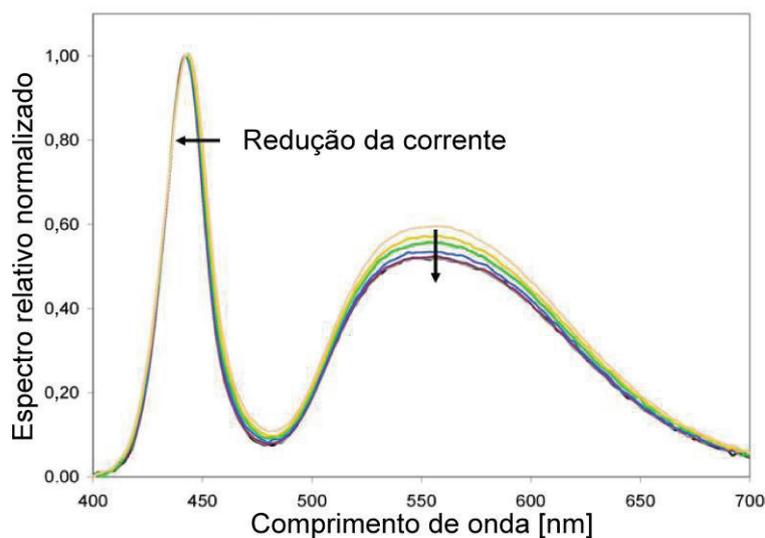


Fig. 2.15 – Mudanças no espectro relativo normalizado com modulação PWM (LED branco PC de potência) [23].

Como o desvio da cromaticidade é menor quando a intensidade do LED é alterada através da modulação PWM, esta técnica foi praticamente adotada como padrão pela maioria dos fabricantes de LEDs. A partir do ano de 2006, a maioria dos catálogos dos LEDs de potência passaram a sugerir a modulação PWM como o método de se alterar a intensidade luminosa do LED [24] e [25]. Entretanto, em algumas aplicações em que o deslocamento na cromaticidade não é importante, a modulação por amplitude permite a junção operar com uma temperatura reduzida, o que torna o LED mais eficiente.

Outra propriedade importante do fósforo utilizado nos LEDs brancos PC é o seu tempo de resposta. Kranicz et al. [26] analisaram o pico referente ao azul (466 nm) e o pico referente ao amarelo (556 nm), quando aplicado um pulso de 1,5 μ s com uma frequência de repetição de 1 kHz. Foi demonstrado que o atraso entre os picos é desprezível e que o fósforo amarelo possui um pequeno tempo de resposta. Assim, diferente do fósforo utilizado nas lâmpadas fluorescentes que não possui um pequeno tempo de resposta, a eficiência do fósforo amarelo não aumenta com o aumento da frequência. Desta forma, a utilização de reatores em alta frequência não aprimora a eficiência dos LEDs de potência.

Em 12 de setembro de 2007 o DOE (*U. S. Department of Energy*) apresentou a versão final das exigências do programa Energy Star[®] para luminárias com “lâmpadas de estado sólido” [27]. Este é um programa voluntário americano para identificar e promover produtos energeticamente eficientes. Este programa já referenciava a norma então em desenvolvimento ANSI NEMA ANSLG C78.377 de 2008 [28], a qual especifica as exigências para a cromaticidade das “lâmpadas de estado sólido”. Esta norma especifica a cromaticidade e oito quadrantes de tolerância da temperatura de cor correlata. No Brasil ainda não existe norma específica, mas os componentes e os produtos importados, ou para exportação, provavelmente deverão se enquadrar nesta norma.

2.5.2. LED ultravioleta recoberto por uma camada de fósforo

Os LEDs brancos com excitação óptica do fósforo, no comprimento de onda relativo ao ultravioleta (UV), são recobertos por um conjunto de fósforos emissores no azul, no vermelho e no verde (RGB). Similar às lâmpadas fluorescentes, o fósforo absorve o ultravioleta e o converte em bandas nas cores primárias (RGB) obtendo a luz branca. O índice de reprodução de cores obtido é semelhante ao apresentado por lâmpadas

fluorescentes tubulares, por utilizar a mesma técnica de conversão de radiação ultravioleta em luz visível [29].

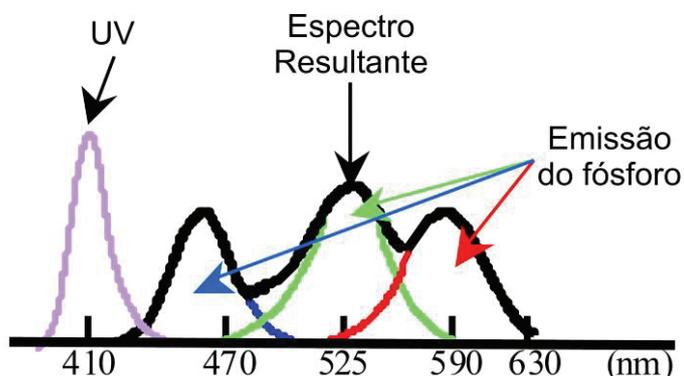


Fig. 2.16 – Espectro de um LED ultravioleta combinado a um conjunto de fósforo RGB [15].

O LED branco usando um semicondutor UV de AlGaInN como emissor e fósforo RGB foi reportado por Kaufman et al. em 2001. A junção emitia no comprimento de onda entre 380 – 400 nm, faixa de contorno entre o visível e o ultravioleta. O índice de reprodução de cor, para este LED, foi reportado como 78 [4].

A vantagem do LED UV com fósforo RGB é o seu elevado índice de reprodução de cor (IRC), tipicamente entre 60 a 80, com baixa dependência da temperatura da junção. Como a junção emite no ultravioleta, espectro não visível, o deslocamento do pico desta faixa do espectro não interfere no índice de reprodução de cor. A temperatura correlata de cor deste LED praticamente não é influenciada pelo aquecimento da junção. Entretanto, ele possui a desvantagem de possuir uma baixa eficiência, quando comparado com o LED branco PC. Esta desvantagem decorre da relativa alta perda de energia, inerente da conversão da luz ultravioleta para luz branca. O ultravioleta produzido por este LED também degrada o seu invólucro, tornando-o opaco com o uso, o que gradativamente reduz a sua eficiência.

2.5.3. Combinação de LEDs de diferentes cores

A princípio, com apenas duas cores é possível obter a luz branca. A Fig. 2.17 mostra este princípio, sendo que com dois pontos, cores, do diagrama de cromaticidade foi obtido o branco, mas com baixo IRC. Entretanto, combinando a cor vermelha, a cor verde e a cor azul, através do controle de intensidade luminosa de cada um desses feixes luminosos, é possível obter qualquer cor dentro do plano formado por estas cores. A Fig. 2.17 também mostra que este plano praticamente engloba os planos dos padrões sRGB e NTSC [30], muito utilizados em televisores e em monitores.

Para aperfeiçoar o uso dos LEDs, na obtenção de luz branca, é necessário utilizar uma combinação otimizada do número de LEDs (ou de intensidade luminosa) de cada cor. Isso porque o número de LEDs depende da eficiência luminosa de cada cor, ou seja, da tecnologia utilizada. Todavia, a obtenção da luz branca através desta metodologia é a mais eficiente de todas, tornando-a bastante promissora [31]. O grande entrave para sua utilização são os efeitos da variação da temperatura da junção e a variação da intensidade luminosa com o envelhecimento dos LEDs. A Fig. 2.18 mostra o efeito da temperatura em um LED vermelho Luxeon de 1W.

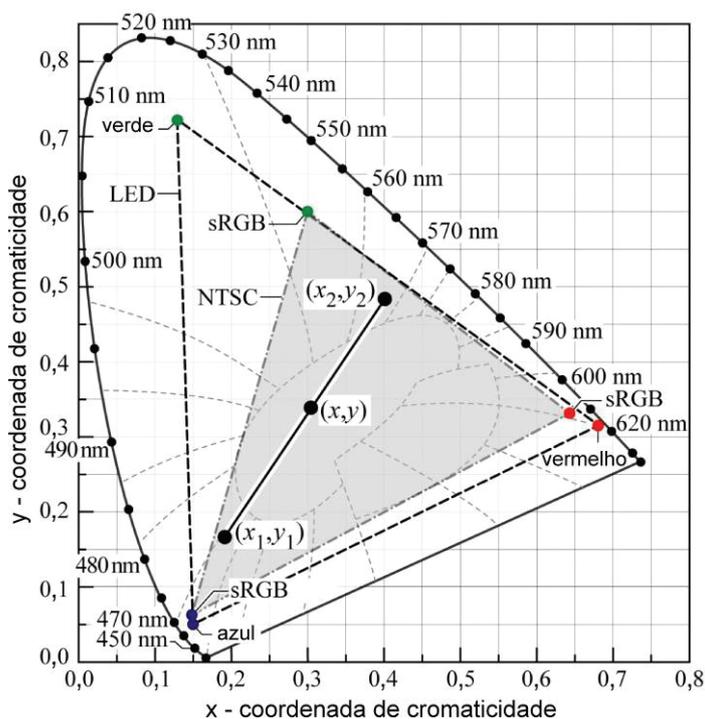


Fig. 2.17 – Princípio de misturar duas fontes de luz coloridas, nas coordenadas de cromaticidade (x_1, y_1) e (x_2, y_2) , para obter o branco nas coordenadas (x, y) [4].

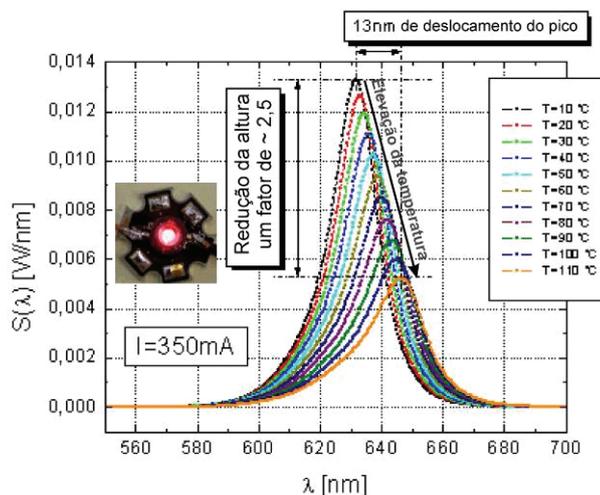


Fig. 2.18 – Efeito da variação da temperatura no espectro de um LED vermelho Luxeon de 1W [31].

Segundo Ackermann et al. [31], dos Laboratórios de Pesquisa da Philips, usualmente os efeitos da temperatura podem ser compensados com a utilização de sensores de fluxo ou de cor. A calibração individual dos LEDs em diferentes temperaturas é impraticável, pois a determinação da temperatura depende da precisão dos modelos das características ópticas dos LED. Entretanto, alguns fabricantes de controladores para LEDs utilizam um sensor de temperatura fixado no dissipador dos LEDs e uma memória não volátil, onde são armazenadas as curvas experimentais específicas do protótipo. Esta solução obriga a calibração de cada protótipo e não considera a redução da intensidade luminosa com o envelhecimento dos LEDs, o que provoca um deslocamento do ponto de cromaticidade com o tempo de uso.

O espectro da luz branca, comumente obtido através de três cores básicas (RGB) de LEDs, é mostrado na Fig. 2.19. Uma análise detalhada deste espectro mostra a existência de um vale próximo ao comprimento de onda de 590 nm, relativo à cor âmbar. Para aplicações em que é necessário um elevado índice de reprodução de cor (IRC), por exemplo, como na luz de fundo de LCDs, Lim et al. [32] adicionaram a cor âmbar para aprimorar o IRC.

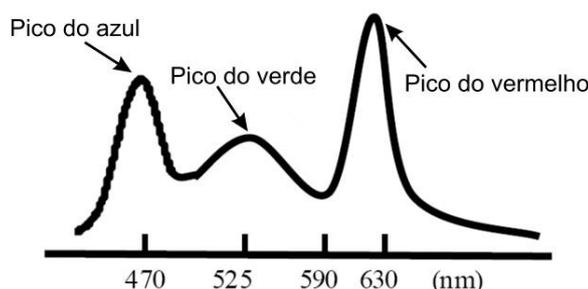


Fig. 2.19 – Espectro de uma luz branca obtida por um sistema RGB [15].

Para aplicações com mistura de cores de LEDs, sensores RGB são utilizados para monitorar a cor gerada pela combinação destas cores. Estes sensores são compostos por três filtros ópticos (vermelho, verde e azul), sendo que cada filtro óptico é montado sobre um sensor de intensidade luminosa. Lim et al. [32] mostraram que estes sensores possuem uma elevada largura de banda e que este tipo de sensor não possibilita o monitoramento do deslocamento do pico do comprimento de onda. Os sensores RGB não varrem todo o espectro e o deslocamento no pico do comprimento de onda é confundido com uma variação de intensidade, que depende da posição do pico e da curva de resposta do sensor. Assim, mesmo utilizando sensores RGB, a modulação PWM é geralmente utilizada neste tipo de aplicação, pois estabiliza a temperatura da junção e torna a intensidade luminosa dos LEDs praticamente linear com a variação da razão cíclica da modulação PWM. Este

tipo de modulação facilita a estabilização da cor desejada, o que simplifica o seu controle. A Fig. 2.20 mostra o espectro de quatro LEDs com cores distintas e a curva de resposta de um sensor RGB.

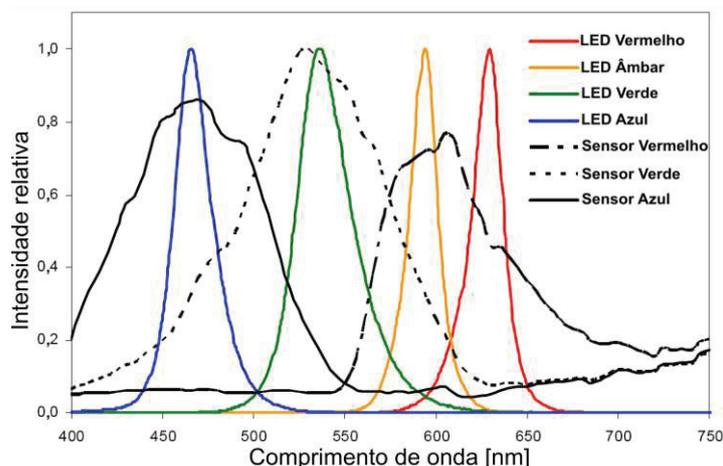


Fig. 2.20 – Curva de resposta de um sensor RGB.

A Fig. 2.21 mostra o comportamento da cromaticidade em função do tipo de modulação utilizada [23]. Para o branco obtido com LEDs RGB, a modulação PWM não afasta os pontos de cromaticidade da curva que define a radiação emitida pelo corpo negro (*Planckian Locus*) e que determina as linhas isotérmicas da temperatura correlata de cor. Este experimento considerou a temperatura da estrutura para dissipação da pastilha semicondutora do LED (chamada de *slug*), com uma temperatura de 25 °C, sendo considerado apenas o efeito do gradiente de temperatura entre o *slug* e a junção do LED. Em outras palavras, a junção do LED aquece rapidamente, enquanto a estrutura de dissipação do LED possui uma inércia térmica, o que explica porque a modulação PWM estabiliza a cromaticidade.

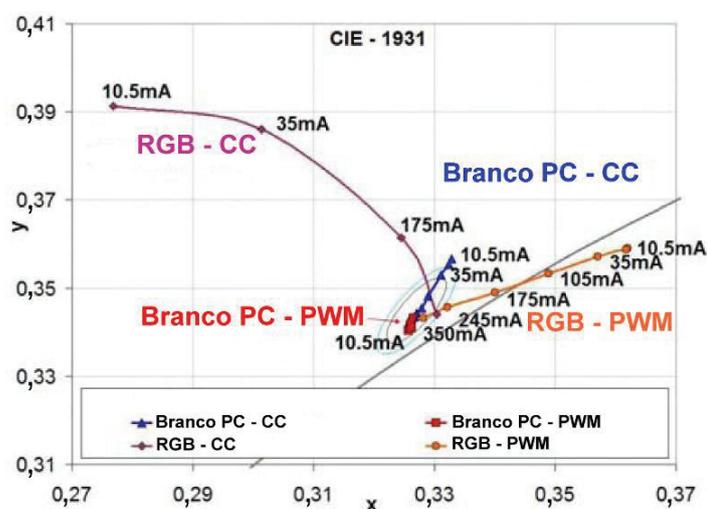


Fig. 2.21 – Comportamento da cromaticidade em função do tipo modulação [23].

Ainda não se conhece um método de se fazer LEDs verdes mais eficientes. Comparando com o LED vermelho, a relação do número de LEDs vermelhos para verdes é de 6 para 8. Considerando-se a tecnologia disponível no ano de 2004 a eficiência de um sistema RGB projetado, mas não demonstrado, seria de 200 lm/W [33]. Sabendo disso a Philips, em parceria com o Departamento de Energia norte americano, propôs o desenvolvimento de um sistema modular eficiente para aplicações de iluminação geral. Este sistema RGB consiste em LEDs controlados para possibilitar o ajuste de cor, agregado a um sistema de realimentação (sensor RGB) para sua estabilização [34].

Atualmente já são encontrados LEDs com três pastilhas semicondutoras em um mesmo encapsulamento. Estes LEDs RGB não necessitam de óptica complementar para realizar a mistura das cores, sendo utilizados em painéis eletrônicos com elevada resolução e definição de cor.

2.6.Representação matemática das características do LED

2.6.1. Modelo elétrico simplificado

A relação entre a corrente direta e a tensão direta em uma junção p-n de um diodo pode ser expressa matematicamente pela equação 2.1.

$$I_F = I_o \left[\exp\left(\frac{q \cdot V_F}{n \cdot k \cdot T}\right) - 1 \right] \quad (2.1)$$

Onde:

- V_F - Tensão direta do diodo (V).
- n - Fator de idealidade.
- 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_F - Corrente direta do diodo (A).
- I_o - Corrente de saturação reversa do diodo (A).

Para um diodo perfeito, o fator de idealidade tem o valor unitário ($n = 1$). Para diodos reais o fator de idealidade assume valores típicos entre 1,1 e 1,5. Contudo, valores maiores ($n = 2$) podem ser obtidos em diodos com compostos a base de P (fósforo) e com compostos de As (arsênio com o grupo III-V). Elevados valores, da ordem de $n = 6$, podem ser encontrados em diodos de GaN/GaInN [4].

Reescrevendo a equação (2.1), a tensão direta é obtida através da equação (2.2).

$$V_F = \frac{n \cdot k \cdot T}{q} \ln \left(\frac{I_F + I_0}{I_0} \right) \quad (2.2)$$

Em geral, a corrente aplicada é muito maior que a corrente de saturação. Se $I_F \gg I_0$ a equação (2.2) pode ser simplificada resultando na equação (2.3).

$$V_F = \frac{n \cdot k \cdot T}{q} \ln \left(\frac{I_F}{I_0} \right) \quad (2.3)$$

Entretanto, a curva I - V de um LED não pode ser expressa simplesmente com a equação (2.3). Pois, diferente dos diodos retificadores, os LEDs possuem elevadas perdas ôhmicas com a injeção de corrente na junção p - n . Estas perdas são eletricamente representadas como resistências parasitas, as quais podem estar em série ou/e em paralelo. Os efeitos destas resistências, comparando com um diodo de GaAs, são mostrados na Fig. 2.22. A resistência parasita em paralelo gera uma inclinação na curva I - V em tensões abaixo da tensão de corte (1,2 V) e, por geralmente possuir um valor elevado, pouco influencia na inclinação da curva acima da tensão de corte. Já a resistência série parasita é responsável pela inclinação da curva em tensões acima da tensão de corte, tendo grande efeito quando aplicados os valores nominais de corrente do componente.

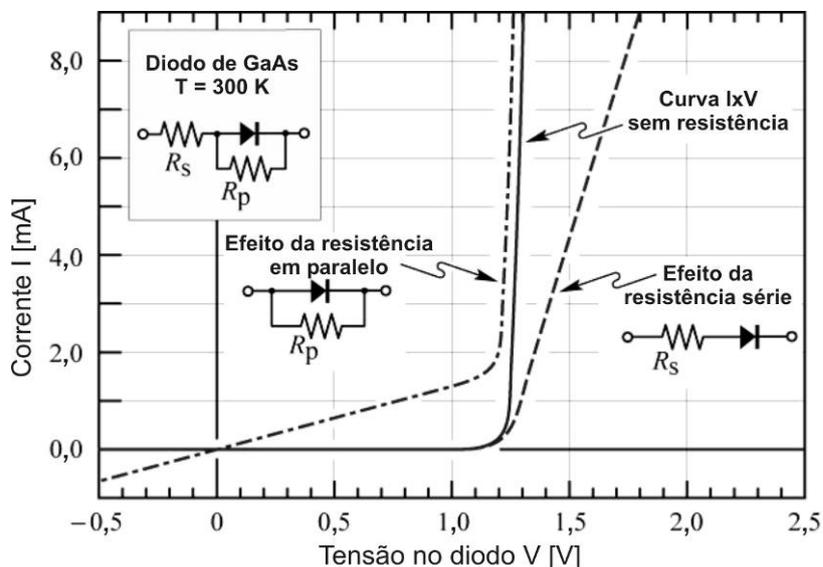


Fig. 2.22 – Efeitos da resistência série e paralelo em um diodo de GaAs [4].

Um diodo genérico com perdas ôhmicas, incluindo os LEDs, pode ser modelado por uma junção p - n , uma resistência série parasita R_S e, para um modelo mais completo, duas resistências parasitas paralelas, R_{P1} e R_{P2} . R_{P1} é a resistência paralela à junção p - n e R_{P2} a resistência paralela periférica [35] e [36]. A Fig. 2.23 mostra o modelo elétrico do diodo com as perdas ôhmicas.

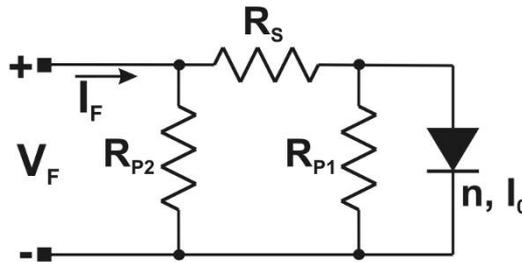


Fig. 2.23 – Modelo elétrico do diodo com perdas ôhmicas.

O modelo elétrico do diodo com perdas ôhmicas pode ser expresso matematicamente pela equação (2.4).

$$I_F = I_0 \left\{ \exp \left[\frac{q \cdot V_F \left(1 + \frac{R_S}{R_{P2}} \right) - q \cdot I_F \cdot R_S}{n \cdot k \cdot T} \right] - 1 \right\} + \frac{V_F - I_F \cdot R_S}{R_{P1}} + \frac{V_F \cdot \left(1 + \frac{R_S}{R_{P1}} \right)}{R_{P2}} \quad (2.4)$$

Usualmente somente R_{P1} é considerada como uma resistência paralela equivalente. Esta resistência paralela pode ser ocasionada por um canal de desvio na junção $p-n$. Este desvio pode ser causado por regiões danificadas na junção $p-n$ ou por imperfeições na superfície [4].

A Fig. 2.24 mostra uma curva $I-V$ experimental em um LED branco de 3 W, modelo Luxeon III Emitter LXHL-PW09 fabricado pela Philips-Lumileds, em uma temperatura de 40 °C. A curva mostra que, para este LED de potência, a corrente é praticamente nula para tensões inferiores à tensão de corte, que neste caso é 2,6 V. Por este motivo, a resistência paralela pode ser considerada muito elevada e pode ser desconsiderada do modelo elétrico deste componente [37]. Entretanto, a resistência série, R_S , causa uma inclinação na curva e é a principal responsável pelas perdas ôhmicas.

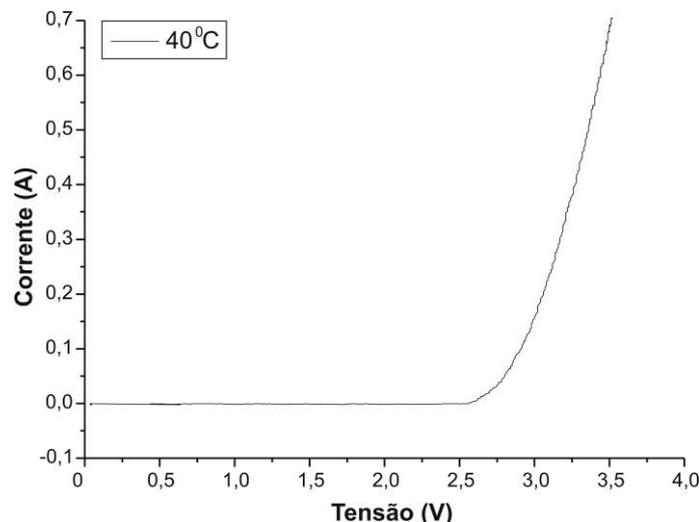


Fig. 2.24 – Curva $I-V$ experimental de um LED LXHL-PW09 @40 °C.

O ensaio apresentado na Fig. 2.24 é de um LED de potência com poucas horas de uso. Quando o LED passa por *stress* térmico ou elétrico podem aparecer regiões danificadas na junção, o que resulta no aumento da influência da resistência em paralelo na curva I - V .

Considerando apenas a influência da resistência série, a equação (2.4) pode ser simplificada na equação (2.5).

$$I_F = I_O \left[\exp\left(\frac{q \cdot V_F - q \cdot I_F \cdot R_s}{n \cdot k \cdot T}\right) - 1 \right] \quad (2.5)$$

Reescrevendo a equação (2.5) para obter o valor da tensão direta, V_F , a equação (2.6) é obtida.

$$V_F = \frac{n \cdot k \cdot T}{q} \ln\left(\frac{I_F + I_O}{I_O}\right) + R_s \cdot I_F \quad (2.6)$$

Entretanto, como geralmente a corrente, I_F , aplicada no LED é da ordem de dezenas ou centenas de miliamperes, a corrente de saturação reversa pode ser considerada muito menor do que a corrente direta. Assim, considerando $I_F \gg I_O$ as equações (2.5) e (2.6) podem ser simplificadas em (2.7) e (2.8), respectivamente.

$$I_F = I_O \exp\left(\frac{q \cdot V_F - q \cdot I_F \cdot R_s}{n \cdot k \cdot T}\right) \quad (2.7)$$

$$V_F = \frac{n \cdot k \cdot T}{q} \ln\left(\frac{I_F}{I_O}\right) + R_s \cdot I_F \quad (2.8)$$

Comparando a equação (2.8) com a equação (2.3), o modelo elétrico do LED pode ser representado por um diodo em série com um resistor, mostrado na Fig. 2.25.



Fig. 2.25 – Modelo elétrico do LED.

A equação (2.9) é obtida derivando a equação (2.8) em função de I_F .

$$\frac{\partial V_F}{\partial I_F} = \frac{n \cdot k \cdot T}{q} \cdot \frac{1}{I_F} + R_s \quad (2.9)$$

Testes realizados, com vários LEDs de potência, demonstram que a resistência série é da ordem 0,8 à 1,0 Ω , que é um valor bastante elevado. Assim, para uma corrente próxima a corrente nominal, a expressão matemática (2.10) pode ser adotada.

$$R_S \gg \frac{n \cdot k \cdot T}{q} \cdot \frac{1}{I_F} \quad (2.10)$$

A partir da expressão (2.10) a equação (2.9) pode ser simplificada obtendo-se a equação (2.11). Sendo válida para correntes próximas a corrente nominal do LED.

$$\frac{\partial V_F}{\partial I_F} \cong R_S \quad (2.11)$$

Para uma temperatura constante e corrente próxima a nominal, a inclinação da curva é praticamente dependente somente de R_S . Assim, a equação (2.8) pode ser aproximada pela equação (2.12), onde V_o é uma tensão praticamente constante para uma temperatura constante.

$$V_F = V_o + R_S \cdot I_F \quad (2.12)$$

Interpretando a equação (2.12), para uma temperatura constante e corrente próxima à nominal, o modelo elétrico do LED pode ser simplificado, conforme mostrado na Fig. 2.26.

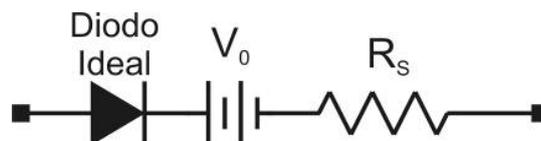


Fig. 2.26 – Modelo elétrico simplificado do LED.

Para utilização do modelo elétrico simplificado em um simulador do tipo *SPICE* (*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis* – Programa de Simulação com Ênfase em Circuitos Integrados), um diodo schottky pode ser utilizado no lugar do diodo ideal, por ter uma baixa tensão direta [38]. Entretanto, a tensão direta do schottky deve ser subtraída da tensão V_o . A Fig. 2.27 mostra o circuito elétrico utilizando um diodo MBR120 no OrCAD[®]. O diodo MBR120 possui uma tensão de polarização de 0,42 V.

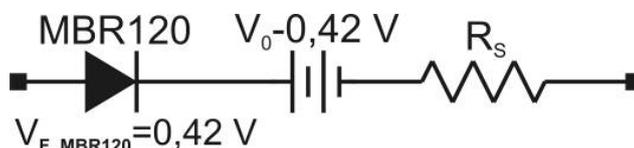


Fig. 2.27 – Modelo elétrico de um LED utilizando um diodo MBR120 no lugar do diodo ideal.

2.6.2. Extração dos parâmetros do modelo elétrico simplificado

Para extração dos parâmetros do modelo elétrico simplificado é necessário seguir os seguintes passos:

- Obter experimentalmente a curva $I-V$ para a temperatura de operação desejada. Para obtenção de medidas coerentes é necessário que as medidas sejam efetuadas em um curto intervalo de tempo, da ordem de segundos, para que a temperatura da junção não sofra grandes variações;
- Isolar os valores obtidos para correntes próximas às nominais;
- Realizar uma regressão linear para $V_F(I_F)$. O coeficiente angular obtido é R_S e o coeficiente linear é V_o .

Para um LED branco de 5 W LXHL-PW03 @ 25 °C fabricado pela Philips-Lumileds, mostrado na Fig. 2.28, a sua curva experimental da corrente em função da tensão direta é apresentada na Fig. 2.29.



Fig. 2.28 – Foto do LED branco de 5W LXHL-PW03 fabricado pela Philips-Lumileds.

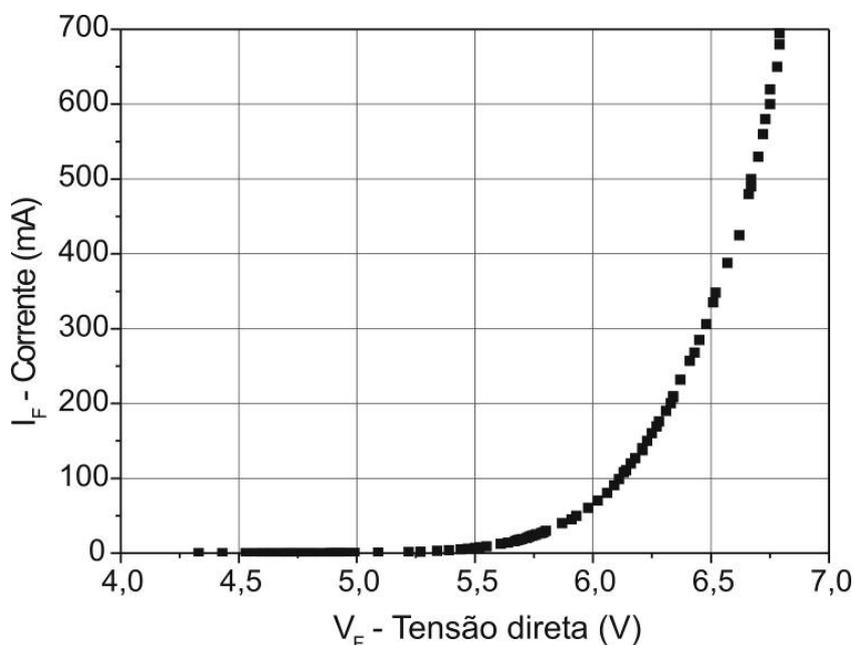


Fig. 2.29 – Curva $I-V$ de um LED LXHL-PW03 @ 25 °C.

Efetuada uma regressão linear para a curva $V-I$, para uma corrente de operação entre 200 a 700 mA, foi obtido um coeficiente angular de $0,98 \Omega$ e um coeficiente linear de $6,16 \text{ V}$. A Fig. 2.30 mostra os pontos experimentais e a reta gerada pela regressão linear.

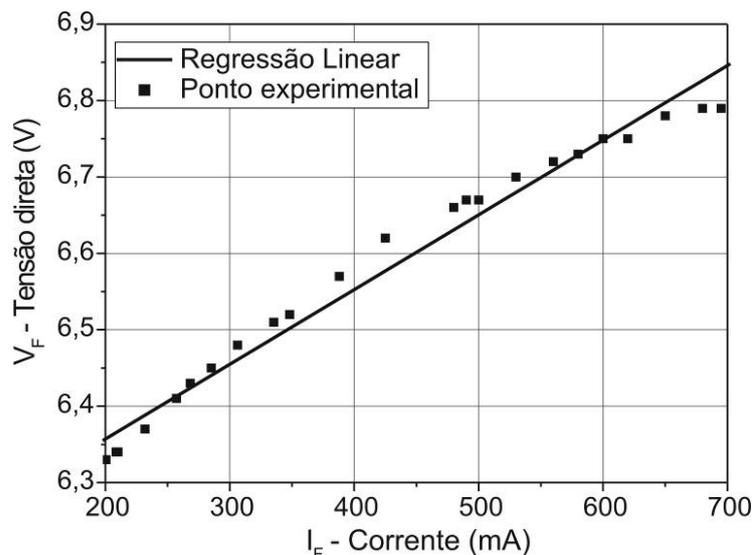


Fig. 2.30 – Regressão linear para os pontos entre o intervalo de 200 a 700 mA.

Aplicando os valores da regressão linear no modelo simplificado é obtido o modelo elétrico mostrado na Fig. 2.31.



Fig. 2.31 – Modelo elétrico simplificado para o LED LXHL-PW03 @ 25 °C utilizando diodo ideal.

Substituindo o diodo ideal por um diodo Schottky MBR120, com tensão de polarização de 0,42 V, é obtido o modelo da Fig. 2.32.

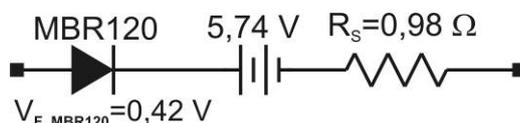


Fig. 2.32 - Modelo elétrico simplificado para o LED LXHL-PW03 @ 25 °C utilizando diodo MBR120.

Para a simulação no ORCAD e obtenção dos resultados experimentais foi utilizado o circuito mostrado na Fig. 2.33. Este circuito consiste em um conversor buck modificado sem capacitor de saída. Para o controle foi utilizado o circuito integrado UC3845, o qual consiste em um controlador PWM em modo corrente com frequência fixa. Este integrado possui tensão de referência com compensação de temperatura, comparador para sensor de corrente e sua saída pode ser conectada diretamente no MOSFET. O circuito foi projetado para operar em uma frequência de 85 kHz e uma baixa indutância foi intencionalmente utilizada para permitir uma elevada ondulação na corrente, o que permitiu a análise e validação do modelo elétrico [38].

Os LEDs foram representados por dois vetores em paralelo, sendo cada vetor formado por três LEDs em série. O valor de VD3 foi alterado para 5,04 V para representar a diferença da tensão direta encontrada experimentalmente entre os vetores de LEDs

utilizados. Esta diferença de tensão provoca um desbalanceamento de corrente entre os vetores, o que foi resolvido com a utilização de resistores em série (RE1 e RE2). Comercialmente, os resistores em série são bastante utilizados para promover a equalização de corrente [39], [40] e [41]. Entretanto, estes resistores ocasionam perdas, o que reduz a eficiência do circuito.

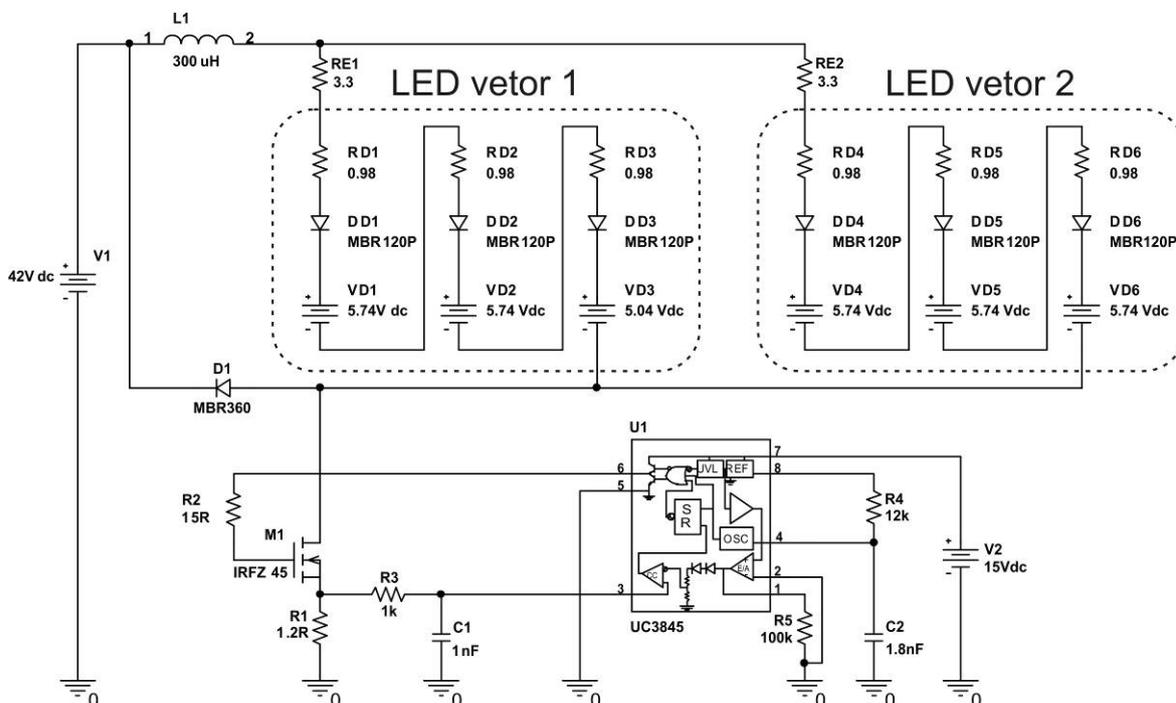


Fig. 2.33 – Circuito utilizado para simulação e obtenção dos resultados experimentais.

Para verificar o modelo proposto foi utilizado um indutor que permitiu uma variação de corrente de 30% da corrente nominal (700 mA). Entretanto, em aplicações comerciais, a ondulação de corrente deve ser bastante reduzida para evitar variações na cromaticidade. A Fig. 2.34 mostra a ondulação de corrente no indutor obtida por simulação.

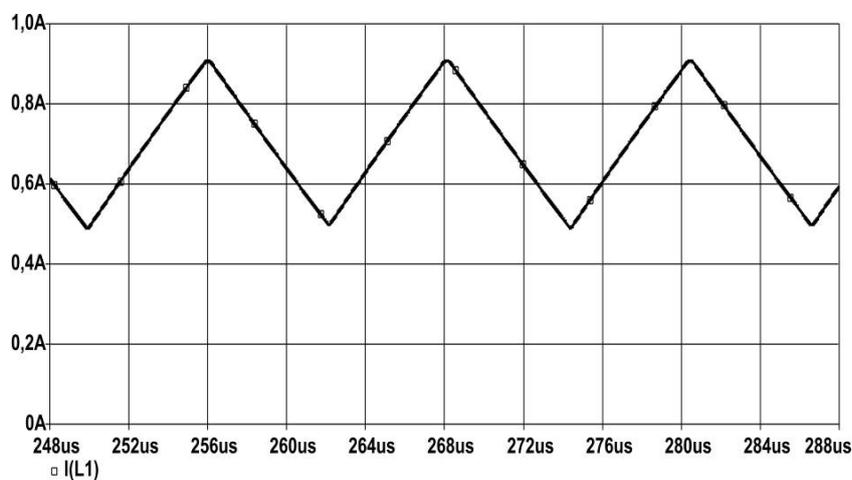


Fig. 2.34 – Ondulação de corrente no indutor do conversor buck obtida por simulação.

As correntes nos vetores de LEDs, obtidas por simulação com $VD3 = 5,04\text{ V}$ e com os resistores de equalização, são mostradas na Fig. 2.35.

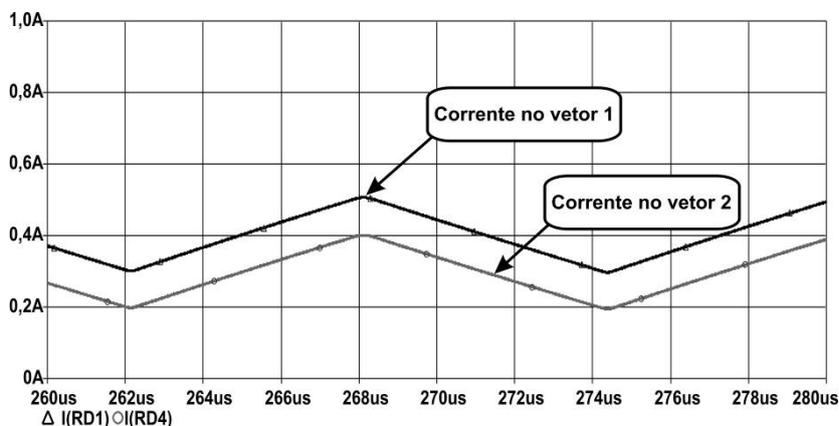


Fig. 2.35 – Corrente nos vetores de LEDs com os resistores de equalização.

A Fig. 2.36 mostra as correntes nos vetores de LEDs, obtidas por simulação com $VD3 = 5,04\text{ V}$ e sem os resistores de equalização.

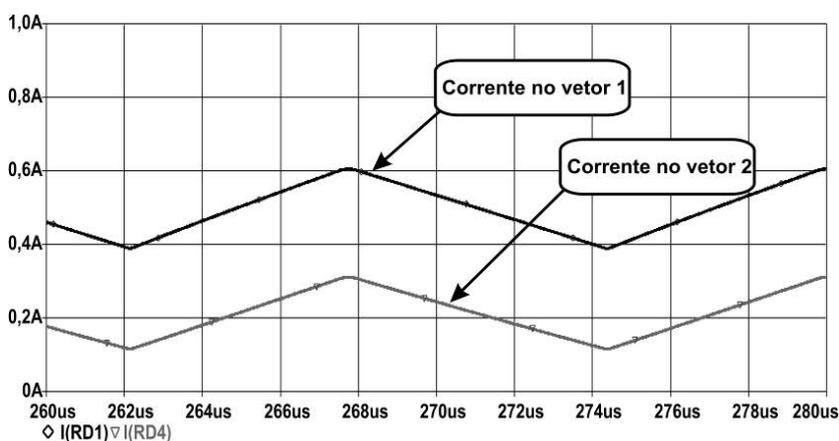


Fig. 2.36 - Corrente nos vetores de LEDs sem os resistores de equalização.

A tensão direta em um dos LEDs, modelado por RD6, DD6 e VD6, é mostrada na Fig. 2.37.

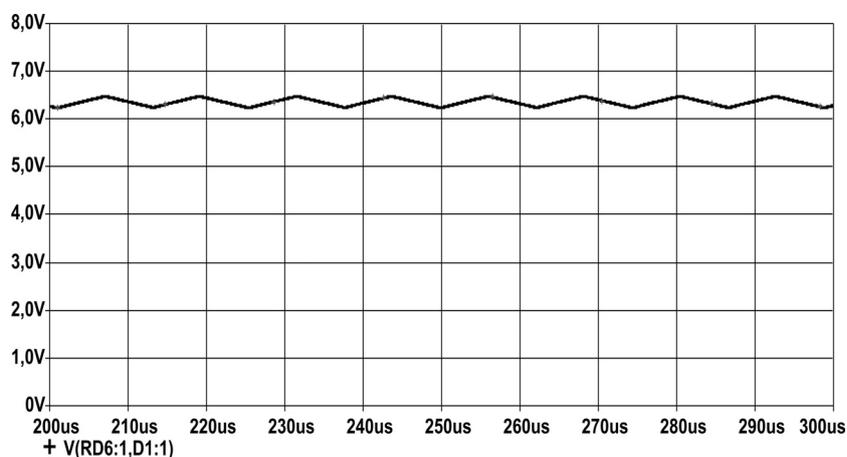


Fig. 2.37 – Tensão no LED modelado por RD6, DD6 e VD6.

A corrente no indutor obtida experimentalmente é mostrada na Fig. 2.38. É possível notar uma similaridade com o resultado de simulação, mostrado na Fig. 2.34.

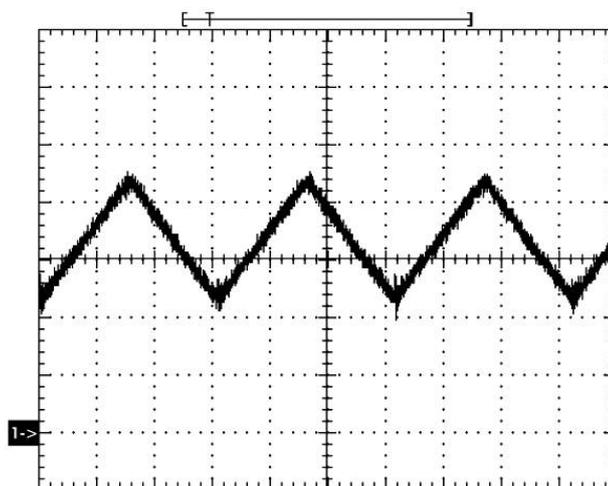


Fig. 2.38 – Corrente no indutor do conversor buck no experimento.
(Base de tempo: $4\mu\text{s}/\text{div.}$, Ch1: $200\text{mA}/\text{div.}$)

A Fig. 2.39 mostra as correntes, obtidas experimentalmente, nos vetores de LEDs com os resistores de equalização. Confrontando com os resultados de simulação, mostrados na Fig. 2.35, com os resultados experimentais é possível observar uma similaridade nas formas de onda.

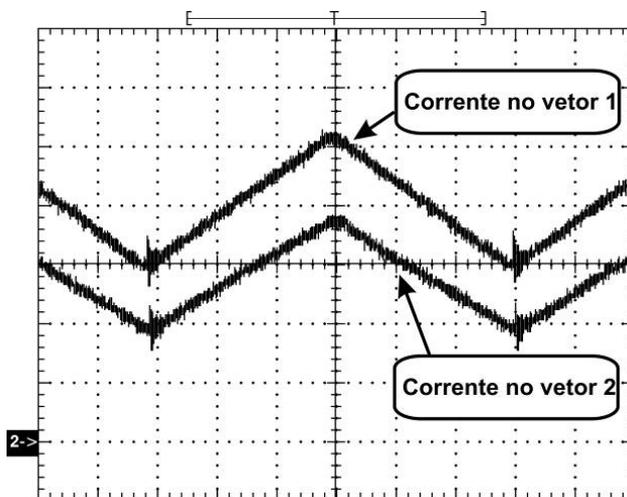


Fig. 2.39 – Correntes nos vetores de LEDs com os resistores de equalização no experimento.
(Base de tempo: $2\mu\text{s}/\text{div.}$, Ch1 e Ch2: $100\text{mA}/\text{div.}$)

A Fig. 2.40 mostra as correntes, obtidas experimentalmente, nos vetores de LEDs sem os resistores de equalização. O desbalanceamento de corrente entre os vetores de LEDs obtido por simulação, mostrado na Fig. 2.36, também foi observado experimentalmente.

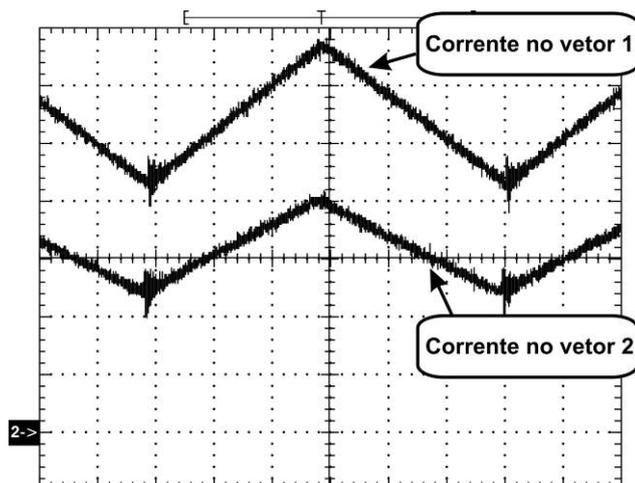


Fig. 2.40 – Corrente nos vetores de LEDs sem os resistores de equalização no experimento.
(Base de tempo: $2\mu\text{s}/\text{div.}$, Ch1 e Ch2: $100\text{mA}/\text{div.}$)

A Fig. 2.41 mostra a tensão em um dos LEDs obtida experimentalmente. Neste caso também é possível observar a semelhança com os resultados de simulação mostrados na Fig. 2.37. A comparação entre os resultados de simulação e os resultados experimentais validam o modelo elétrico simplificado para os LEDs.

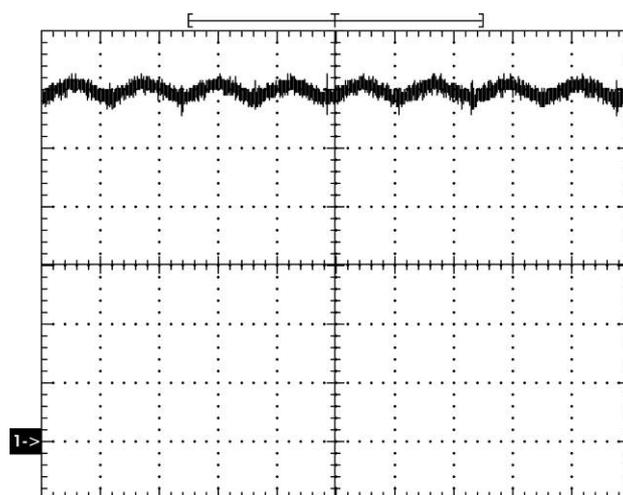


Fig. 2.41 – Tensão em um dos LEDs no experimento.
(Base de tempo: $10\mu\text{s}/\text{div.}$, Ch1: $1\text{V}/\text{div.}$)

2.6.3. Influência da temperatura na curva I - V do LED

Os catálogos fornecidos pelos fabricantes de LEDs mostram que a tensão direta cai com o aumento da temperatura, mas este comportamento raramente é expresso matematicamente ou descrito fisicamente na literatura. Em geral, as características elétricas dos LEDs são analisadas quando o sistema está em regime térmico.

Quando o modelo simplificado, decorrente da equação (2.6), é utilizado para expressar o comportamento da tensão direta do LED com o aumento da temperatura, um

comportamento inconsistente com a realidade é observado. Segundo a equação (2.6), a tensão no LED deveria aumentar com o aumento da temperatura, o que ocorre de forma contrária com a realidade. Em geral, a resistência série intrínseca sofre pouca variação com a variação da temperatura da junção do semiconductor, o que será demonstrado experimentalmente ao longo deste capítulo.

O parâmetro que normalmente não é considerado e que explica a redução da tensão direta do LED com o aumento da temperatura da junção, é a energia do *gap* do semiconductor, E_g . Considerando o efeito da temperatura na energia do *gap* do semiconductor, $E_g(T)$, a equação não simplificada do diodo com perdas ôhmicas (2.5) deve ser reescrita na equação (2.13).

$$I_F = I_O \left[\exp \left(\frac{q \cdot V_F - q \cdot I_F \cdot R_s - E_g(T)}{n \cdot k \cdot T} \right) - 1 \right] \quad (2.13)$$

Todavia, é necessário um extremo cuidado na utilização da equação (2.13), pois alguns simuladores que extraem os parâmetros de diodos, como o módulo Model Editor do programa Orcad[®], incorporam a energia do *gap* no fator de idealidade. Assim, o fator de idealidade utilizado pelos simuladores pode não coincidir com o utilizado na equação (2.13).

A energia do *gap* do semiconductor, E_g , decresce com o aumento da temperatura. Esta dependência da energia do *gap* do semiconductor com a temperatura é expressa pela equação (2.14).

$$E_g(T) = E_g|_{T=0\text{K}} - \frac{\alpha \cdot T^2}{T + \beta} \quad (2.14)$$

Os valores de α e β para alguns semicondutores são mostrados na tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Valores de α , β e E_g para alguns semicondutores [1].

Tipo	E_g (0 K)	α ($10^{-4} \cdot \frac{\text{eV}}{\text{K}}$)	β (K)
GaAs	1,519	5,41	204
InP	1,425	4,50	327
Ge	0,744	4,77	235
Si	1,170	4,73	636

Para valores de β próximos da temperatura de operação do LED, como por exemplo, 333,15 K (60 °C), a equação (2.14) pode ser simplificada em uma função linear com a variação da temperatura, mostrada na equação (2.15).

$$E_g(T) \approx E_g|_{T=0K} - \frac{\alpha \cdot T}{2} \quad (2.15)$$

A energia do *gap* está diretamente relacionada com o comprimento de onda da luz emitida pelo LED. Assim, a elevação da temperatura altera a cor da luz emitida pela junção e, conseqüentemente, altera as propriedades ópticas do LED. Como a energia do *gap* reduz com o aumento da temperatura, o seu comprimento de onda aumenta, pois a energia é inversamente proporcional ao comprimento de onda. Isso explica o motivo de um LED que emite uma luz de cor âmbar, passar a emitir uma luz de cor vermelha quando a temperatura da junção se torna elevada.

Extraindo a tensão direta do LED e efetuando as simplificações realizadas anteriormente ($I_F \gg I_o$), a equação (2.13) pode ser reescrita na equação (2.16).

$$V_F = \frac{n \cdot k \cdot T}{q} \ln\left(\frac{I_F}{I_o}\right) + R_S \cdot I_F + E_g(T) \quad (2.16)$$

A contribuição do primeiro termo, geralmente, é muito pequena comparada com o último termo [4]. Para simplificar a compreensão do texto, a resistência série equivalente R_S será definida como uma resistência intrínseca ao LED de potência, R_{LED} . Assim, a equação (2.12) pode ser reescrita na equação (2.17), onde a fonte de tensão V_{LED} é uma função da temperatura da junção.

$$V_F = V_{LED}(T) + R_{LED} \cdot I_F \quad (2.17)$$

O coeficiente da tensão direta pela temperatura ($\Delta V_F/\Delta T$), para alguns LEDs da Philips-Lumileds, é de $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ [42] e [25]. Entretanto, segundo o fabricante, estes valores são válidos para medidas entre 25 e 110 $^\circ\text{C}$. Já a resistência série intrínseca ao LED reduz com o aumento da temperatura, mas não possui um comportamento linear e sua redução não é significativa, quando comparada com a influência da temperatura na energia do *gap*.

2.7. Gerenciamento Térmico dos LEDs

Todas as fontes de luz alimentadas por energia elétrica convertem energia elétrica em energia radiante e calor, em várias proporções. Uma lâmpada incandescente emite principalmente na faixa do espectro relativo ao infravermelho (do infravermelho longínquo, referente ao calor, ao infravermelho próximo ao vermelho) e uma pequena parte em luz visível. Lâmpadas fluorescentes e lâmpadas de vapor metálico convertem grandes

proporções de energia em luz visível, mas também emitem infravermelho (IR), ultravioleta (UV) e calor. Os atuais LEDs geralmente emitem baixo IR ou UV, ou não emitem, mas convertem entre 15% a 25% da potência em luz visível. O restante é convertido em calor, que deve ser conduzido da junção do LED para a placa de circuito impresso, dissipador, invólucro ou luminária. A tabela 2.2 mostra a proporção em que várias lâmpadas convertem a potência de entrada em calor e em energia radiante [43].

Tabela 2.2 – Potência convertida de fontes de luz “branca” [43].

	Incandescente (60 W)	Florescente (Tubular CW)	Vapor Metálico	LED (com fósforo)
Luz Visível	7,5%	21%	27%	15-25%
IR	73,3%	37%	17%	~0%
UV	0%	~0%	19%	0%
Energia Radiante Total	80,8%	58%	63%	15-25%
Calor (conduzido + convecção)	19,2%	42%	37%	75-85%
Total	100%	100%	100%	100%

O excesso de calor afeta o desempenho do LED em curto e longo prazo. Em curto prazo, que é reversível, ocasiona mudança de cor e reduz intensidade luminosa. Em longo prazo acelera a depreciação do fluxo luminoso e encurta o tempo de uso do componente. O tempo de uso é definido como o tempo em que ocorre uma redução de 30% da luminosidade inicial do LED, o que difere da definição de tempo de vida ou vida útil.

Cada tipo de LED responde de forma diferente à mudança de temperatura da junção, como mostra a Fig. 2.42, sendo o LED âmbar e o vermelho os mais sensíveis e o LED azul o menos sensível.

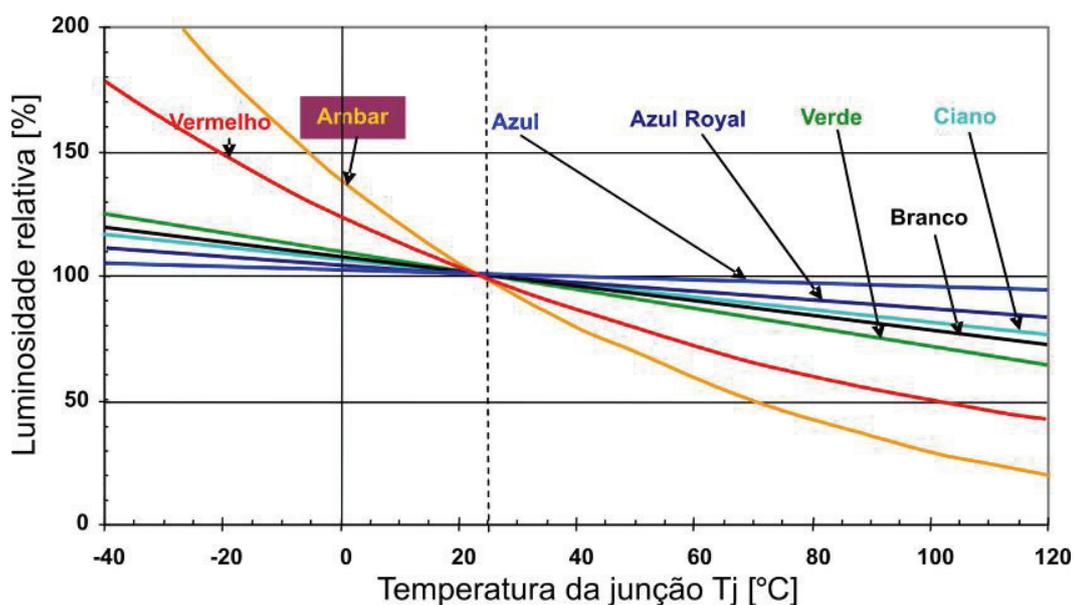


Fig. 2.42 – Influência da temperatura na luminosidade relativa de vários LEDs [44].

Quando a luz branca é obtida por LEDs RGB, apenas com a mudança da temperatura da junção ocorre uma perceptível mudança na cor devido à variação da luminosidade relativa de cada tipo de LED. Entretanto, além da mudança da luminosidade relativa, ocorre o deslocamento do comprimento de onda com a variação da temperatura, decorrente da variação da energia do *gap*. Assim, em um LED âmbar, quando a temperatura da junção é elevada, pode-se emitir no comprimento de onda relativo ao vermelho, comportamento mostrado na Fig. 2.43.

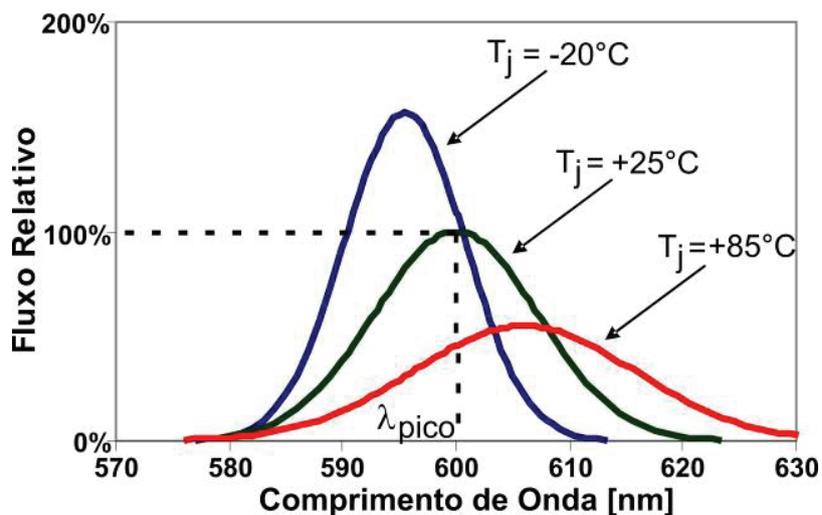


Fig. 2.43 – Comportamento de um LED âmbar de AlInGaP com a temperatura [44].

A contínua operação com a temperatura elevada acelera dramaticamente a depreciação do fluxo luminoso, resultando na redução do tempo de uso do LED. A Fig. 2.44 mostra o tempo de uso de dois LEDs de alto brilho operando com uma diferença de 11°C na temperatura da junção. Este acréscimo de 11°C acarreta uma redução do tempo de uso de ~37.000 horas para ~16.000 horas, ou seja, uma redução de 57%.

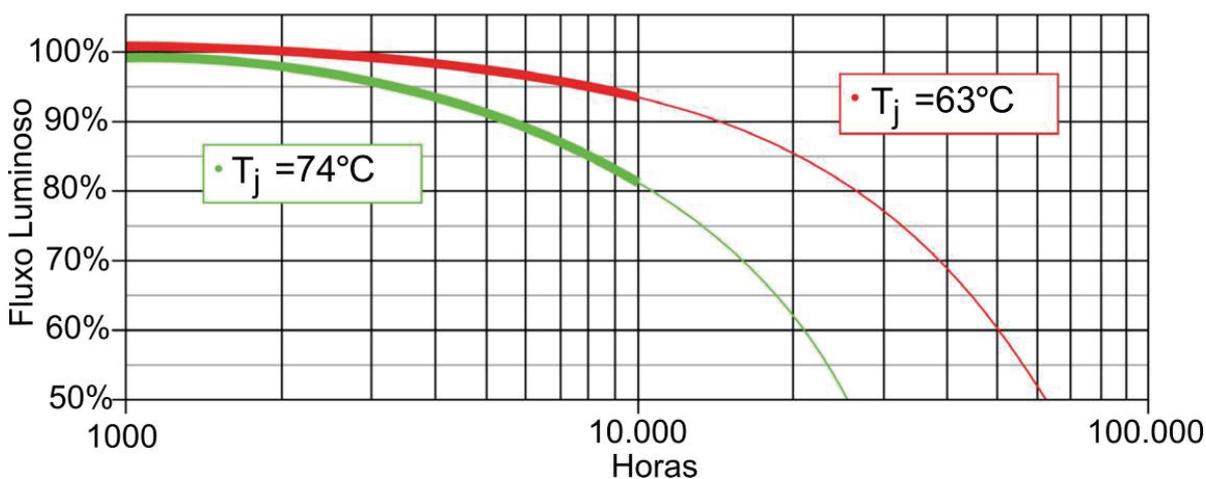


Fig. 2.44 – Tempo de uso de dois LEDs de alto brilho operando em temperaturas diferentes [43].

Continuamente a indústria aumenta a durabilidade dos LEDs operando em alta temperatura. O LED Luxeon K2 (Philips-Lumileds), mostrado na Fig. 2.45, mantém até 70% do seu fluxo luminoso em 50.000 horas para uma corrente de até 1.000 mA e para uma temperatura de junção de 120 °C. Em 2007 a Philips-Lumileds lançou o LED Luxeon K2 com TFFC (*Thin Film Flip Chip*), que possui uma fina pastilha semicondutora e, conseqüentemente, reduz as resistências térmicas (5,5 °C/W) e aumenta a extração do calor da junção semicondutora. Este LED pode operar com uma temperatura na junção semicondutora de até 185 °C.

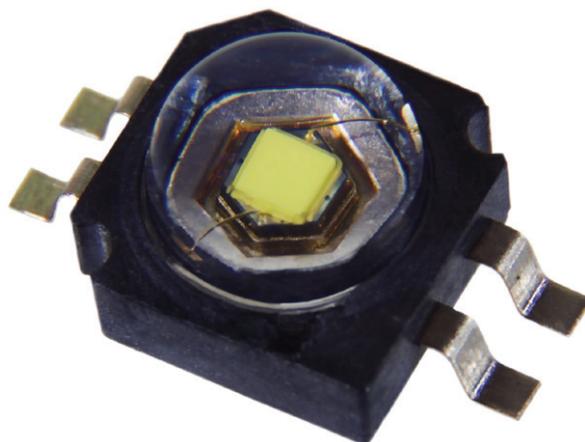


Fig. 2.45 – LED de potência Luxeon K2 Emitter (Philips-Lumileds).

Em 2007, os LEDs de potência usados para iluminação possuíam uma potência entre 1 e 10 W. Como qualquer outro dispositivo semicondutor, o aquecimento excessivo pode danificar ou reduzir o seu tempo de uso [45]. A Fig. 2.46 mostra dois LEDs Luxeon K2 TFFC danificados por superaquecimento.



Fig. 2.46 – LEDs Luxeon K2 TFFC danificados por superaquecimento.

Atualmente são encontrados LEDs de alta potência, mostrados na Fig. 2.47, com faixas de potência de até 100 W. Estes LEDs são constituídos de vários vetores de pastilhas semicondutoras conectadas em paralelo, sendo todas encapsuladas em um mesmo invólucro. Como no LED Luxeon K2, nos LEDs de alta potência a lente é constituída de silicone, mas a sua geometria planar permite que estes LEDs tenham um pequeno ângulo de emissão. Assim, estes LEDs dispensam o uso de lentes colimadoras, o que simplifica a sua montagem.

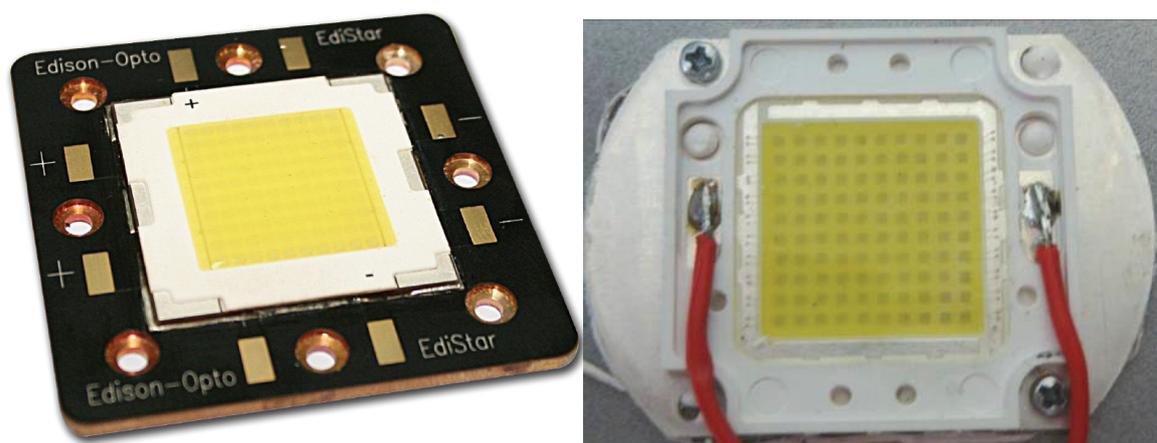
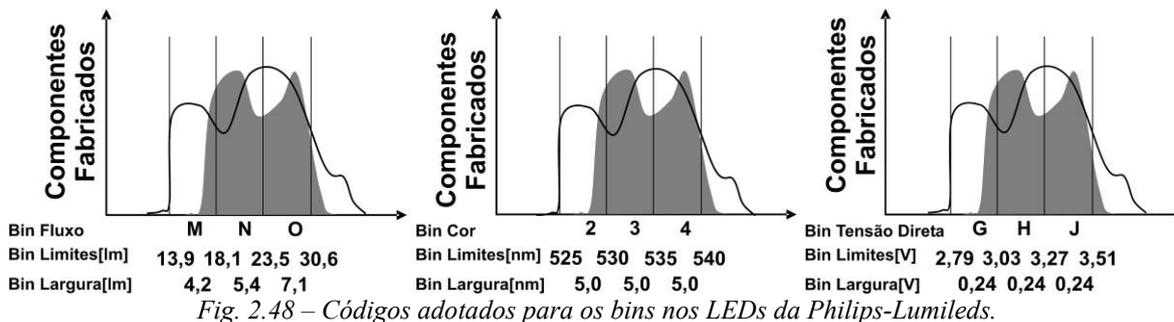


Fig. 2.47 – LEDs de alta potência (a esquerda um LED de 100 W fabricado pela Edison Opto e a direita um LED de 40 W).

Os fabricantes de LEDs testam e classificam todos os componentes por fluxo luminoso, cor e tensão direta, baseados em uma temperatura de junção de 25 °C com a aplicação de pulsos de 15 a 20 milissegundos [43]. Após classificados, os LEDs recebem um número chamado “bin” que possibilita a identificação de cor, fluxo e tensão direta. Entretanto, os LEDs frequentemente operam com a temperatura da junção igual ou superior a 60 °C, o que pode promover uma redução de 10% do fluxo luminoso especificado pelo fabricante. Assim, a redução do fluxo luminoso pode ser significativa em sistemas com o projeto térmico inadequado, pois nestes casos o LED pode operar com a temperatura da junção muito elevada.

A Fig. 2.48 mostra os códigos dos bins adotados nos LEDs da Philips-Lumileds [46]. A classificação e numeração dos bins são importantes em aplicações em que se deseja variar a tonalidade de cor, variação de intensidade luminosa e projetar circuitos de alimentação. Os bins também são importantes para simulação da pior, ou da melhor condição da aplicação, e para substituições destes componentes em possíveis manutenções. Os bins não são especificados no invólucro dos LEDs, sendo especificados na embalagem em que os LEDs são fornecidos.



2.8. Dimensionamento térmico dos LEDs

A temperatura da junção do LED é afetada por três fatores básicos: corrente aplicada, caminho térmico (resistência térmica equivalente) e temperatura ambiente. A corrente aplicada no LED e o caminho térmico são definidos pelo projeto térmico, mas a temperatura ambiente é influenciada pelo local em que o sistema é instalado. Em geral, os LEDs de potência geram bastante calor e necessitam de uma boa dissipação. Assim, a utilização dos LEDs em luminárias sem dissipação térmica, ou em ambientes com elevada temperatura, provoca a redução do seu tempo de uso, a redução do seu fluxo luminoso e a mudança da sua cor.

O aumento da corrente aplicada no LED, e conseqüentemente da potência aplicada, também tem sido possível graças à redução da resistência térmica do encapsulamento. A Fig. 2.49 mostra a evolução tecnológica na confecção dos encapsulamentos e as características térmicas dos principais tipos de LEDs.

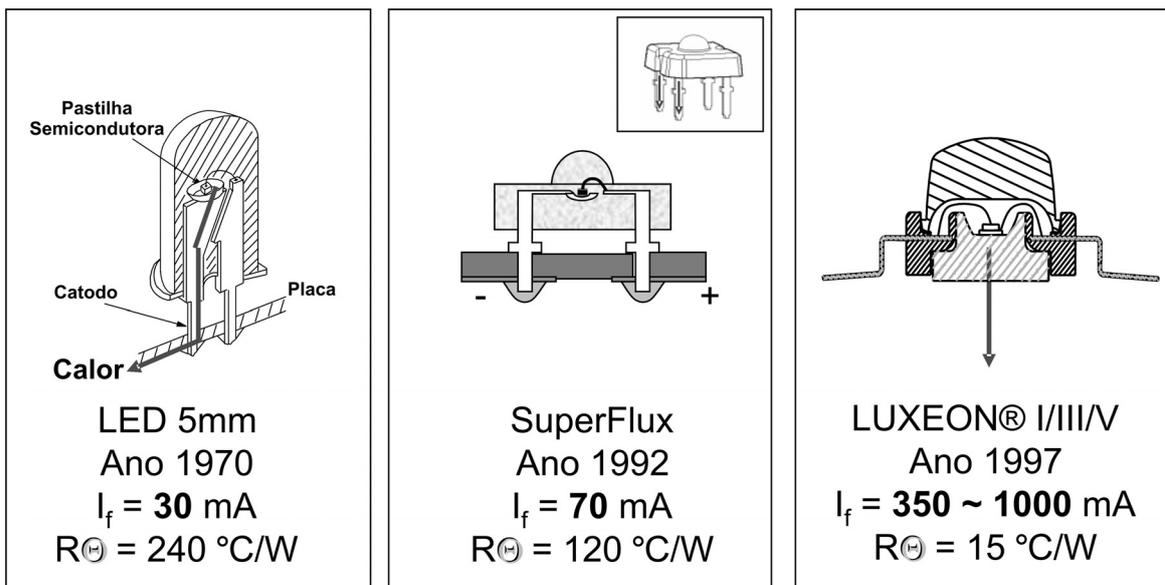


Fig. 2.49 – Evolução dos encapsulamentos nos LEDs.

A tabela 2.3 mostra as potências e as resistências térmicas dos principais LEDs da Philips-Lumileds. Pode ser observado que o tipo do material empregado no LED, AlInGaP ou InGaN, influencia no valor da resistência térmica. Assim, dois LEDs da mesma família, mas de materiais diferentes, possuem temperaturas de junção diferentes mesmo que estejam com a mesma temperatura do invólucro.

Tabela 2.3 – Potências e resistências térmicas dos principais LEDs da Philips-Lumileds.

	Luxeon AlInGaP @350 mA	Luxeon InGaN @350 mA	Luxeon III AlInGaP @1.400 mA	Luxeon III InGaN @700 mA (2.000 mA)	K2 AlInGaP @700 mA	K2 InGaN @1.500 mA	K2 TFFC InGaN @1.000 mA
Potência Total	0,80 W a 1,23 W	0,98 W a 1,40 W	3,23 W a 5,25 W	2,12 W a 3,13 W (3,90 W)	2,40 W (típica)	5,80 W (típica)	3,65 W (típica)
Resistência Térmica Junção- invólucro $R_{\Theta_{JC}}$	18 °C/W	15 °C/W	6 °C/W	13 °C/W	12 °C/W	9 °C/W	5,5 °C/W
Resistência Térmica Junção-placa $R_{\Theta_{JP}}$ (Luxeon Star)	23 °C/W	20 °C/W	10 °C/W	17 °C/W	-	-	-

A Fig. 2.50 mostra a montagem de um LED Luxeon Start em um dissipador. Neste caso, o LED convencional vem montado sobre uma placa de circuito impresso com núcleo metálico para condução do calor [47]. Este tipo de montagem também isola eletricamente o *slug*, corpo metálico do LED que é responsável pela transferência de calor do semicondutor que, por possuir proteção anti-estática, não é isolado eletricamente da pastilha semicondutora. No modelo térmico, P_d é a potência dissipada na junção, T_j é a temperatura da junção, T_{slug} é a temperatura do *slug*, T_{placa} é a temperatura no núcleo metálico da placa e T_{amb} é a temperatura ambiente. Já $R_{\Theta_{JC}}$ é a resistência térmica equivalente entre a junção e o *slug*, $R_{\Theta_{SP}}$ é a resistência térmica equivalente entre o *slug* e a placa e $R_{\Theta_{PA}}$ é a resistência térmica equivalente entre a placa e a temperatura ambiente. Deve ser observado que a analogia entre o modelo térmico com o modelo elétrico apresentado só é válida para o sistema em regime térmico permanente. Assim, o modelo não é válido para análise de transitórios térmicos.

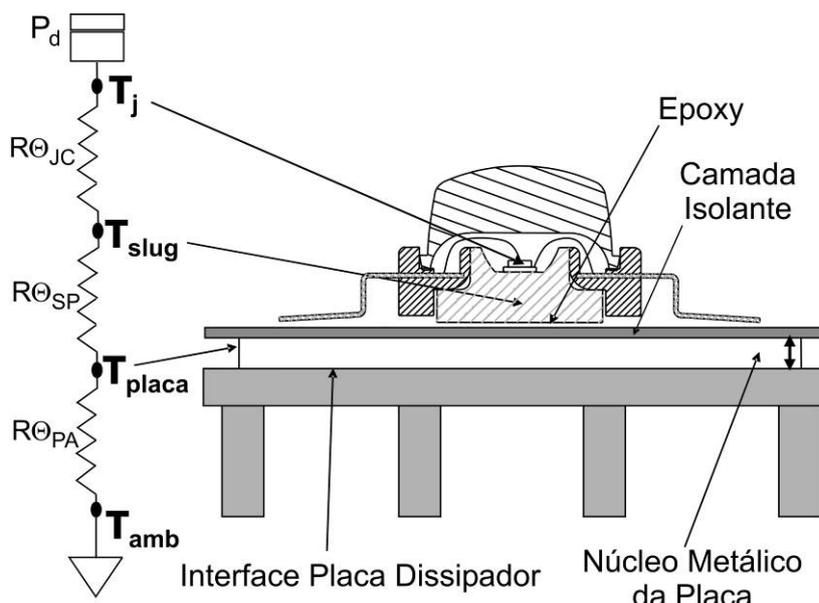


Fig. 2.50 – Montagem de um LED Luxeon Star em um dissipador e o modelo análogo ao térmico em regime.

Deve ser observado que a potência dissipada na junção do LED, P_d , não é o produto da tensão direta pela sua corrente, como ocorre nos diodos retificadores, pois parte da energia aplicada no LED é convertida em luz, atualmente 15 a 25% para o LED branco. Entretanto, algumas notas de aplicação [47], [48] e [49] utilizam o valor deste produto como estimativa da potência dissipada na junção. Fabricantes como Nichia e Osram não utilizam esta aproximação [24] e [50] e determinam a potência dissipada na junção através de medidas térmicas. A Fig. 2.51 mostra um exemplo de como medir a temperatura da placa, com núcleo metálico, para estimar a temperatura da junção do LED. Deve ser utilizado um pequeno termopar, para que a sua massa não interfira na medida, e todas as resistências térmicas equivalentes devem ser previamente conhecidas.

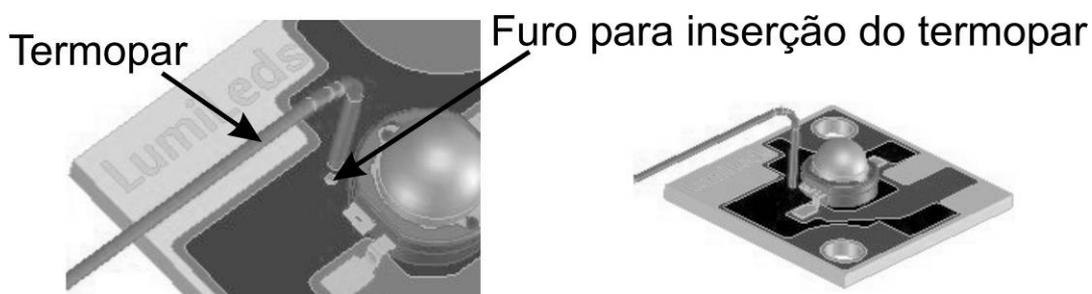


Fig. 2.51 – Inserção do termopar no núcleo metálico da placa onde o LED é montado.

A Fig. 2.52 mostra as duas formas mais comuns em que os LEDs de potência são encontrados. A utilização da placa de circuito impresso com núcleo metálico aumenta a resistência térmica do componente, mas quando é considerada a resistência térmica devido à interface *slug*/placa dissipador, dependendo do isolador elétrico utilizado no *slug*, o conjunto LED mais placa pode ser termicamente mais eficiente.

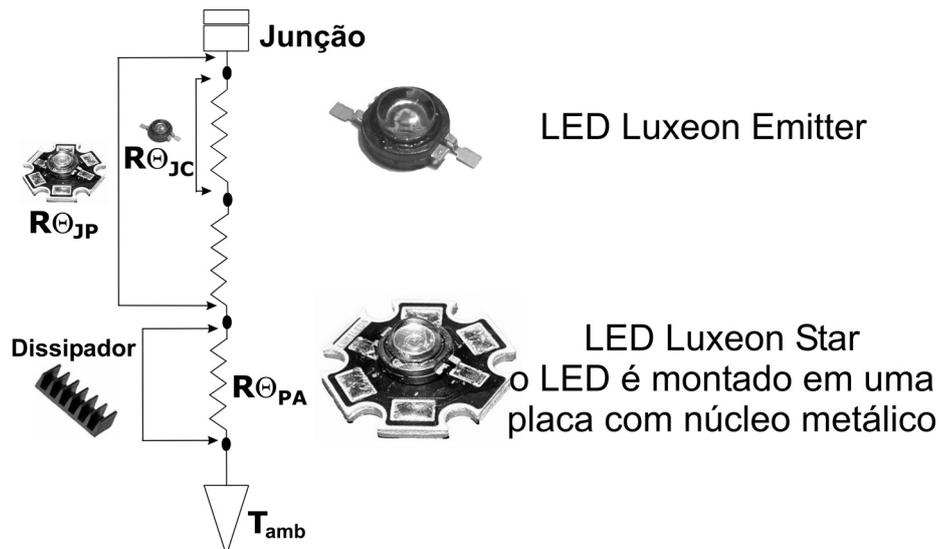


Fig. 2.52 – Duas formas mais comuns em que os LEDs de potência são encontrados.

A Fig. 2.53 mostra a corrente média máxima, em função da temperatura ambiente, para várias resistências térmicas equivalentes. A curva mostrada é para um LED branco Luxeon I (1W) da Philips/Lumileds, com tensão direta entre 3,75 e 3,99 V (bin L) e com um tempo de uso de 50.000 horas. Para aplicação em semáforos, para todas as resistências térmicas apresentadas, não é possível aplicar a corrente média nominal do LED (350 mA). Assim, o que determina a corrente média máxima de operação do LED é o projeto térmico. A possibilidade de monitorar a temperatura da junção permitiria gerenciar a durabilidade e características ópticas do LED.

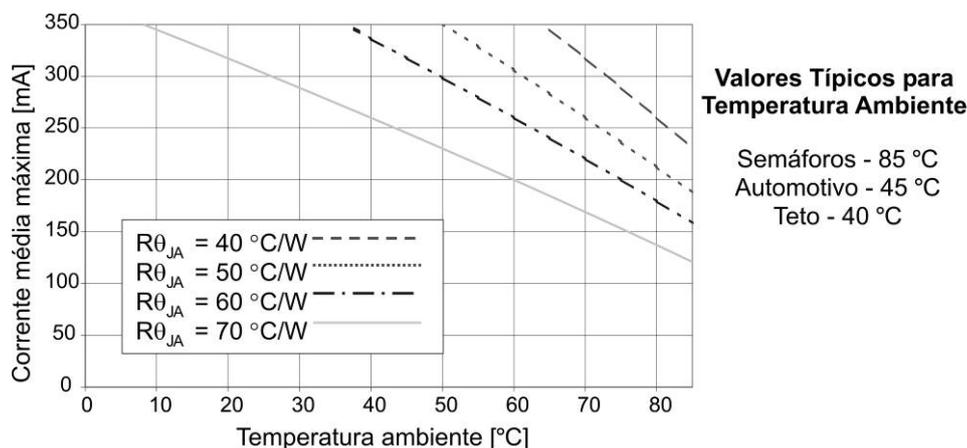


Fig. 2.53 – Corrente média máxima do LED branco Luxeon (1W) em função da temperatura ambiente e resistência térmica equivalente.

De uma forma geral, são utilizados enormes dissipadores para os LEDs de potência, o que permite o aumento da corrente aplicada e da luminosidade obtida. A luminária pública fabricada pela empresa brasileira SunLab Power é mostrada na Fig. 2.54. Esta luminária é composta por conjuntos formados por quatro LEDs de potência. Cada conjunto

de LEDs é fixado em um perfil de alumínio que atua como dissipador. Os perfis de alumínio são fixados em uma luminária convencional de alumínio, o que também auxilia a extração do calor gerado.



Fig. 2.54 – Luminária para iluminação pública, fabricada pela SunLab.

A Fig. 2.55 mostra uma luminária para iluminação pública lançada pela GE na FIEE – Feira Internacional da Indústria Elétrica, Energia e Automação ocorrida em São Paulo capital (Junho de 2009). Nesta luminária, os LEDs de potência são fixados diretamente no corpo da luminária (em alumínio), que atua como um dissipador de calor.



Fig. 2.55 – Luminária para iluminação pública, fabricada pela GE.

A Fig. 2.56 mostra uma luminária para iluminação pública, fabricada no Brasil, que utiliza apenas um LED de potência de 40 W. O LED de alta potência é fixado diretamente em um dissipador de alumínio fundido, que faz parte do corpo da luminária.



Fig. 2.56 – Luminária para iluminação pública com um LED de alta potência (40 W).

A Fig. 2.57 mostra uma solução utilizada, ao longo do desenvolvimento deste trabalho. A esquerda observa-se o layout utilizado para dissipação do calor no LED de

potência, ampliado dentro do retângulo, e à direita uma foto de uma luminária RGBW desenvolvida (16 LEDs do tipo K2 com 3 W cada). Mesmo sendo utilizada uma elevada superfície para dissipação, como a espessura de 2 mm da chapa de alumínio utilizada na construção da luminária, foi adicionado um dissipador para otimizar a distribuição do calor. Sem o uso deste dissipador, são gerados pontos quentes nos locais em que os LEDs são fixados, o que provoca a redução da intensidade luminosa. Este problema decorre da baixa difusão do calor através da chapa metálica. Em alguns casos, pode ser utilizada apenas uma barra de alumínio, ou cobre, sob o local em que os LEDs são fixados. O uso da barra metálica melhora a difusão do calor e, mesmo praticamente não alterando a área da superfície para dissipação, reduz a temperatura da junção nos LEDs.

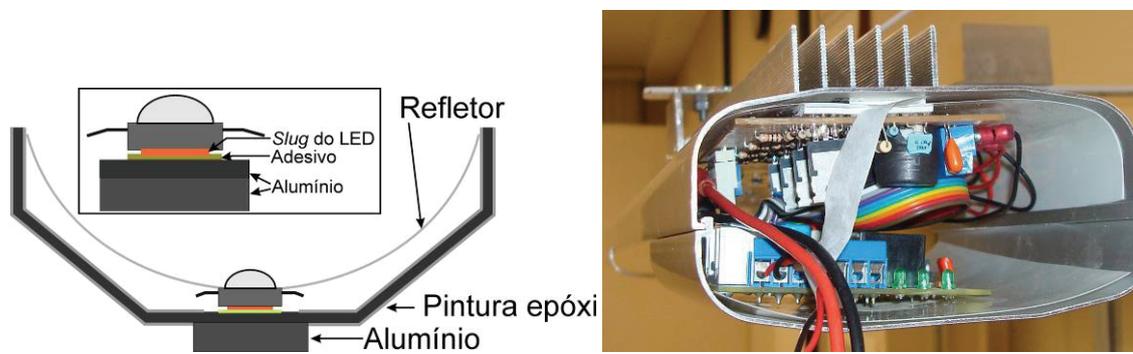


Fig. 2.57 – Solução utilizada para extração do calor dos LEDs de potência.

Como o *slug* do LED de potência não é eletricamente isolado, devido à proteção anti-estática, a sua fixação geralmente é um problema. Pois, além da fixação do LED no dissipador, é necessário isolar eletricamente o *slug* do dissipador. Para baixas potências (< 2 W), os dissipadores podem ser eletricamente isolados e os LEDs podem ser fixados diretamente no dissipador com pasta térmica, ou cola termicamente condutora. Nestes casos, o próprio invólucro da “lâmpada” é utilizado para propiciar a isolação elétrica. A Fig. 2.58 mostra um exemplo de “lâmpadas” que utilizam o invólucro para isolar eletricamente o dissipador (ambas fabricadas pela OptiLED).



Fig. 2.58 – Exemplo de lâmpadas que utilizam a carenagem para isolação elétrica.

Para potências iguais, ou acima, de 2 W são utilizadas colas especiais para fixação do LED. Uma das colas mais utilizadas é a cola fabricada pela Loctait 315 Output (com o ativador 7387 Activator). Esta cola possui microesferas de mica que criam um espaçamento uniforme entre o dissipador e o *slug* do LED de potência, o que propicia uma isolamento elétrica. Entretanto, esta cola possui uma elevada toxicidade, uma validade de apenas seis meses e necessita de uma temperatura de armazenagem de 5 °C, o que inviabilizou a sua utilização neste trabalho.

Os fabricantes Electrolube e Dow Corning também possuem colas especiais para fixação dos LEDs de potência, mas elas necessitam de uma automação na inserção do componente. Estas colas não utilizam nenhum material que propicie a formação de um espaçamento uniforme entre o dissipador e o *slug* do LED de potência, o que obriga a automação da inserção para controlar este espaçamento e, conseqüentemente, controlar a resistência térmica e a isolamento elétrica. Assim, a utilização destas colas também foi descartada.

Para a realização deste trabalho foi utilizado o adesivo *Silglass 150*, fabricado pela Implastec. Mesmo não sendo um produto específico para aplicação em LEDs de potência, pois ele não possui uma boa adesão no LED e uma isolamento elétrica definida, este produto possibilita as condições mínimas de isolamento e de condução térmica. Os problemas de adesão foram contornados com a utilização de uma cola tipo epóxi bicomponente, que foi utilizada através do corpo do LED e do dissipador. A Fig. 2.59 mostra a fixação de um LED Luxeon K2 utilizando esta solução. Atualmente, o fabricante 3M está comercializando fitas adesivas condutoras térmicas e eletricamente isoladas para fixação de componentes eletrônicos que necessitam de gerenciamento térmico.

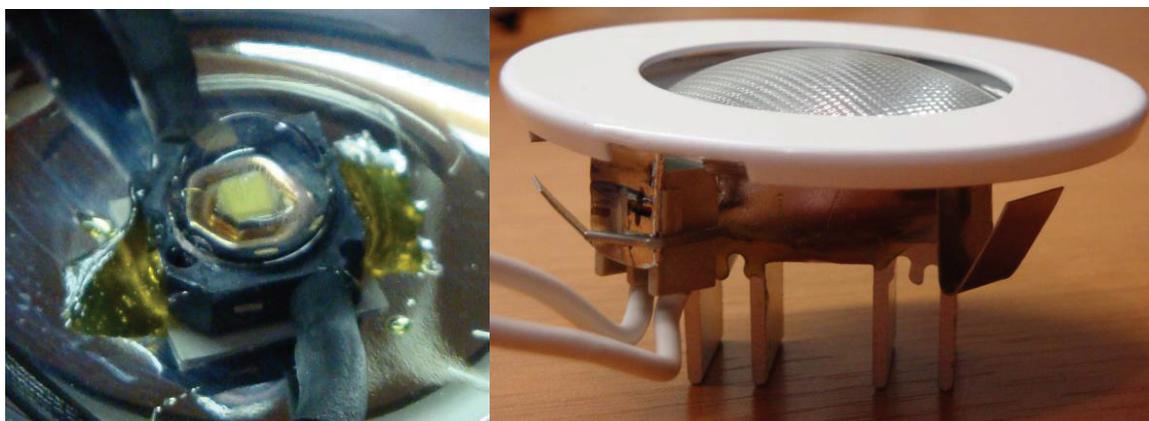


Fig. 2.59 – Fixação de um LED Luxeon K2 utilizando a fita (adesivo) *Silglass 150*.

2.9. Proposição de um método de estimação da temperatura da junção para LEDs de potência

Gu et al. [51] e Narendran et al. [52] desenvolveram métodos, sem contato, para determinar a temperatura da junção de LEDs brancos com fósforo amarelo. Entretanto, esta metodologia utiliza o deslocamento do comprimento de onda para determinar a temperatura da junção, o que não é fácil de ser aplicado em produtos de consumo.

Pinho et al. [53] calculavam a temperatura da junção em função da temperatura do dissipador, da condutividade térmica e da potência de entrada (produto da tensão direta pela corrente), mas eles cometiam o erro de aproximar a potência dissipada na junção pela potência de entrada. Como parte da potência aplicada no LED é convertida em luz, somente parte da potência de entrada é convertida em calor, o que ocasiona erro na determinação da temperatura da junção.

Assim, propõe-se um método de estimação da temperatura da junção. Para análise da influência da temperatura da junção na curva $I-V$, foi utilizado um LED branco Luxeon III Emitter LXHL-PW09 da Philips-Lumileds, mostrado na Fig. 2.60. Este LED suporta uma potência de 3W e possui uma corrente nominal de 700 mA.

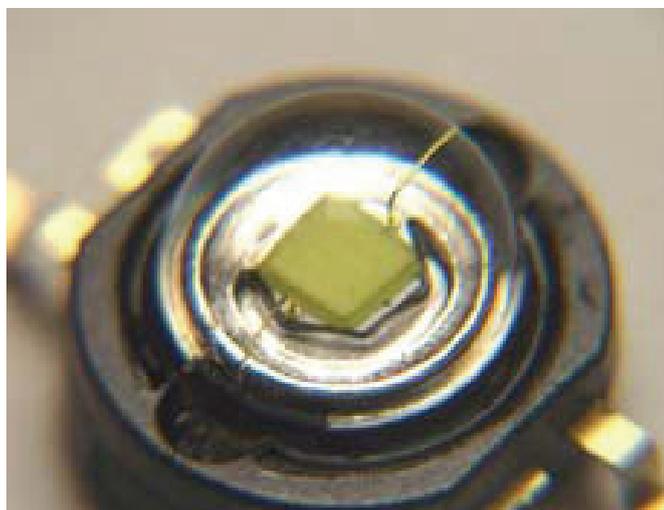


Fig. 2.60 – Foto do LED branco Luxeon III Emitter LXHL-PW09.

Para realização dos experimentos foi utilizada uma câmara climática modelo WK340, fabricada pela Weiss, mostrada na Fig. 2.61. Para facilitar a estabilização da temperatura, o LED foi fixado em um dissipador volumoso (15 cm x 8 cm x 2,3 cm) e a câmara climática foi utilizada para o controle da temperatura. Antes de cada medida, o LED era desligado e era aguardado que a temperatura da junção entrasse em equilíbrio com a temperatura do dissipador, sendo esta temperatura a mesma da câmara climática.



Fig. 2.61 – Dissipador com o LED inserido na câmara climática.

A configuração utilizada para obtenção dos resultados experimentais é mostrada na Fig. 2.62. A aquisição da curva $I-V$ foi feita com um osciloscópio digital e uma sonda de corrente com largura de banda de 50 MHz. A tensão no LED foi obtida através de uma sonda de tensão não isolada. Com a entrada em condução do interruptor, eram aplicados pulsos com um tempo de subida de $700 \mu\text{s}$, sendo este tempo determinado pela constante de tempo obtida pela resistência R_M e capacitância C_M .

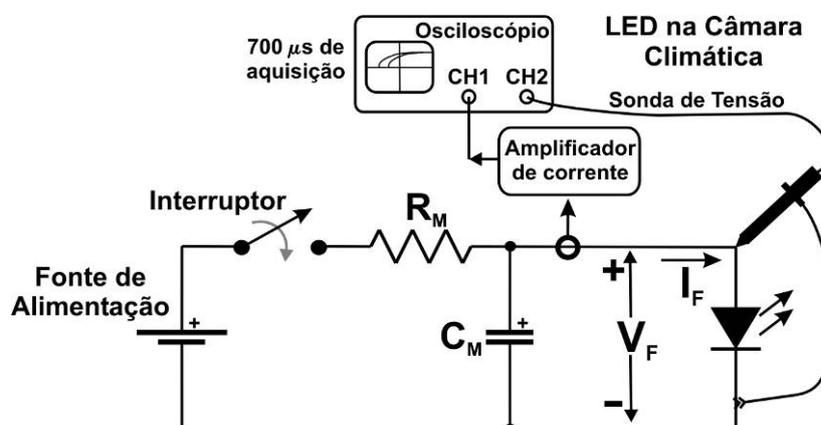


Fig. 2.62 – Configuração utilizada para obtenção dos resultados experimentais.

A Fig. 2.63 mostra a tensão e a corrente com o LED em 40°C , quando aplicado um pulso de $700 \mu\text{s}$. A tensão utilizada na fonte de alimentação foi de 14 V , o valor da resistência R_M foi de 13Ω e o valor da capacitância C_M foi de $470 \mu\text{F}$. Para evitar erros de medida, cada aquisição era efetuada 20 minutos após a estabilização da temperatura da câmara. Para repetir uma leitura, em uma mesma temperatura, foi utilizado um intervalo de 5 minutos entre as medidas.

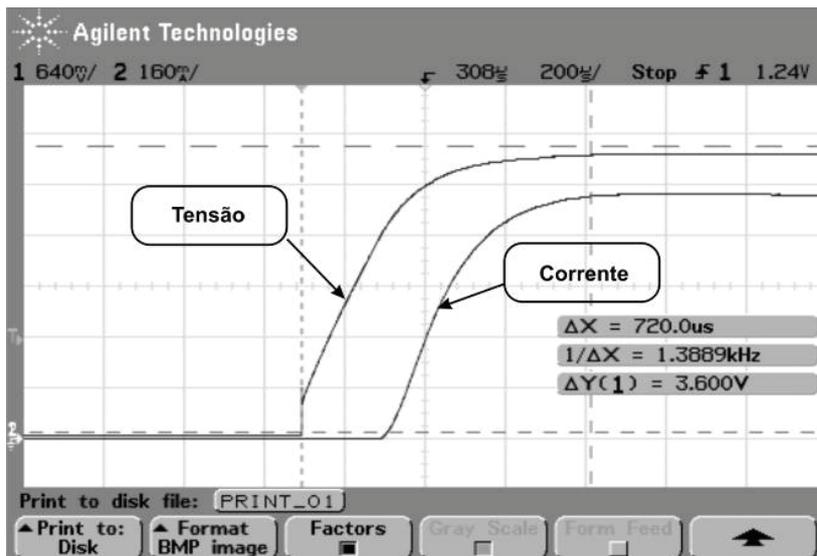


Fig. 2.63 – Pulso aplicado no LED para uma temperatura de 40 °C.

As curvas I - V , obtidas experimentalmente para várias temperaturas, são mostradas na Fig. 2.64. Como a corrente é praticamente nula até uma tensão de 2,5 V, a resistência paralela equivalente pode ser considerada muito alta podendo, portanto, ser removida do modelo. Cada curva é composta por 2.000 pontos e no instante em que o pulso é aplicado, a temperatura da junção é igual à temperatura da câmara climática.

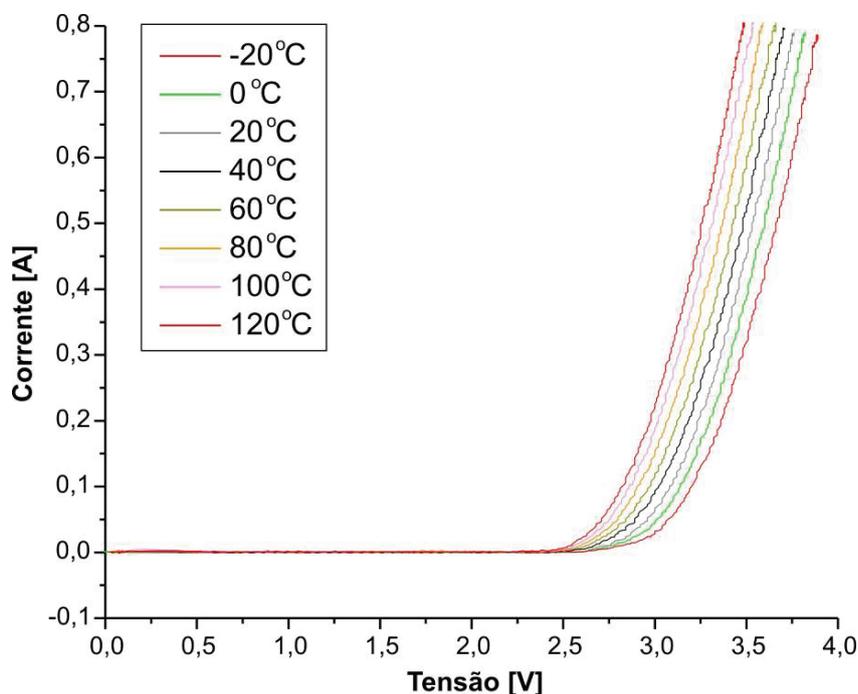


Fig. 2.64 – Curvas I - V obtidas experimentalmente.

A Fig. 2.65 mostra com mais detalhes as curvas I - V obtidas experimentalmente. Analisando as curvas, a partir de 350 mA, elas podem ser consideradas retas. Assim, colocando a tensão direta em função da corrente e efetuando uma regressão linear, são

obtidas as curvas da Fig. 2.65. Considerando a equação (2.17), o coeficiente linear da regressão linear é $V_{LED}(T)$ e o coeficiente angular da regressão linear é R_{LED} .

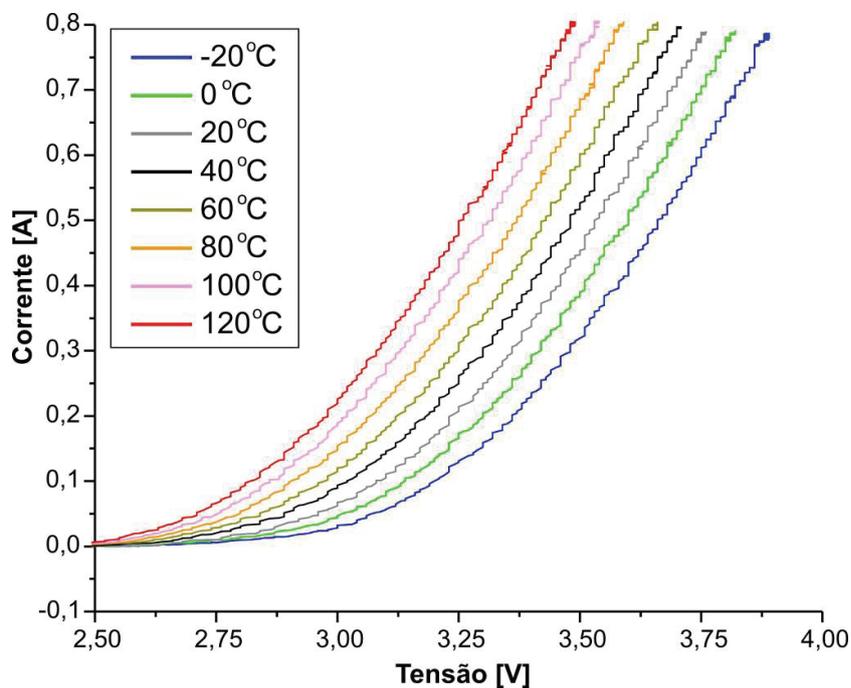


Fig. 2.65 – Detalhe das curvas I-V obtidas experimentalmente.

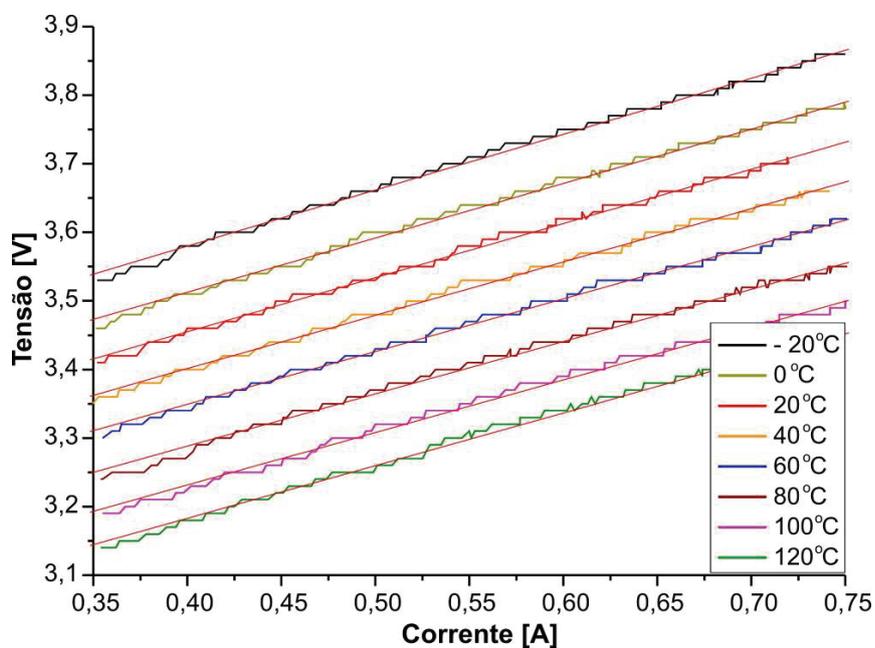


Fig. 2.66 – Tensão direta em função da corrente para aplicar a regressão linear.

Os valores dos coeficientes angulares e lineares, obtidos por regressão linear, são mostrados na tabela 2.4. Em todos os casos, a temperatura da junção é considerada como

sendo a temperatura da câmara climática (sistema térmico em regime permanente antes do pulso).

Tabela 2.4 – Valores dos coeficientes angulares e lineares para o LED caracterizado.

Temperatura [°C]	Coefficiente linear [V]	Coefficiente angular [Ω]
-20	3,25289	0,81707
0	3,19594	0,79189
20	3,13898	0,78996
40	3,09005	0,77786
60	3,04182	0,76818
80	2,98318	0,76236
100	2,92529	0,76546
120	2,87517	0,76908

A partir dos coeficientes angulares obtidos, a variação de R_{LED} em função da temperatura é mostrada na Fig. 2.67, que descreve um comportamento não linear. Para o LED analisado, a variação da resistência série intrínseca foi de $0,05 \Omega$, que ocasionaria uma variação na tensão direta de 35 mV em uma corrente nominal de 700 mA . Esta variação na tensão direta, quando utilizada outra técnica para estimar a temperatura da junção [54], poderia provocar um erro de 15°C na avaliação da temperatura. A resistência em paralelo com a junção, que diminui com o envelhecimento do LED, poderia afetar a medida caso fosse aplicada uma baixa corrente, por exemplo, de 50 mA .

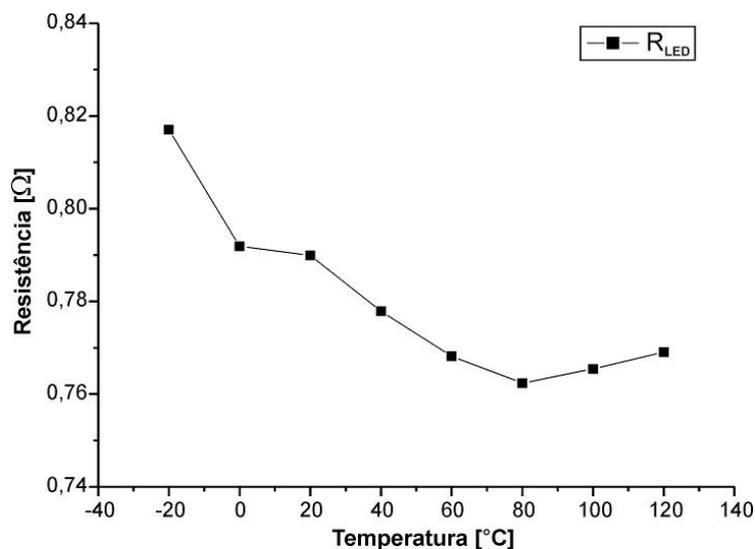


Fig. 2.67 – Resistência R_S em função da temperatura.

A partir do coeficiente linear obtido, a variação de $V_{LED}(T)$ em função da temperatura é mostrada na Fig. 2.68, que descreve um comportamento linear.

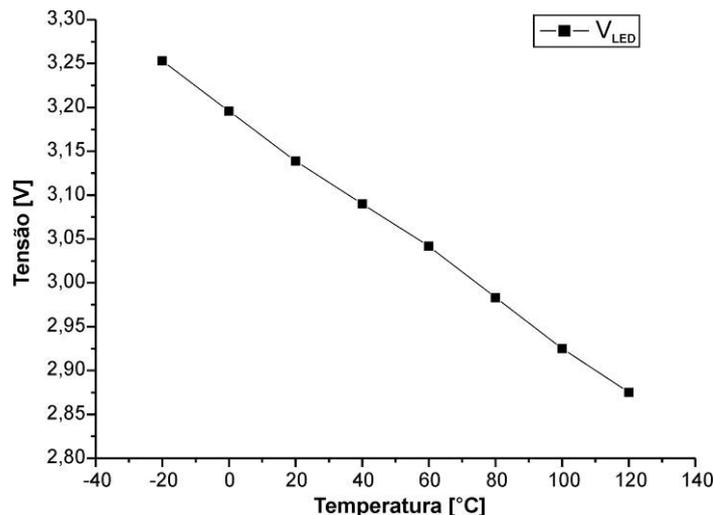


Fig. 2.68 – Tensão V_{LED} em função da temperatura.

Devido ao comportamento linear de $V_{LED}(T)$ é possível utilizar esta curva para determinar a temperatura da junção. Entretanto, é necessário conhecer no mínimo dois pontos da reta formada por $V_{LED}(T)$. A princípio, a inclinação desta reta deve depender exclusivamente do tipo de LED utilizado [54], mas como todos os LEDs disponíveis para o teste eram do mesmo lote e tinham os mesmos *bins*, ainda não foi possível comprovar experimentalmente esta hipótese. A verificação experimental desta hipótese deve ser realizada com a utilização de vários LEDs com características diferentes; isto é, *bins* distintos. Experimentos realizados com LEDs compostos por materiais diferentes, InGaN e AlInGaP, apresentaram inclinações diferentes na curva $V_{LED}(T)$, mas sempre mantiveram o comportamento linear desta curva.

O algoritmo mostrado na Fig. 2.69 e descrito na seqüência determina dois pontos da reta e assim, é possível determinar o coeficiente angular e o coeficiente linear de $V_{LED}(T)$, definindo $V_{LED}(T)$. Inicialmente o LED está sem corrente (desligado) e a temperatura da junção é igual à temperatura do dissipador e do ambiente. Antes de se energizar (ligar) o LED é medida a temperatura do dissipador e é aplicado um pulso de 400 mA e a tensão direta é medida. Em seguida, é aplicado o pulso de 700 mA e a tensão direta é medida. Com os valores dos dois pulsos, o primeiro ponto da reta $V_{LED}(T)$ é determinado. Após o primeiro uso do LED, com o LED desligado, é aguardado que a temperatura da junção entre em equilíbrio com o dissipador. Mas, devido à resistência e a capacitância térmica do LED serem pequenas, a temperatura de equilíbrio ainda é maior que a temperatura ambiente. Neste momento o segundo ponto é determinado da mesma maneira que o primeiro ponto. Com os dois pontos determinados, e conseqüentemente com $V_{LED}(T)$

definido, a qualquer momento é possível determinar a temperatura da junção com a aplicação dos pulsos de corrente.

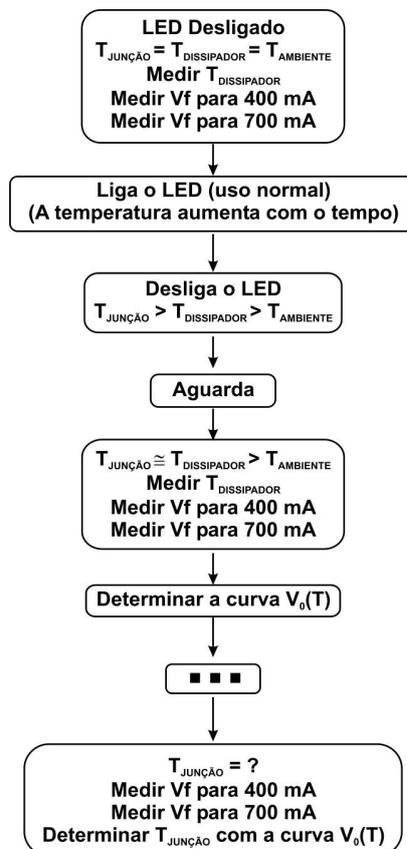


Fig. 2.69 – Algoritmo para determinar a temperatura da junção.

Comprovada a hipótese que o coeficiente angular da curva $V_{LED}(T)$ é uma constante, para cada tipo de LED utilizado, o sistema poderá ser calibrado com a determinação de um único ponto antes de ligar o LED, o que simplificaria a metodologia proposta na Fig. 2.69. Entretanto, o sistema deverá ter previamente armazenado o coeficiente angular do LED utilizado.

A metodologia proposta para determinar a temperatura da junção possui as seguintes características:

- Independe do valor da resistência série intrínseca;
- Permite monitorar a temperatura da junção dos LEDs individualmente;
- Utiliza apenas um sensor de temperatura, mesmo para uma grande quantidade de LEDs;
- Permite determinar a temperatura da junção até em transitórios térmicos;
- Independe da tensão direta do LED utilizado;
- Independe das resistências térmicas do sistema.

Para o usuário não interessa se o conversor utilizado possui alto rendimento, mas apenas se o sistema possui alta eficácia luminosa com baixo custo e com baixo consumo. Assim, a metodologia proposta permite monitorar a temperatura da junção, mas sem o uso de sensores ópticos especiais, o que permite otimizar a eficácia luminosa do LED com baixo custo.

Todavia, a largura do pulso utilizado pode interferir na medida da temperatura da junção, pois as correntes utilizadas para aplicação dos dois pulsos aquecem a junção. A Fig. 2.70 mostra resultados experimentais do comportamento da tensão direta no LED branco Luxeon III Emitter LXHL-PW09 @30°C. Quando é aplicado um degrau de corrente de 700 mA a tensão cresce rapidamente até chegar ao seu valor máximo. Após a tensão atingir o seu valor máximo, ela sofre um pequeno e rápido decremento, mostrado com mais detalhes na Fig. 2.71. Este rápido decremento da tensão gera uma variação de tensão de 13 mV em 400 μ s, o que é decorrente do rápido aquecimento da junção provocado pela inércia térmica da difusão do calor sobre a pastilha semicondutora [55]. Esta variação de tensão ocorre devido a uma variação de temperatura da junção em torno de 5 °C.

Os fabricantes de LEDs caracterizam as propriedades ópticas dos LEDs estabilizando a temperatura em 25°C. Em seguida, aplicam um pulso não repetitivo de 15 a 20 ms [43] [56]. Entretanto, este pulso já provoca o aquecimento da junção, mas não são reportadas alterações significantes nas propriedades ópticas dos LEDs. Assim, este aquecimento é provocado pela aplicação dos pulsos de corrente, o que não deve afetar significativamente as propriedades ópticas dos LEDs.

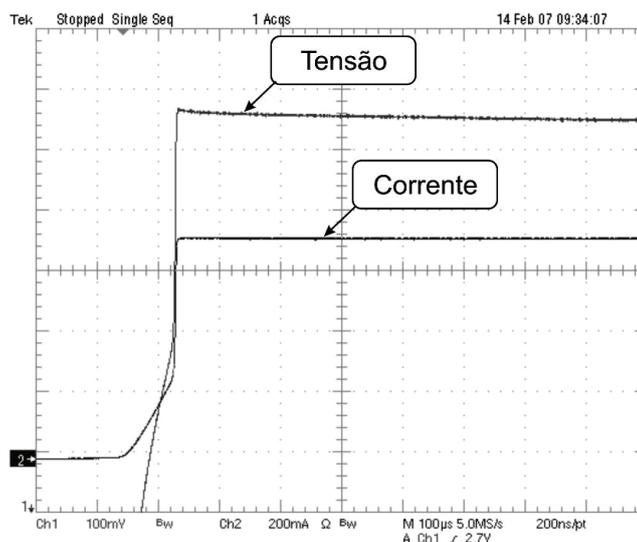


Fig. 2.70 – Degrau de corrente e de tensão no LED branco Luxeon III Emitter LXHL-PW09 @ 30°C. (Base de tempo: 100 μ s, Ch1: 100mV/div. e Ch2: 200mA/div.)

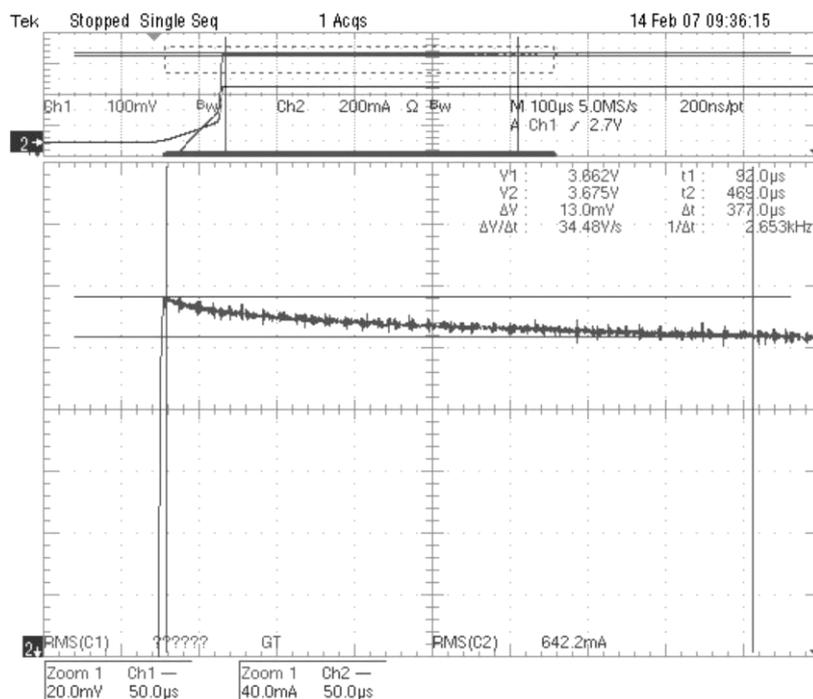


Fig. 2.71 – Detalhe da tensão no degrau de corrente.
(Base de tempo: 50 µs, Ch1: 20mV/div.)

A Fig. 2.72 mostra o detalhe da tensão no momento em que o degrau de corrente de 700 mA é aplicado. Pode ser observado que a variação de tensão, no momento da aplicação do pulso, independe da utilização de dissipador no LED.

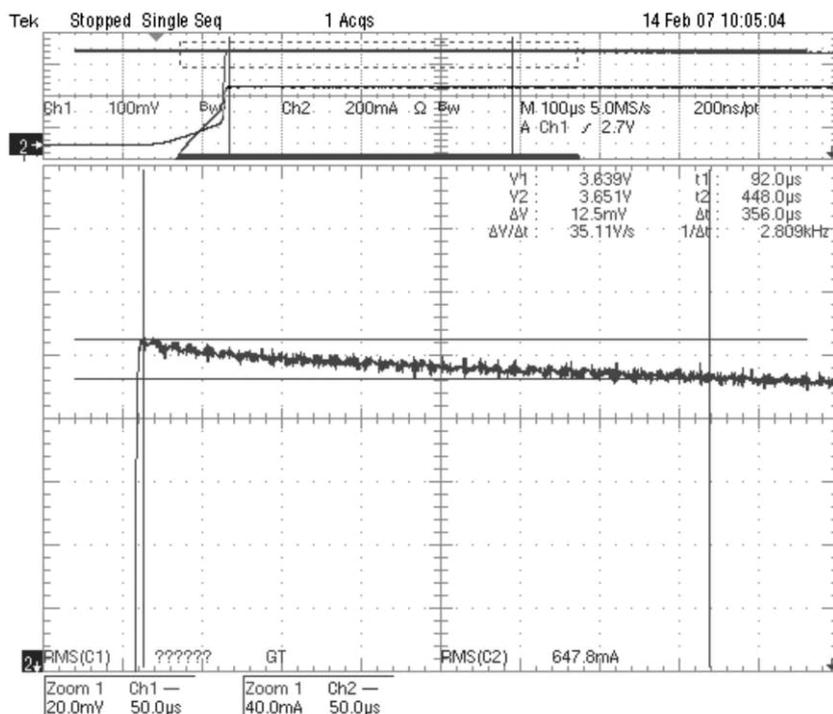


Fig. 2.72 – Detalhe da tensão no degrau de corrente com o LED sem dissipador.
(Base de tempo: 50µs, Ch2: 40mA/div.)

2.10. Conclusão

Este capítulo analisou as características construtivas e operacionais dos LEDs para iluminação, focando nos LEDs de potência. As características construtivas afetam as características ópticas e elétricas dos LEDs, o que deve ser considerado no momento da escolha do tipo de tecnologia a ser utilizada.

Também foi analisada a influência da temperatura da junção na intensidade luminosa, no ponto de cromaticidade e nas características elétricas dos LEDs. Esta análise permite estimar o comportamento do LED em diferentes condições térmicas, permitindo prever possíveis problemas decorrentes destas condições. A influência da temperatura da junção nas características ópticas e elétricas dos LEDs difere bastante do comportamento das lâmpadas convencionais com a variação da temperatura, o que torna necessário o gerenciamento térmico nos LEDs e gera novas variáveis para o desenvolvimento de sistemas para iluminação com esta tecnologia.

Como a junção do LED aquece rapidamente, enquanto a estrutura de dissipação do LED possui uma inércia térmica, a modulação PWM permite uma menor variação da temperatura da junção, quando comparada com a modulação por amplitude. Assim, a modulação PWM é preferível para aplicações em que é necessária uma baixa variação do ponto de cromaticidade.

Diferente das lâmpadas fluorescentes, o fósforo dos LEDs brancos PC respondem rapidamente às variações da luz absorvida. Assim, a eficiência do fósforo amarelo não é afetada diretamente pela variação da frequência de alimentação do LED, sendo apenas influenciada pela sua temperatura.

Foi desenvolvido um modelo elétrico simplificado para os LEDs de potência, o qual foi validado através de resultados experimentais. Este modelo conseguiu prever, por simulação, o desbalanceamento de corrente que ocorre em LEDs conectados em paralelo.

A influência da temperatura na curva $I-V$ foi analisada matematicamente e foi explicado o efeito físico da mudança de temperatura no pico do comprimento de onda emitido pelo LED.

Foi também proposto um método de estimação da temperatura da junção, que independe do valor da resistência série intrínseca, das resistências térmicas do sistema e da tensão direta do LED utilizado. O método proposto estima a temperatura de junção com a utilização de apenas um sensor de temperatura. Entretanto, permite determinar a

temperatura da junção, de forma individual, para um grande número de LEDs inseridos em um dissipador, mesmo na situação de transitórios térmicos, o que não é possível com a utilização de outros métodos. Em um caso prático onde se deseja estimar a temperatura da junção em um experimento, o método proposto pode ser utilizado para estimar a temperatura da junção utilizando a ondulação de corrente no LED. Para isso, inicialmente, torna-se necessário a obtenção dos dois pontos que podem determinar a reta $V_{LED}(T)$ e, posteriormente, obter o coeficiente linear da curva $V \times I$ do LED através da ondulação de corrente. Este coeficiente linear, V_{LED} , determinará a temperatura da junção através da curva $V_{LED}(T)$.

Capítulo 3 – Conversores CC-CC para LEDs de Potência

3.1. Introdução

Atualmente as luminárias que empregam LEDs de potência já são bastante utilizadas para substituição das lâmpadas dicróicas, inclusive no Brasil. Os LEDs possuem uma elevada eficiência, quando comparados com as lâmpadas incandescentes, e a sua temperatura de cor correlata não sofre grandes variações com a dimerização. Os LEDs também possibilitaram um novo conceito, a mudança da cor do ambiente, permitindo o usuário definir uma cor desejada. Neste sentido, os conversores CC-CC podem ser utilizados, juntamente com os LEDs, para substituição das lâmpadas dicróicas alimentadas em baixa tensão.

Outro nicho de aplicação dos LEDs alimentados por conversores CC-CC é a área automotiva, sendo aplicado tanto para iluminação externa, em faróis e luzes de sinalização, quanto para iluminação interna. Já em janeiro de 2004 a Hyundai apresentou, no salão do automóvel de Detroit, o seu carro conceito HCD-8, o qual utiliza LEDs de potência da Osram para iluminação externa e sem a necessidade de refletores [57].

Dependendo da norma empregada, não é exigida a correção do fator de potência quando o conversor é alimentado pela rede elétrica e possui baixa potência, o que possibilita a utilização de simples conversores CC-CC isolados para alimentar os LEDs, após um estágio de retificação. Entretanto, existe a necessidade da utilização de conversores de baixo custo para baixas potências, pois em uma iluminação distribuída é necessária a utilização de um grande número de circuitos.

Este capítulo é dedicado ao estudo dos conversores CC-CC aplicáveis aos LEDs de potência. É analisada a influência do tipo de conversor utilizado nas características ópticas, a melhoria da vida útil e a possibilidade da redução de custos, sendo propostos circuitos auto-oscilantes. O modelo elétrico simplificado do LED, determinado no capítulo anterior, é utilizado para a análise dos conversores.

3.2. Característica da fonte utilizada para alimentar o LED

Os LEDs de potência possuem uma resistência série intrínseca. Entretanto, quando estes LEDs são alimentados por fontes de tensão, esta resistência não é elevada o suficiente

para limitar a sua corrente. Além disso, as tensões diretas nestes LEDs apresentam valores distintos para um mesmo modelo de LED. Cita-se como exemplo, o LED branco Luxeon III de 3 W, fabricado pela Philips-Lumileds, que possui uma tensão direta variando entre 3,03 V à 4,47 V. Por outro lado, alguns LEDs podem sofrer variações na sua tensão direta com o tempo de uso. Neste caso, cita-se como exemplo o LED branco Luxeon K2 que sofre uma redução na tensão direta de 0,3 V, para uma corrente de 350 mA, após as primeiras horas de uso [58]. Como a corrente do LED depende exponencialmente da tensão, uma pequena variação na tensão resulta em uma grande mudança na corrente. Outro fator importante é a redução da tensão direta com o aumento da temperatura, que pode ocasionar o aumento da corrente quando o LED é alimentado por fonte de tensão.

Uma forma simples, mas muito utilizada para alimentar os LEDs de baixa potência, é a utilização de uma fonte de tensão com um resistor em série. A resistência pode ser utilizada para reduzir a dependência da intensidade luminosa com a temperatura, o que geralmente ocorre quando o LED é alimentado por fonte de corrente. A intensidade luminosa do LED geralmente diminui com o aumento da temperatura, o que se deve à recombinação na junção sem emissão luminosa. Entretanto, como a tensão direta do LED diminui com o aumento da temperatura, a corrente aumenta com a elevação da temperatura. Como a intensidade luminosa aumenta com o aumento da corrente, a resistência pode ser dimensionada para compensar a redução da intensidade luminosa em elevadas temperaturas [4]. Esta configuração é bastante utilizada em luminárias com LEDs utilizadas em semáforos, os quais utilizam uma elevada quantidade de LEDs de alto brilho, mas de baixa corrente (abaixo de 50 mA), conectados em série, ligados diretamente à rede elétrica através de resistências e de diodos.

A dependência da intensidade luminosa do LED com a temperatura é um importante fator para aplicações em *outdoors*. Em dias quentes de verão a temperatura e a luminosidade ambiente são altas. Assim, é necessário compensar esses efeitos elevando a corrente do LED para aumentar a intensidade luminosa do LED. Para aplicações em iluminação em vias públicas, a princípio, estes sistemas são utilizados após o por do sol, momento em que a temperatura já está bastante reduzida e este fenômeno pode ser desprezado.

Os LEDs de potência geralmente operam com correntes no mínimo dez vezes maiores do que a corrente utilizada nos LEDs convencionais, incluindo os LEDs de alto brilho. Desta forma, se forem utilizadas resistências conectadas em série para estabilizar a

corrente, as perdas nestes componentes seriam elevadas. Isto porque, para uma mesma resistência, ao aumentar dez vezes a sua corrente, a sua dissipação aumentaria cem vezes. Assim, os LEDs de potência necessitam de circuitos ativos para estabilizar, ou controlar, a sua corrente.

A corrente nominal para operação dos LEDs de potência, geralmente, é próxima da corrente máxima que eles suportam. Desta forma, para evitar que a sua corrente máxima seja extrapolada, estes LEDs são geralmente alimentados através de fontes de corrente reguladas ou estabilizadas.

3.3. Influência da modulação nos LEDs de potência

Como já analisado no capítulo anterior, a temperatura na junção de um LED de potência cresce rapidamente, durante um tempo da ordem de microssegundos, no momento em que a corrente nominal é aplicada, o que gera mudanças nas suas propriedades ópticas. Assim, o tipo de modulação utilizada para variar a intensidade luminosa do LED, ou mesmo a forma de onda da corrente, também afeta as propriedades ópticas dos LEDs.

Semelhante às lâmpadas de descarga que possuem um limite do fator de crista da corrente (definida pela corrente de pico dividida pela corrente eficaz), alguns fabricantes de reatores eletrônicos para LEDs fornecem um valor de fator de crista para a corrente média, que é definido como o valor de pico dividido pela corrente média. Este valor permite determinar se a corrente de pico do reator está dentro das especificações do LED, mas não garante a estabilidade na cor ou, para LEDs brancos, constância em um ponto na curva de cromaticidade.

Em outubro de 2006, os Laboratórios de Pesquisa da Philips apresentaram um estudo da eficiência dos LEDs de potência em função da modulação aplicada [59]. Neste estudo foram caracterizados LEDs de potência de cor vermelha, verde e azul, nos quais foram aplicadas modulações; PWM (onda retangular), corrente senoidal retificada (onda completa), dente de serra, corrente contínua (AM - modulação da amplitude) e corrente contínua com uma ondulação linear (onda triangular) de +/- 21%. Para a modulação PWM a eficiência luminosa do LED permaneceu constante. Porém, para as outras modulações a redução da corrente provocou um aumento da eficiência luminosa, o que já era esperado pela redução da temperatura da junção. Entretanto, para a tecnologia existente até então, não era possível aplicar o valor médio nominal da corrente com uma forma de onda

senoidal retificada, ou dente de serra, nestes LEDs sem exceder às suas correntes máximas de pico. Os LEDs de potência atuais já suportam correntes de pico superiores ao dobro do seu valor médio da corrente. O melhor desempenho na eficiência foi obtido com a aplicação da corrente contínua e a ondulação linear imposta na corrente (+/- 21%) não teve influência significativa na eficiência.

A tabela 3.1 mostra as principais diferenças entre a modulação PWM e a modulação AM (variação da amplitude da corrente contínua), quando os LEDs de potência estão submetidos a uma variação da intensidade luminosa e estão inicialmente sob uma mesma temperatura. A modulação por amplitude nos LEDs brancos PC pode ser crítica para baixas correntes, pois o desvio do ponto de cromaticidade pode deslocar este ponto para fora da sua Elipse de MacAdam. A Fig. 3.1 mostra os oito quadrantes de tolerância definidos pela norma americana ANSI NEMA ANSLG C78.377 de 2008 [28].

Tabela 3.1 – Principais diferenças entre a modulação PWM e variação da amplitude da corrente.

Efeito/Us	Modulação PWM	Modulação AM
Varição da temperatura da junção com a variação da intensidade luminosa (emitindo luz)	Menor	Maior
Varição da cromaticidade de LEDs brancos	Menor	Maior
Deslocamento no pico do comprimento de onda	Menor	Maior
Eficiência com a redução do valor médio da corrente	Menor	Maior
Temperatura da junção com 50% da intensidade (emitindo luz)	Maior	Menor
Utilizado para sintonia de sistemas RGB	Sim	Não
Utilizado para dimerização de LEDs brancos PC	Sim	Pode ser crítica para baixas correntes
Utilizado em LEDs monocromáticos	Sim (menos eficiente)	Sim

Experimentos realizados por Bernan *et al.* [60] comprovam que a retina cessa a sensibilidade para a frequência quando o olho humano é exposto a frequências acima de 147 Hz. Assim, o olho passa a interpretar a imagem de forma contínua. Isto explica o fato da frequência de modulação PWM, frequentemente utilizada nos LEDs, ser em torno de 200 Hz. Entretanto, um problema que ainda não foi discutido pela literatura é o efeito desta frequência nas câmeras e filmadoras digitais.

As câmeras e as filmadoras digitais possuem um sensor de matriz (CCD - *Charge-Coupled Devices* ou, se a matriz for ativa, CMOS - *Complementary Metal-Oxide-Semiconductor*), onde cada ponto desta matriz (*pixel*) é composto por um fotodiodo e um conjunto de transistores de acesso. Quando exposto à luz, esta causa uma acumulação, ou integração, de cargas nas “capacitâncias parasitas” do fotodiodo, criando uma tensão

proporcional à luz incidente. O tempo de exposição da matriz à luz é determinado pelo obturador (*shutter*), que pode ser mecânico, eletrônico ou a combinação de ambos. Assim, para fotos em movimento, o obturador normalmente é configurado para um pequeno intervalo de abertura, possibilitando a captura da imagem sem distorções. Todavia, quando as lâmpadas de descarga são utilizadas, elas podem gerar *flicker* (cintilamento) de 120 Hz para uma frequência da rede elétrica de 60 Hz, ou 100 Hz para 50 Hz, o que poderia gerar imagens parcialmente ou totalmente apagadas. Atualmente, as câmeras possuem algoritmos os quais corrigem automaticamente esse efeito. Contudo, na prática, os algoritmos de correção só atuam na faixa de frequência específica de atuação das lâmpadas de descarga, ou seja, para imagens capturadas sob ação do efeito *flicker* com aproximadamente 100 Hz e 120 Hz.

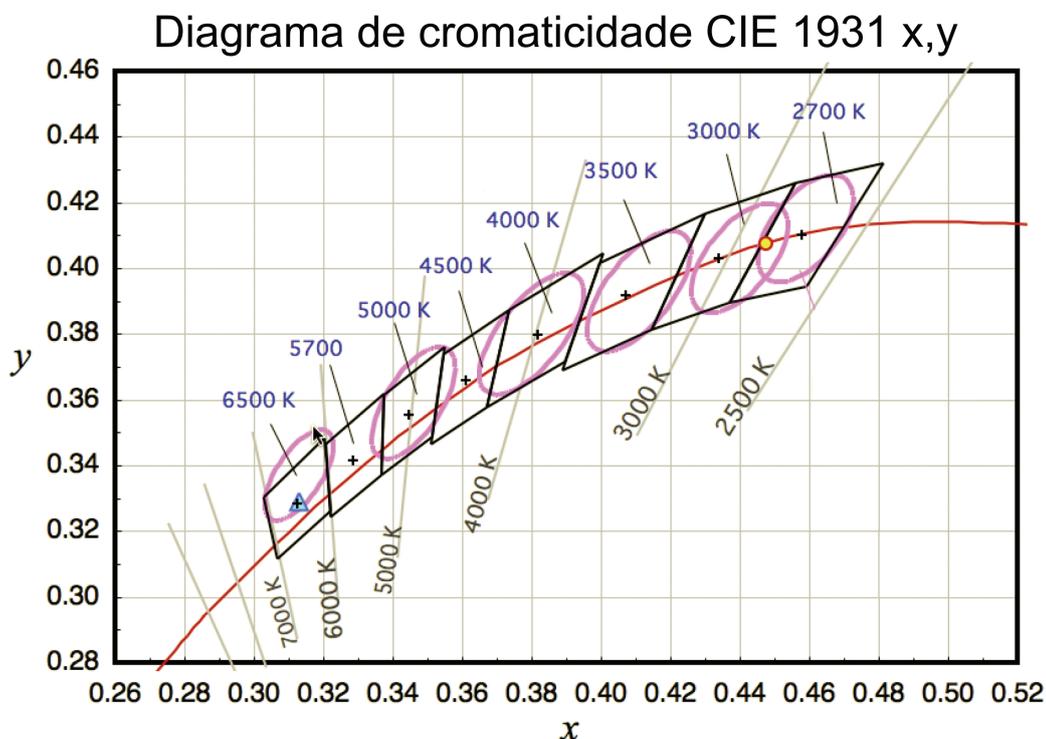


Fig. 3.1 – Diagrama de cromaticidade CIE 1931 mostrando os oito quadrantes da TCC.

Para testar o efeito da frequência da modulação PWM sobre câmeras foi utilizada uma câmera DSC-W80, fabricada pela Sony. Esta câmera inicialmente foi configurada para gravar vídeos no formato MPEG com resolução de 640x480 *pixels* e com taxa de atualização de 30 quadros por segundo (60 campos por segundo). Para o teste foi utilizada uma luminária RGBW (R – red, G – green, B – blue e W – white) composta por quatro conversores buck, que acionavam quatro LEDs de uma mesma cor de forma independente. Os conversores eram controlados por um microcontrolador, o qual aplicava uma modulação PWM em 200 Hz para variação da intensidade luminosa de cada cor. A razão

cíclica para o acionamento de cada grupo de LEDs era gradativamente e lentamente modificada, o que permitia um lento deslocamento do ponto de cromaticidade sobre o diagrama de cromaticidade. Para o experimento não sofrer influências de outras fontes de luz, o experimento foi realizado em local escuro. O vídeo mostrou problemas de sincronismo entre a câmera e o acionamento dos LEDs, surgindo vários quadros com desvio repentino do ponto de cromaticidade, o que não era percebido visualmente. A Fig. 3.2 mostra um desvio repentino do ponto de cromaticidade em um quadro do vídeo, o segundo quadro de cima para baixo. Os quadros foram extraídos utilizando a versão de demonstração do software *FrameShots*, fabricado pela *EOF Productions*. O mesmo deslocamento repentino do ponto de cromaticidade foi percebido em algumas fotos obtidas sem o uso do *flash* e em um vídeo obtido com uma câmera CCD profissional modelo SCC131, fabricada pela Samsung (configurada com um *shutter* 1/1000).



Fig. 3.2 – Desvio repentino da cromaticidade em uma luminária RGBW com variação da intensidade luminosa utilizando modulação PWM em 200 Hz.

Como experimento de controle, a mesma luminária RGBW foi utilizada com os LEDs alimentados com uma modulação PWM de 120 Hz e não foi observado desvio repentino do ponto de cromaticidade. Isto se deve ao algoritmo de sincronismo da câmera, que detectou a frequência de 120 Hz e atuou sobre a captura da imagem. Entretanto, esta frequência pode vir a causar dores de cabeça, fadiga mental e desconforto, não sendo aconselhável a sua utilização para atividades que demandam elevada exigência visual.

Para aplicações em ambientes internos, principalmente aqueles utilizados para atividades que demandam elevada exigência visual, é preferível a utilização da modulação PWM com frequência de 200 Hz para variação da intensidade luminosa. Já ambientes externos ou com iluminação arquitetônica, como por exemplo praças, monumentos e fachadas, a modulação PWM com frequência de 120 Hz é preferível, pois nestes locais são comuns filmagens e fotos. De uma forma geral, estes locais também demandam baixa exigência visual.

3.4. Características dos conversores CC-CC para LEDs de potência

Ao projetar um circuito eletrônico para alimentar LEDs de potência algumas características devem ser observadas:

1. Estes LEDs geralmente operam com correntes elevadas, quando comparados com os LEDs sinalizadores;
2. Eles possuem uma rápida resposta à corrente aplicada e as variações de corrente alteram as suas propriedades ópticas, como consequência da rápida variação da temperatura na junção do LED;
3. Eles possuem elevado tempo de uso, o que obriga o reator eletrônico a possuir uma elevada vida útil, que geralmente é limitada pela vida útil dos capacitores eletrolíticos freqüentemente utilizados;
4. O reator eletrônico freqüentemente fica incorporado na luminária, o que obriga a redução das suas dimensões;
5. Dependendo da tecnologia utilizada, a corrente de pico máxima dos LEDs pode ser próxima da corrente nominal, o que obriga o uso de algum tipo de proteção ou limitação de corrente;
6. O LED de potência deve ser alimentado por fonte de corrente, pois estes LEDs podem apresentar grandes variações na sua tensão direta, o que acarreta grandes variações de corrente quando estes são alimentados por fonte de tensão.

O conversor CC-CC para os LEDs de potência deve ter uma característica de fonte de corrente em sua saída, o que já limita os picos de corrente e atua como uma proteção inerente ao circuito. Para minimizar as variações da corrente é preferível que a sua corrente de saída não seja pulsada em alta frequência, podendo ser modulada em baixa frequência (PWM), o que também minimiza a corrente do filtro de saída e permite a utilização de

capacitores com menor valor de capacitância e maior tempo de vida (poliéster, polipropileno, etc.). Geralmente, a utilização de capacitores eletrolíticos convencionais limita a vida útil do reator. Se o reator for incorporado à luminária, este componente será o fator limitante da vida útil do sistema, principalmente devido ao aquecimento da luminária. Entretanto, é possível utilizar capacitores eletrolíticos nos conversores, mas estes componentes devem ser projetados para uso em aplicações especiais, como por exemplo, para uso automotivo (projetado para operação em elevadas temperaturas e para elevada vida útil). Quando aplicada a modulação PWM para variação da intensidade luminosa, a redução do valor da capacitância de saída também permite uma maior derivada da corrente no LED na sua entrada em condução e, conseqüentemente, permite uma rápida estabilização da temperatura da junção e da cromaticidade. O efeito da derivada nas propriedades ópticas do LED ainda pode ser amenizado com a utilização de uma baixa frequência na modulação PWM para variação da intensidade luminosa, pois o número de vezes que ocorre a modulação, derivadas de corrente, no LED é menor para um mesmo intervalo de tempo.

3.5. Conversores lineares

Pela sua fácil implementação, baixo custo e por não gerar interferências eletromagnéticas, os conversores lineares são bastante empregados nos LEDs de potência. A Fig. 3.3 mostra uma aplicação típica de um regulador linear, LM317, em LEDs de potência [62]. Uma característica inerente destes conversores é a sua elevada perda, mas isto pode ser amenizado com a redução da tensão de entrada do conversor V_{in} .

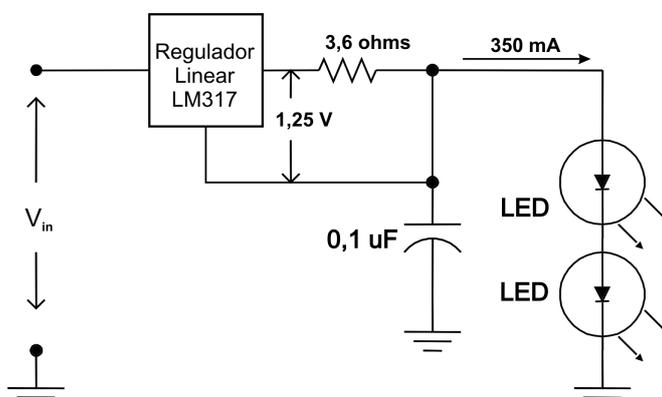


Fig. 3. 3 – Regulador linear utilizado em LEDs de potência [62].

Em muitas aplicações estes conversores são conectados em paralelo e já são incorporados nas luminárias com os LEDs de potência. Geralmente é utilizado um diodo

em série com o circuito para proteção contra inversão da polaridade e um diodo zener para proteção contra sobretensões. A Fig. 3.4 mostra os circuitos conectados em paralelo e os seus circuitos de proteção.

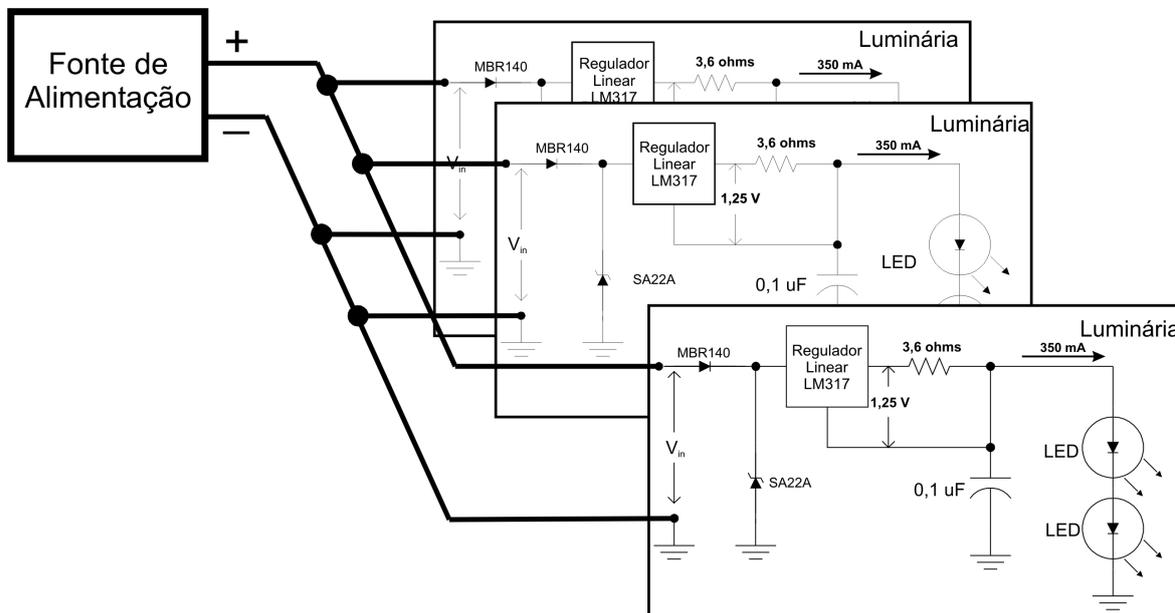


Fig. 3.4 – Conversores lineares conectados em paralelo [62].

O regulador linear pode ser substituído por um circuito transistorizado, o que pode reduzir o custo destes circuitos. A Fig. 3.5 mostra o circuito linear proposto por Cervi *et al.* [29] e utilizado por Oliveira *et al.* [63]. A Fig. 3.6 mostra o circuito linear utilizado por Agostini e Perin [64].

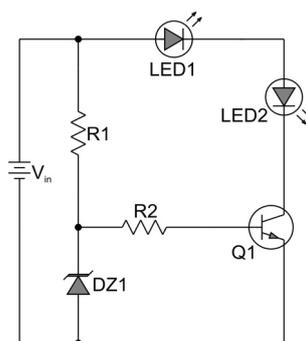


Fig. 3.5 – Circuito linear proposto por Cervi *et al.* [63].

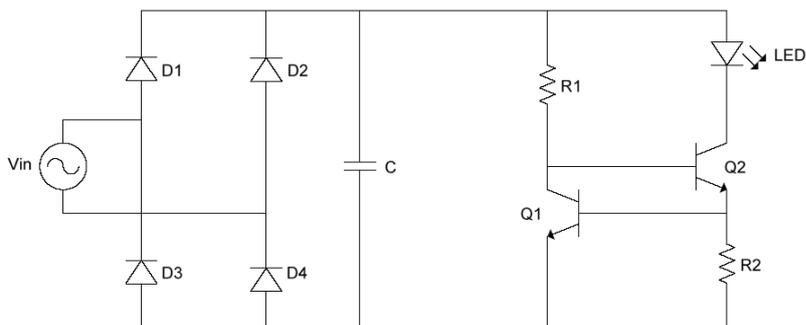


Fig. 3.6 – Circuito utilizado por Agostini e Perin [64].

Uma possibilidade que não foi encontrada na literatura é a dimerização por modulação PWM em conversores lineares. A Fig. 3.7 mostra um circuito linear que foi desenvolvido no âmbito deste trabalho para dimerização de LEDs de potência, neste caso para LEDs de 1W (350 mA). Quando o transistor é polarizado, a tensão de saída do regulador é fixada em 1,25V (em relação ao ponto comum) e, nesta tensão, a corrente nos LEDs é praticamente nula. Com o transistor bloqueado, o circuito aplica a corrente nominal do LED de potência. Como a corrente de ajuste do regulador linear é muito baixa, 65 μA , o resistor no valor de 1 k Ω não afeta o seu funcionamento.

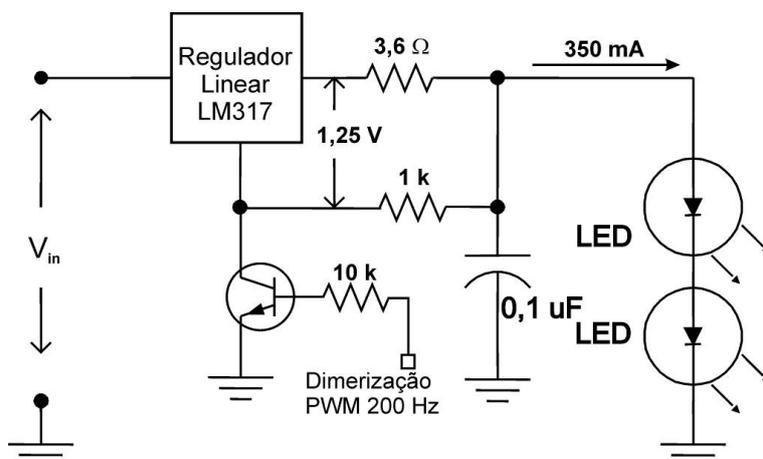


Fig. 3.7- Conversor linear com dimerização através modulação PWM.

A ondulação de corrente na saída do circuito da Fig. 3.7 é praticamente nula, o que permite a utilização de um capacitor de pequeno valor na saída e possibilita a corrente atingir o seu valor nominal rapidamente (rápida derivada de corrente), quando a modulação PWM é aplicada. A concepção utilizada neste circuito também pode ser aplicada nos circuitos transistorizados, como o da Fig. 3.5 e o da Fig. 3.6.

Os conversores lineares são simples, mas possuem baixo rendimento quando comparados com os conversores chaveados. Assim, estes últimos serão enfatizados neste trabalho.

3.6. Conversores CC-CC básicos aplicados em LEDs de potência

A aplicação de conversores comutados em LEDs de alta potência é de grande importância pois, a princípio, estes conversores possuem maior eficiência do que os conversores lineares. Assim, serão analisadas as possibilidades de aplicação dos principais conversores CC-CC não isolados. Esta análise permitirá a compreensão dos efeitos dos conversores propostos na literatura e, neste trabalho, para os LED de potência.

Como os principais conversores CC-CC não isolados são bastante descritos na literatura [65], [66] e [67], este trabalho se limitará a analisar a influência destes conversores nos LEDs de potência.

3.6.1. Conversor buck

O conversor buck, mostrado na Fig. 3.8, é muito utilizado para alimentar LEDs de potência. A característica de fonte de corrente na saída torna este conversor muito atrativo, principalmente porque a sua corrente no indutor pode possuir baixa ondulação. Assim, o capacitor de saída, C_{out} , pode ter um valor pequeno e não é necessária a utilização de capacitores eletrolíticos, que possuem uma vida útil relativamente curta. A indutância de saída, $L1$, pode ser dimensionada para obtenção de uma pequena ondulação de corrente, o que conseqüentemente mantém estável a temperatura da junção e as características ópticas do LED.

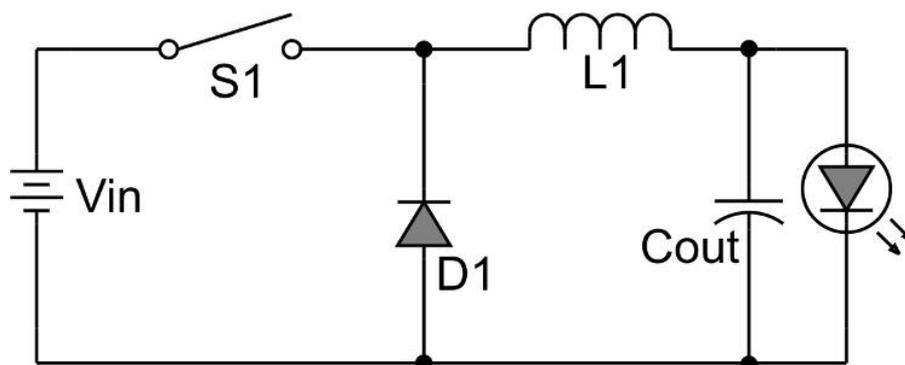


Fig. 3.8 – Conversor Buck alimentando um LED de alta potência.

3.6.2. Conversor boost

O conversor boost, mostrado na Fig. 3.9, é utilizado em LEDs de potência somente quando a tensão de entrada, V_{in} , é menor do que a tensão de polarização do LED. O grande inconveniente deste conversor é a corrente pulsada no diodo D1, que obriga a utilização de filtros na saída para amenizar a ondulação de corrente no LED.

O LED é modelado por um diodo, uma fonte de tensão e um pequeno resistor, todos conectados em série, conforme proposto no Capítulo 2. Assim, a tensão de saída do conversor é próxima da tensão interna do modelo do LED e pequenas variações na tensão de saída provocam grandes variações na corrente do LED, o que obriga a utilização de capacitâncias com valores elevados.

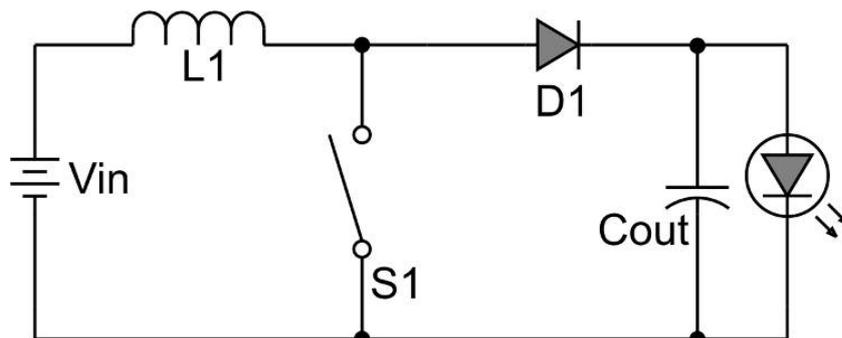


Fig. 3.9 – Conversor boost alimentando LEDs de potência.

Este conversor é utilizado para alimentar LEDs de alto brilho em aplicações automotivas como, por exemplo, na sinalização de utilização do freio. Entretanto, nestes casos são utilizados vetores de LEDs com resistores em série conectados em paralelo na saída do conversor. Estes resistores são utilizados para evitar o desequilíbrio de corrente nos vetores de LEDs e permitem uma maior ondulação da tensão de saída do conversor, sem tornar crítica a ondulação de corrente nos LEDs.

3.6.3. Conversor buck-boost

O conversor buck-boost, mostrado na Fig. 3.10, é utilizado em aplicações em que a tensão no LED está dentro da faixa da tensão de entrada do conversor. Entretanto, este conversor também apresenta uma corrente pulsada no diodo $D1$ e necessita uma elevada capacitância em sua saída, semelhante ao conversor boost.

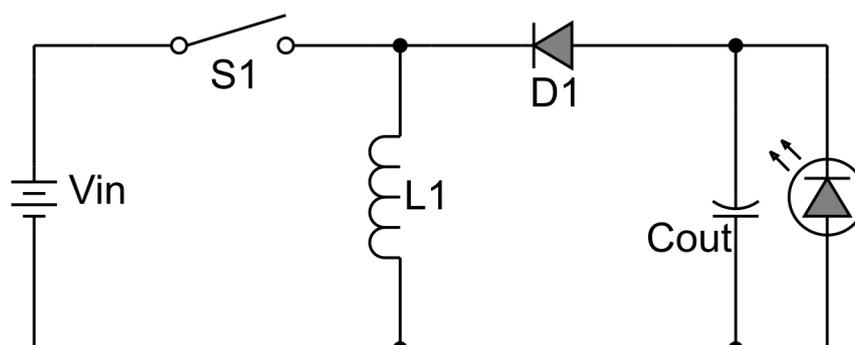


Fig. 3.10 – Conversor buck-boost alimentando LEDs de potência.

O conversor buck-boost é mais utilizado na sua forma isolada, ou seja, o conversor flyback, para alimentação dos LEDs. Este conversor é bastante difundido e, por existirem várias soluções de controladores com o interruptor de potência incorporado, este conversor possui um baixo custo para baixas potências.

3.7. Combinação de conversores CC-CC para alimentação de LEDs

Os conversores CC-CC básicos podem ser combinados para otimizar as características da entrada e da saída, na qual o LED de potência é conectado. Os conversores CC-CC podem ser combinados em série, em paralelo, com as entradas em paralelo e as saídas em série e com as entradas em série e as saídas em paralelo. A combinação em série, em algumas aplicações, permite a utilização de um único interruptor controlado, o que permite a redução de custo.

Um exemplo clássico da combinação de dois conversores em série é o conversor cuk, mostrado na Fig. 3.11 e proposto por Slobodan Čuk [68] e [69]. O conversor cuk é composto de um conversor boost na entrada em série com um conversor buck na saída, porém empregando um único interruptor controlado. A combinação em série destes dois conversores permite que a entrada e a saída possam operar em modo de condução contínua e que o ganho estático deste conversor seja o mesmo do conversor buck-boost. O conversor buck na saída permite a obtenção de uma baixa ondulação de corrente no LED, mesmo para um pequeno valor de C_{out} , característica esperada em um conversor para LEDs de potência.

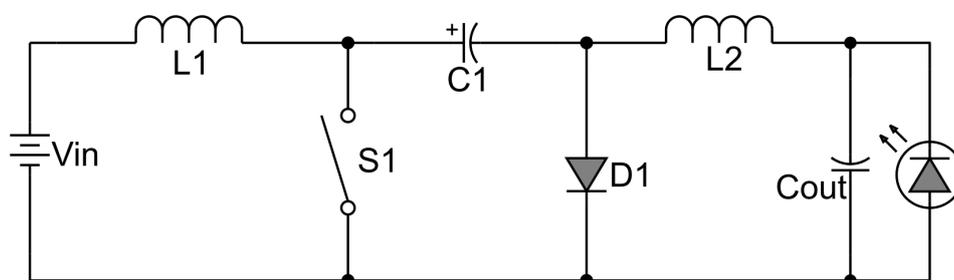


Fig. 3.11 – Conversor cuk conectado a um LED de potência.

O conversor zeta, mostrado na Fig. 3.12, é composto por um conversor buck-boost na entrada, em série com um conversor buck na saída. Da mesma forma que o conversor cuk, o conversor buck na saída permite a obtenção de uma baixa ondulação de corrente no LED.

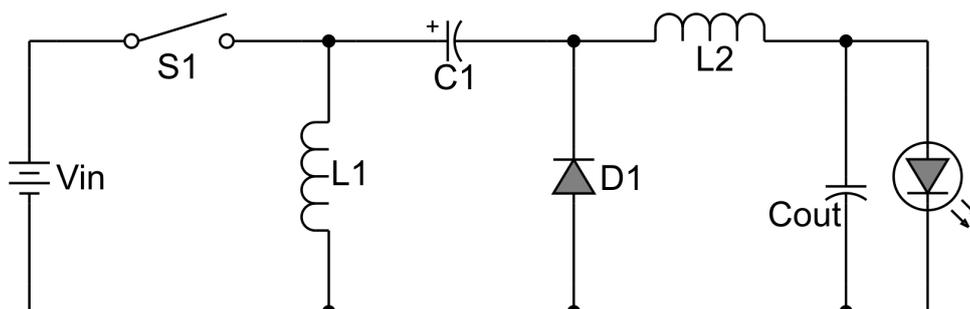


Fig. 3.12 – Conversor zeta para um LED de potência.

Já o conversor sepic é composto por um conversor boost na entrada, em série com um conversor buck-boost na saída. A descontinuidade da corrente na saída não torna esta configuração atrativa para os LEDs de potência, tal como o conversor buck-boost.

Os conversores do mesmo tipo podem ser conectados em série para obtenção dos conversores quadráticos. Como característica importante, pode-se citar que, quando comparado com o conversor buck clássico para obtenção de uma mesma característica de saída, o conversor buck quadrático permite o aumento da razão cíclica. O conversor buck quadrático se torna atrativo em aplicações em que não é necessário que a saída seja isolada e que a tensão de saída seja muito menor do que a tensão de entrada, como é o caso da maioria das aplicações dos LEDs de potência.

O conversor buck quadrático, proposto por Maksimovic e Ćuk [70], aplicado a um LED de potência é mostrado na Fig. 3.13. O ganho estático deste conversor é D^2 , sendo D a razão cíclica. Para aplicações com LEDs de potência, $L2$ deve ser dimensionado para operar no modo de condução contínua com baixa ondulação. Apesar de se tratar de um único estágio de potência, a indutância $L2$ pode ser dimensionada considerando-a como uma indutância de um conversor buck clássico com tensão de entrada igual à tensão de $C1$. Como a tensão de entrada do estágio de saída é o produto da razão cíclica pela tensão de entrada V_{in} e a razão cíclica deste conversor é maior do que a do buck clássico nas mesmas condições, a indutância de saída $L2$ é reduzida. Assim, a redução das indutâncias pode compensar a utilização de dois elementos magnéticos.

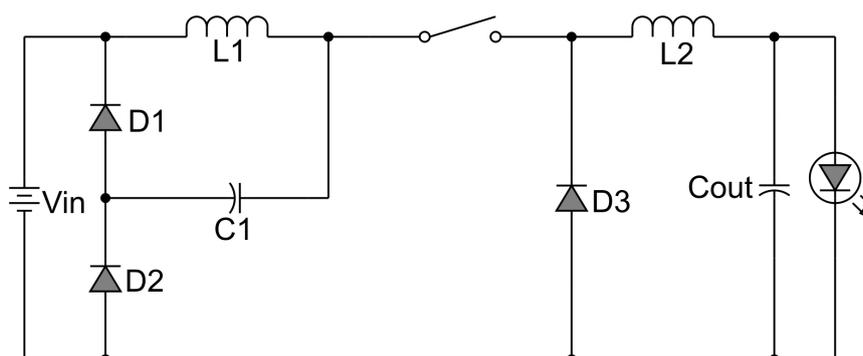


Fig. 3.13 – Conversor buck quadrático [70].

3.7.1. Conversor buck quadrático modificado

O conversor buck quadrático pode ser modificado para o seu interruptor controlado ficar referenciado ao negativo da fonte, conforme mostrado na Fig. 3.14. Esta modificação é essencial para a utilização deste conversor para baixas potências como, por exemplo, para o uso de LEDs de 1 e 3 W em substituição as lâmpadas dicróicas. Isto porque nestes

casos o consumo do circuito de controle e dos circuitos auxiliares é bastante representativo, podendo definir a eficiência do sistema. O interruptor referenciado ao negativo da fonte simplifica o circuito de comando, o que possibilita um menor consumo e pode reduzir o custo do circuito. Assim, o conversor buck quadrático será analisado e posteriormente os seus resultados experimentais serão discutidos.

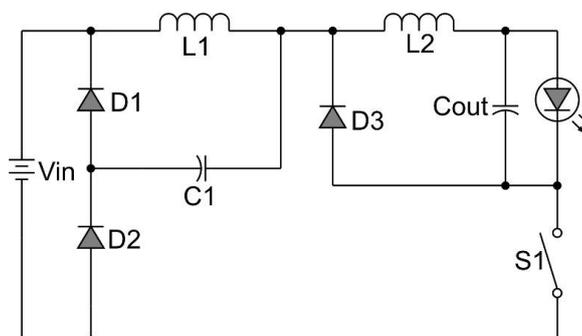


Fig. 3.14 – Conversor buck quadrático modificado com o interruptor referenciado ao negativo da fonte.

Para análise das etapas de operação, a capacitância de saída, C_{out} , será retirada do circuito, pois o seu valor é pequeno em aplicações com LEDs de potência. Para as duas indutâncias operando em modo de condução contínua e baixa ondulação de tensão em $C1$, o conversor buck quadrático possui duas etapas de operação, as quais são mostradas na Fig. 3.15.

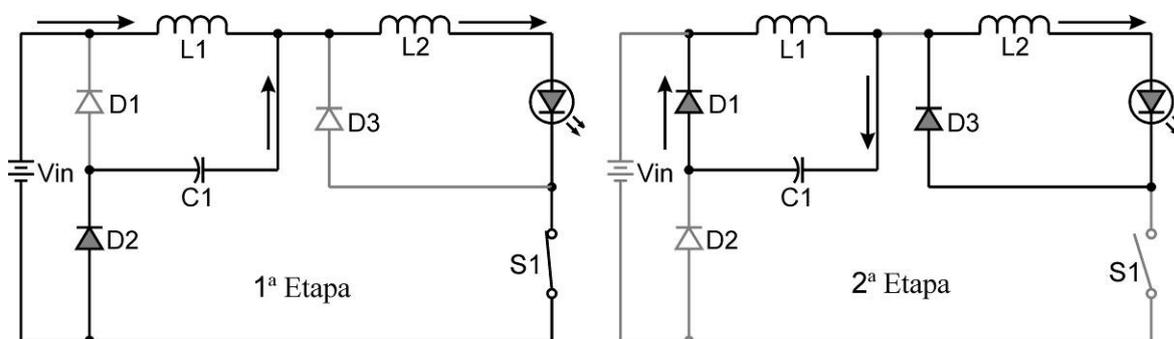


Fig. 3.15 – Etapas de operação do buck quadrático modificado.

1ª Etapa ($t_0 < t < t_1$):

No instante $t=t_0$, o interruptor $S1$ e diodo $D2$ entram em condução e os diodos $D1$ e $D3$ estão inversamente polarizados. A corrente proveniente da fonte V_{in} circula no indutor $L1$ e se soma à corrente proveniente do capacitor $C1$ para circular no indutor $L2$. A corrente que circula no LED é a mesma do interruptor $S1$.

O valor médio de tensão em $C1$ é igual ao produto da tensão de entrada V_{in} pela razão cíclica D . Este capacitor é dimensionado para que sua tensão fique praticamente constante. O diodo $D1$ fica submetido à tensão da fonte V_{in} e o diodo $D3$ fica submetido à tensão do capacitor $C1$.

2ª Etapa ($t_1 < t < t_2$):

No instante $t=t_1$, o interruptor SI bloqueia. Os diodos $D1$ e $D3$ entram em condução e o diodo $D2$ é inversamente polarizado. Neste momento a fonte deixa de fornecer energia ao circuito. A corrente de $L1$ circula pela capacitância $C1$ e pelo diodo $D1$. A corrente de $L2$ circula pelo LED e pelo diodo $D3$.

A tensão em $D2$ passa a ser a tensão da fonte de entrada. A tensão do interruptor SI passa a ser a soma da tensão de entrada com a tensão no capacitor $C1$, que é expressa pela equação (3.1).

$$V_{SI} = V_{IN} + V_{C1} \quad (3.1)$$

Onde:

- V_{SI} - Tensão no interruptor.
- V_{IN} - Tensão de entrada.
- V_{C1} - Tensão no capacitor $C1$.

A tensão no capacitor $C1$, V_{C1} , é definida pela equação (3.2).

$$V_{C1} = V_{IN} \cdot D \quad (3.2)$$

Substituindo a equação (3.2) na equação (3.1), resulta na equação (3.3).

$$V_{SI} = V_{IN} \cdot (1 + D) \quad (3.3)$$

A tensão no interruptor SI é função da razão cíclica e o seu valor máximo é definido pela equação (3.4).

$$V_{SI_MAX} = \lim_{D \rightarrow 1} [V_{IN} \cdot (1 + D)] = 2 \cdot V_{IN} \quad (3.4)$$

Assim, diferente do conversor buck clássico, o conversor buck quadrático pode apresentar até o dobro da tensão de entrada no seu interruptor SI .

Considerando o LED como uma fonte de tensão, o que acontece devido à presença de uma fonte de tensão no modelo elétrico do LED, o valor do indutor $L2$ pode ser calculado através da sua ondulação de corrente. A equação (3.5) define esta relação.

$$L2 = \frac{V_{LED} \cdot T_{OFF}}{\Delta I_{L2} \cdot \eta_2} \quad (3.5)$$

Onde:

- V_{LED} - Tensão no LED (tensão de saída).
- T_{OFF} - Tempo que o interruptor fica desligado.
- ΔI_{L2} - Ondulação de corrente no indutor.
- η_2 - Eficiência do buck de saída.

A equação (3.5) pode ser reescrita em função da frequência e da razão cíclica, resultando na equação (3.6).

$$L2 = \frac{V_{LED} \cdot (1 - D)}{\Delta I_{L2} \cdot \eta_2 \cdot f} \quad (3.6)$$

Como apenas o interruptor controlado foi deslocado, sem modificar as etapas de operação do circuito, o dimensionamento dos outros parâmetros de projeto podem ser obtidos em [70].

3.7.2. Conversor buck com indutor derivado

Rico-Secades *et al.* [71] analisaram os conversores CC-CC com um indutor derivado para alimentação dos LEDs de potência. A Fig. 3.16 mostra um conversor buck com um indutor derivado, que foi chamado de “*reducer-buck*”.

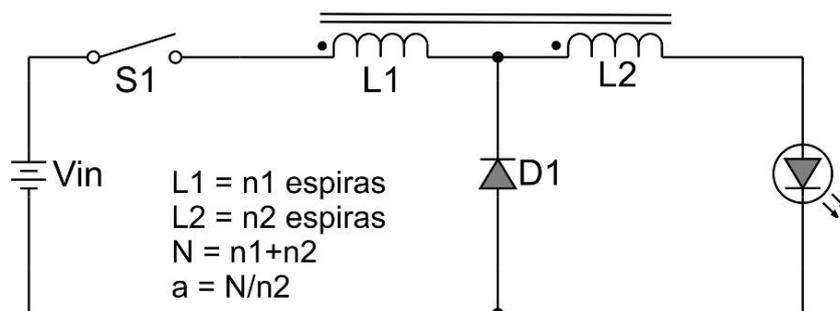


Fig. 3.16 –Buck com indutor derivado (“*reducer-buck*”).

A forma de onda da corrente no LED (i_{LED}), em um período T , é mostrada na Fig. 3.17, onde I_0 é a corrente mínima e I_M é a corrente máxima para o enrolamento total ($N = n1 + n2$) durante o tempo que o interruptor $S1$ está conduzindo ($T \cdot D$). No intervalo em que o interruptor $S1$ está bloqueado ($T \cdot (1 - D)$), a corrente circula somente pelo enrolamento que compõe $L2$. Neste intervalo são obtidas $a \cdot I_M$, que é a corrente máxima, e $a \cdot I_0$ que é a corrente mínima.

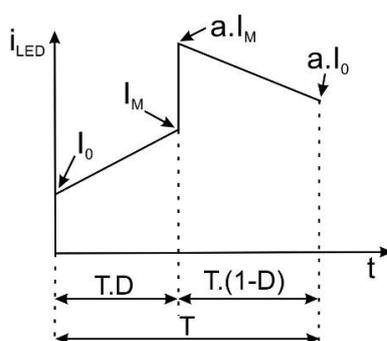


Fig. 3.17 - Forma de onda da corrente no LED em um período.

O ganho estático deste conversor é definido pela equação (3.7).

$$M(D, a) = \frac{D}{D + a \cdot (1 - D)} \quad (3.7)$$

Vários autores já analisaram o conversor buck com o indutor derivado [70], [72] e [73], pois este conversor utiliza apenas um componente magnético e a sua razão cíclica nominal pode ser ajustada pela relação de espiras dos enrolamentos. Quando o interruptor $S1$ é bloqueado, a corrente que circula na indutância de dispersão do enrolamento n_1 não pode ser refletida para o enrolamento n_2 . Esta corrente circula pela capacitância do interruptor como, por exemplo, do dreno para fonte de um MOSFET. Toda energia armazenada na dispersão é transferida para esta pequena capacitância, causando sobretensões no interruptor $S1$. Esta sobretensão não somente aumenta as perdas por comutação, mas pode também destruir o interruptor.

Yao *et al.* [73] propuseram um circuito semelhante ao da Fig. 3.18, mas sem ser aplicado para alimentação dos LEDs, como uma solução para a sobretensão no interruptor provocada pela indutância de dispersão [74]. A indutância de dispersão é representada no circuito por L_d e o capacitor $C1$ é dimensionado para absorver a energia armazenada na dispersão. Os diodos $D2$ e $D3$ atuam em conjunto com $C1$ para carga e descarga deste capacitor.

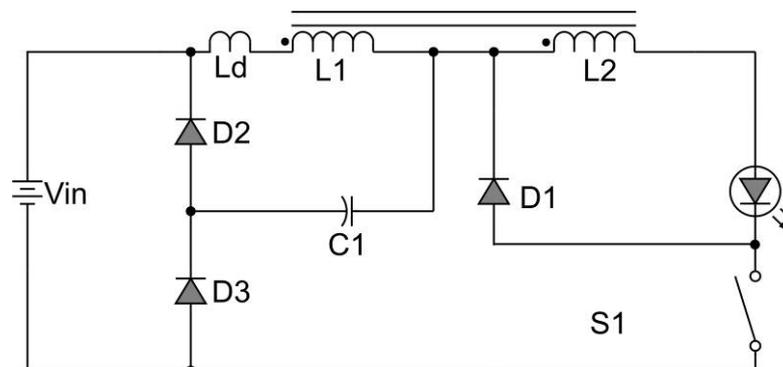


Fig. 3.18 – Buck com indutor derivado com circuito para absorver a energia da indutância de dispersão.

Como este conversor tem uma elevada ondulação de corrente em sua saída, quando aplicado em LEDs de potência, esta ondulação muda as características ópticas dos LEDs. Além disso, para a corrente nominal do LED, a corrente de pico $a \cdot I_M$ pode ultrapassar a corrente máxima do LED, sendo a a relação de espiras entre $L1$ e $L2$.

O valor médio da corrente no LED \bar{I}_{LED} , em função da corrente I_M , é definida pela equação (3.8).

$$\bar{I}_{LED} = \left[I_M - \frac{V_{LED} \cdot (1-D)}{2 \cdot a \cdot f \cdot L2} \right] \cdot \left[\frac{a}{1 + \frac{V_{LED}}{V_{IN}} \cdot (a-1)} \right] \quad (3.8)$$

A partir da equação (3.8) a corrente de pico no LED, $a \cdot I_M$, pode ser determinada, conforme é definida na equação (3.9).

$$a \cdot I_M = \bar{I}_{LED} \cdot \left[1 + \frac{V_{LED}}{V_{IN}} \cdot (a-1) \right] + \frac{V_{LED} \cdot (1-D)}{2 \cdot f \cdot L2} \quad (3.9)$$

A ondulação de corrente na saída pode ser amenizada com a utilização de um capacitor na saída do conversor. Entretanto, este capacitor deve possuir um elevado valor e consequentemente pode prejudicar a dimerização por modulação PWM, o que impossibilita a sua utilização em algumas aplicações.

3.7.3. Conversor buck com indutor derivado, com alta redução e baixa ondulação de corrente na saída

A Fig. 3.19 mostra a proposta de um conversor para LEDs de potência. Este conversor decorre da combinação em série do conversor buck com indutor derivado e de outro conversor buck com conexão semelhante ao do conversor buck quadrático.

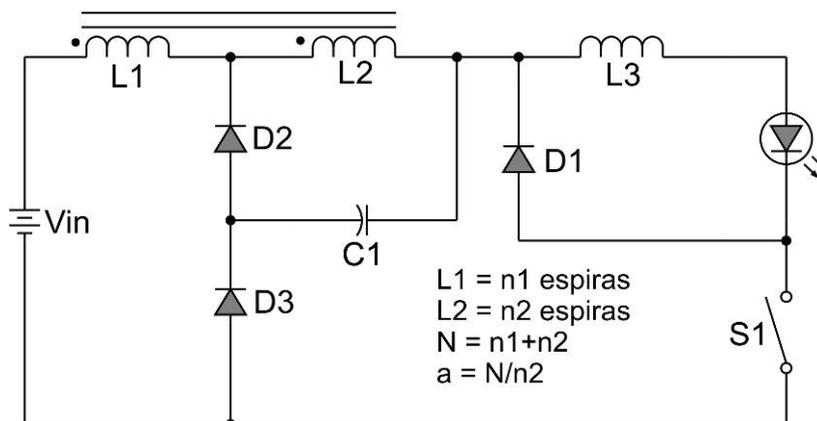


Fig. 3.19 – Conversor buck com indutor derivado, com alta redução e baixa ondulação de corrente na saída.

O ganho estático deste conversor é definido pela equação (3.10).

$$M(D,a) = \frac{D^2}{D + a \cdot (1-D)} \quad (3.10)$$

Como este conversor é composto por um conversor buck na sua saída, a indutância $L3$ pode ser dimensionada para obtenção de um pequeno valor de ondulação na saída.

Desconsiderando as perdas, a indutância $L3$ pode ser definida pela equação (3.11), considerando que sua ondulação de corrente é ΔI_{L3} .

$$L3 = \frac{V_{LED} \cdot (1-D)}{\Delta I_{L3} \cdot f} \quad (3.11)$$

Para um valor unitário da relação de espiras, $a = 1$, o ganho estático do conversor é o mesmo do conversor buck quadrático. O circuito para absorção da energia da dispersão foi omitido da Fig. 3.19. Este circuito utiliza um número elevado de semicondutores e dois elementos magnéticos, o que reduz o seu rendimento e eleva o seu custo final. Assim, apesar deste circuito não ser descrito na literatura, ele não será explorado neste trabalho por não ter apelo comercial.

3.7.4. Conversor buck cúbico

O conversor buck com indutor derivado, com alta redução de tensão e baixa ondulação na saída possibilita sua utilização para elevadas tensões em sua entrada. Entretanto, o interruptor fica submetido a tensões elevadas, o que com a tecnologia atual deixou de ser crítico. Cita-se, como exemplo, a utilização de interruptores do tipo *CoolMOS*, que suportam elevadas tensões com baixas perdas por condução. Por outro lado, para aplicações muito compactas existem indutores de potência, com valores comerciais, para montagem em superfície (*Surface Mounted Device - SMD*), o que não ocorre com os indutores com derivação. Já os núcleos planares, que permitiriam a montagem de indutores compactos com derivação, são pouco difundidos no Brasil.

Assim, visando à utilização de indutores de potência SMD com valores comerciais e para uma elevada tensão de entrada, é possível utilizar um buck cúbico como o mostrado na Fig. 3.20.

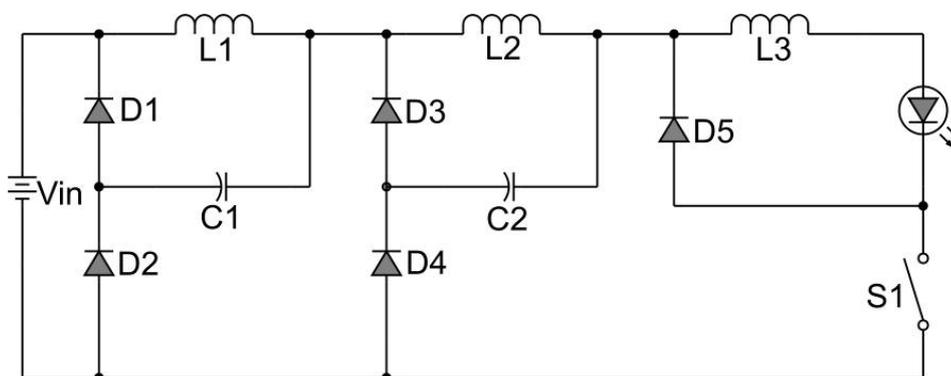


Fig. 3.20 – Conversor buck cúbico.

Os indutores não são acoplados magneticamente e o ganho estático do conversor é definido pela equação (3.12).

$$M(D) = D^3 \quad (3.12)$$

A tensão sobre o interruptor S1 bloqueado é definida pela equação (3.13).

$$V_{S1} = V_{IN} + V_{C1} + V_{C2} = V_{IN} \cdot (1 + D + D^2) \quad (3.13)$$

Outra vantagem deste conversor é a inexistência de problemas com as indutâncias de dispersão, pois a tensão do interruptor fica grampeada no valor da tensão definida na equação (3.13).

Inicialmente este conversor foi proposto no texto da qualificação deste trabalho em 2007 [75], posteriormente Demian Jr. analisou este conversor na em sua tese em 2008 [76]. Como esta estrutura já foi descrita detalhadamente por Demian Jr., a sua análise não será repetida neste trabalho. Entretanto, deve ser considerado que para obtenção dos resultados experimentais, ele utilizou uma resistência como carga do conversor e não considerou o modelo elétrico do LED analisado neste trabalho. Os seus resultados experimentais demonstraram um rendimento em torno de 10%, para este circuito operando com uma corrente de saída de 500 mA e com uma tensão de entrada entre 90 V e 311 V. Deve ser considerado que foi utilizado um MOSFET com elevada resistência interna (MOSFET IRFG30), para suportar as elevadas tensões que este interruptor era submetido.

3.8. Equalização de corrente em LEDs de potência

Geralmente, os LEDs são conectados em série formando vetores e estes vetores são conectados em paralelo formando matrizes. Conforme já mencionado, entre LEDs de um mesmo modelo existem dispositivos com tensões diretas diferentes [25], [39], [42] e [77], o que pode ocasionar diferenças de corrente entre os vetores. Estas diferenças de corrente acarretam alterações de luminosidade entre os LEDs e, em alguns casos, reduzem a vida útil da matriz. Uma possível solução para este problema seria ligar todos os LEDs em série. Entretanto, a queima de apenas um LED prejudicaria o funcionamento de todos os outros e, em alguns casos, a conexão de vários LEDs em série resultaria em uma tensão direta equivalente muito alta, o que inviabiliza esta configuração para equipamentos alimentados com baixas tensões.

Várias técnicas têm sido utilizadas para reduzir o problema da não equalização de corrente [78]. Uma destas técnicas é a utilização de LEDs com características muito semelhantes. Entretanto, esta técnica necessita a utilização e a análise de muitos componentes, o que ocasiona uma elevação dos custos. Uma segunda técnica é a utilização de resistores em série. Estes resistores são dimensionados para que a maior diferença de potencial seja aplicada neles, o que possibilita que a corrente fique balanceada, conforme mostrado na Fig. 3.21. Entretanto, esta técnica aumenta consideravelmente as perdas no sistema.

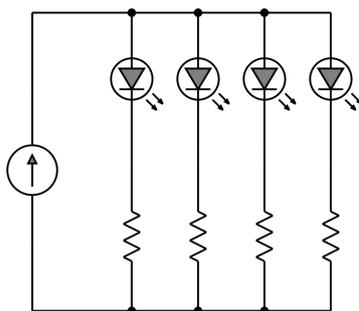


Fig. 3.21 – Equalização de corrente em LEDs utilizando resistores em série.

Uma terceira técnica é o uso de métodos de controle ativo com a adição de interruptores controlados ou espelho de corrente, o que eleva o custo do sistema e aumenta as perdas. A Fig. 3.22 mostra um circuito de equalização de corrente entre dois vetores de LEDs, o qual utiliza um espelho de corrente [79]. Como os transistores conduzem em sua região linear, as perdas são elevadas.

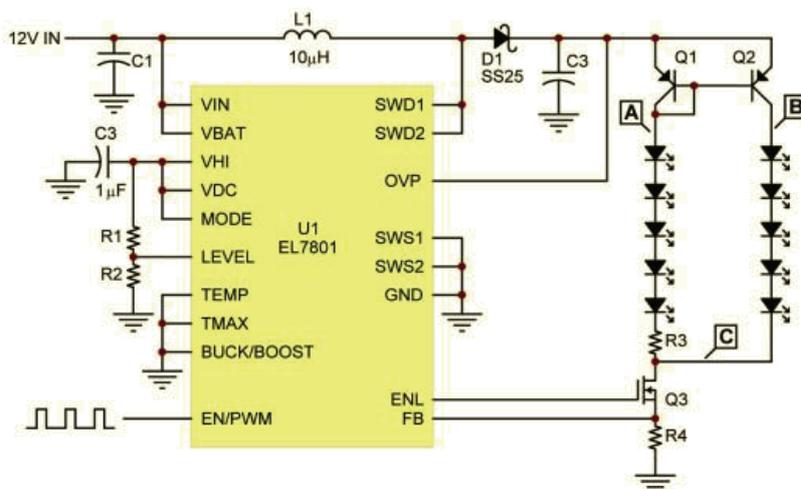


Fig. 3.23 – Equalização de corrente utilizando um espelho de corrente [79].

A Fig. 3.24 mostra um circuito para equalização de corrente utilizando interruptores controlados. Os transistores Q1, Q2, Q3 e Q4 operam na sua região linear e o circuito possui um elevado número de MOSFETs e diodos.

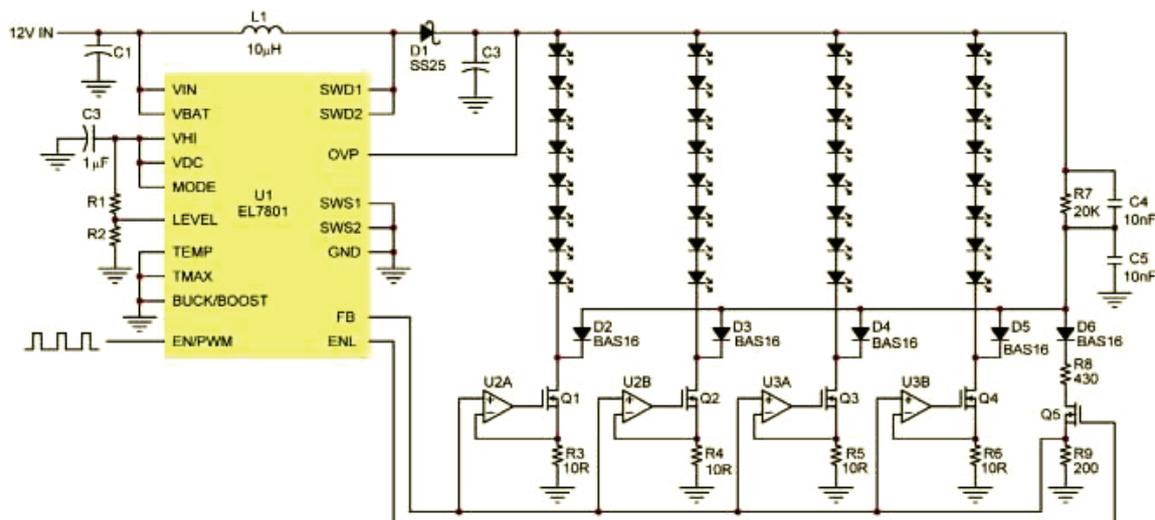


Fig. 3.24 – Equalização de corrente utilizando interruptores controlados [79].

Uma quarta técnica é a utilização de uma fonte de tensão de alta frequência aplicada aos LEDs, proposta por Baddela e Zinger [78], sendo a corrente balanceada pela inserção de capacitores em série aos vetores, conforme mostrado na Fig. 3.25. Este circuito utiliza uma fonte de tensão alternada e limita a corrente no LED através da impedância do capacitor. Entretanto, para um LED que suporta uma corrente de pico de 1 A a sua corrente média seria de apenas 318 mA. Assim, para os LEDs obterem sua intensidade luminosa nominal, esta técnica obriga que eles operem com corrente próxima à máxima corrente admissível pelo componente.

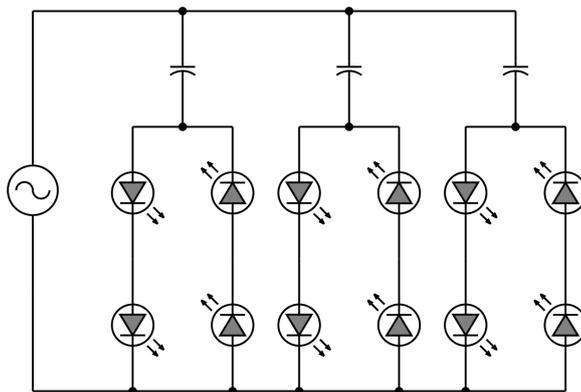


Fig. 3.25 – Circuito para equalização de corrente utilizando capacitores [78].

Quando são utilizados LEDs de potência, como por exemplo o Luxeon V Portable Emitter White LXHL-PW03 fabricado pela Philips-Lumileds, o problema de equalização fica muito evidente, o que se deve à sua tensão direta poder ficar entre 5,43 à 8,31 V [38]. Além da grande variação na tensão direta, este LED não suporta grandes picos de corrente (máximo = 1 A), o que impede a utilização da técnica mostrada pela Fig. 3.25 e dificulta a obtenção da intensidade luminosa nominal do LED.

Alguns autores utilizam transformadores para equalização de corrente em semicondutores [68] e [80], sendo esta técnica posteriormente estendida aos LEDs [81] e [82].

3.9. Resultados experimentais do conversor buck e buck quadrático

3.9.1. Resultados experimentais do conversor buck

O circuito utilizado para a montagem do conversor buck é mostrado na Fig. 3.26. Este circuito foi projetado para substituição de uma lâmpada dicróica de 12 V e 25 W por um LED de potência de 3W (700 mA). A entrada do conversor possui um retificador de onda completa, o que possibilita o seu funcionamento independente da polaridade da tensão de entrada, como nas lâmpadas dicróicas. O conversor buck foi projetado para operar em uma frequência de 180 kHz e possibilita o controle da intensidade luminosa através de uma modulação PWM no acoplador óptico $U2$. O resistor $R3$ é utilizado como sensor de corrente enquanto o resistor $R1$ e o capacitor $C3$ atuam como um filtro contra interferências na leitura de corrente, que são geradas na comutação do interruptor $Q1$. O resistor $R3$ deve ser imprescindivelmente de carbono ou de outro tipo que possua uma baixa indutância parasita. Todos os diodos são do tipo *Schottky* que, além de serem rápidos, possuem baixa perda por condução. Para o controle foi utilizado o controlador UC3843 operando em modo corrente (detecção de pico de corrente).

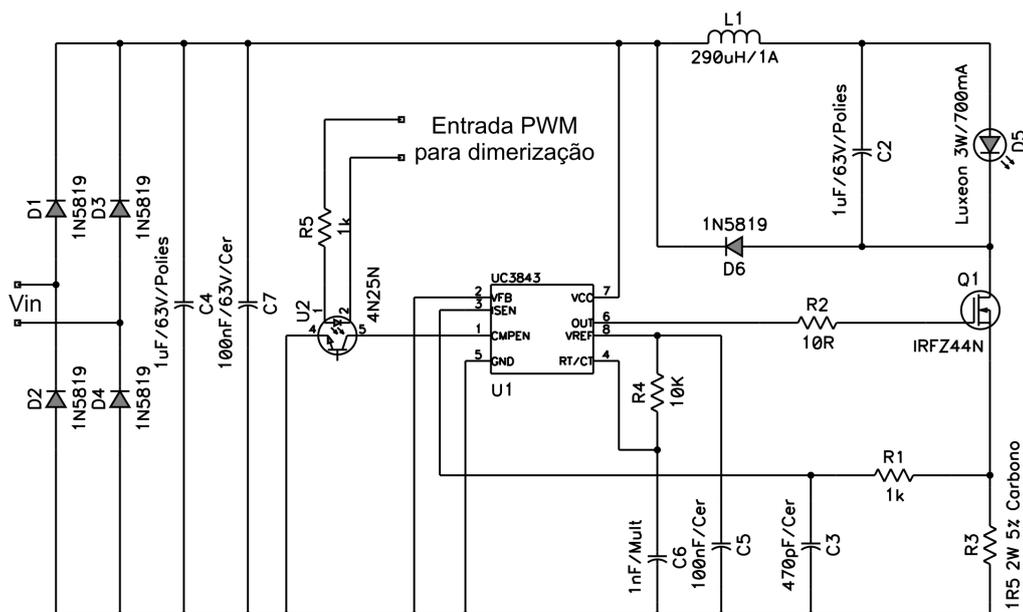


Fig. 3.26 – LED de potência alimentado por um conversor buck para substituição de lâmpadas dicróicas.

Para todos os experimentos, os indutores foram inicialmente dimensionados para uma ondulação de corrente de 10%. Entretanto, após a determinação do menor núcleo magnético a ser utilizado e com o uso de uma planilha eletrônica, o valor da indutância é aumentada até obter o melhor aproveitamento do núcleo. Com o aumento da indutância a ondulação de corrente no indutor é reduzida.

Devido a elevada frequência de operação do indutor, o efeito pelicular e o empilhamento das espiras deve ser considerado [74] e [84]. Como o indutor trabalha com pequena ondulação de corrente e conseqüentemente possui uma pequena variação no fluxo magnético, as perdas por histerese são baixas e não foram consideradas. Para confecção dos indutores foram utilizados núcleos do tipo CNF (tipo carretel), com material do tipo IP12R fabricados pela Thornton. Este tipo de núcleo não necessita de carretel, o que reduz o custo final do indutor.

O capacitor $C2$ foi utilizado para que o caminho de circulação da corrente no indutor não seja aberto, o que pode ocorrer em um eventual mau contato dos cabos que se ligam ao LED. Para montagem do LED na mesma placa do conversor, não é necessário o uso deste capacitor.

A Fig. 3.27 mostra a forma de onda da corrente no LED de potência para uma tensão de entrada de 14 V.

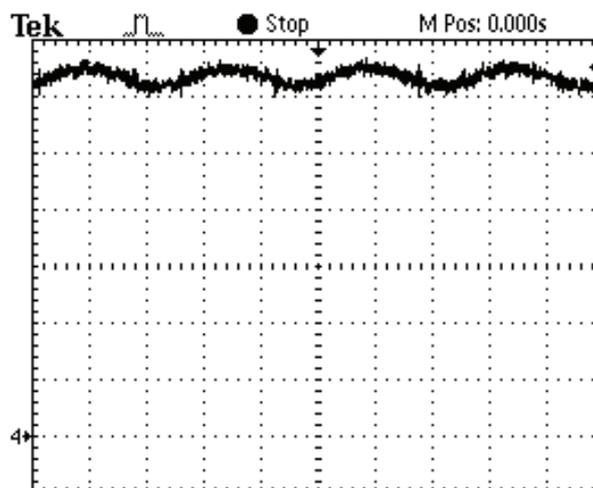


Fig. 3.27 – Corrente no LED de potência.
(Base de tempo: 2,5 μ s/div., Ch4: 100 mA/div.)

A Fig. 3.28 mostra a tensão no gatilho do MOSFET $Q1$ e a corrente no indutor $L1$. A forma de onda da corrente em $L1$ demonstra que este componente opera no modo de condução contínua e que a ondulação de corrente é pequena.

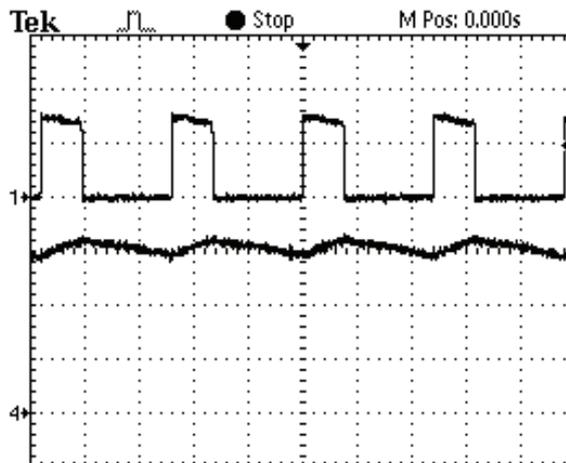


Fig. 3.28 – Corrente no indutor $L1$ (Ch4) e tensão de gatilho no interruptor $Q1$ (Ch1).
(Base de tempo: $5 \mu\text{s}/\text{div.}$, Ch1: $10 \text{ V}/\text{div.}$ E Ch4: $200 \text{ mA}/\text{div.}$)

A Fig. 3.29 mostra a tensão no resistor *shunt* $R3$ e a corrente no indutor $L1$. A forma de onda da tensão no resistor *shunt* possui ruído em alta frequência, o qual é filtrado através do resistor $R1$ e o capacitor $C3$. O sinal filtrado é aplicado no comparador do controlador e atua na realimentação do conversor. Para evitar a presença da indutância, existente nos resistores de fio, foi utilizado um resistor de carbono em $R3$.

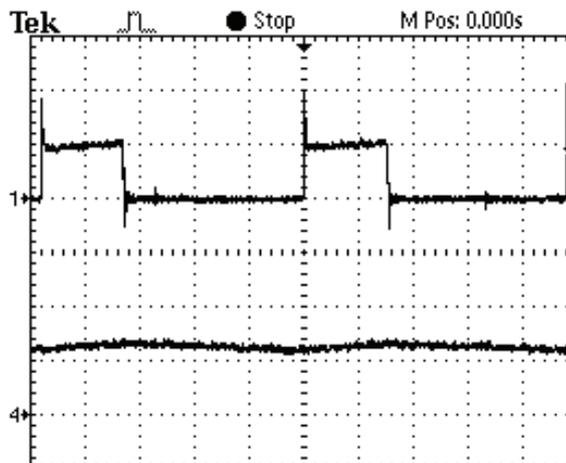


Fig. 3.29 – Tensão no resistor *shunt* $R3$ (Ch1) e corrente no indutor $L1$ (Ch4).
(Base de tempo: $2,5 \mu\text{s}/\text{div.}$, Ch1: $1 \text{ V}/\text{div.}$ E Ch4: $500 \text{ mA}/\text{div.}$)

A Fig. 3.30 mostra a foto do conversor buck implementado. Este conversor possui vantagens tais como, uma grande simplicidade e um baixo custo.



Fig. 3.30 – Foto do conversor buck implementado.

3.9.2. Resultados experimentais do conversor buck quadrático

A Fig. 3.31 mostra o circuito do conversor buck quadrático com controle por modo de corrente. O circuito utilizado é semelhante ao utilizado no buck clássico. Entretanto, como este conversor pode ser analisado como dois conversores do tipo buck conectados em série, a indutância $L1$ fica submetida a uma diferença de potencial menor. Assim, apesar do uso de dois indutores, estes indutores possuem uma indutância menor do que a indutância do conversor buck (para uma mesma característica de operação).

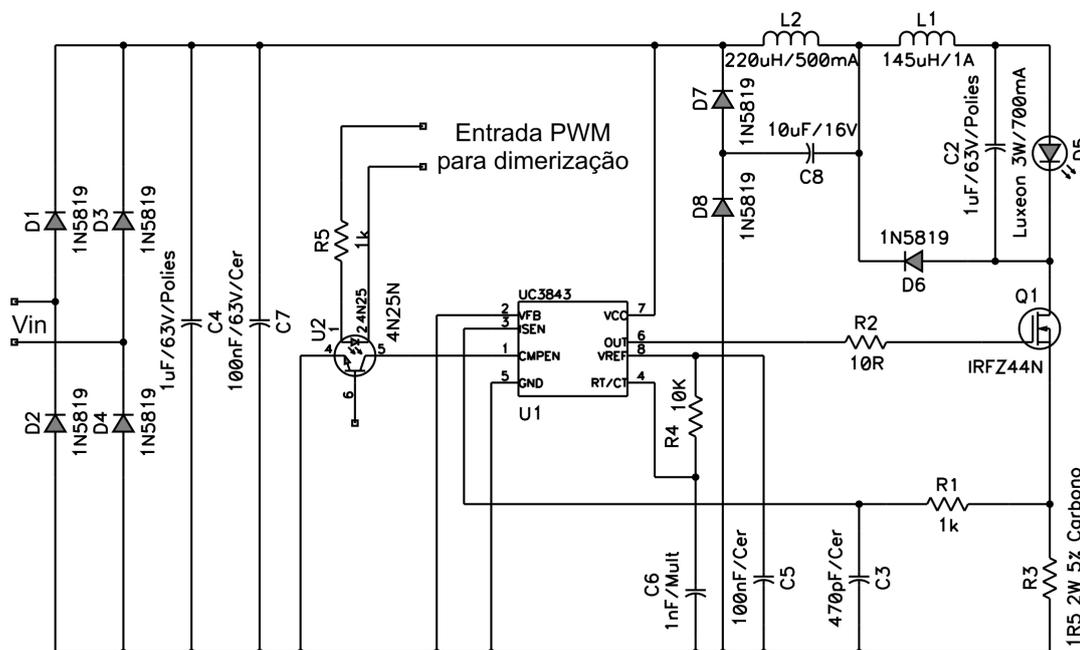


Fig. 3.31 – LED de potência alimentado por um conversor buck quadrático para substituição de lâmpadas dicróicas.

A Fig. 3.32 mostra a forma de onda da corrente no LED de potência para uma tensão de entrada de 15 V.

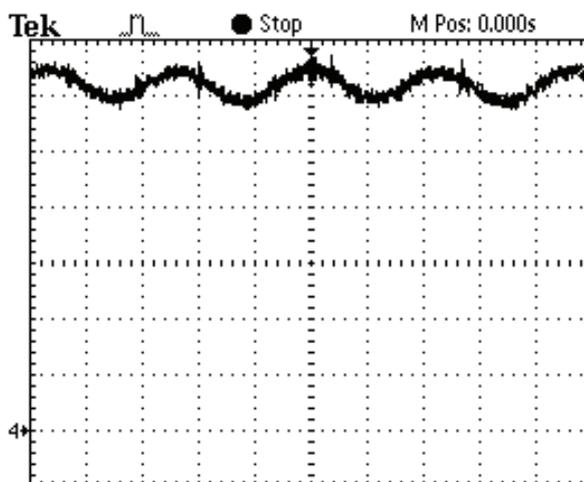


Fig. 3.32 – Corrente no LED para $V_{in} = 15\text{ V}$ (Ch4).
(Base de tempo: $2,5\ \mu\text{s}/\text{div.}$, Ch4: $100\ \text{mA}/\text{div.}$)

A Fig. 3.33 mostra a forma de onda da corrente no LED de potência para uma tensão de entrada de 14 V. A frequência da ondulação é reduzida à metade, pois a razão cíclica fica maior do que 0,5.

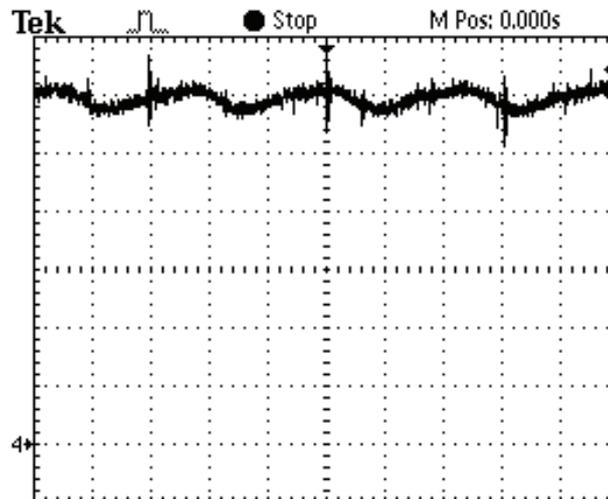


Fig. 3.33 – Corrente no LED para $V_{in} = 14\text{ V}$ (Ch4).
(Base de tempo: $5\ \mu\text{s}/\text{div.}$, Ch4: $100\ \text{mA}/\text{div.}$)

A Fig. 3.34 mostra a tensão de comando do interruptor $Q1$ e a corrente no indutor $L1$ para uma tensão de entrada de 14 V. A tensão de comando apresenta uma instabilidade gerada para uma operação com razão cíclica maior do que 0,5. Esta instabilidade pode ser solucionada através de uma compensação, a qual aplica um declive da referência do controlador (*slope compensation*) [83]. Como em sua aplicação final o conversor buck quadrático será utilizado para tensões de entrada mais elevadas, a razão cíclica não será maior do que 0,5.

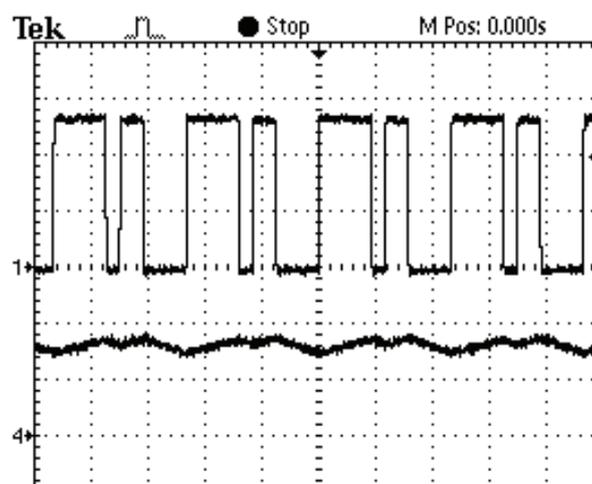


Fig. 3.34 – Tensão no comando do interruptor (Ch1) e corrente no indutor $L1$ (Ch4) para $V_{in} = 14\text{ V}$.
(Base de tempo: $5\ \mu\text{s}/\text{div.}$, Ch1: $5\ \text{V}/\text{div.}$ e Ch4: $400\ \text{mA}/\text{div.}$)

A Fig. 3.35 mostra a tensão no capacitor $C8$ (Ch1) e a corrente no LED (Ch4). A tensão no capacitor $C8$ é $V_{C8} = V_{in} \cdot D$, o que demonstra que o circuito tem o comportamento de dois conversores do tipo buck conectados em série.

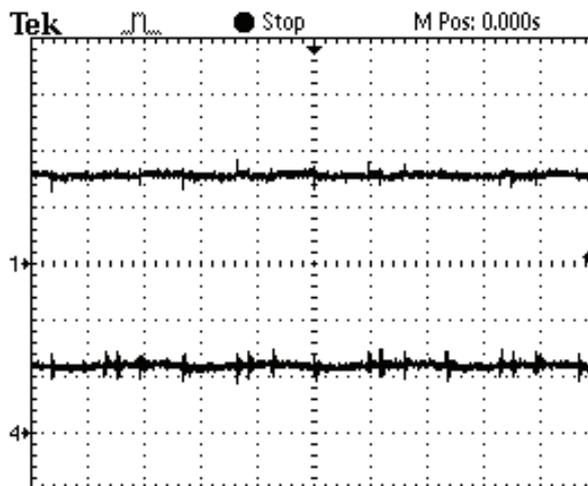


Fig. 3.35 – Tensão no capacitor $C8$ (Ch1) e corrente no LED para $V_{in} = 14\text{ V}$ (Ch4). (Base de tempo: $5\ \mu\text{s}/\text{div.}$, Ch1: $5\text{ V}/\text{div.}$ e Ch4: $500\text{ mA}/\text{div.}$)

A Fig. 3.36 mostra a foto do conversor buck quadrático implementado. Apesar de utilizar dois componentes magnéticos, este conversor opera com uma grande variação da tensão de entrada.



Fig. 3.36 – Foto do conversor buck quadrático implementado.

3.10. Conversores CC-CC auto-oscilantes para LEDs de potência

Os conversores auto-oscilantes são frequentemente empregados em aplicações em que o custo final do produto é de fundamental importância. O circuito auto-oscilante geralmente elimina a necessidade da utilização de circuitos integrados, o que proporciona a redução dos custos. Como exemplo, citam-se os carregadores para celular e alguns circuitos utilizados em lanternas com LEDs.

Existe uma concepção de iluminação emergente no mercado, em que a iluminação é distribuída para destacar regiões e objetos, frequentemente obtida com o uso de lâmpadas incandescentes do tipo dicróica. A possibilidade da utilização de conversores CC-CC auto-

oscilantes permitiria a redução dos custos para substituição destas lâmpadas incandescentes do tipo dicrónica por LEDs, o que possibilitaria aperfeiçoar a eficiência do sistema para iluminação. Também deve ser observado que o mercado brasileiro de reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes, praticamente, passou a fornecer soluções que utilizam circuitos auto-oscilantes. Deste modo, especula-se que o mesmo possa ocorrer com os circuitos para alimentação dos LEDs de potência. Assim, na sequência serão propostos e analisados alguns conversores CC-CC auto-oscilantes.

3.11. Conversor buck auto-oscilante

Em março de 2009, Dhananjay e Gadre apresentaram o circuito mostrado na Fig. 3.37 [85]. Este circuito é um conversor buck auto-oscilante que utiliza apenas componentes discretos, mas utiliza um MOSFET com canal p que possui um custo superior a um MOSFET com canal n . O transistor Q_2 atua como um detector de pico de corrente, que bloqueia Q_1 e, conseqüentemente, bloqueia o MOSFET. O capacitor C_1 entra em ressonância com o indutor L_1 fazendo Q_2 permanecer saturado e determinando o tempo que o MOSFET continua bloqueado. As formas de onda apresentadas pelos autores mostram uma oscilação amortecida de alta frequência e o tempo de estocagem dos transistores bipolares não é considerado. Dependendo da aplicação, a interferência eletromagnética gerada pela oscilação amortecida de alta frequência e a regulação do conversor, decorrente do tempo de estocagem dos transistores bipolares, podem inviabilizar a utilização deste conversor.

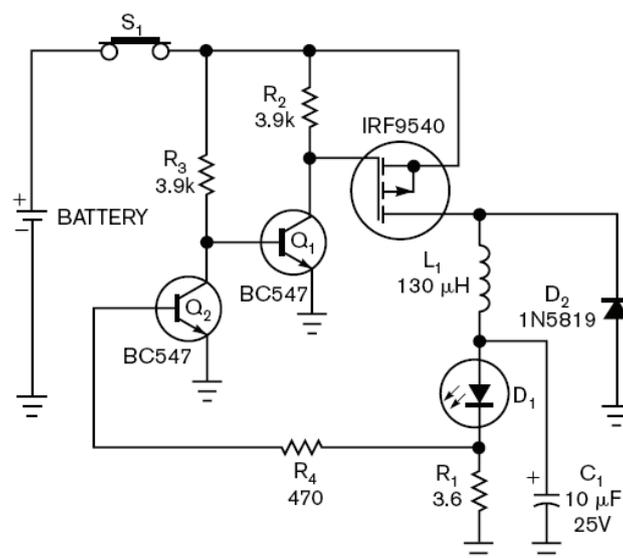


Fig. 3.37 – Conversor buck proposto por Dhananjay e Gadre [85].

Em fevereiro de 2009 a empresa NXP, fundada pela Philips, apresentou a sua nota de aplicação AN10739 [86]. Esta nota de aplicação descreve um circuito de um conversor buck com componentes discretos, o qual utiliza um controle de corrente intitulado “ciclo por ciclo”. Este circuito, mostrado na Fig. 3.38, utiliza o transistor $TR2$ e o resistor $R1$ para detectar a corrente de pico do indutor, bloqueando o transistor $TR1$. O transistor $TR3$ monitora a corrente no indutor, pois enquanto a corrente não for nula, o diodo $D1$ está conduzindo e o transistor $TR3$ fica bloqueado. No momento em que a corrente vai para zero, o diodo $D1$ bloqueia e o transistor $TR3$ entra em condução, permitindo a entrada em condução do transistor $TR1$. Este ciclo se repete colocando o indutor para operar em modo de condução crítica. Assim, para reduzir a ondulação de corrente na saída é necessária a utilização de capacitores com elevada capacitância. Para uma corrente de 300 mA, proposta na nota de aplicação, foi utilizado um capacitor eletrolítico em $C2$ com valor de 220 μF . O capacitor eletrolítico reduz a vida útil do circuito e dificulta o controle da intensidade luminosa utilizando a modulação PWM, pois reduz a derivada de corrente no LED. Se o LED for desconectado e posteriormente conectado, a energia armazenada em $C2$ provoca um pico de corrente que pode danificar o LED. Assim, o LED só pode ser conectado com o circuito desligado. A nota de aplicação especificou um rendimento de 80% para o circuito dimensionado.

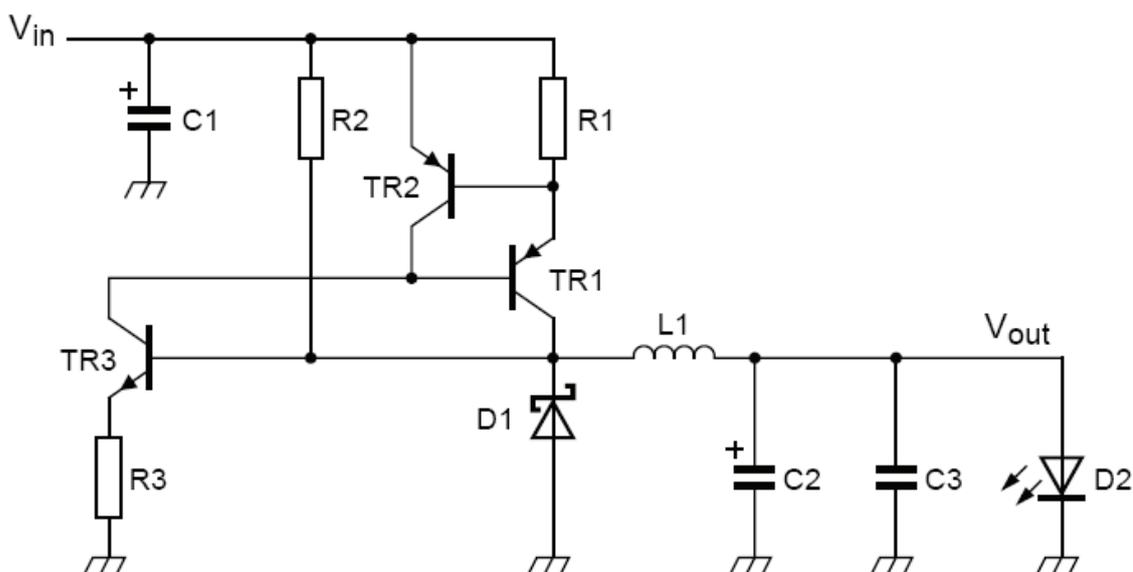


Fig. 3.38 – Buck discreto proposto pela NXP [86].

3.11.1. Conversor buck auto-oscilante com controle por histerese

A Fig. 3.39 mostra a proposta de um conversor buck auto-oscilante com controle por histerese. O resistor $R5$ atua na detecção da corrente de pico no indutor, polarizando o transistor $Q2$ que bloqueia o MOSFET $M1$. Durante a saída de condução de $M1$, o transistor $Q2$ deve continuar conduzindo para que o circuito possa oscilar. Assim, é necessário que o transistor $Q2$ seja supersaturado, para que o tempo de estocagem seja maior do que o tempo de comutação de $M1$. Na impossibilidade da obtenção de um tempo de estocagem adequado, pode ser utilizado o capacitor $C3$ para obtenção de uma ressonância que garanta o tempo necessário para a comutação de $M1$. Durante o bloqueio de $M1$, o diodo $D3$ entra em condução e o resistor $R6$ é conectado em série com $R5$ possibilitando $Q2$ a continuar polarizado, o que permite o ajuste do valor mínimo de corrente no indutor. O diodo $D2$ é utilizado para carregar o capacitor $C1$, o qual é utilizado para alimentar o circuito de acionamento do MOSFET $M1$. $D2$ e $C1$ também são utilizados como um circuito grampeador, mas a energia absorvida pelo grampeador, diferente do circuito grampeador convencional, é reaproveitada na alimentação do circuito de comando do MOSFET $M1$. O diodo zener $D1$ e o transistor $Q1$ são utilizados para limitar a tensão no gatilho do MOSFET, mas sem comprometer o rendimento do circuito. O resistor $R1$ é empregado para garantir que o MOSFET esteja bloqueado no momento em que o circuito é alimentado. O transistor $Q3$ permite ligar ou desligar o circuito, sendo normalmente utilizado para variar a intensidade luminosa do LED através da modulação PWM em baixa frequência. O capacitor $C2$ é utilizado para amenizar possíveis sobretensões se o LED for desconectado com o circuito operando.

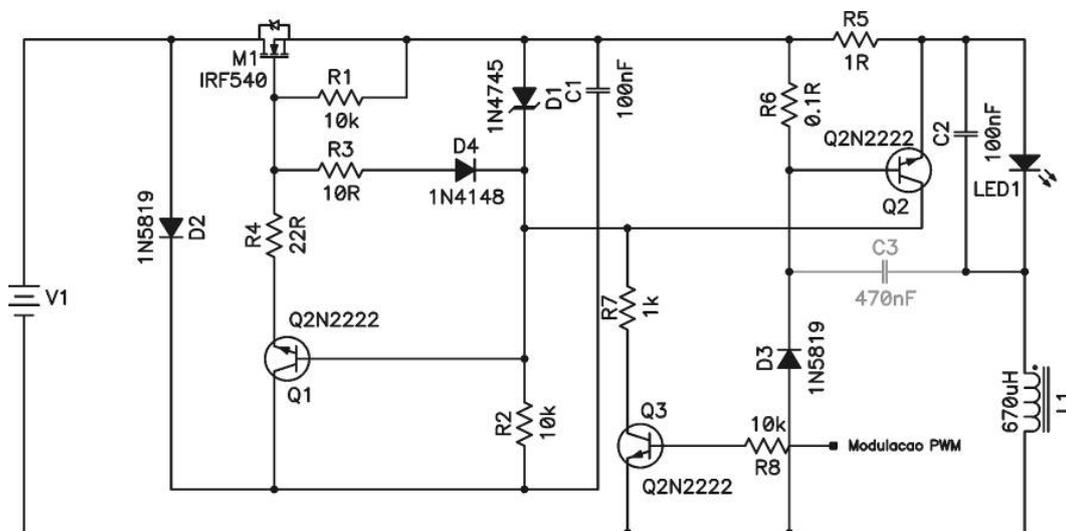


Fig. 3.39 – Conversor buck auto-oscilante com controle por histerese.

A Fig. 3.40 mostra um circuito simplificado para compreensão da operação do circuito mostrado na Fig. 3.39. A fonte de tensão V_{C1} representa a tensão no capacitor $C1$. Nesta simplificação a capacitância do gatilho-fonte do MOSFET $M1$ é desprezada e V_{C1} possui uma tensão de 15 V.

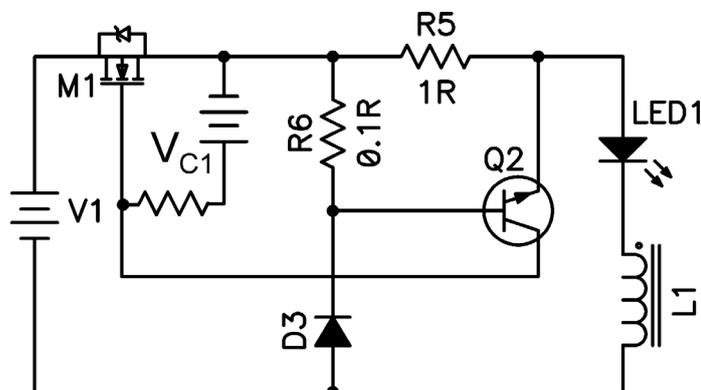


Fig. 3.40 – Circuito simplificado.

O conversor buck auto-oscilante com controle por histerese possui duas etapas de operação, mostradas na Fig. 3.41.a e na Fig. 3.41.c. Na primeira etapa de operação, mostrada na Fig. 3.41.a, o interruptor $M1$ está conduzindo e o resistor $R5$ monitora a corrente no indutor $L1$ e $Q2$ não conduz. No momento em que a corrente no indutor é máxima, a tensão em $R5$ permite a polarização de $Q2$, sendo este supersaturado devido ao baixo valor de $R6$. A supersaturação de $Q2$ permite que ele continue conduzindo enquanto $M1$ é bloqueado, mostrada na Fig. 3.41.b. Na segunda etapa de operação, mostrada na Fig. 3.41.c, $M1$ está bloqueado e $D3$ está conduzindo. Quando $D3$ está conduzindo, o resistor $R6$ é conectado em série com $R5$ para monitorar a corrente no indutor $L1$. Desta forma, o transistor $Q2$ continua a conduzir até a corrente reduzir a um valor que, ao circular por $R5$ e $R6$, não permita mais a condução de $Q2$. Quando $Q2$ é bloqueado, o circuito volta ao estado da primeira etapa de operação.

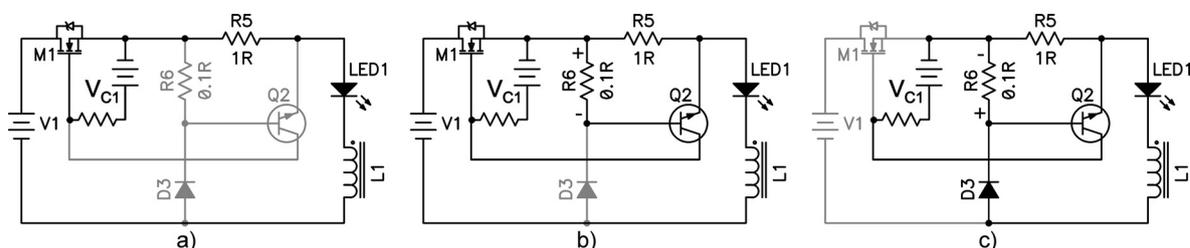


Fig. 3.41 – a) I Etapa de operação, b) Bloqueio de $M1$ e c) II Etapa de operação.

A Fig. 3.42 mostra a forma de onda da corrente no indutor $L1$.

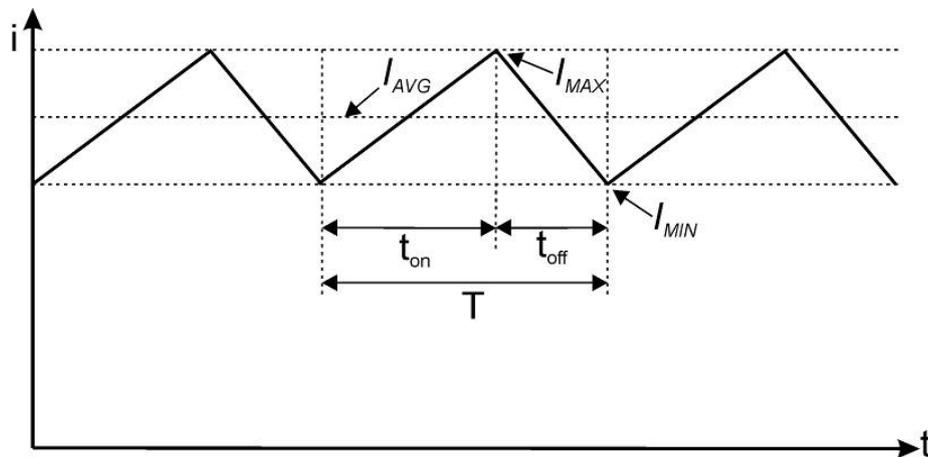


Fig. 3.42 – Forma de onda da corrente no indutor $L1$.

O controle por histerese possibilita manter constante a corrente média no LED (I_{AVG}), mesmo com a variação da tensão de alimentação e da tensão no LED. A corrente média no LED é dada pela equação (3.14). Sendo I_{MAX} a corrente máxima e I_{MIN} a corrente mínima no indutor.

$$I_{AVG} = I_{MIN} + \frac{I_{MAX} - I_{MIN}}{2} = \frac{1}{2} \cdot (I_{MAX} + I_{MIN}) \quad (3.14)$$

Considerando uma baixa ondulação, a tensão de saída do conversor, V_{out} , pode ser aproximada pela equação (3.15). Onde V_{LED} é a fonte de tensão do modelo elétrico do LED, I_{AVG} é a corrente média no LED e R_{LED} é a resistência série intrínseca.

$$V_{out} = V_{LED} + I_{AVG} \cdot R_{LED} \quad (3.15)$$

Definindo $\Delta i = I_{MAX} - I_{MIN}$, t_{on} o tempo em que o interruptor MI conduz, t_{off} o tempo em que o interruptor MI bloqueia e V_{in} a tensão de entrada do conversor, o tempo em que o interruptor MI conduz pode ser determinado pela equação (3.16).

$$t_{on} = \frac{L1 \cdot \Delta i}{V_{in} - V_{out}} \quad (3.16)$$

O tempo em que o interruptor MI bloqueia pode ser determinado pela equação (3.17).

$$t_{off} = \frac{L1 \cdot \Delta i}{V_{out}} \quad (3.17)$$

O período pode ser definido pela equação (3.18).

$$T = \frac{1}{f} = t_{off} + t_{on} \quad (3.18)$$

A frequência de operação do conversor pode ser determinada pela equação (3.19).

$$f = \frac{V_{out} (V_{in} - V_{out})}{L1 \cdot \Delta i \cdot V_{in}} \quad (3.19)$$

O indutor $L1$ pode ser determinado pela equação (3.20), manipulando a equação (3.21).

$$L1 = \frac{V_{out} (V_{in} - V_{out})}{f \cdot \Delta i \cdot V_{in}} \quad (3.20)$$

O resistor $R5$ pode ser determinado pela equação (3.21), onde V_{BE} é a tensão entre a base e o emissor do transistor $Q2$, sendo geralmente utilizado um valor de 0,7 V.

$$R5 = \frac{V_{BE}}{I_{MAX}} \quad (3.21)$$

O resistor $R6$ pode ser determinado pela equação (3.22).

$$R6 = \frac{V_{BE}}{I_{MIN}} - R5 \quad (3.22)$$

Após o dimensionamento do indutor e dos resistores utilizados para monitorar a corrente, a folha de dados do transistor $Q2$ deve ser analisada para estimação do tempo de estocagem. Caso o tempo de estocagem do transistor $Q2$ seja menor do que o tempo de comutação, o capacitor $C3$ deve ser utilizado.

3.11.2. Resultados experimentais do conversor buck auto-oscilante proposto

A Fig. 3.43 mostra os resultados experimentais do circuito esquematizado na Fig. 3.39. Para o experimento foram utilizados três LEDs brancos Luxeon III, modelo LXHL-PW09 de 3 W, conectados em série. Este LED possui uma resistência série intrínseca de $0,77 \Omega$ e uma tensão do modelo elétrico de 3,05 V. Considerando uma corrente no LED de 0,7 A, a tensão total nos três LEDs foi estimada em 10,77 V. A tensão medida nos três LEDs resultou igual a 10,6 V para a tensão de entrada do conversor igual a 24 V. Para os valores utilizados a corrente calculada foi de 668 mA, sendo medida uma corrente de 652 mA no protótipo. A frequência de operação medida no conversor foi de 50,5 kHz e o rendimento resultou em 94% para estas condições.

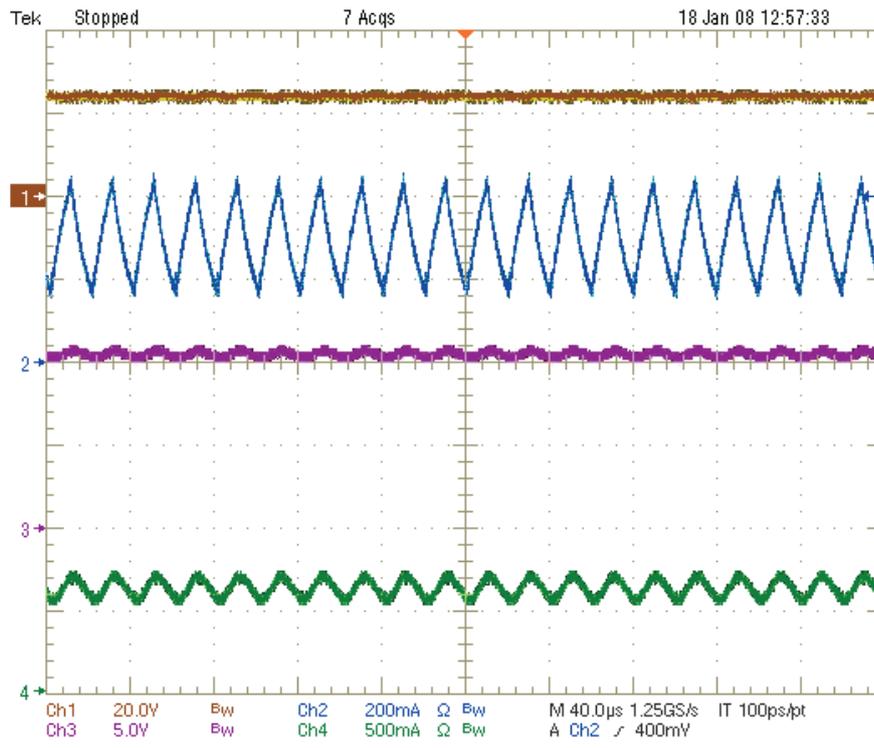


Fig. 3.43 – Formas de onda do conversor buck auto-oscilante com controle por histerese e conectado a três LEDs.

(Tensão de alimentação – Ch1: 20V/div.; 40μs/div.)

(Corrente na entrada – Ch2: 200mA/div.; 40μs/div.)

(Tensão na saída – Ch3: 5V/div.; 40μs/div.)

(Corrente na saída – Ch4: 500mA/div.; 40μs/div.)

A Fig. 3.44 mostra a curva do rendimento em função da tensão de entrada do conversor, para três LEDs conectados em série. Para uma tensão de entrada de 15 V, o conversor apresentou um rendimento de 96%.

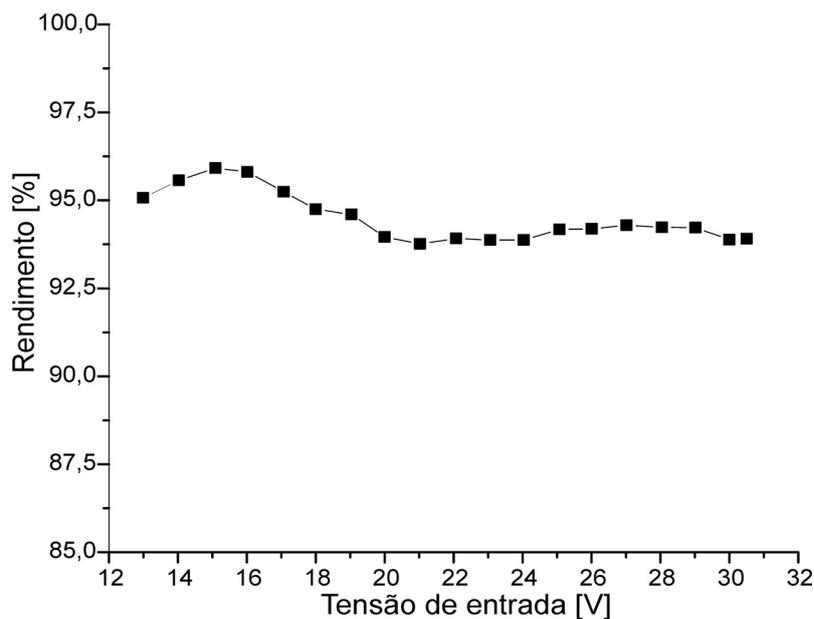


Fig. 3.44 – Curva de rendimento do conversor.

A Fig. 3.45 mostra a foto do protótipo do conversor buck auto-oscilante com controle por histerese. Devido ao elevado rendimento, não foi necessária a utilização de dissipador para o transistor M1.



Fig. 3.45 – Foto do conversor buck auto-oscilante com controle por histerese.

Como aplicação do conversor buck auto-oscilante com controle por histerese foi desenvolvida uma luminária RGBW (*RED*-vermelho, *Green*-verde, *Blue*-azul e *White*-branco). A Fig. 3.46 mostra o diagrama de blocos do sistema desenvolvido. Um microcontrolador, situado na placa externa de controle, gera a modulação PWM para o controle da intensidade luminosa de quatro conversores buck auto-oscilantes. A razão cíclica gerada para cada conversor e, conseqüentemente, a intensidade luminosa de cada cor pode ser ajustada remotamente através de uma interface serial do tipo RS-232.

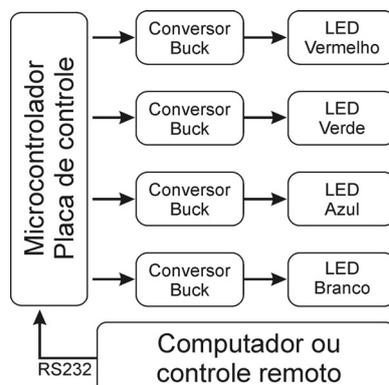


Fig. 3.46 – Configuração utilizada na luminária RGBW.

A Fig. 3.47 mostra a placa de circuito impresso desenvolvida com os seus quatro conversores buck auto-oscilantes, conforme o circuito mostrado na Fig. 3.39. Cada conversor foi conectado a quatro LEDs do tipo K2, fabricados pela Philips-Lumileds.



Fig. 3.47 – Foto da placa com quatro conversores buck auto-oscilantes com controle por histerese.

A Fig. 3.48 mostra a foto da placa de controle desenvolvida. O microcontrolador utilizado foi o PIC16F877A, fabricado pela *Microship*. Esta placa foi desenvolvida para uso geral e, por este motivo, não será o foco deste trabalho. Devido a baixa frequência utilizada na modulação PWM, 120 Hz, pode ser empregado um microcontrolador com poucos periféricos internos e de baixo custo. Todos os circuitos foram concebidos para operarem com uma tensão de alimentação nominal de 24 V, para posteriormente serem aplicados em um sistema fotovoltaico.

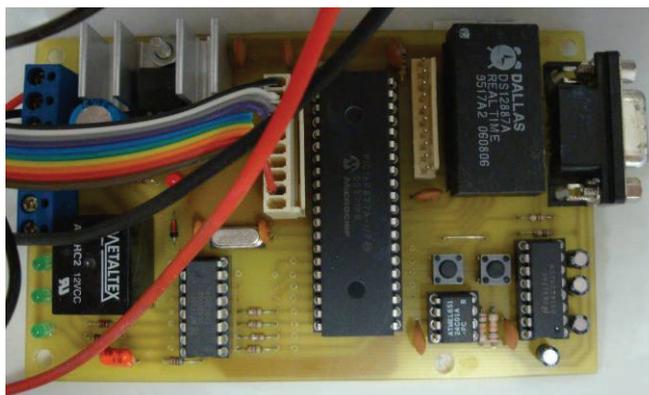


Fig. 3.48 – Foto da placa de controle desenvolvida.

A Fig. 3.49 mostra uma foto da luminária desenvolvida. O corpo da luminária é feito de alumínio anodizado e foi utilizado um dissipador na parte inferior para reduzir a temperatura dos LEDs. Para aprimorar a mistura das cores foi utilizada uma tela difusora sobre os LEDs, não mostrada na foto.

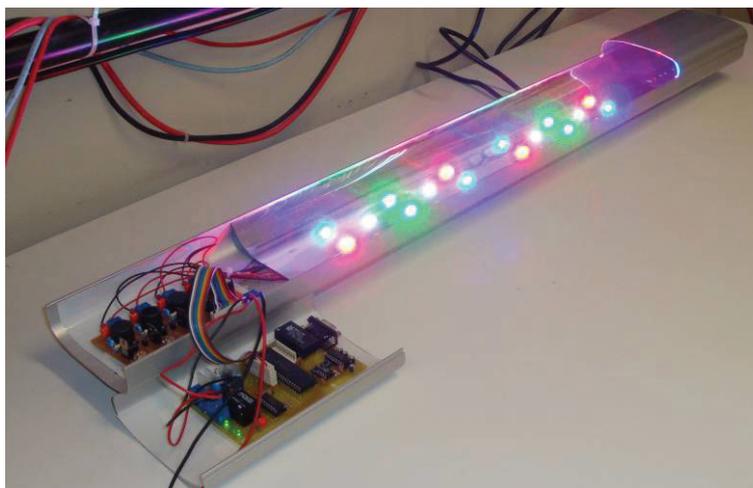


Fig. 3.49 – Foto da luminária RGBW desenvolvida.

3.12. Conversor flyback auto-oscilante

O conversor flyback auto-oscilante é robusto, utiliza um circuito composto por componentes de baixo custo e, geralmente, é utilizado em circuito de baixas potências. Ele

é um circuito muito empregado em carregadores de baterias para celular, em circuitos de alimentação para *stand-by* e em equipamentos de processamentos de dados. Este circuito também é referido como RCC (*Ringing Choke Converter* – Conversor com indutor oscilante), pois o sinal regenerativo para oscilação vem da oscilação do próprio transformador flyback. O RCC automaticamente limita a potência de entrada, quando a sua saída é sobrecarregada. Além disso, a oscilação naturalmente cessa se a saída é curto-circuitada, o que protege o circuito.

Quando um conversor flyback convencional opera em modo de condução descontínua (MCD), a interferência eletromagnética (EMI – *Eletromagnetic-interference*) decorrente da oscilação gerada pelos elementos parasitas, quando a corrente deste conversor retorna a zero, pode ultrapassar os limites admissíveis. Inversamente, o RCC recicla parte da energia desta oscilação, o que reduz a interferência eletromagnética [87].

O controle do RCC pode ser implementado com poucos componentes discretos, sem perda no seu desempenho. O custo final do circuito geralmente é baixo, quando comparado com o conversor flyback comercial que utiliza circuito integrado como controlador [88] [89].

O circuito do conversor flyback auto-oscilante, proposto para alimentação dos LEDs de potência, é mostrado na Fig. 3.50 [90]. Este circuito utiliza apenas componentes discretos e opera no modo de condução crítica. O circuito possui frequência de comutação variada e o seu controle é efetuado pela detecção do pico de corrente. O controle deste circuito utiliza apenas o transistor $Q1$ e o enrolamento auxiliar L_{aux} para realimentação positiva.

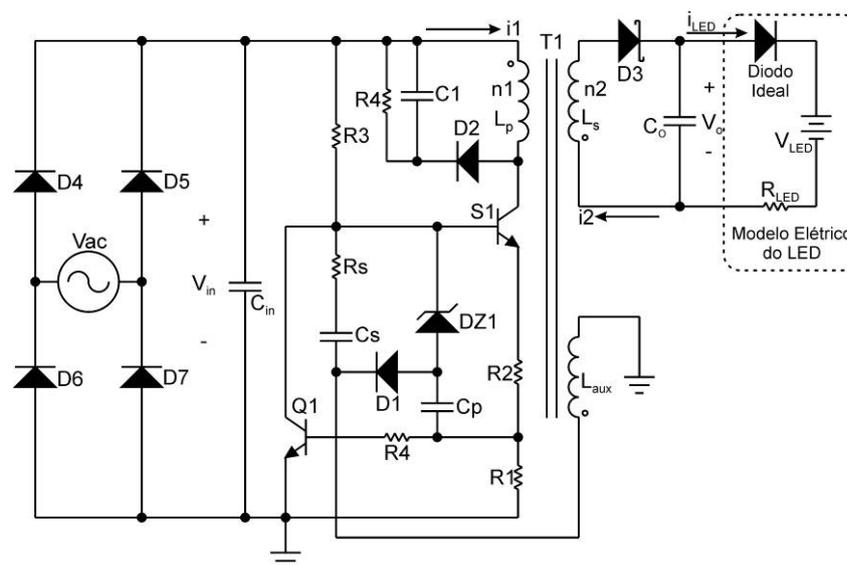


Fig. 3.50 – Circuito proposto para o flyback auto-oscilante.

O resistor $R3$ é utilizado para iniciar a oscilação, polarizando SI . O valor deste resistor é limitado pela sua potência dissipada, pois ele está conectado diretamente no barramento de tensão da entrada. A dissipação neste componente não deve ser superior a 1% da potência de saída, para não comprometer o rendimento do conversor.

O transformador flyback $T1$ consiste de um enrolamento primário e dois enrolamentos secundários. O enrolamento de entrada, com n_1 espiras, forma a indutância L_p , o enrolamento de saída, com n_2 espiras, forma a indutância L_s e o enrolamento auxiliar forma a indutância L_{aux} .

Os componentes R_s e C_s , juntamente com L_{aux} , monitoram as condições de contorno do modo de condução crítica do transformador $T1$, detectando quando a corrente de L_s é nula. Estes componentes fornecem corrente para a base do transistor principal SI para iniciar a sua entrada em condução e para mantê-lo conduzindo. O capacitor C_s também bloqueia a corrente contínua e limita o tempo máximo que o transistor SI pode permanecer conduzindo.

O capacitor C_p é carregado com a tensão de saída refletida em L_{aux} , o que ocorre através de $D1$ e $R1$. Um simples diodo zener $DZ1$ monitora a tensão de C_p e previne uma elevação da tensão na saída, bloqueando o interruptor SI . A elevação da tensão na saída ocorre quando o LED é danificado, ou quando este é desconectado do circuito. Entretanto, na prática, é necessária uma carga mínima na saída, ou algum componente para limitar a tensão de saída, pois é impossível obter um acoplamento unitário entre as espiras.

A Fig. 3.51 mostra as formas de onda das correntes idealizadas do primário e do secundário do transformador.

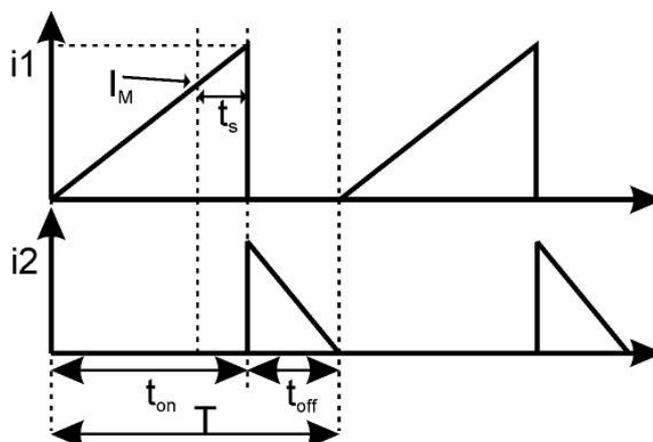


Fig. 3.51 – Formas de onda ideais das correntes do primário e do secundário do transformador.

Para simplificar as equações, a indutância de dispersão do transformador flyback e a dependência dos parâmetros dos componentes com a variação da temperatura não serão

considerados. Os indutores formados pelos enrolamentos do transformador flyback serão considerados ideais sem perdas ôhmicas. Consequentemente, a corrente do primário cresce e a corrente do secundário decresce, linearmente, quando o respectivo enrolamento é conectado a uma fonte de tensão constante [91]. O capacitor C_{in} , utilizado como filtro de entrada, será suficientemente elevado para que a sua tensão, V_{in} , seja considerada constante. O mesmo ocorre com o capacitor C_o e a sua tensão V_o .

As perdas são expressas pela eficiência da transferência da energia do primário para o secundário, sendo W_1 a energia armazenada no primário e W_2 a energia transferida para o secundário. Esta relação é equacionada em (3.23).

$$W_2 = \eta \cdot W_1 \quad (3.23)$$

A energia armazenada no núcleo magnético (W_1), durante o tempo de condução do transistor SI (t_{on}) é definida pela equação (3.24).

$$W_1 = \frac{V_{in}^2}{2 \cdot L_p} \cdot t_{on}^2 \quad (3.24)$$

A energia fornecida para o LED (W_2) é definida pela equação (3.25).

$$W_2 = \frac{V_o^2}{2 \cdot L_p} \cdot \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 \cdot t_{off}^2 \quad (3.25)$$

Aplicando as equações (3.24) e (3.25) em (3.23) é obtida a relação (3.26)

$$t_{off}^2 = \eta \cdot \left(\frac{V_{in}}{V_o} \cdot \frac{n_2}{n_1} \cdot t_{on} \right)^2 \quad (3.26)$$

Como somente a solução positiva possui significado físico, a equação (3.26) pode ser reescrita conforme a equação (3.27).

$$t_{off} = \sqrt{\eta} \cdot \frac{V_{in}}{V_o} \cdot \frac{n_2}{n_1} \cdot t_{on} \quad (3.27)$$

O período T pode ser definido pela equação (3.28).

$$T = t_{on} + t_{off} \quad (3.28)$$

Aplicando a equação (3.27) na equação (3.28), a relação (3.29) é obtida.

$$T = \left(\sqrt{\eta} \cdot \frac{V_{in}}{V_o} \cdot \frac{n_2}{n_1} + 1 \right) \cdot t_{on} \quad (3.29)$$

A potência de saída P_2 no LED pode ser determinada pela equação (3.30).

$$P_2 = W_2 \cdot \frac{1}{T} = \eta \cdot W_1 \cdot \frac{1}{T} \quad (3.30)$$

Aplicando as equações (3.24) e (3.29) na equação (3.30), a relação (3.31) é obtida.

$$P_2 = \frac{\eta \cdot \frac{V_{in}^2}{2 \cdot L_p} \cdot t_{on}}{\left(\sqrt{\eta} \cdot \frac{V_{in}}{V_o} \cdot \frac{n_2}{n_1} + 1 \right)} \quad (3.31)$$

O tempo de condução do transistor de potência SI pode ser determinado pela equação (3.32). Onde t_s é o tempo de estocagem do transistor SI e I_M é a corrente de L_p , quando o transistor QI entra em condução.

$$t_{on} = L_p \cdot \frac{I_M}{V_{in}} + t_s \quad (3.32)$$

Aplicando a equação (3.32) em (3.31) é obtida a equação (3.33).

$$P_2 = \frac{\frac{1}{2} \cdot \eta \cdot I_M + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in}}{L_p} \cdot \eta \cdot t_s}{\left(\sqrt{\eta} \cdot \frac{1}{V_o} \cdot \frac{n_2}{n_1} + \frac{1}{V_{in}} \right)} \quad (3.33)$$

O valor médio da corrente que passa pelo LED (I_{LED}) pode ser determinado pela equação (3.34).

$$I_{LED} = \frac{P_2}{V_o} \quad (3.34)$$

Aplicando a equação (3.33) em (3.34) é obtida a equação (3.35).

$$I_{LED} = \frac{\frac{1}{2} \cdot \eta \cdot I_M + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in}}{L_p} \cdot \eta \cdot t_s}{\left(\sqrt{\eta} \cdot \frac{n_2}{n_1} + \frac{V_o}{V_{in}} \right)} \quad (3.35)$$

Se a condição $\sqrt{\eta} \cdot \frac{n_2}{n_1} \gg \frac{V_o}{V_{in}}$ for satisfeita, então a equação (3.35) pode ser

aproximada pela equação (3.36). Em geral, esta condição sempre ocorre quando a relação de espiras do transformador é praticamente unitária (conversor buck-boost), ou quando a relação $V_{in} \gg V_o$ é satisfeita. Em ambos os casos é possível conectar um, ou mais, LEDs em série mantendo o valor médio da corrente praticamente constante.

$$I_{LED} \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{n_1}{n_2} \cdot \sqrt{\eta} \cdot I_M + \frac{V_{in}}{2 \cdot L_p} \cdot \frac{n_1}{n_2} \cdot \sqrt{\eta} \cdot t_s \quad (3.36)$$

O tempo de estocagem do transistor bipolar SI influencia diretamente na corrente do LED e, normalmente, sofre influência da relação entre a corrente no coletor pela corrente na base e da temperatura do transistor bipolar. Para reduzir esta influência, o resistor $R2$ é utilizado em série com o transistor para evitar a supersaturação do transistor bipolar. Uma solução similar é utilizada nos reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes.

Se o tempo de estocagem for desconsiderado, a equação (3.36) pode ser simplificada na equação (3.37). Neste caso, a tensão de entrada não influencia a corrente nos LEDs e o circuito pode operar com tensão universal na sua entrada (como por exemplo, de 80 V_{CA} a 240 V_{CA}). Esta condição pode ser obtida quando o circuito opera com baixa frequência de comutação, pois o tempo de estocagem se torna insignificante, ou quando é utilizado um interruptor rápido em SI (como por exemplo, o uso de MOSFETs).

$$I_{LED} \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{n_1}{n_2} \cdot \sqrt{\eta} \cdot I_M \quad (3.37)$$

Para as condições adotadas para obtenção da equação (3.37), a relação (3.38) é obtida através da equação (3.27).

$$t_{off} \gg t_{on} \quad (3.38)$$

O resistor $R1$ é utilizado para detectar a corrente no primário I_M para entrada em condução de $Q1$. Esta corrente pode ser determinada pela equação (3.39), onde V_{BE} é a tensão base-emissor para entrada em condução do transistor $Q1$. Dependendo do valor utilizado no resistor $R1$, ele também pode influenciar no tempo de estocagem de SI .

$$I_M = \frac{V_{BE}}{R1} \quad (3.39)$$

Aplicando o modelo elétrico simplificado para o LED Luxeon III Emitter LXHL-PW09, fabricado pela Philips-Lumileds, a tensão de saída do flyback, V_o , pode ser obtida pela equação (3.40). Onde V_{LED} é a fonte de tensão do modelo elétrico do LED, I_{AVG} é a corrente média no LED e R_{LED} é a resistência série intrínseca.

$$V_o = I_{LED} \cdot R_{LED} + V_{LED} \quad (3.40)$$

Considerando a variação da temperatura, a tensão V_o pode ser expressa pela equação (3.41). Onde $V_{LED_25^\circ C}$ é a tensão V_{LED} para uma temperatura da junção do LED de $25^\circ C$ e ΔV_{Temp} é a variação de tensão de acordo com a variação da temperatura da junção.

$$V_o = I_{LED} \cdot R_{LED} + V_{LED_25^\circ C} + \Delta V_{Temp} \quad (3.41)$$

Aplicando as equações (3.39) e (3.41) na equação (3.35), é obtida (3.42), onde α é definida pela equação (3.43)

$$I_{LED} = \frac{\frac{1}{2} \cdot \eta \cdot \frac{V_{BE}}{R1} + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in}}{L_p} \cdot \eta \cdot t_s}{\left(\sqrt{\eta} \cdot \frac{n_2}{n_1} + \alpha \right)} \quad (3.42)$$

$$\alpha = \frac{I_{LED} \cdot R_{LED}}{V_{in}} + \frac{V_{LED_25^\circ C}}{V_{in}} + \frac{\Delta V_{Temp}}{V_{in}} \quad (3.43)$$

Como a variação da tensão no LED é baixa, em função da variação da temperatura, a relação (3.44) pode ser definida.

$$\sqrt{\eta} \cdot \frac{n_2}{n_1} + \frac{I_{LED} \cdot R_{LED}}{V_{in}} + \frac{V_{LED_25^\circ C}}{V_{in}} \gg \frac{\Delta V_{Temp}}{V_{in}} \quad (3.44)$$

A partir da equação (3.44), a equação (3.42) pode ser simplificada em (3.45). A variação da temperatura da junção praticamente não influencia na corrente do LED. Isto demonstra que a corrente do LED é estabilizada.

$$I_{LED} \approx \frac{\frac{1}{2} \cdot \eta \cdot \frac{V_{BE}}{R1} + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in}}{L_p} \cdot \eta \cdot t_s}{\sqrt{\eta} \cdot \frac{n_2}{n_1} + \frac{I_{LED} \cdot R_{LED}}{V_{in}} + \frac{V_{LED_25^\circ C}}{V_{in}}} \quad (3.45)$$

A relação de espiras de TI é dada pela equação (3.46). Onde V_{FD3} é a tensão direta de $D3$ e V_R é a máxima tensão no secundário refletida para o primário, definida pela equação (3.47). Onde V_{CES} é a tensão coletor-emissor para $V_{BE}=0$, V_{margin} é a tensão relativa a uma margem de segurança, $V_{in(max)}$ é a tensão máxima na entrada e V_{spk} é a tensão gerada por picos.

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{V_R}{V_o + V_{FD3}} \quad (3.46)$$

$$V_{R(max)} = V_{CES} - V_{margin} - V_{in(max)} - V_{spk} \quad (3.47)$$

O tempo de condução nominal do transistor de potência, $t_{on(nom)}$, pode ser determinado reescrevendo a equação (3.29) em função da frequência nominal, f_{nom} , obtendo a equação (3.48). Onde $V_{in(nom)}$ é a tensão nominal do barramento.

$$t_{on(nom)} = \left(\sqrt{\eta} \cdot \frac{V_{in(nom)}}{V_o} \cdot \frac{n_2}{n_1} \cdot f_{nom} + f_{nom} \right)^{-1} \quad (3.48)$$

Extraindo L_p da equação (3.31) e aplicando as equações (3.34) e (3.48), a equação (3.49) pode ser obtida, onde $I_{LED(nom)}$ é a corrente nominal do LED.

$$L_p = \left[2 \cdot V_o \cdot I_{LED(nom)} \cdot \left(\frac{1}{V_o} \cdot \frac{n_2}{n_1} + \frac{1}{V_{in(nom)} \cdot \sqrt{\eta}} \right)^2 \cdot f_{nom} \right]^{-1} \quad (3.49)$$

A corrente de L_p quando o transistor $Q1$ entra em condução pode ser determinada reescrevendo a equação (3.32) e aplicando $t_{on(nom)}$ determinado pela equação (3.48), obtendo-se a equação (3.50). Para simplificar o projeto, o tempo de estocagem é considerado constante.

$$I_M = \frac{(t_{on(nom)} - t_s) \cdot V_{in(nom)}}{L_p} \quad (3.50)$$

O valor de $R1$ pode ser obtido reescrevendo a equação (3.39).

$$R1 = \frac{V_{BE}}{I_M} \quad (3.51)$$

O valor do capacitor de saída, C_o , pode ser determinado através da equação (3.52). As variáveis $I_{LED(max_ripple)}$ e $I_{LED(min_ripple)}$ representam, respectivamente, o valor máximo e o valor mínimo da ondulação de corrente do LED.

$$C_o = \frac{t_{on(nom)}}{R_{LED} \cdot \ln \left(\frac{I_{LED(max_ripple)}}{I_{LED(min_ripple)}} \right)} \quad (3.52)$$

3.12.1. Resultados experimentais do conversor flyback auto-oscilante

Para obtenção dos resultados experimentais, o circuito foi projetado para ser alimentado pela rede elétrica de 220 V (60 Hz). A tensão máxima no barramento é igual a 370 V, decorrente da tensão máxima da rede de 260 V, e a tensão máxima suportada pelo transistor bipolar $S1$ é de 700 V ($V_{BE}=0$). Assumindo que os picos de tensão no interruptor possuem no máximo 150 V e que a margem de segurança da tensão é de 100 V, a máxima

tensão do secundário refletida para o primário deve ser de 80 V, conforme a equação (3.47).

De acordo com a equação (3.40), a tensão de saída, V_o , deve ser de 3,54 V. A tensão direta no diodo $D3$ (1N5819) é considerada como igual a 0,3 V. A relação de espiras do transformador TI é igual a 20,33, dada pela equação (3.46).

Assumindo que o conversor possui uma eficiência de 60%, a tensão nominal de V_{in} é de 311V e a frequência nominal do conversor resulta igual a 75 kHz. O tempo de condução do transistor bipolar deve ser de 3 μ s, calculado pela equação (3.48). Para uma corrente nominal de 700 mA, a indutância do primário do transformador TI é de 8,3 mH, calculada pela equação (3.49).

Assumindo que o tempo de estocagem do transistor SI (modelo STBV32, fabricado pela STMicroelectronics) é de 1,5 μ s, a corrente de L_p quando QI entra em condução resulta igual a 56 mA, conforme a equação (3.50). O valor do resistor *shunt* $R1$ deve ser de 12,2 Ω , conforme a equação (3.51).

A indutância no secundário L_s é determinada aplicando a relação de espiras em L_p . O valor da indutância do enrolamento auxiliar do transformador TI deve ser de 38 μ H, sendo dimensionado para que a tensão do LED refletida para este enrolamento seja de 5 V. O capacitor C_p é carregado com esta tensão refletida, sendo utilizado um diodo zener de 8,2 V em $DZ1$ para monitorar o instante que a carga é desconectada.

A Tabela 3.2 resume todos os componentes eletrônicos utilizados no protótipo.

Designação	Descrição
S1	STBV32 (STMicroelectronics)
Q1	PN2222
T1	$L_p=7,8$ mH, $L_s=19,2$ μ H and $L_{aux}=38$ μ H
D1	1N4148
D2	MUR160
D3	1N5819
D4, D5, D6 and D7	1N4007
DZ1	8V2 500mW zener
R1	12,2 Ω resistor de filme metálico
R2	10 Ω resistor de filme metálico
R3	2,7 M Ω resistor de carbono
R4	100 Ω resistor de carbono
R5	82 k Ω resistor de carbono
R _s	470 Ω resistor de carbono
C _{in}	2,2 μ F / 400 V
C _s	10nF / 50 V
C _o	330 μ F / 25 V com baixa resistência série equivalente
C1	4,7 nF / 2kV capacitor cerâmico de alta tensão

A Fig. 3.52 mostra a corrente no LED com baixo fator de crista do valor médio da corrente. O valor médio da corrente medido no LED foi de 635 mA, a ondulação de corrente resultou em 15% e o valor medido para a frequência nominal de comutação foi de 69 kHz. O rendimento medido para as condições nominais no conversor foi de 59%, incluindo as perdas nos diodos retificadores. O rendimento do flyback (utilizando transistores bipolares) foi superior ao rendimento do circuito proposto pela International Rectifier, para uma tensão da rede elétrica de 220 V e utilizando MOSFETs [92].

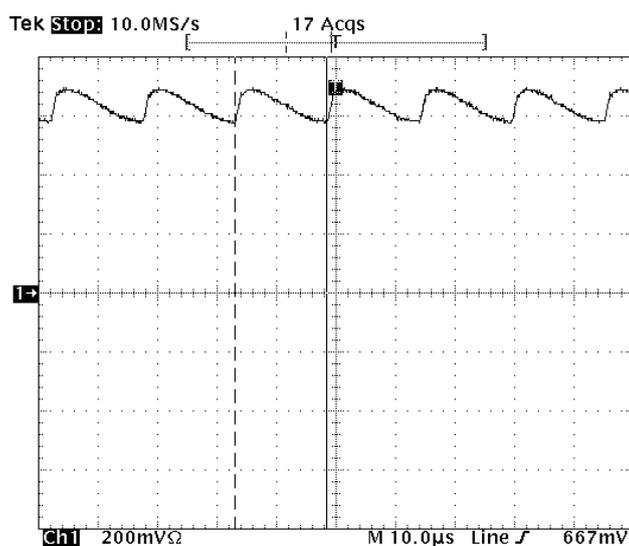


Fig. 3.52 – Corrente no LED.
(Ch1: 200mA/div.; 10μs/div.)

A Fig. 3.53 mostra a ondulação de corrente, em baixa frequência, no LED em condições nominais. Neste caso foi utilizado um capacitor de filtro no barramento de 2,2 μF.

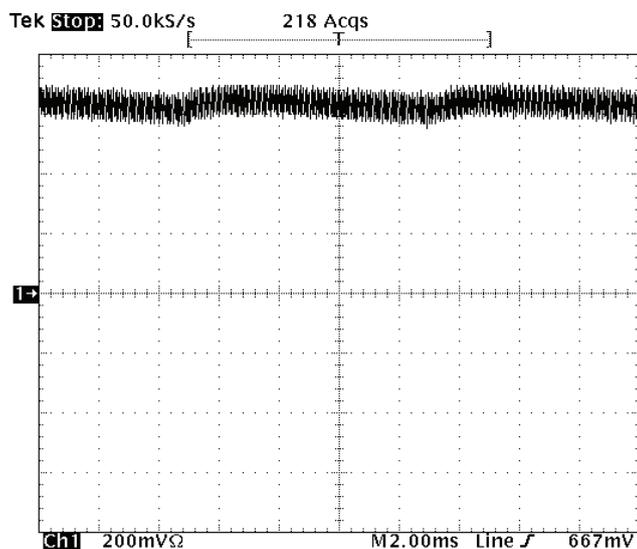


Fig. 3.53 – Ondulação de corrente, em baixa frequência, no LED ($C_{in}=2,2 \mu F$).
(Ch1: 200mA/div.; 2ms/div.)

A Fig. 3.54 mostra a curva experimental e a curva teórica do valor médio da corrente, em função da tensão eficaz na rede elétrica. Os valores obtidos nos resultados experimentais foram próximos aos obtidos na teoria, o que valida o dimensionamento proposto.

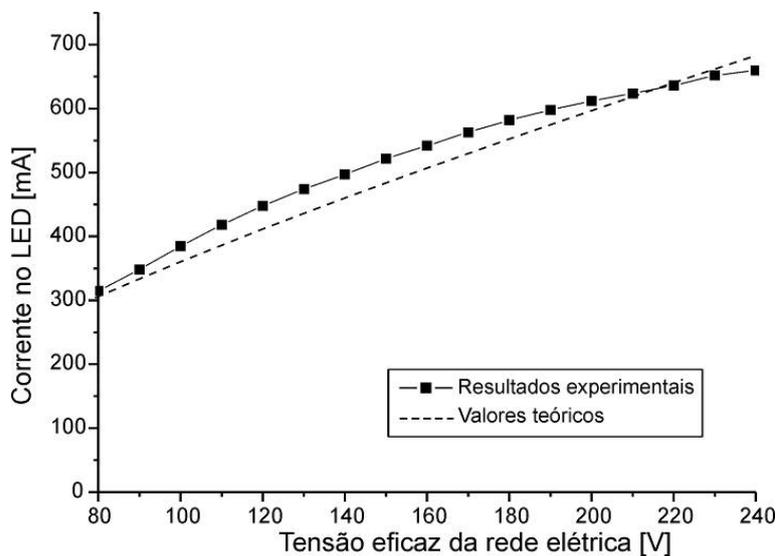


Fig. 3.54 – Corrente no LED em função da tensão na rede elétrica.

A Fig. 3.55 mostra a foto do protótipo com uma luminária para substituição de lâmpadas dicróicas.



Fig. 3.55 – Foto do protótipo com uma luminária.

3.13. Conclusão

Os reatores utilizados para alimentação dos LEDs de potência devem possuir característica de fonte de corrente, pois a tensão direta dos LEDs é influenciada pela temperatura da junção.

A modulação utilizada para a variação da intensidade luminosa, depende da aplicação do sistema. A modulação por amplitude (AM) é mais eficiente do que a modulação por largura de pulso (PWM), pois a temperatura da junção do LED é reduzida, o que torna o LED mais eficiente. Entretanto, a modulação por amplitude torna não linear a

relação entre o valor da corrente média e a intensidade luminosa, o que dificulta o projeto de sistemas para sintonia de cor e causa um maior desvio do ponto de cromaticidade nos LEDs brancos PC. Assim, um grande número de soluções utiliza a modulação PWM para a variação da intensidade luminosa.

A frequência utilizada para a variação da intensidade luminosa, através da modulação PWM, pode interferir nas imagens capturadas por câmeras fotográficas digitais e por câmeras filmadoras. As câmeras digitais possuem algoritmos para detecção e correção do cintilamento gerado por lâmpadas de descarga, para frequências aproximadamente entre 100 Hz e 120 Hz. Entretanto, a sensibilidade da retina do olho humano só cessa para frequências acima de 147 Hz. Assim, a escolha da frequência utilizada na modulação PWM depende da aplicação do sistema. Em locais que demandam elevada exigência visual deve ser utilizada uma frequência de 200 Hz, ou superior. Já em locais que demandam baixa exigência visual e que é comum a realização de filmagens e de fotos, a modulação PWM deve possuir uma frequência de 100 Hz ou 120 Hz, dependendo da frequência da rede elétrica ser 50 Hz ou 60 Hz respectivamente.

Foram apresentadas estruturas de conversores CC-CC com a característica de fonte de corrente na saída, o que possibilita a conexão direta dos LEDs. O interruptor controlado de cada conversor foi referenciado ao negativo da fonte, o que simplifica o comando e a obtenção da referência da corrente. Esta é uma característica importante em reatores de baixa potência, pois a alimentação do circuito de comando e controle do conversor pode consumir tanto quanto a carga.

O conversor buck e o conversor buck quadrático foram implementados para substituição de lâmpadas dicróicas pelos LEDs de potência. Estes circuitos foram projetados com suporte para controle da intensidade luminosa através da modulação PWM e os interruptores foram referenciados ao negativo da fonte, o que simplifica o circuito de comando.

Foram propostos dois conversores CC-CC auto-oscilantes, um conversor buck com controle por histerese e um conversor flyback. Em ambos os casos, o modelo elétrico simplificado do LED foi utilizado para a análise e dimensionamento dos circuitos. O conversor buck, auto-oscilante com controle por histerese, possui suporte para controle da intensidade luminosa através da modulação PWM. Como aplicação deste conversor, foi desenvolvida uma luminária RGBW. Este conversor apresentou um rendimento de até 96%, para três LEDs de potência conectados em série e para uma tensão de alimentação de

15 V. O protótipo do conversor flyback auto-oscilante foi desenvolvido com a utilização de um interruptor bipolar e sem a necessidade da realimentação da corrente de saída, o que possibilitou um baixo custo para o circuito. Este conversor apresentou um rendimento de 59%, incluindo as perdas nos diodos retificadores, para uma tensão da rede elétrica de 220 V e para um LED conectado na saída (potência na saída de 2,25 W). Como a ondulação de corrente nos LEDs é baixa, esperasse uma temperatura da junção estável e, conseqüentemente, um baixo desvio no ponto de cromaticidade.

Capítulo 4 – Conversor série ressonante aplicado aos LEDs de potência

4.1. Introdução

O conversor série ressonante é freqüentemente aplicado nos reatores eletrônicos para lâmpadas de descarga, sendo já bastante estudado na literatura [93] [94] e [95]. Além de possuir a saída em corrente alternada, o que evita o fenômeno da cataforese na lâmpada de descarga, ele pode ser facilmente agregado a outros conversores em um único estágio permitindo a correção do fator de potência. Quando o custo é analisado, este conversor tem grande vantagem, pois já é utilizado em grande escala e permite o uso de circuitos auto-oscilantes de baixo custo. Comercialmente, estes circuitos auto-oscilantes são freqüentemente compostos por transformadores operando na região de saturação [96].

Este capítulo propõe a aplicação do conversor série ressonante para alimentar os LEDs de potência, o que permite a redução de custos do reator e a rápida difusão da tecnologia, em decorrência dos engenheiros projetistas já estarem familiarizados com este tipo de conversor, o que possibilita a redução da importação de novas tecnologias e de produtos já industrializados.

Para a análise do conversor série ressonante aplicado aos LEDs de potência, será utilizado o modelo elétrico simplificado dos LEDs de potência, analisado no primeiro capítulo. Este modelo será utilizado para o dimensionamento do circuito e para prever a influência da temperatura da junção no comportamento do conversor.

Neste capítulo também serão analisados circuitos auto-oscilantes, sendo proposta a utilização de um circuito auto-oscilante com redução do tempo de estocagem dos transistores bipolares, que são comumente utilizados em reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes. Também serão analisadas soluções para a correção do fator de potência, incluindo a integração de conversores ao circuito meia ponte.

4.2. Análise do circuito série ressonante nos LEDs de potência

O circuito série ressonante aplicado aos LEDs de potência é mostrado na Fig. 4.1. Com o intuito de reduzir o risco de choque elétrico em algumas aplicações, os LEDs devem ser isolados da rede elétrica utilizando transformadores isoladores. Todavia, para

facilitar a compreensão dos circuitos, o transformador isolador foi omitido na análise dos circuitos, mas utilizado nos protótipos para obtenção dos resultados experimentais. Os interruptores operam de forma simétrica e com razão cíclica igual a 0,5. A frequência de saída do inversor é constante e superior a frequência natural do circuito tanque formado pelos componentes C_r e L_r , o que permite aos interruptores entrarem em condução sob tensão nula [97]. O capacitor C_{zvs} é utilizado para que os interruptores bloqueiem sob tensão nula. Assim, o conversor comuta sob tensão nula (*ZVS – Zero Voltage Switching*) formando seis etapas de operação, as quais são descritas por Barbi [97].

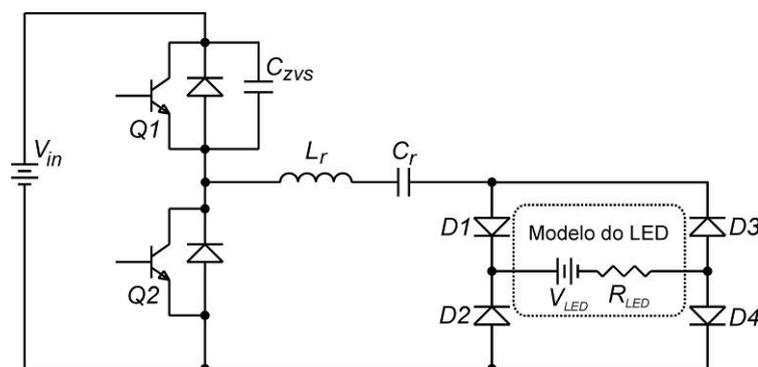


Fig. 4.1 – Circuito série ressonante básico aplicado a um LED de potência.

Extraindo a resistência do modelo elétrico do LED (R_{LED}) da ponte retificadora é obtido o circuito equivalente mostrado na Fig. 4.2, onde V_{ab} é a tensão aplicada pelo inversor e V'_{LED} a tensão com forma de onda oposta a V_{ab} refletida do modelo elétrico do LED [98].

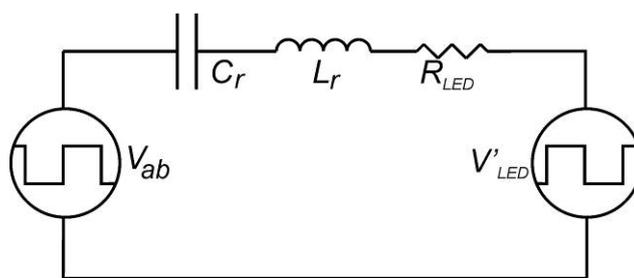


Fig. 4.2 – Circuito equivalente ao da Fig. 4.1.

Para uma frequência de saída do inversor próxima da frequência natural do circuito tanque, a forma de onda da corrente pode ser considerada senoidal. A componente contínua da tensão V_{ab} é bloqueada por C_r e não influencia na corrente. Assim, decompondo a tensão equivalente de V_{ab} com V'_{LED} em uma série de Fourier, pode ser considerada apenas a sua frequência fundamental. Aplicando estas considerações, o circuito mostrado na Fig. 4.2 pode ser simplificado para o circuito equivalente da Fig. 4.3.

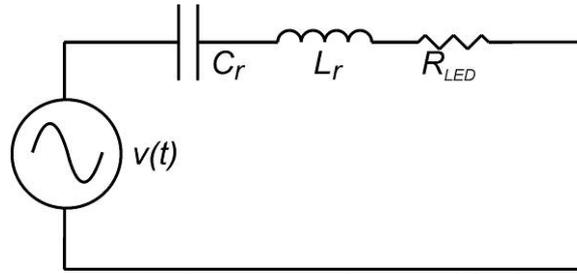


Fig. 4.3 – Circuito equivalente simplificado.

A componente de primeira ordem da tensão equivalente de V_{ab} com V'_{LED} é definida pela equação (4.1).

$$v(t) = \frac{2(V_{in} - V_{LED})}{\pi} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (4.1)$$

Onde:

V_{in} - Tensão de entrada.

V_{LED} - Tensão do modelo elétrico do LED.

ω - Frequência angular $\left(\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_{inv} = \frac{2 \cdot \pi}{T} ; T = \text{Período do inversor} \right)$.

t - Tempo (em segundos).

O valor eficaz da tensão de $v(t)$ é obtido pela equação (4.2).

$$v_{RMS} = \frac{2(V_{in} - V_{LED})}{\pi \cdot \sqrt{2}} \quad (4.2)$$

O valor eficaz da corrente do circuito é obtido pela equação (4.3).

$$I_{RMS} = \frac{v_{RMS}}{\sqrt{R_{LED}^2 + \left(\omega \cdot L_r - \frac{1}{\omega \cdot C_r} \right)^2}} \quad (4.3)$$

A frequência angular de ressonância é determinada pela equação (4.4).

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (4.4)$$

Aplicando a equação (4.4) na equação (4.3) é obtida a equação (4.5).

$$I_{RMS} = \frac{v_{RMS}}{\sqrt{R_{LED}^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_o^2 \cdot C_r} - \frac{1}{\omega \cdot C_r} \right)^2}} \quad (4.5)$$

Substituindo a equação (4.2) na equação (4.5) é obtida a equação (4.6).

$$I_{RMS} = \frac{2 \cdot (V_{in} - V_{LED})}{\pi \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{R_{LED}^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_o^2 \cdot C_r} - \frac{1}{\omega \cdot C_r} \right)^2}} \quad (4.6)$$

Em decorrência do uso de um retificador de onda completa, o valor médio da corrente nos LEDs é definido pela equação (4.7).

$$I_{AVG} = \frac{I_{RMS} \cdot 2\sqrt{2}}{\pi} \quad (4.7)$$

Aplicando a equação (4.6) na equação (4.7) é obtida a equação (4.8).

$$I_{AVG} = \frac{4 \cdot (V_{in} - V_{LED})}{\pi^2 \cdot \sqrt{R_{LED}^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_o^2 \cdot C_r} - \frac{1}{\omega \cdot C_r} \right)^2}} \quad (4.8)$$

Para condição de $V_{in} \gg V_{LED}$ a equação (4.8) pode ser simplificada de modo a obter a equação (4.9). Nesta condição o valor médio da corrente no LED independe da tensão do seu modelo elétrico, o que dá ao circuito uma característica de fonte de corrente.

$$I_{AVG} = \frac{4 \cdot V_{in}}{\pi^2 \cdot \sqrt{R_{LED}^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_o^2 \cdot C_r} - \frac{1}{\omega \cdot C_r} \right)^2}} \quad (4.9)$$

A tensão no modelo do LED pode ser expressa por uma tensão para temperatura de junção a 25°C ($V_{LED_25^\circ C}$) adicionada a uma variação de tensão (ΔV_{Temp}), a qual é decorrente da variação de temperatura. Esta relação é definida na equação (4.10).

$$V_{LED} = V_{LED_25^\circ C} + \Delta V_{Temp} \quad (4.10)$$

Aplicando a equação (4.10) na equação (4.8) é obtida a equação (4.11).

$$I_{AVG} = \frac{4 \cdot \left[(V_{in} - V_{LED_25^\circ C}) - \Delta V_{Temp} \right]}{\pi^2 \cdot \sqrt{R_{LED}^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_o^2 \cdot C_r} - \frac{1}{\omega \cdot C_r} \right)^2}} \quad (4.11)$$

Se a condição mostrada na equação (4.12) for mantida, a variação de tensão no LED, decorrente da variação de temperatura, praticamente não afeta o valor médio da corrente do LED.

$$V_{in} - V_{LED_25^\circ C} \gg \Delta V_{Temp} \rightarrow V_{in} - V_{LED_25^\circ C} - \Delta V_{Temp} \approx V_{in} - V_{LED_25^\circ C} \quad (4.12)$$

Para os LEDs de potência atuais a variação de tensão com a temperatura é pequena. Como exemplo, cita-se a variação da tensão com a temperatura para um LED Luxeon III, que é de $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Assim, o circuito proposto permite que a corrente no LED fique estabilizada.

Isolando o capacitor do circuito tanque da equação (4.5) é obtida a equação (4.13).

$$C_r = I_{RMS} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_o^2} - \frac{1}{\omega} \right) \cdot \sqrt{\frac{1}{V_{RMS}^2 - (R_{LED}^2 \cdot I_{RMS}^2)}} \quad (4.13)$$

Colocando a equação (4.13) em função do valor médio da corrente, da tensão do barramento e da tensão do LED é obtida a equação (4.14).

$$C_r = I_{AVG} \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_o^2} - \frac{1}{\omega} \right) \cdot \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{\sqrt{2} \cdot (V_{in} - V_{LED})}{\pi} \right)^2 - R_{LED}^2 \cdot \left(\frac{I_{AVG} \cdot \pi}{2\sqrt{2}} \right)^2}} \quad (4.14)$$

A relação entre a frequência angular natural de ressonância do circuito tanque com a frequência angular do inversor pode ser definida pela equação (4.15). Esta relação, obtida de forma experimental, permite a obtenção de uma corrente praticamente senoidal. Mesmo com a variação da tolerância dos valores dos componentes, a frequência natural do circuito tanque não atinge a frequência do inversor.

$$\omega_o = \frac{\omega}{1,3} \quad (4.15)$$

Determinado o valor comercial do capacitor do circuito tanque, a indutância L_r pode ser determinada pela equação (4.16).

$$L_r = \omega_o^2 \cdot C_r \quad (4.16)$$

O valor médio da corrente pode ser obtido com a equação (4.17). Através desta equação a indutância do circuito tanque deve ser ajustada para obtenção da corrente nominal do LED.

$$I_{AVG} = \frac{4 \cdot (V_{in} - V_{LED})}{\pi^2 \cdot \sqrt{R_{LED}^2 + \left(\omega \cdot L_r - \frac{1}{\omega \cdot C_r} \right)^2}} \quad (4.17)$$

4.2.1. Utilização de um capacitor de filtro em paralelo com o LED de potência

Quando é aplicada a corrente nominal do LED e esta corrente possui a forma de onda senoidal retificada, dependendo do modelo do LED empregado, o valor de pico da corrente pode atingir o valor máximo admissível. Entretanto, a presença da resistência série intrínseca ao LED permite a inserção de um capacitor na saída do retificador. Este capacitor reduz a ondulação de corrente, o que permite a redução do fator de crista da corrente. A Fig. 4.4 mostra a aplicação do capacitor de filtro C_f em paralelo com o LED.

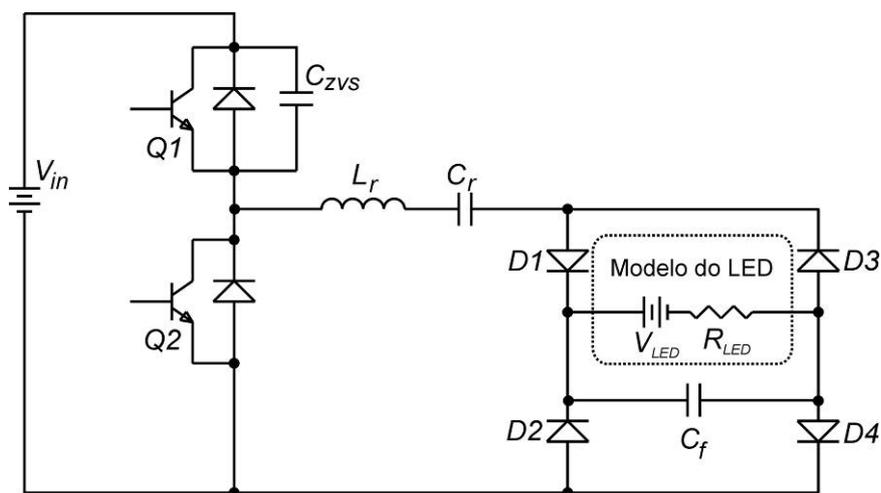


Fig. 4.4 – Aplicação do capacitor de filtro C_f em paralelo com o LED.

A variação da tensão na resistência do modelo do LED deve ser pequena, pois o capacitor C_f é dimensionado para reduzir a ondulação de corrente. Assim, a tensão em C_f pode ser considerada constante, sendo determinada pela equação (4.18).

$$V_{C_f} = V_{LED} + I_{AVG} \cdot R_{LED} \quad (4.18)$$

Considerando a tensão no capacitor C_f constante, o circuito pode ser representado pela Fig. 4.5.

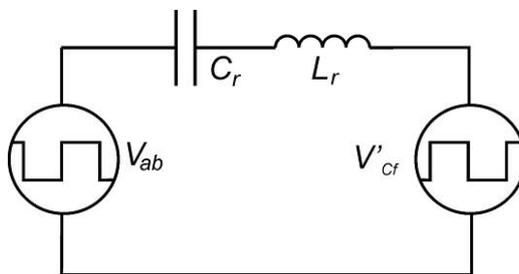


Fig. 4.5 – Circuito equivalente para tensão no capacitor C_f constante.

Novamente considerando apenas a frequência fundamental, o circuito da Fig. 4.5 pode ser simplificado, resultando na Fig. 4.6, onde a tensão $v_2(t)$ é definida pela equação (4.19).

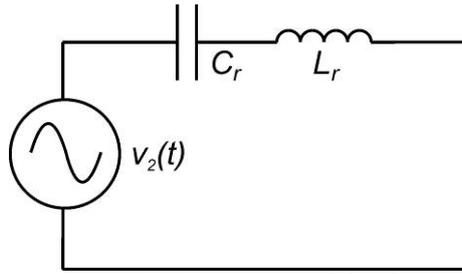


Fig. 4.6 – Circuito simplificado.

$$v_2(t) = \frac{2(V_{in} - V_{cf})}{\pi} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (4.19)$$

Aplicando as mesmas considerações realizadas para o circuito sem o capacitor na saída, o valor médio da corrente no LED é obtido pela equação (4.20).

$$I_{AVG} = \frac{4 \cdot (V_{in} - V_{cf})}{\pi^2 \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_o^2 \cdot C_r} - \frac{1}{\omega \cdot C_r} \right)} \quad (4.20)$$

Assim, a capacitância do circuito tanque pode ser obtida pela equação (4.21).

$$C_r = I_{AVG} \cdot \frac{\pi^2 \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_o^2} - \frac{1}{\omega} \right)}{4 \cdot (V_{in} - V_{cf})} \quad (4.21)$$

Após a determinação da capacitância do circuito tanque, aplicando a relação da equação (4.15), a indutância L_r pode ser determinada pela equação (4.16). O valor final de L_r deve ser ajustado para obtenção do valor médio especificado da corrente. A equação (4.22) determina o valor médio final da corrente.

$$I_{AVG} = \frac{4 \cdot (V_{in} - V_{cf})}{\pi^2 \cdot \left(\omega \cdot L_r - \frac{1}{\omega \cdot C_r} \right)} \quad (4.22)$$

A corrente de saída do retificador pode ser aproximada a uma senóide pura retificada. Decompondo esta corrente, $i_{ret}(t)$ e empregando a série de Fourier é obtida a equação (4.23).

$$i_{ret}(t) = \sqrt{2} \cdot I_{RMS} \cdot \left[\frac{2}{\pi} - \frac{4}{3\pi} \cos(2\omega t) - \frac{4}{15\pi} \cos(4\omega t) - \dots \right] \quad (4.23)$$

A freqüência fundamental da série de Fourier, que é o dobro da freqüência de operação do inversor, é a componente mais representativa na ondulação da corrente do LED. O seu valor eficaz é determinado pela equação (4.24).

$$I_{2H_RMS} = \frac{4}{3\pi} \cdot I_{RMS} \quad (4.24)$$

O circuito equivalente para a componente fundamental da corrente é mostrado na Fig. 4.7 [98].

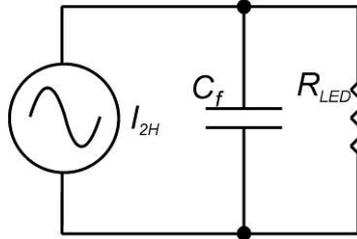


Fig. 4.7 – Circuito equivalente para a fundamental da corrente.

A admitância equivalente do capacitor C_f e do resistor R_{LED} é determinada pela equação (4.25).

$$Y_E = \frac{1}{R_{LED}} + 2 \cdot \omega \cdot C_f \cdot j \quad (4.25)$$

O valor eficaz da tensão, empregando a fundamental da corrente, é obtido pela equação (4.26).

$$V_{2H_RMS} = \frac{I_{2H_RMS}}{|Y_E|} = \frac{I_{2H_RMS}}{\sqrt{\left(\frac{1}{R_{LED}}\right)^2 + (2 \cdot \omega \cdot C_f)^2}} \quad (4.26)$$

O valor eficaz da corrente no resistor R_{LED} decorrente da freqüência fundamental é obtido pela equação (4.27).

$$I_{2H_LED_RMS} = \frac{I_{2H_RMS}}{R_{LED} \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{R_{LED}}\right)^2 + (2 \cdot \omega \cdot C_f)^2}} = \frac{I_{2H_RMS}}{\sqrt{1 + (2 \cdot \omega \cdot C_f \cdot R_{LED})^2}} \quad (4.27)$$

Aplicando a equação (4.24) na equação (4.27) é obtida a equação (4.28).

$$I_{2H_LED_RMS} = \frac{\frac{4}{3\pi} \cdot I_{RMS}}{\sqrt{1 + (2 \cdot \omega \cdot C_f \cdot R_{LED})^2}} \quad (4.28)$$

Colocando a equação (4.28) em função do valor médio da corrente é obtida a equação (4.29).

$$I_{2H_LED_RMS} = \frac{\frac{\sqrt{2}}{3} \cdot I_{AVG}}{\sqrt{1 + (2 \cdot \omega \cdot C_f \cdot R_{LED})^2}} \quad (4.29)$$

A ondulação de corrente é igual a duas vezes o valor de pico da fundamental da corrente, I_{PK} , a qual é obtida pela equação (4.30).

$$\Delta I_{R_{LED}} = 2 \cdot I_{PK} = \frac{\frac{4}{3} \cdot I_{AVG}}{\sqrt{1 + (2 \cdot \omega \cdot C_f \cdot R_{LED})^2}} \quad (4.30)$$

A ondulação de corrente em porcentagem do valor médio da corrente é obtida pela equação (4.31).

$$\Delta I_{R_{LED}\%} = \frac{\Delta I_{R_{LED}}}{I_{AVG}} = \frac{\frac{4}{3}}{\sqrt{1 + (2 \cdot \omega \cdot C_f \cdot R_{LED})^2}} \quad (4.31)$$

Extraindo a capacitância C_f da equação (4.31) é obtida a equação (4.32).

$$C_f = \sqrt{\frac{1}{4 \cdot \omega^2 \cdot R_{LED}^2} \cdot \left[\left(\frac{4}{3 \cdot \Delta I_{R_{LED}\%}} \right)^2 - 1 \right]} \quad (4.32)$$

Para um pequeno valor de ondulação de corrente no LED é válida a relação da equação (4.33). Frequentemente é utilizada uma ondulação de corrente igual a 10%.

$$\left(\frac{4}{3 \cdot \Delta I_{R_{LED}\%}} \right)^2 \gg 1 \quad (4.33)$$

Aplicando a relação da equação (4.33) na equação (4.32) é obtido o valor da capacitância de filtro, que é determinado pela equação (4.34).

$$C_f \approx \frac{2}{3 \cdot \Delta I_{R_{LED}\%} \cdot \omega \cdot R_{LED}} \quad (4.34)$$

Para utilização de capacitores e diodos de baixa tensão na saída do conversor é possível a utilização de um enrolamento auxiliar no transformador isolador, o qual pode ser conectado a um retificador com um circuito detector de pico. Assim, quando um LED

falhar, ou quando for desconectado, o aumento da tensão da saída será refletido no enrolamento auxiliar para, posteriormente, o detector de pico atuar sobre o inversor.

4.2.2. Validação das equações por simulação

A validação do dimensionamento por simulação foi obtida com o uso do programa ORCAD/PSPICE [99]. Para esta simulação foi utilizado um transformador isolador para tornar o circuito compatível com o protótipo montado. No protótipo, a isolamento galvânica reduz o risco de choque elétrico para o usuário. A relação de transformação utilizada foi de 2:1, a mesma relação utilizada no protótipo montado, o qual será analisado ao longo deste capítulo.

O LED branco Luxeon III modelo LXHL-PW09 possui uma resistência série de $0,77 \Omega$ e uma tensão do modelo elétrico de $3,05 \text{ V}$, quando operando com uma temperatura de junção de 60°C . Para uma conexão de oito LEDs em série e corrente nominal de 700mA , a tensão no capacitor de filtro é obtida pela equação (4.35).

$$V_{Cf} = V_{LED} + I_{AVG} \cdot R_{LED} = 8 \cdot 3,05 + 0,7(8 \cdot 0,77) = 28,71 \text{ V} \quad (4.35)$$

Entretanto, para o dimensionamento, a carga do secundário do transformador deve ser refletida para o primário. Assim, a tensão do capacitor de filtro refletida para o primário será de $57,42 \text{ V}$.

Para uma frequência de comutação do inversor igual a $47,6 \text{ kHz}$ e para a relação $1,3 \cdot \omega_o = \omega$, a capacitância do circuito tanque (C_r) obtida pela equação (4.21) resulta em um valor igual a $7,85 \text{ nF}$. Entretanto, foi utilizado um valor comercial de $8,2 \text{ nF}$.

A indutância do circuito tanque (L_r) foi calculada pela equação (4.16) resultando em um valor igual a $2,3 \text{ mH}$. Contudo, foi utilizada uma indutância de $2,4 \text{ mH}$ para obtenção de uma corrente de 660 mA na saída, obtida através da equação (4.22).

O valor do capacitor de filtro foi determinado pela equação (4.34) para uma ondulação de corrente de 10% , sendo obtido um valor de $3,62 \mu\text{F}$. Todavia, foi utilizado um valor comercial de $4,7 \mu\text{F}$.

A Fig. 4.8 mostra o esquema do circuito utilizado para a simulação. O capacitor C3 representa C_r , o indutor L1 representa L_r , L2 e L3 representam o transformador isolador e R7 foi utilizado para reduzir os problemas de convergência do simulador. O inversor é composto por V2, V3, R1, R2, M1 e M2. O modelo elétrico do LED é composto por D12, R5 e V5, sendo subtraída da fonte de tensão V5 a tensão de polarização, V_d , do diodo D12.

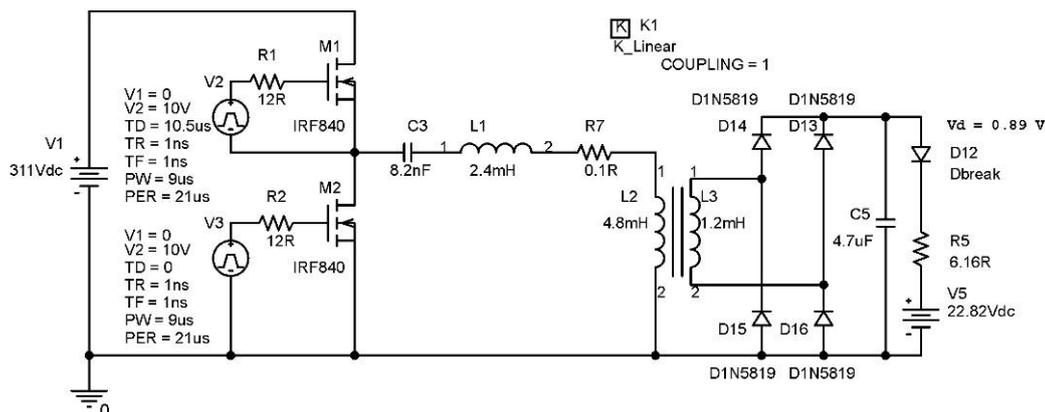


Fig. 4.8 – Esquema do circuito elétrico utilizado na simulação.

O capacitor ZVS (C_{ZVS}) para auxílio da comutação não foi utilizado na simulação, pois o objetivo é de apenas validar o circuito proposto e não a análise das perdas por comutação. Assim, este capacitor será determinado para obtenção dos resultados experimentais do protótipo.

A Fig. 4.9 mostra a corrente no indutor do circuito tanque, com a obtenção de uma forma de onda praticamente senoidal. Com base nos baixos níveis de harmônicas obtidos através da FFT (*Fast Fourier Transformed*) desta corrente, mostrados na Fig. 4.10, se valida a simplificação proposta.

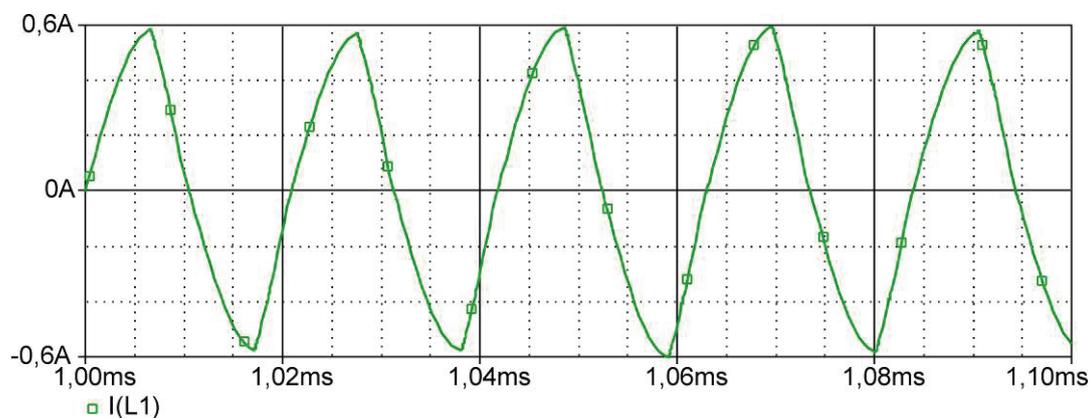


Fig. 4.9 – Corrente no indutor do circuito tanque.

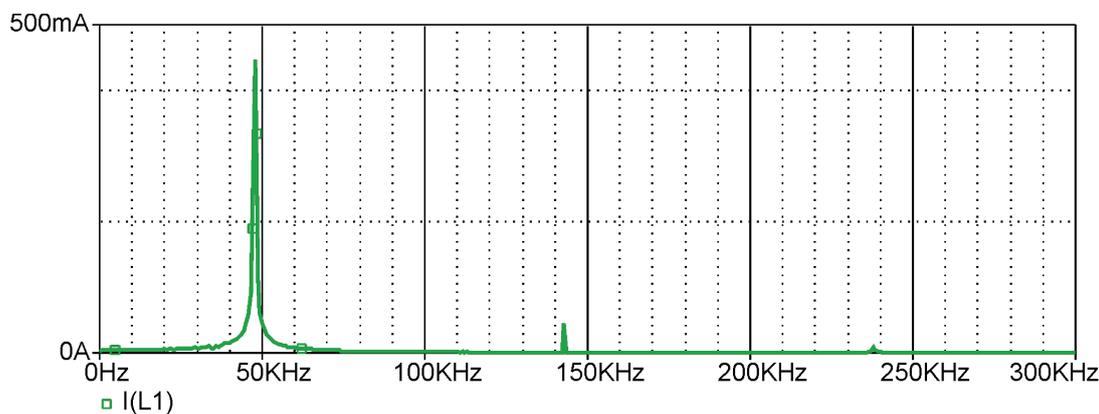


Fig. 4.10 – FFT da corrente no indutor do circuito tanque.

A Fig. 4.11 mostra o detalhe da ondulação da corrente dentro da variação especificada, o que valida o dimensionamento do capacitor de filtro C_f .

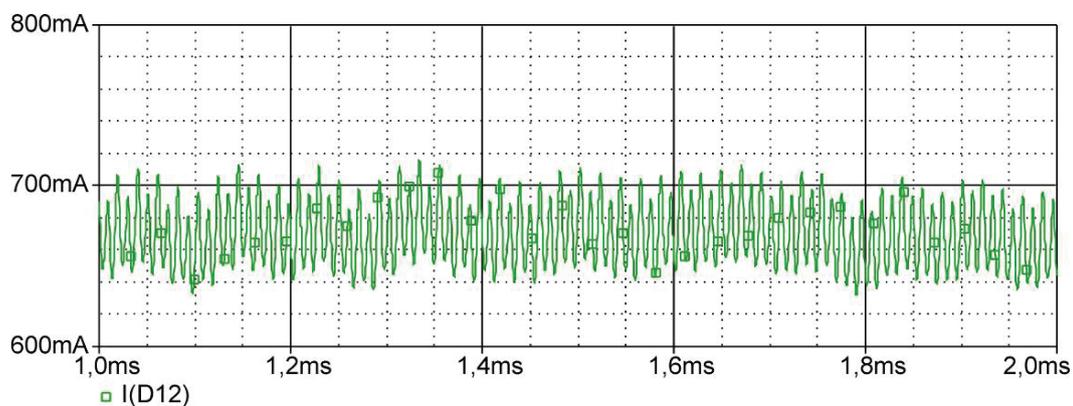


Fig. 4.11 – Forma de onda da corrente no LED.

A Fig. 4.12 mostra o valor médio da corrente nos LEDs, sendo alcançado um valor próximo aos 660 mA obtidos com a equação (4.33).

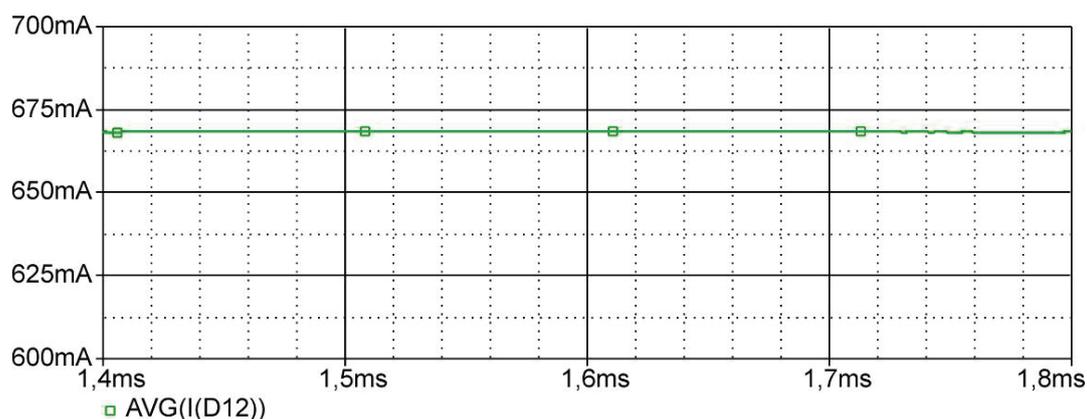


Fig. 4.12 – Valor médio da corrente nos LEDs.

A Fig. 4.13 mostra a FFT da corrente no LED. A harmônica de segunda ordem (190,4 kHz) possui uma amplitude bem menor do que a de primeira ordem (95,2 kHz), o que valida a utilização da frequência fundamental para o dimensionamento do capacitor de filtro C_f .

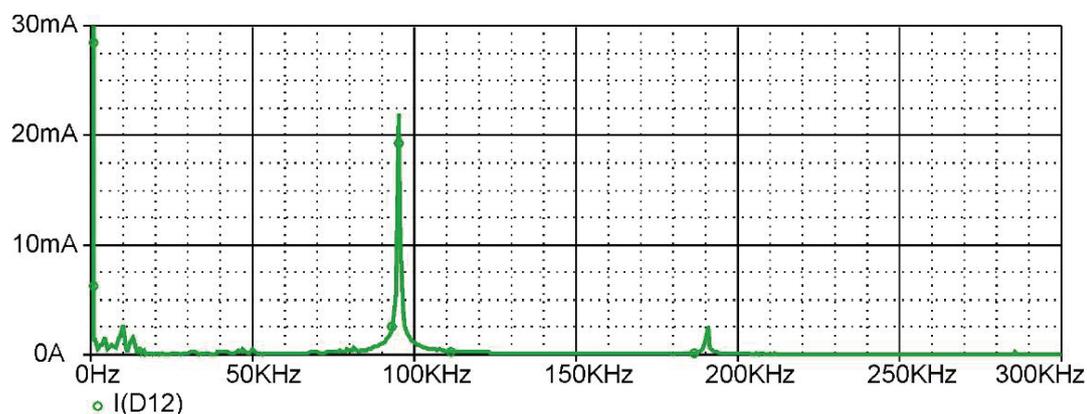


Fig. 4.13 – Detalhe das harmônicas da FFT da corrente no LED.

4.2.3. Resultados experimentais do circuito

Para validar experimentalmente o circuito proposto, foi utilizado o circuito mostrado na Fig. 4.14. O circuito integrado IR2153 foi utilizado como oscilador e para o comando dos MOSFETs M1 e M2. Com os valores utilizados em R3 e em C7 o inversor operou com uma frequência de 48 kHz [100]. Para o capacitor C7 foi utilizado um capacitor de poliéster para minimizar a variação de frequência com a variação da temperatura.

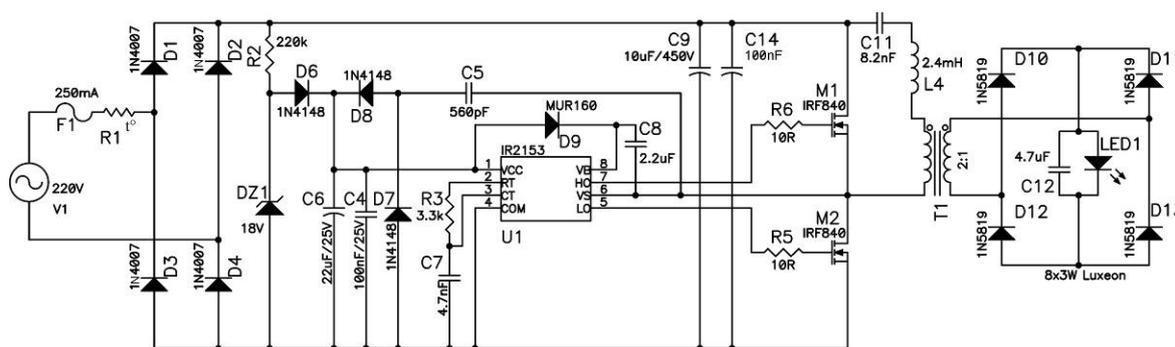


Fig. 4.14 – Esquema do circuito implementado.

Para uma tensão de entrada de 220 V, geralmente o IR2153 é alimentado através de um resistor (R2) de 47 k Ω , que o faz dissipar 2 W somente neste componente. Com o objetivo de diminuir esta perda, foi utilizado um resistor com valor de 220 k Ω apenas para partir o oscilador com auxílio de DZ1 para limitar a tensão em C6. A alimentação do circuito integrado em regime foi obtida através de um circuito *charge-pump* formado por C5, D8 e D7 [100], o que permitiu o aumento do rendimento do circuito. Para baixas potências, o consumo do circuito de controle e do comando dos interruptores pode ser responsável por uma parte considerável das perdas. Como exemplo, os 2 W que seriam perdidos no resistor representam mais de 10% da potência na carga. O protótipo montado apresentou um rendimento de 78%, sendo que aproximadamente 2% das perdas ainda são decorrentes de R2.

O capacitor C5, além de ser utilizado no circuito *charge-pump*, também é utilizado para o auxílio da comutação. Este capacitor, juntamente com as capacitâncias intrínsecas dos MOSFETs, formam um capacitor equivalente C_{ZVS} que auxilia a comutação quando os interruptores são bloqueados. Como a tensão no capacitor C6 pode ser desconsiderada, quando comparada com a tensão da saída do inversor, a capacitância equivalente C_{ZVS} pode ser considerada como a soma de C5 com as capacitâncias dos MOSFETs. O valor necessário do capacitor equivalente C_{ZVS} é obtido pela equação (4.36), sendo t_{Comut} o tempo

de comutação do interruptor, que pode ser aproximado em $1 \mu\text{s}$, e I_{Comut} a corrente no momento da comutação, que pode ser aproximada pelo valor de pico da corrente. A capacitância de C_5 é obtida com a subtração das capacitâncias dos MOSFETs. Todavia, ao aumentar indiscriminadamente esta capacitância, a comutação com tensão nula pode ser comprometida e o tempo morto nos interruptores deve ser revisto para permitir que o interruptor entre em condução com tensão nula.

$$C_{ZVS} = \frac{I_{Comut} \cdot t_{Comut}}{V_{in}} \quad (4.36)$$

A Fig. 4.15 mostra a corrente no circuito tanque e a corrente nos LEDs. A ondulação da corrente permaneceu dentro do valor dimensionado. Ambas as correntes, foram obtidas com valores 15% menores do que os valores especificados. Isto se deve ao fato do indutor, montado com núcleo IP12R da Thornton, elevar a sua indutância com o aumento da frequência e da tolerância dos valores dos componentes utilizados. Como a ponte RCL utilizada, modelo PM6304 da Fluke, muda sua frequência de leitura de forma abrupta, de 20 kHz direto para 100 kHz, não foi possível obter uma indutância precisa para a frequência de 48 kHz. Contudo, esta mudança da indutância não invalida o dimensionamento do circuito, mas mostra a necessidade de cuidados na construção deste indutor. Este componente apresentou uma elevação de temperatura de aproximadamente 25°C , sendo responsável por uma considerável parcela das perdas. Assim, o rendimento da estrutura pode ser melhorado com o uso de núcleos de melhor qualidade.

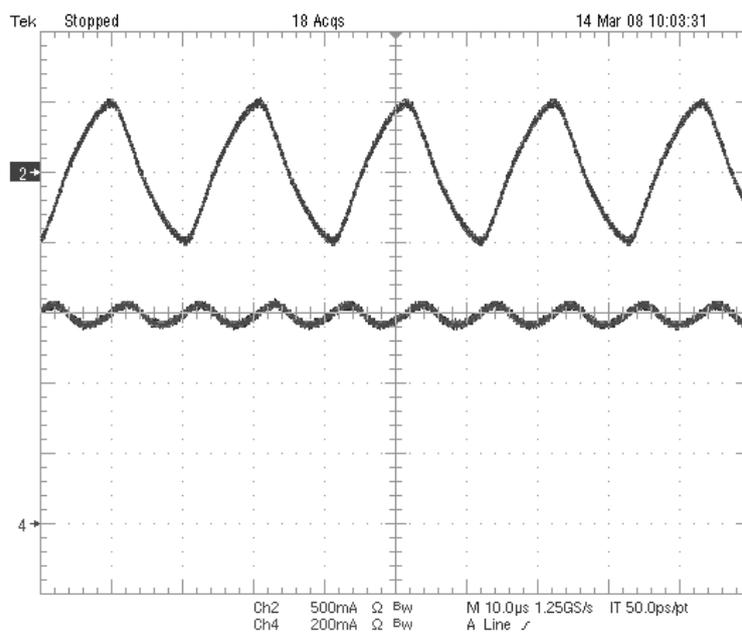


Fig. 4.15 – Corrente no circuito tanque (Ch2) e nos LEDs (Ch4).
(Ch2: 500mA/div., 10μs/div.; Ch4: 200mA/div., 10μs/div.)

A Fig. 4.16 mostra a tensão no capacitor C9 do filtro da entrada e a corrente nos LEDs. A ondulação de 120 Hz na corrente dos LEDs é resultado da ondulação na tensão de entrada, que é determinada pelo valor de C9.

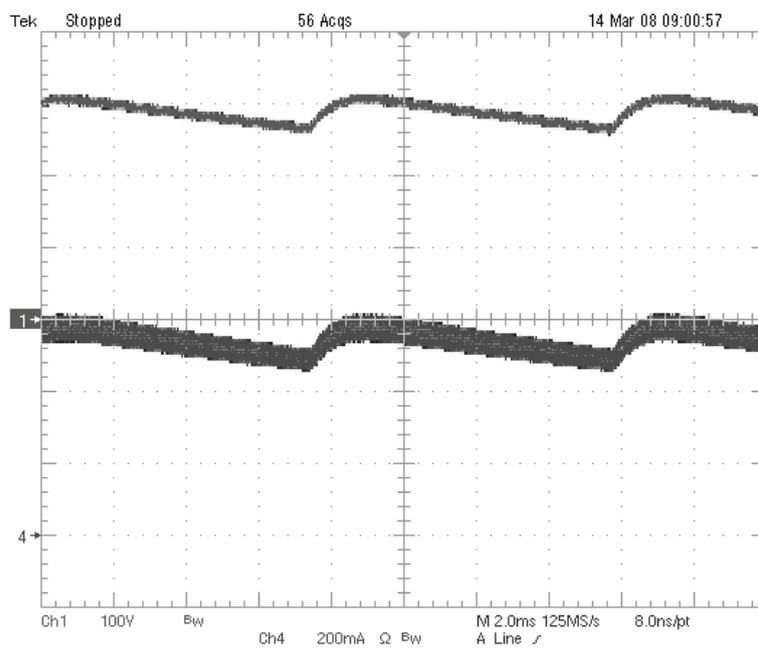


Fig. 4.16 – Tensão no capacitor de filtro da entrada C9 (Ch1) e corrente nos LEDs (Ch4).
(Ch1: 100V/div., 2ms/div.; Ch4: 200mA/div., 10us/div.)

O valor mínimo do capacitor de filtro da entrada (C9) pode ser determinado, segundo BARBI [101], pela equação (4.37).

$$C9 = \frac{P_o}{2 \cdot f_{rede} \cdot \left[(V_{C9_MAX})^2 - (V_{C9_MIN})^2 \right]} \quad (4.37)$$

Aonde:

- P_o – Potência entregue ao inversor;
- V_{C9_MAX} – Tensão máxima no capacitor C9;
- V_{C9_MIN} – Tensão mínima no capacitor C9;
- f_{rede} – Frequência da rede elétrica.

A Fig. (4.17) mostra a foto do protótipo implementado.



Fig. 4.17 – Foto do protótipo.

A Fig. (4.18) mostra o detalhe da comutação no interruptor M2. A baixa perda de comutação permite que os interruptores operem sem a necessidade de dissipador.

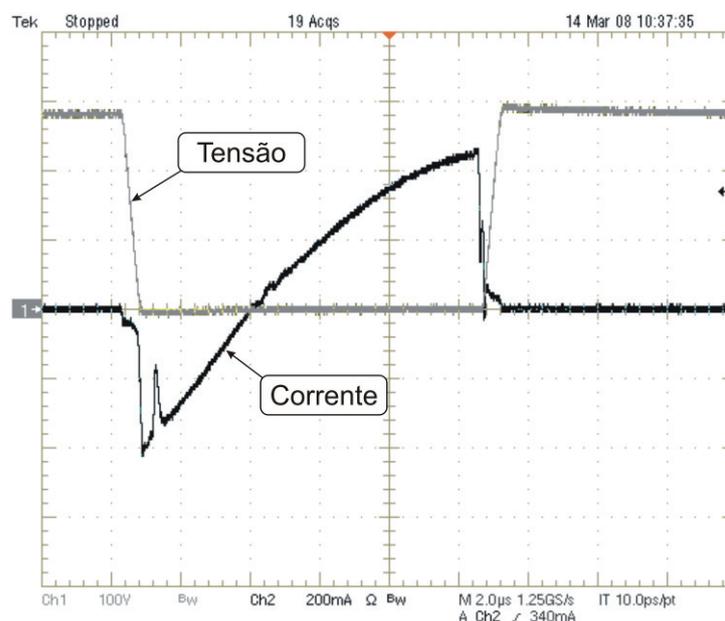


Fig. 4.18 – Detalhe da comutação, tensão (Ch1) e corrente (Ch2).
(Ch1: 100V/div., 2µs/div.; Ch2: 200mA/div., 2µs/div.)

4.3. Operação sem o capacitor eletrolítico do barramento

Diferente das lâmpadas fluorescentes, a vida útil dos LEDs não é afetada pelo fator de crista da corrente, desde que os seus valores máximos de corrente sejam respeitados. Todavia, um elevado fator de crista da corrente, ou seja a ondulação de corrente, pode tornar oscilante o ponto de cromaticidade dos LEDs, o que pode ser admitido em algumas aplicações. Como exemplo, citam-se as aplicações em que os LEDs de potência são utilizados para iluminação pública, pois neste caso o cintilamento (*flicker*) e a variação da cromaticidade geralmente não são fatores determinantes no projeto. De uma forma geral, as vias públicas são iluminadas por lâmpadas de descarga alimentadas através de reatores eletromagnéticos, que naturalmente já geram cintilamento. Neste tipo de aplicação freqüentemente a intensidade luminosa é mais importante do que o índice de reprodução de cor (IRC) e, conseqüentemente, a oscilação do ponto de cromaticidade também não é um fator crítico.

Os capacitores eletrolíticos geralmente determinam a vida útil dos circuitos eletrônicos, principalmente quando são submetidos a elevadas freqüências e correntes. Assim, quando os reatores eletrônicos são analisados, o capacitor eletrolítico do barramento do inversor praticamente define a vida útil do reator. Deste modo, torna-se

atrativa a possibilidade da retirada deste capacitor eletrolítico, pois isso aumentaria a vida útil do reator proposto, tornando-o compatível com o tempo de uso dos LEDs de potência (50.000 horas) [102]. Atualmente já existem capacitores cerâmicos de potência que possuem valores da ordem de dezenas de microfarads e com elevada vida útil, mas ainda são limitados para utilização em baixas tensões. Entretanto, estes capacitores cerâmicos de potência já estão sendo utilizados como filtro de saída, sendo conectados em paralelo com os LEDs.

Ao retirar o capacitor C9 do circuito da Fig. 4.14 e considerando que o capacitor C14 é suficientemente elevado para eliminar apenas a alta frequência, a corrente de entrada (I_{in}) pode ser simplificada na forma de onda mostrada na Fig. 4.19 [103].

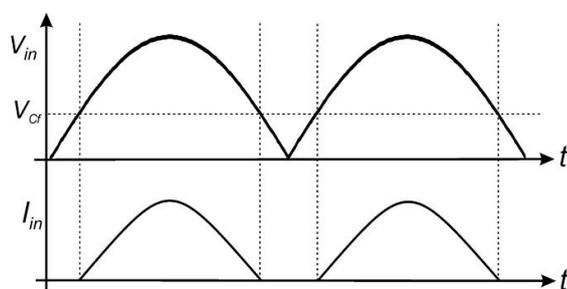


Fig. 4.19 – Tensão e corrente na entrada do inversor.

Sendo V_m a tensão de pico da rede elétrica, a tensão de entrada do inversor pode ser definida pela equação (4.38).

$$V_{in} = |V_m \cdot \text{sen}(\omega t)| \quad (4.38)$$

Para $0 \leq \omega t \leq \pi$ a equação (4.38) pode ser simplificada na equação (4.39).

$$V_{in} = V_m \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (4.39)$$

Como neste intervalo os diodos de retificação da saída passam a conduzir quando $V_{in} > V_{cf}$, o ângulo para o início da condução pode ser definido pela equação (4.40), sendo V_{cf} a tensão no capacitor de filtro de saída, que pode ser aproximada pela tensão do modelo elétrico dos LEDs (V_{LED}). Se for utilizado um transformador isolador, os valores devem ser refletidos para o seu primário.

$$\theta_1 = \arcsen\left(\frac{V_{cf}}{V_m}\right) \quad (4.40)$$

O valor médio da corrente nos LEDs para um período de comutação, definido na equação (4.20), equivale ao valor instantâneo da corrente na entrada (I_{in}), mostrada na Fig. 4.19. Considerando que a corrente no intervalo definido é simétrica no ângulo $\pi/2$ e dada a

equação (4.22), o valor médio da corrente nos LEDs pode ser obtido através da equação (4.41).

$$I_{AVG} = \frac{2}{\pi} \int_{\theta_1}^{\frac{\pi}{2}} I_{in}(\theta) d\theta = \frac{2}{\pi} \int_{\theta_1}^{\frac{\pi}{2}} \left(\frac{4 \cdot (V_m \cdot \text{sen}(\theta) - V_{Cf})}{\pi^2 \cdot \left(\omega \cdot L_r - \frac{1}{\omega \cdot C_r} \right)} \right) d\theta \quad (4.41)$$

O valor máximo do valor médio da corrente em um período de comutação pode ser obtido pela equação (4.42).

$$I_{AVG_MAX} = \frac{4 \cdot (V_m - V_{Cf})}{\pi^2 \cdot \left(\omega \cdot L_r - \frac{1}{\omega \cdot C_r} \right)} \quad (4.42)$$

Por outro lado, a tensão da rede elétrica pode sofrer variações. Assim, o valor de pico máximo ($I_{PK_AVG_MAX}$), do valor médio da corrente em um período de comutação, é obtido quando a tensão da rede elétrica está em seu valor máximo admitido. Frequentemente, para uma rede elétrica de 220 V, os equipamentos são projetados para suportarem tensões de até 240 V. O valor de pico máximo desta tensão geralmente é utilizado para definir o valor máximo da corrente admitida para o LED (I_{LED_MAX}). Adicionando o efeito da ondulação de corrente em alta frequência, decorrente do uso do inversor, este valor de pico máximo pode ser obtido pela equação (4.43).

$$I_{PK_AVG_MAX} = \frac{I_{LED_MAX}}{\left(\Delta I_{R_{LED\%}} + 1 \right)} \quad (4.43)$$

O capacitor C_r do tanque ressonante pode ser obtido pela equação (4.44), sendo V_{M_MAX} o máximo valor de pico da tensão do barramento para o máximo valor eficaz da tensão admitida pelo equipamento. Como exemplo, para um equipamento que suporte uma tensão de entrada de até 240 V, o máximo valor de pico da tensão será $V_{M_MAX} = 240 \text{ V} \cdot \sqrt{2} \approx 339,4 \text{ V}$.

$$C_r = I_{PK_AVG_MAX} \cdot \frac{\pi^2 \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_o^2} - \frac{1}{\omega} \right)}{4 \cdot (V_{M_MAX} - V_{Cf})} \quad (4.44)$$

O valor do indutor L_r do tanque ressonante deve ser obtido pela equação (4.16). Após a sua obtenção, o valor do indutor deve ser ajustado através da equação (4.42) para

obtenção dos valores máximos admissíveis. Após a determinação dos componentes do tanque ressonante, o valor médio da corrente nos LEDs, em condições nominais, deve ser avaliado através da equação (4.41).

Para a tecnologia atual, frequentemente o valor médio da corrente do circuito dimensionado para o LED é inferior ao valor médio de corrente especificado pelo fabricante. Entretanto, se o valor médio da corrente obtido for superior ao valor especificado pelo fabricante, deve-se reduzir gradualmente o valor utilizado em $I_{PK_AVG_MAX}$, repetindo o dimensionamento até que sejam obtidas as condições nominais de operação.

4.3.1. Validação das equações por simulação

Novamente a validação do dimensionamento por simulação foi obtida com o uso do programa ORCAD/PSPICE. A relação de transformação utilizada também foi de 2:1.

Para o LED branco Luxeon III modelo LXHL-PW09 a corrente máxima admitida é de 1 A. Considerando uma ondulação de corrente de 10%, deve ser utilizado um valor de pico máximo, do valor médio de corrente em um período de comutação, de 900 mA, decorrente da equação (4.43). Para um máximo valor eficaz da tensão da rede elétrica de 240 V, o máximo valor de pico da tensão no barramento será 339,4 V. Para os mesmos parâmetros utilizados no circuito anterior e aplicando a equação (4.44) foi obtido um valor de capacitância do circuito ressonante de 9 nF. Entretanto, foi utilizado um valor comercial de 10 nF. Aplicando a equação (4.16) e ajustando o valor obtido através da equação (4.42), foi determinado o valor da indutância do circuito ressonante como sendo 1,98 mH e o máximo valor médio da corrente em um período de comutação nos LEDs de 861 mA. A partir das equações (4.40) e (4.41) foi determinado um valor médio para a corrente nos LEDs de 494 mA.

Após terem sido determinados os componentes do circuito tanque, deve ser determinada a corrente nos LEDs para a tensão nominal de 220 V. Neste caso, aplicando novamente as equações (4.40) e (4.41) foi obtido um valor médio para a corrente nos LEDs de 439 mA. O valor máximo do valor médio da corrente em um período de comutação nos LEDs, determinado pela equação (4.42), resultou em um valor igual a 774 mA.

A Fig. 4.20 mostra o circuito utilizado para a simulação, para a qual foi admitida uma tensão nominal de entrada de 220 V. Para reduzir a ondulação na corrente de entrada foi utilizado o indutor L4. Como as normas brasileiras não obrigam a eliminação de

harmônicas de corrente com frequências próximas da frequência de comutação, o indutor de entrada foi reduzido. Porém, em alguns países em que a norma CISPR15 é adotada, a qual limita e determina os métodos de medida dos distúrbios em RF (rádio frequência) em equipamentos para iluminação e similares, deve ser utilizado um filtro para atenuar esta frequência na corrente drenada da rede elétrica.

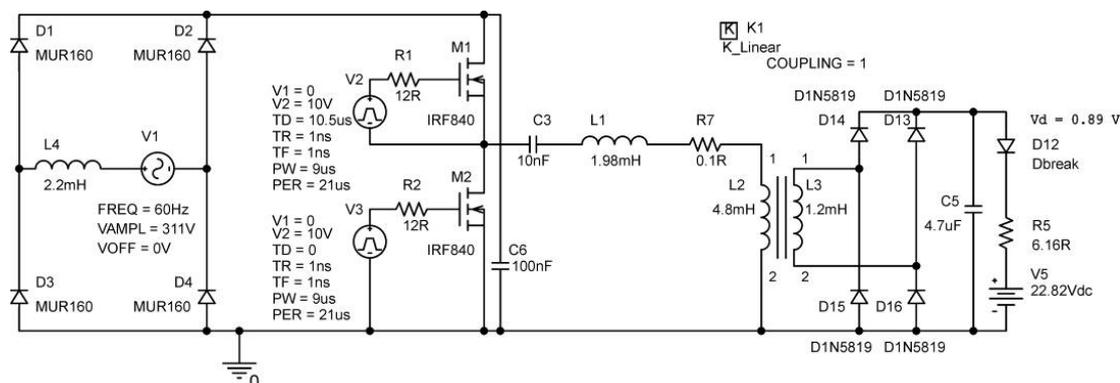


Fig. 4.20 – Circuito utilizado para a simulação.

A Fig. 4.21 mostra a corrente nos LEDs obtida por simulação. Para a tensão nominal (220 V), o valor de pico da corrente foi igual a 870 mA. O erro de 12% entre o valor calculado e o simulado é decorrente das simplificações utilizadas, o que no circuito real é reduzido pelas suas perdas.

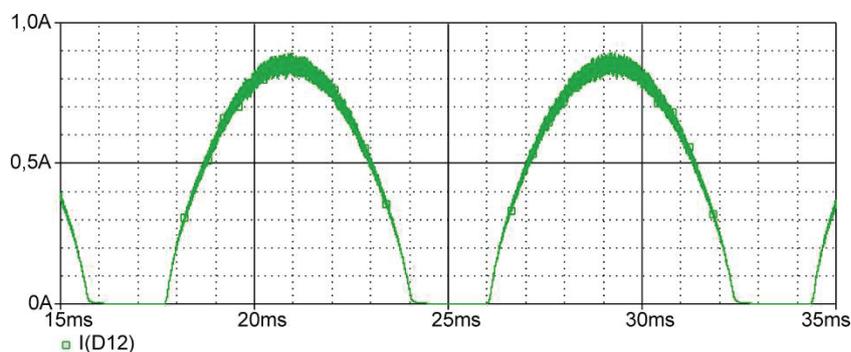


Fig. 4.21 – Corrente nos LEDs.

A Fig. 4.22 mostra a variação da tensão nos LEDs. Deve ser observado que para o dimensionamento foi adotado que a tensão nos LEDs permanece constante.

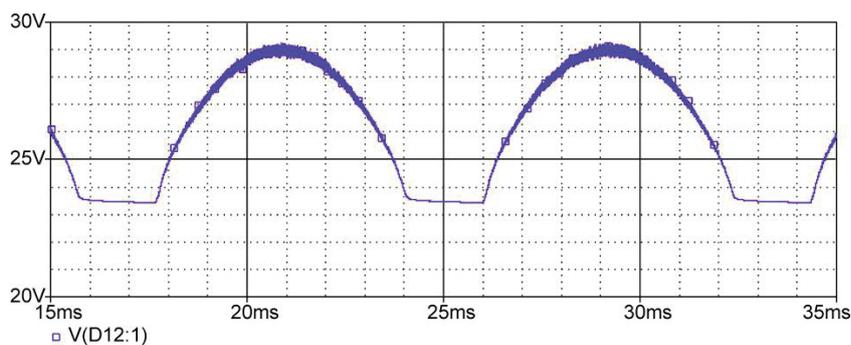


Fig. 4.22 – Tensão nos LEDs.

A Fig. 4.23 mostra a tensão sobre o capacitor C6. Este capacitor é dimensionado para amenizar a variação da tensão decorrente da alta frequência. O valor de pico da tensão neste capacitor chega a 330 V, sendo que o valor considerado foi de 311 V. Esta elevação na tensão do barramento provoca um aumento da corrente nos LEDs, mas frequentemente é compensada pelas próprias perdas do circuito. Entretanto, após o dimensionamento do circuito, o indutor do circuito tanque pode ser ajustado por simulação.

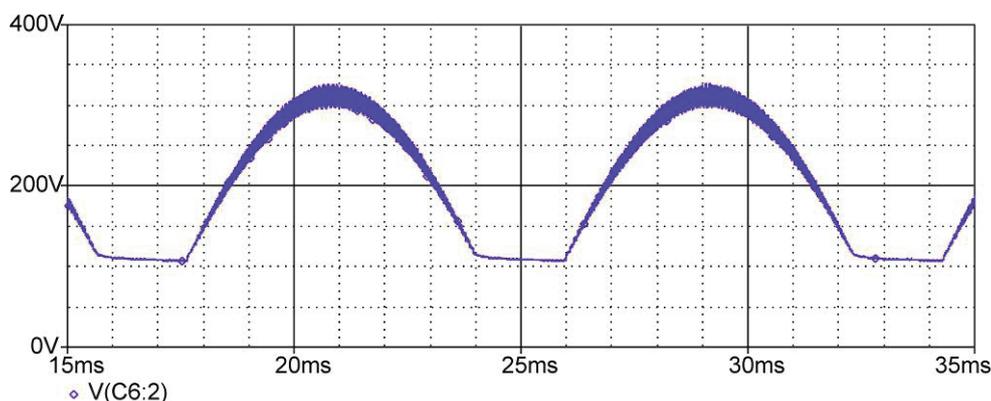


Fig. 4.23 – Tensão no capacitor C6.

A Fig. 4.24 mostra o resultado de simulação da corrente de entrada. Ao retirar o capacitor eletrolítico o intervalo de condução dos diodos é maior, o que melhora o fator de potência do reator.

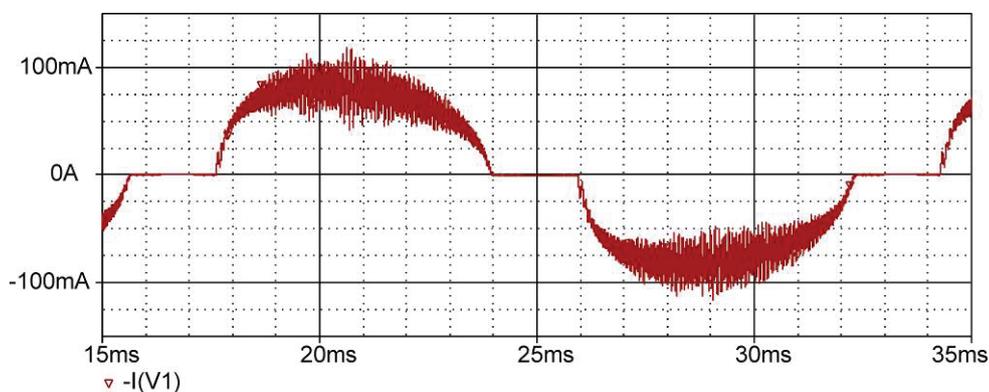


Fig. 4.24 – Corrente na entrada do conversor.

4.3.2. Resultados experimentais do circuito

A Fig. 4.25 mostra o circuito do protótipo do conversor ressonante sem capacitor de filtro elevado após o retificador de entrada. Novamente foi utilizado o circuito integrado IR2153 como oscilador e o inversor operou com uma frequência de 48 kHz.

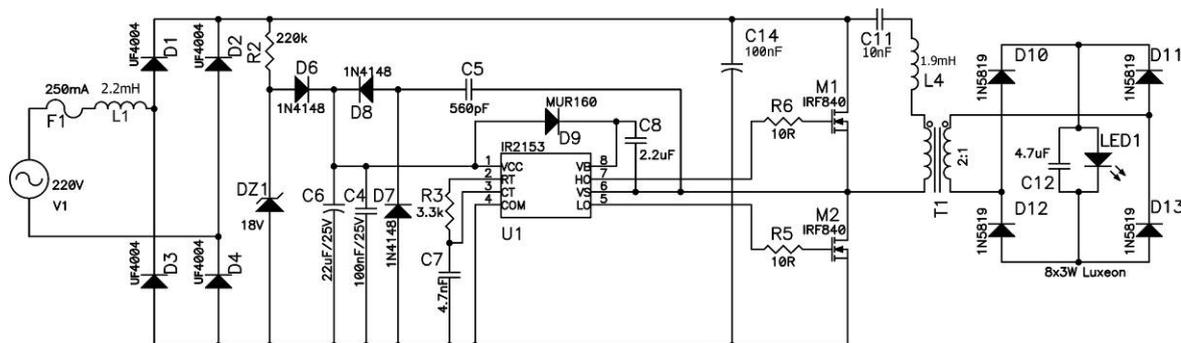


Fig. 4.25 – Conversor série ressonante sem filtro após o retificador de entrada.

A Fig. 4.26 mostra a tensão na entrada, a corrente na entrada, a tensão nos LEDs e a corrente nos LEDs. A corrente de entrada possui o mesmo formato da corrente obtida por simulação e também é contínua. O valor de pico da corrente nos LEDs é de 800 mA com um valor médio da corrente de 415 mA.

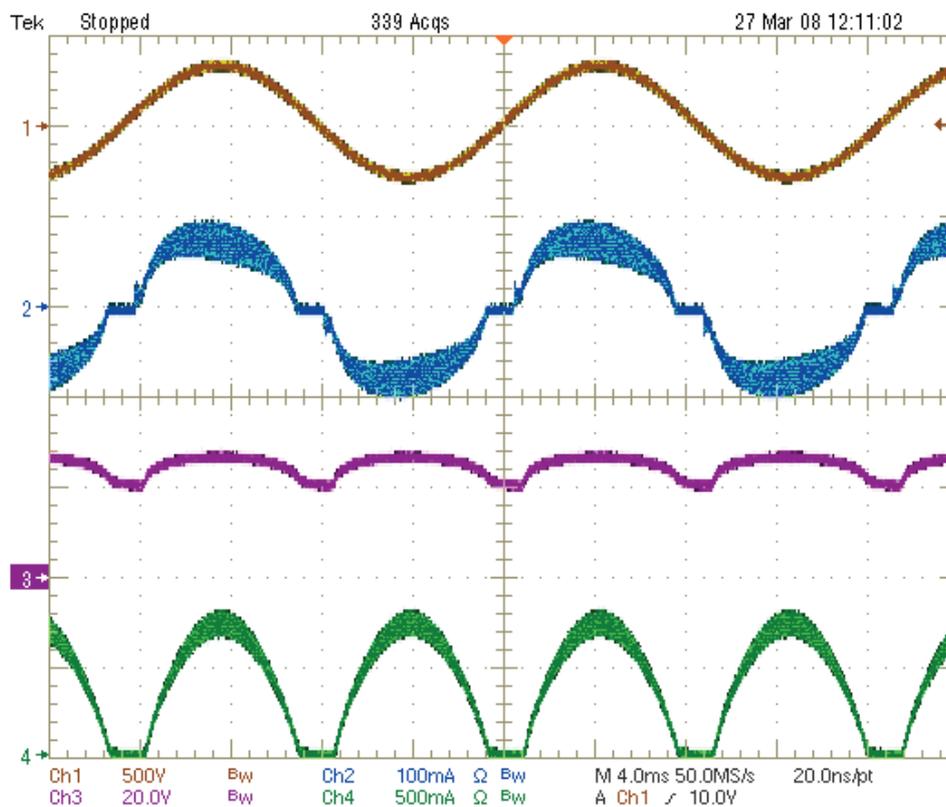


Fig. 4.26 – Resultados experimentais.
 (Tensão na entrada – Ch1: 500V/div.; 4ms/div.)
 (Corrente na entrada – Ch2: 100mA/div.; 4ms/div.)
 (Tensão no LEDs – Ch3: 20V/div.; 4ms/div.)
 (Corrente no LEDs – Ch4: 500mA/div.; 4ms/div.)

A tabela 4.1 mostra as medidas obtidas com o módulo de aplicação TDSPWR3 – *Power Analysis Measurements* para o osciloscópio TDS5034B fabricado pela Tektronix. Devido a componente de alta frequência na entrada, o osciloscópio foi utilizado em sua resolução máxima (4 milhões de pontos por canal).

Tabela 4.1 – Parâmetros medidos.

Parâmetro	Valor
Frequência da rede	60 Hz
Tensão eficaz da rede	218,8 V
Corrente eficaz na entrada	58,8 mA
Potência ativa	12,58 W
Potência aparente	12,87 VA
DHT da corrente de entrada	15%
Fator de potência	0,977
Valor médio da corrente nos LEDs	415 mA
Potência nos LEDs	10,81 W
Rendimento	86%
Fator de crista da corrente	1,93

A Fig. 4.27 mostra a análise das harmônicas da corrente de entrada com o aplicativo TDSWPWR3 – *Power Analysis Measurements*. Com a barra mais clara (verde) é mostrada a amplitude obtida de cada componente e com a outra o limite de amplitude da corrente estabelecido para equipamentos de iluminação, equipamentos Classe C, em conformidade com a tabela 2 definida na norma internacional IEC 61000-3-2:2000 [104]. Deve ser observado que esta norma só exige esta adequação para equipamentos com potência ativa de entrada superior a 25 W. Todavia, este experimento demonstra a possibilidade da utilização desta técnica para a correção do fator de potência.

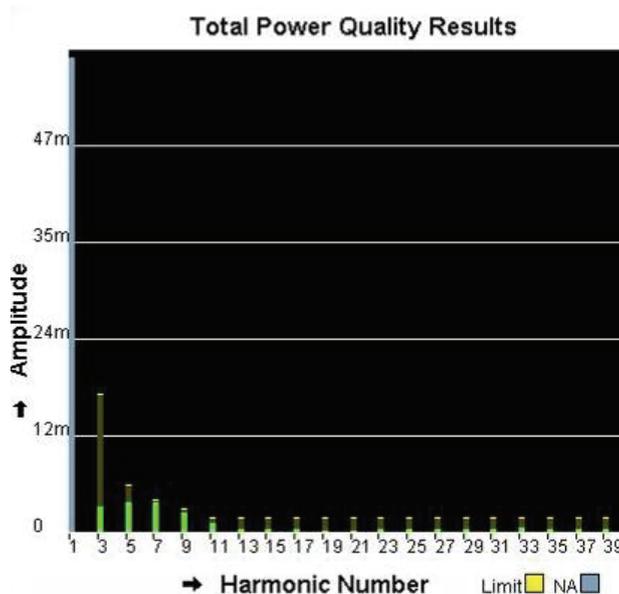


Fig. 4.27 – Análise das harmônicas da corrente de entrada.

A Fig. 4.28 mostra o detalhe do momento em que os LEDs entram em condução e bloqueiam. Os LEDs conduzem no intervalo em que a tensão de entrada é igual ou superior a 60 V.

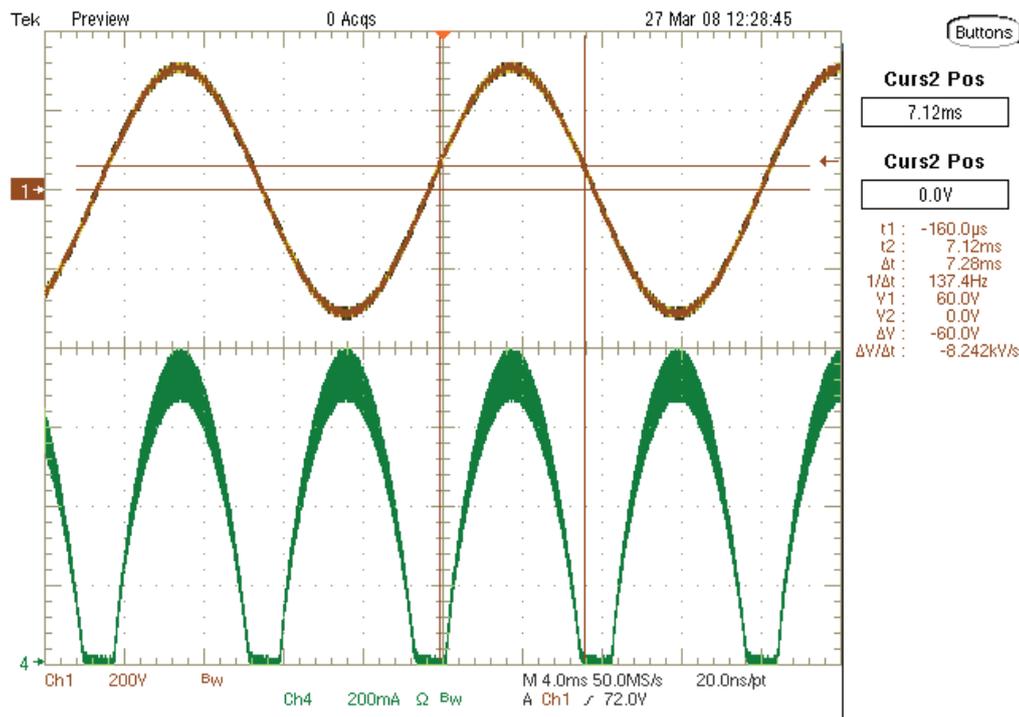


Fig. 4.28 – Tensão na entrada (Ch1) e corrente nos LEDs (Ch4).
(Ch1: 200V/div.; 4ms/div.)
(Ch4: 200mA/div.; 4ms/div.)

A Fig. 4.29 mostra a foto do circuito implementado sem a utilização do capacitor de filtro na entrada. Foi utilizado apenas um capacitor eletrolítico no circuito, C6, o qual pode ser substituído por um capacitor cerâmico ou capacitor de filme metalizado de poliéster (MKT). Todavia, ainda pode ser utilizado um capacitor eletrolítico especial, do tipo longa vida de uso, tendo em vista que a corrente neste componente é mínima. Propositadamente o capacitor eletrolítico foi posicionado distante das principais fontes de calor (o indutor, o transformador e os interruptores), o que pode proporcionar uma elevada vida útil para este reator.

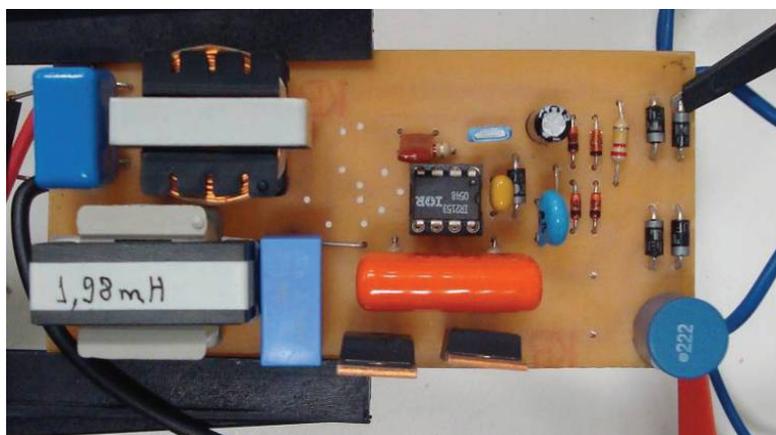


Fig. 4.29 – Foto do circuito implementado sem o capacitor eletrolítico do barramento cc.

4.4. Paralelismo de LEDs no conversor série ressonante

Nos reatores eletrônicos comerciais para lâmpadas fluorescentes já é comum o uso de dois circuitos tanques separados. Como exemplo, os reatores para duas lâmpadas fluorescentes de 20 W, que utilizam um único inversor para dois circuitos tanques separados, o que permite a operação independente das lâmpadas. Do mesmo modo, esta concepção pode ser estendida para um número maior de lâmpadas, desde que o inversor suporte. A Fig. 4.30 mostra a aplicação desta mesma concepção para os LEDs de potência, podendo também serem conectados vários circuitos tanques ao inversor. Como um circuito tanque opera de forma independente do outro, a queima de um LED, ou de um vetor de LEDs, não interfere na operação dos outros vetores. Este tipo de paralelismo permite o balanceamento de corrente entre os LEDs, ou vetores de LEDs, sem a necessidade de circuitos adicionais para o controle da corrente.

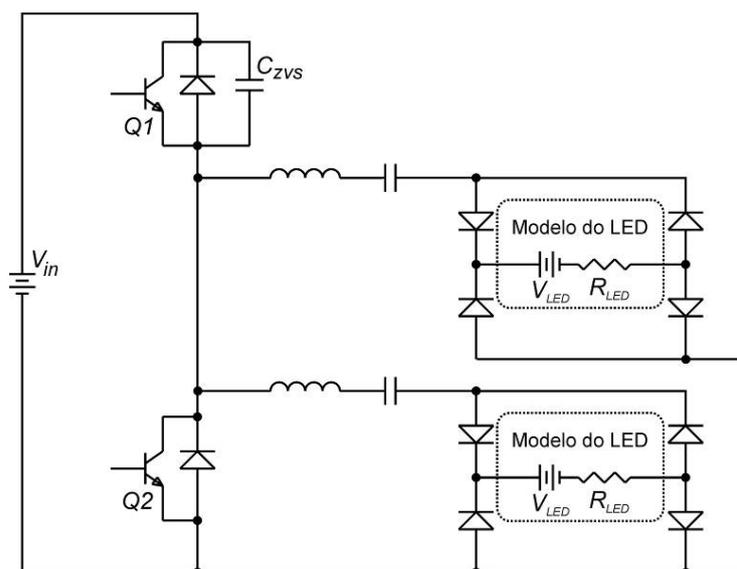


Fig. 4.30 – Utilização de dois circuitos tanques ressonantes em um único inversor.

Quando uma quantidade significativa de LEDs é conectada em série, formando um vetor de LEDs com tensão também significativa, a tensão desse vetor pode se aproximar da tensão de entrada (V_{in}). Neste caso, o conversor série ressonante perde a sua característica de fonte de corrente e a temperatura da junção dos LEDs passa a influenciar na sua corrente. Contudo, este tipo de paralelismo permite que o vetor seja dividido, retornando a característica de fonte de corrente para o conversor. Este princípio pode ser estendido para aplicações em que a tensão de entrada é baixa. Deve ser observado que nos dois casos, com tensão elevada ou com tensão de entrada baixa no vetor de LEDs, o uso de um transformador isolador permite adequar as tensões através da sua relação de transformação.

4.5. Conversores série ressonantes auto-oscilantes

Atualmente as topologias *push-pull* e meia-ponte (*half-bridge*) série ressonante têm sido bastante empregadas em reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes. Mas, baseado nas considerações de custo e confiabilidade, o circuito mais utilizado nos reatores eletrônicos é o meia-ponte série ressonante auto-oscilante. Esta topologia pode prover alta densidade de potência, baixa perda por comutação e baixa contribuição na interferência eletromagnética (EMI) [105] e [106].

Considerando a redução de custo, foi estudado um conversor série ressonante auto-oscilante utilizando transistores bipolares (BJTs – Bipolar Junction Transistor), mostrado na Fig. 4.31. Dependendo do projeto do circuito, a frequência de operação está usualmente nas dezenas de kilohertz e pode ser elevada reduzindo o tempo de estocagem dos BJTs. Esta topologia poderia ser implementada com interruptores do tipo MOSFET's, possibilitando a elevação da frequência para centenas de kilohertz, mas isto elevaria o custo do reator. Atualmente, o custo médio de um MOSFET é quatro vezes maior do que de um BJT para a mesma tensão.

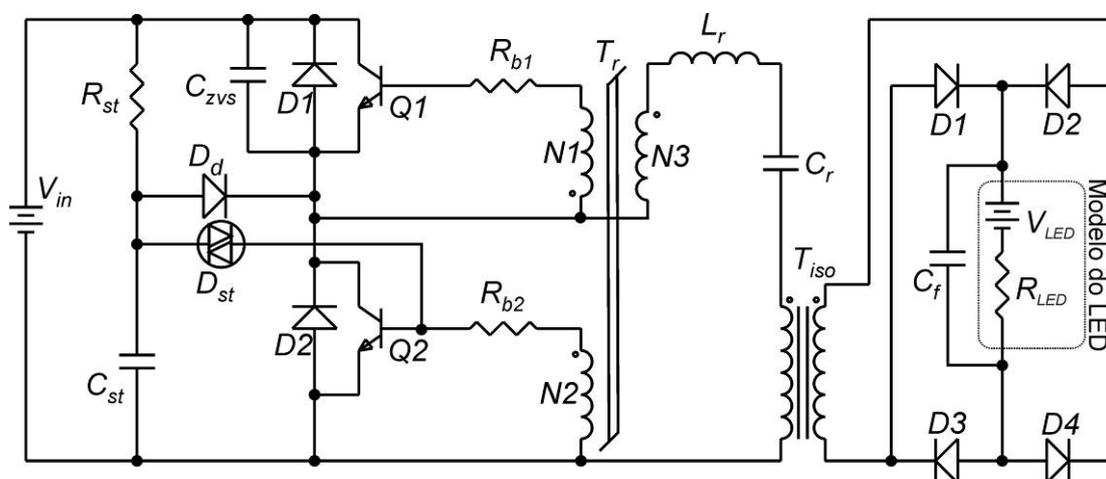


Fig. 4.31 – Conversor série ressonante auto-oscilante.

O transformador saturado (T_r), mostrado na Fig. 4.31, foi representado pelos enrolamentos $N1$, $N2$ e $N3$. O circuito de partida é formado por um circuito RC (R_{st} e C_{st}) e um DIAC (D_{st}). Quando o circuito é energizado, o capacitor C_{st} é carregado através de R_{st} até o momento em que o DIAC entra em condução. Logo após, o transistor $Q2$ é saturado, gerando um transiente que força o circuito a oscilar. O diodo D_d é utilizado para a descarga contínua de C_{st} , quando o circuito está em regime. Se o diodo D_d não for utilizado, o DIAC pode forçar o transistor $Q2$ a entrar em condução enquanto $Q1$ está conduzindo, o que provocaria um curto-circuito de braço nos transistores [107].

Considerando os distintos pontos de operação do transformador saturado, um ciclo completo de operação auto-oscilante do reator pode ser dividido em seis etapas [108] e [109]. As seis etapas de operação, mostradas na Fig. 4.32, são descritas a seguir:

- Etapa 1 ($t_0 < t < t_1$, T_r não saturado e $Q2$ entrando em condução): Em $t = t_0$, o transformador T_r deixa a região de saturação. Enquanto o sentido da corrente na carga indutiva não inverte ($t_0 < t < t_{1a}$), o diodo $D2$ conduz naturalmente até o momento em que $Q2$ entra em condução ($t = t_{1a}$) sob tensão nula, fazendo com que $Q2$ fique supersaturado.
- Etapa 2 ($t_1 < t < t_2$, T_r saturado e $Q2$ saturado): Em $t = t_1$, o transformador T_r entra na região de saturação. Nenhuma energia é transferida para a base de $Q2$ através de T_r , mas $Q2$ continua conduzindo devido ao tempo de estocagem (excesso de portadores minoritários na base).
- Etapa 3 ($t_2 < t < t_3$, T_r saturado e $Q2$ sendo bloqueado): Em $t = t_2$, o transformador T_r está saturado e permanece saturado durante toda a etapa. Neste momento, o excesso de portadores minoritários desaparece e $Q2$ atravessa gradualmente a região ativa até bloquear. A corrente ressonante começa a descarregar C_{ZVS} até sua tensão ser nula no fim da etapa.
- Etapa 4 ($t_3 < t < t_4$, T_r não saturado e $Q1$ entrando em condução): Em $t = t_3$, o transformador T_r deixa a região de saturação. Enquanto o sentido da corrente na carga indutiva não inverte ($t_3 < t < t_{4a}$), o diodo $D1$ conduz naturalmente até o momento em que $Q1$ entra em condução ($t = t_{4a}$) sob tensão nula, sendo $Q1$ supersaturado.
- Etapa 5 ($t_4 < t < t_5$, T_r saturado e $Q1$ saturado): Em $t = t_4$, o transformador T_r entra na região de saturação. Nenhuma energia é transferida para a base de $Q1$ através de T_r , mas $Q1$ continua conduzindo devido ao tempo de estocagem (excesso de portadores minoritários na base).
- Etapa 6 ($t_5 < t < t_6$, T_r saturado e $Q1$ sendo bloqueado): Em $t = t_5$, o transformador T_r está saturado e permanece saturado durante toda a etapa. Neste momento, o excesso de portadores minoritários desaparece e $Q1$ atravessa gradualmente a região ativa até bloquear. A corrente ressonante começa a carregar C_{ZVS} até sua tensão se igualar à tensão do barramento no fim da etapa, que corresponde ao início da etapa 1.

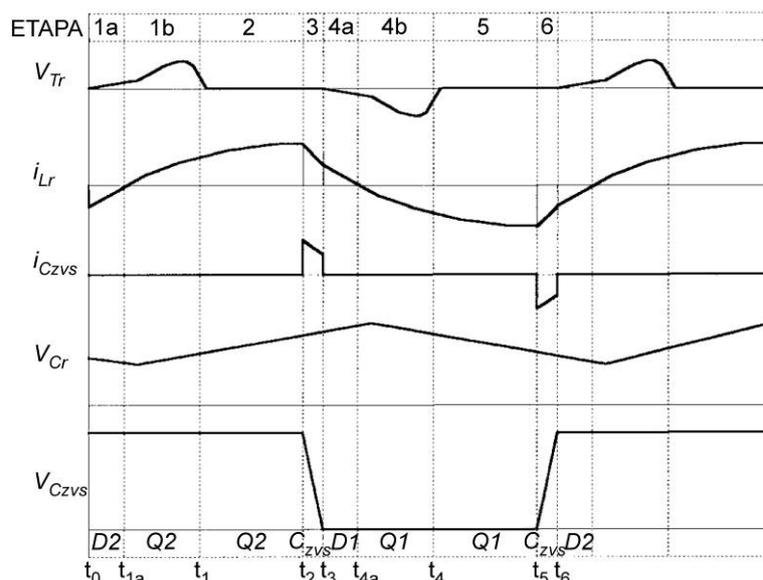


Fig. 4.32 – Formas de onda das principais correntes e tensões durante as etapas de operação.

A corrente do diodo D1 (D2) é naturalmente comutada para o transistor antiparalelo Q2 (Q1). Cada transistor entra em condução sob tensão nula e cada diodo bloqueia sob corrente nula. Assim, a recuperação reversa dos diodos (D1 e D2) não é um problema. Por este motivo, alguns fabricantes utilizam diodos retificadores lentos, como o 1N4007. Todavia, deve ser observado que alguns transistores bipolares, principalmente os projetados para comutação, já possuem um diodo adicionado em antiparalelo.

Em geral, a frequência de operação do inversor é definida pelo transformador saturado e, em alguns circuitos, por resistores conectados ao emissor dos transistores bipolares. O número de espiras do primário e do secundário do transformador saturado, o material do núcleo do transformador saturado e os valores dos resistores conectados ao emissor dos BJTs são parâmetros utilizados para ajustar a sua frequência de operação. Além dos parâmetros elétricos, a temperatura ambiente do circuito também tem efeito sobre a frequência, pois afeta o tempo de estocagem dos transistores, a tensão base-emissor dos transistores e o ponto de saturação do núcleo de ferrite.

Os efeitos individuais dos parâmetros elétricos na frequência de operação do inversor são [110] e [111]:

- O enrolamento primário (N_p) determina o momento da saturação do núcleo, sendo desconsiderada a influência da corrente no seu secundário (N_s). Ao aumentar o número de espiras do primário a corrente de saturação reduz. Assim, ao aumentar o número de espiras do primário a frequência do inversor também aumenta;

- A tensão no enrolamento secundário é proporcional ao seu número de espiras. Assim, ao aumentar o número de espiras do secundário a frequência é reduzida, o que se deve ao aumento do tempo de estocagem;
- O material do núcleo é principalmente caracterizado pela sua permeabilidade magnética (μ) e o seu campo magnético de saturação (H_{sat}). Ao utilizar um núcleo com permeabilidade magnética mais alta, ou com campo magnético de saturação mais alto, a frequência do inversor reduz.

Os efeitos da temperatura na frequência de operação do inversor são:

- O excesso de portadores minoritários na base e, conseqüentemente, o tempo de estocagem aumenta com o aumento da temperatura. Assim, com o aumento da temperatura este parâmetro tende a reduzir a frequência do inversor;
- A tensão base-emissor do transistor bipolar é inversamente proporcional a temperatura. Assim, com o aumento da temperatura este parâmetro tende a reduzir a frequência do inversor;
- O campo magnético necessário para saturar o núcleo reduz com o aumento da temperatura. Assim, com o aumento da temperatura este parâmetro tende a aumentar a frequência do inversor.

4.5.1. Dimensionamento do circuito de comando e simulação

O dimensionamento do circuito de comando foi baseado em [105] e [107]. Para o projeto do transformador saturado foi especificado um núcleo toroidal com o material TH50. Os núcleos toroidais são preferidos por possuírem uma elevada permeabilidade magnética e o material TH50 possui uma curva de densidade de fluxo magnético por campo magnético do tipo quadrangular. O modelo do núcleo inicialmente especificado foi o NT-7/3/5-3000-TH50, fabricado pela Thornton, mas o seu reduzido tamanho impossibilitou a sua utilização. Assim, foi utilizado o núcleo NT-10/5/3,2-1300-TH50, também fabricado pela Thornton. A Fig. 4.33 mostra a forma como o núcleo foi enrolado, sendo utilizado um fio esmaltado sem empilhamento. Como o núcleo possui pequenas dimensões, a isolação do fio esmaltado freqüentemente é danificada na construção do transformador ou na sua soldagem. Como o material TH50 é condutor elétrico, foi utilizado um material isolante sobre a superfície do núcleo. Assim, foi evitado que possíveis falhas de isolação no fio esmaltado provocassem um curto-circuito entre os

enrolamentos através do núcleo. Vários fabricantes de reatores eletrônicos montam os seus transformadores saturados utilizando fios isolados com plástico (ou encapados), o que também evita o curto-circuito através do núcleo.

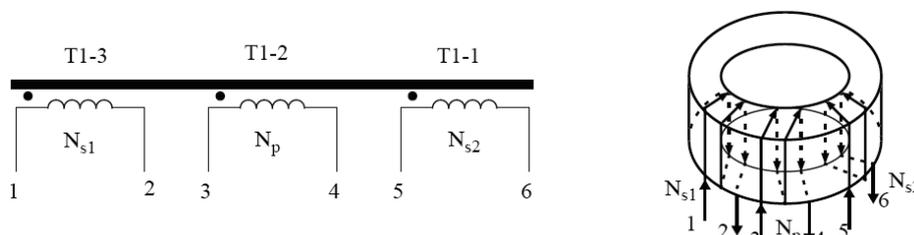


Fig. 4.33 – Construção do transformador saturado.

Os valores instantâneos das correntes no momento da saturação são difíceis de serem determinados. Porém, pode ser feita uma aproximação do valor da corrente de saturação (I_{Lps}) pela metade da corrente de pico do circuito tanque ($I_{pk_50\%}$). O número de espiras do primário (Np) pode então ser determinado pela equação (4.45). Onde H_{sat} é o campo magnético o qual o núcleo satura e L_e é o comprimento efetivo do núcleo.

$$Np = \frac{L_e \cdot H_{sat}}{I_{Lps}} \approx \frac{L_e \cdot H_{sat}}{I_{pk_50\%}} \quad (4.45)$$

A metade do valor de pico da corrente do circuito tanque ($I_{pk_50\%}$) pode ser determinada pela equação (4.46). Sendo I_{AVG} o valor médio da corrente nos LEDs, a a relação de transformação do transformador isolador e η o rendimento da estrutura.

$$I_{pk_50\%} = \frac{I_{AVG} \cdot \pi}{4 \cdot a \cdot \eta} \quad (4.46)$$

Considerando um valor médio para a corrente nos LEDs de 700 mA, uma relação de transformação do transformador isolador 2:1 ($a = 2$) e um rendimento presumido da estrutura de 80%, a metade do valor de pico da corrente do circuito tanque será determinada pela equação (4.47).

$$I_{pk_50\%} = \frac{0,7 \cdot \pi}{4 \cdot 2 \cdot 0,8} \approx 0,344 \text{ mA} \quad (4.47)$$

O núcleo selecionado, NT-10/5/3,2-1300-TH50, possui um comprimento efetivo de 2,178 cm e o material TH-50 satura com um campo magnético de 1,2 Oe (0,955 A/cm) para uma temperatura de 40 °C, conforme a sua folha de dados [112]. Assim, o número de espiras no primário será obtido pela expressão (4.48).

$$N_p = \frac{2,178 \cdot 0,955}{0,344} \approx 6 \text{ espiras} \quad (4.48)$$

O número de espiras do secundário pode ser obtido pela relação da corrente de saturação do transformador e da corrente de base do transistor (I_B) no momento da saturação do transformador, como mostra a equação (4.49).

$$N_s = N_p \cdot \frac{I_{Lps}}{I_B} \quad (4.49)$$

Considerando uma corrente de base do transistor (I_B) de 250 mA, o número de espiras de cada secundário será dado pela relação (4.50).

$$N_s = 6 \cdot \frac{0,344}{0,25} \approx 8 \text{ espiras} \quad (4.50)$$

Na prática, não é possível bobinar o núcleo com 6 espiras no primário e 8 espiras em cada secundário sem o empilhamento das espiras, mesmo utilizando fio esmaltado com uma espessura mínima admissível. Mesmo admitindo o empilhamento das espiras no toróide, a possibilidade de execução do transformador é impraticável, impossibilitando a sua implantação em uma linha de montagem. Geralmente para baixas potências, como é o caso das lâmpadas fluorescentes compactas (CFLs), os fabricantes utilizam um número reduzido de espiras em cada secundário.

A Fig. 4.34 mostra as fotos de dois reatores comerciais para lâmpadas fluorescentes compactas (CFLs). Ambos os transformadores saturados possuem 6 espiras no primário e 3 espiras nos secundários. A foto a esquerda mostra uma CFL de 20W, fabricada pela Bigluz, a qual utiliza fios isolados na construção do transformador. A foto a direita mostra uma CFL de 8 W, fabricada pela Luxtek, a qual utiliza fio esmaltado sobre uma cobertura plástica no transformador.

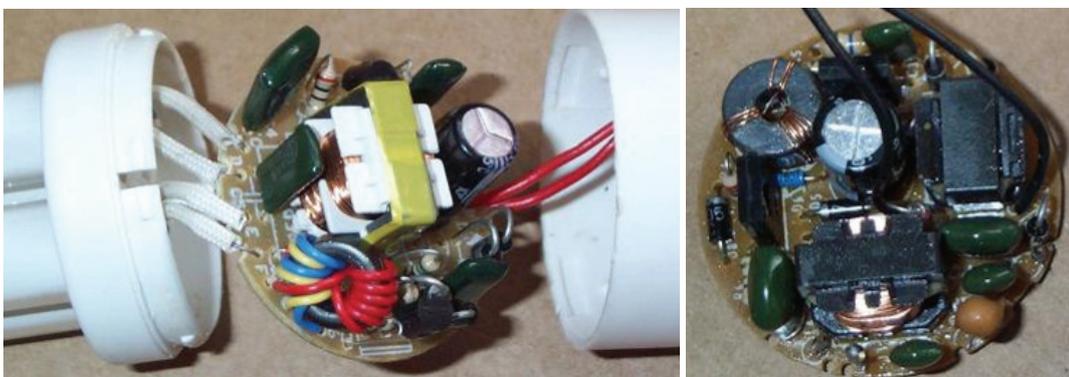


Fig. 3.34 – Fotos de circuitos para lâmpadas fluorescentes compactas (CFLs). A esquerda a CFL de 20 W, fabricada pela Bigluz e a direita a CFL de 8 W, fabricada pela Luxtek.

Admitindo uma supersaturação dos transistores bipolares, pode ser aplicada uma corrente na base do transistor bipolar (I_B) com um valor igual ao dobro da corrente I_{Lps} . Logo, a relação (4.50) pode ser redefinida por (4.51). Todavia, este procedimento traz como consequência o aumento do tempo de estocagem dos transistores bipolares.

$$N_s = 6 \cdot \frac{0,344}{0,688} = 3 \text{ espiras} \quad (4.51)$$

Para simulação no ORCAD/PSPICE foi utilizado o circuito mostrado na Fig. 4.35. A carga é uma combinação de oito LEDs brancos Luxeon III modelo LXHL-PW09, sendo $R_{LED} = R_{10} = 8 \times 0,77 \Omega$ e $V_{LED} = V_2 = (8 \times 3,04 \text{ V}) - V_{Dbreak}$, onde V_{Dbreak} é a tensão direta no diodo D12 (1,6 V). O transformador T_{iso} foi representado pela indutância do primário (L1), pela indutância do secundário (L2) e pelo acoplamento K2 com o valor de 0,95. A relação entre o número de espiras foi de 2:1, sendo o circuito tanque dimensionado refletindo a carga para o primário. Os outros parâmetros do circuito são; $L_r = L_6 = 3,95 \text{ mH}$, $C_r = C_1 + C_2 = 2 \times 5,6 \text{ nF}$, $C_{zvs} = C_3 = 2,7 \text{ nF}$ e $R_{b1} = R_{b2} = R_4 = R_5 = 10 \Omega$. Sendo K1 a representação do núcleo do transformador saturado.

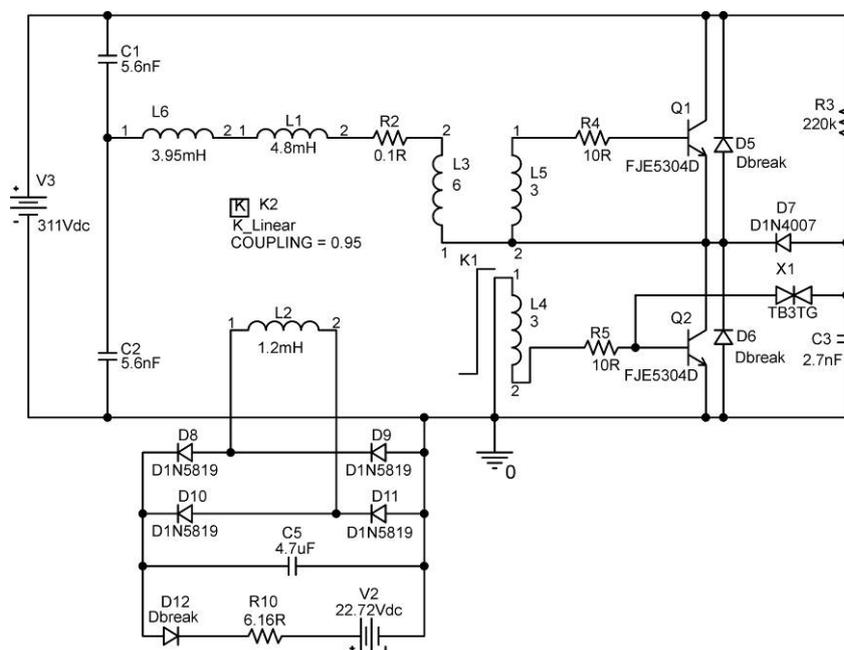


Fig. 4.35 – Circuito utilizado para simulação no ORCAD/PSPICE.

Os parâmetros para implementação do núcleo saturado NT-10/5/3,2-1300-TH50 foram tirados dos gráficos da folha de dados da Thornton. Todavia, estes parâmetros foram refinados experimentalmente através de ensaios realizados com o núcleo. A Fig. 4.36 mostra o modelo do núcleo saturado NT-10/5/3,2-1300-TH50 utilizado no ORCAD/PSPICE [99], representado pelo acoplamento não linear K1 na Fig. 4.35.

```
*DEVICE=NT10_5_3_1300_TH50,CORE
.model NT10_5_3_1300_TH50 CORE (LEVEL=3 OD=1 ID=0.5 AREA=0.077 GAP=0
BR=2500 BM=3900 HC=0.1257)
```

Fig. 4.36 – Modelo do núcleo saturado NT-10/5/3,2-1300-TH50 fabricado pela Thornton e usado no ORCAD/PSPICE.

A Fig. 4.37 mostra a corrente nos LEDs obtida por simulação.

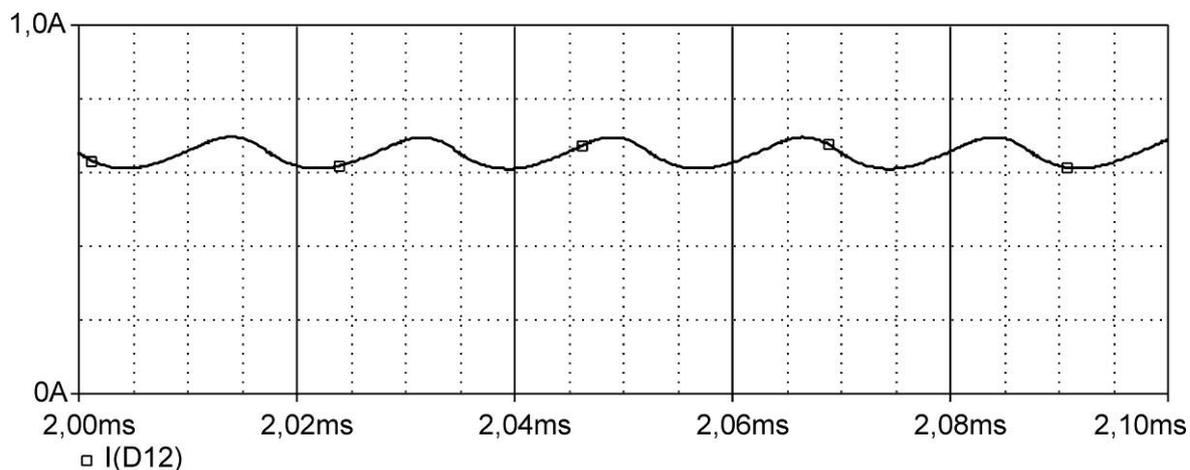


Fig. 4.37 – Corrente nos LEDs.

A Fig. 4.38 mostra a tensão no secundário do transformador saturado (L4). O transistor bipolar FJE5304D, produzido pela Fairchild, foi utilizado em Q1 e Q2, o qual apresentou um tempo de estocagem de 7,4 μ s. Este componente é indicado para aplicações em reatores eletrônicos por possuir uma baixa variação no tempo de estocagem e por já possuir um diodo antiparalelo adicionado ao seu invólucro.

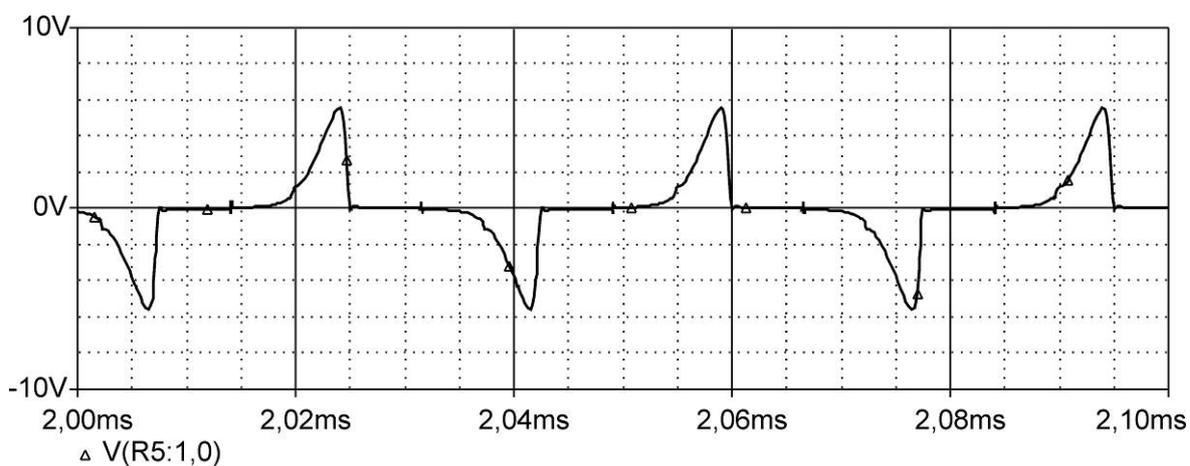


Fig. 4.38 – Tensão no secundário do transformador de comando saturado.

A Fig. 4.39 mostra a corrente no circuito tanque, sendo obtida uma frequência de comutação de 28,5 kHz.

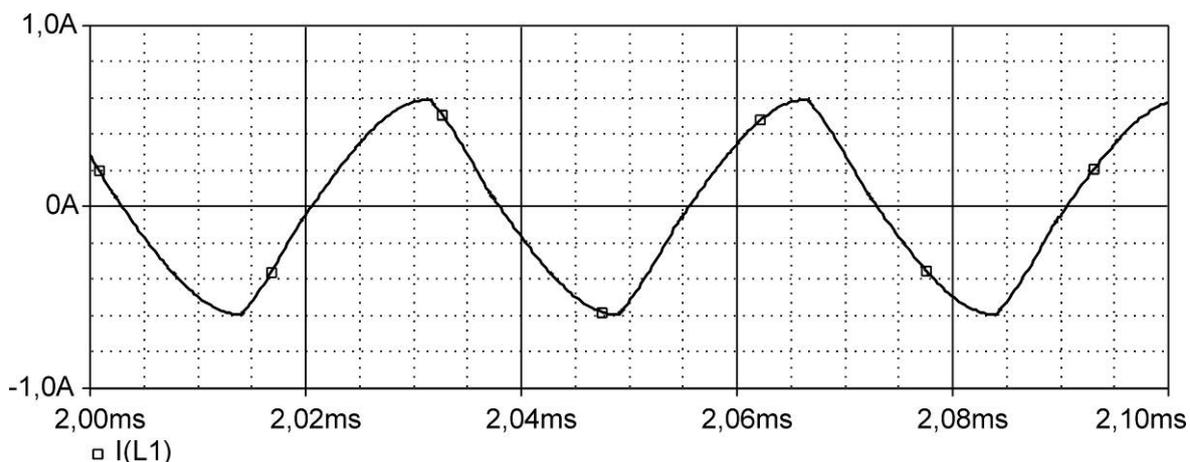


Fig. 4.39 – Corrente no circuito tanque.

4.5.2. Resultados experimentais

Para obtenção dos resultados experimentais foi utilizado o circuito mostrado na Fig. 4.40. Sendo que a saída deste reator foi ligada a oito LEDs conectados em série. O capacitor C5 foi utilizado como capacitor auxiliar para comutação (C_{ZVS}).

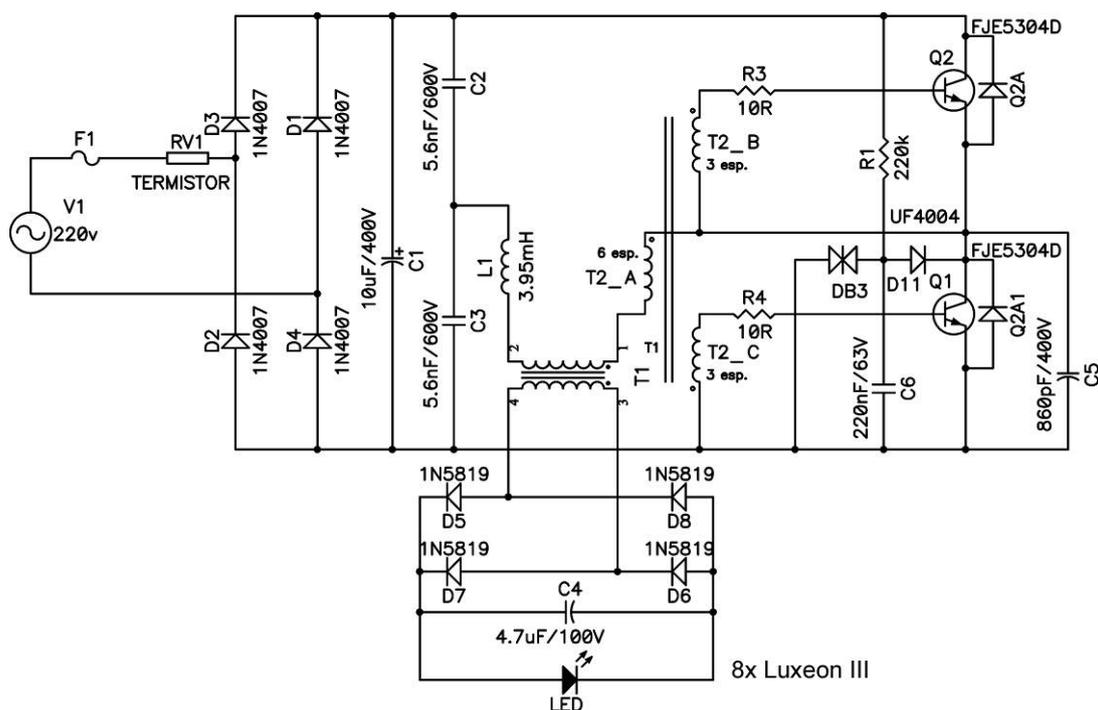


Fig. 4.40 – Circuito implementado utilizando um transformador saturado.

A Fig. 4.41 mostra a corrente no tanque ressonante e a tensão no primário do transformador saturado. Com estas formas de onda é possível observar o momento da saturação do transformador saturado, o tempo de estocagem do transistor bipolar, o momento em que o capacitor C_{ZVS} atua e o momento em que o diodo antiparalelo do transistor complementar conduz.

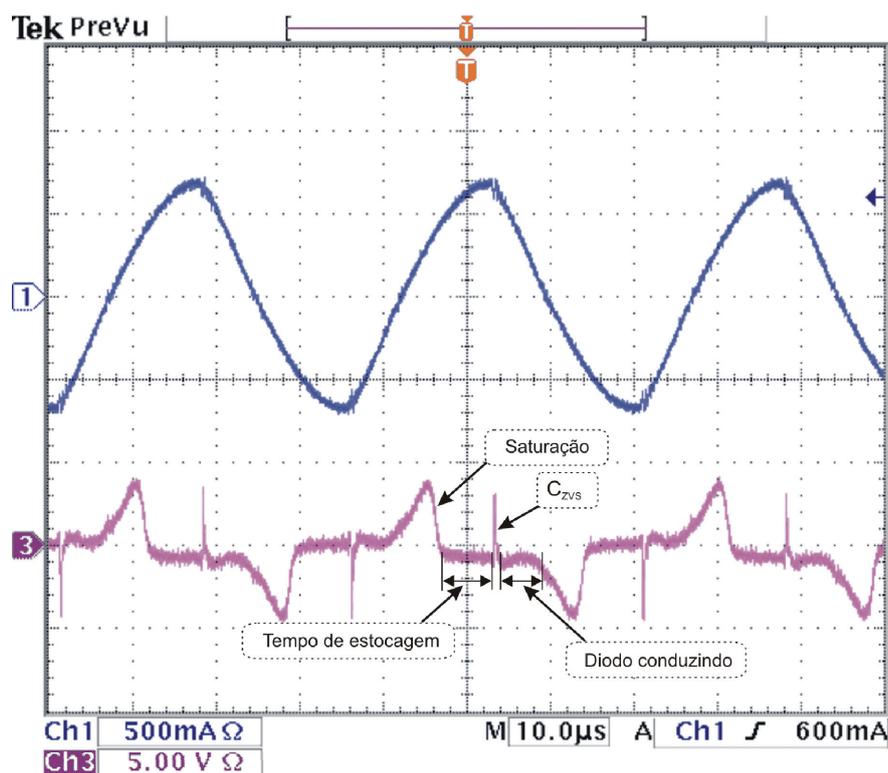


Fig. 4.41 – Corrente no tanque ressonante e tensão no primário do transformador saturado.
 (Ch1: 500mA/div. / 10µs/div.)
 (Ch3: 5V/div. / 10µs/div.)

A Fig. 4.42 mostra a corrente no vetor de LEDs com baixo fator de crista na corrente. O valor médio da corrente foi de 660 mA e a ondulação de corrente foi de 15%, para uma tensão no barramento de entrada igual a 311 V.

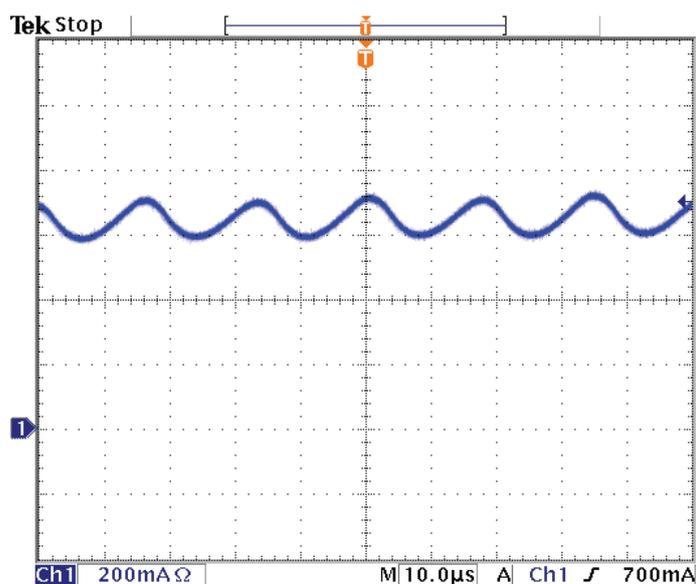


Fig. 4.42 – Detalhe da corrente nos LEDs.

A Fig. 4.43 mostra a ondulação de corrente em baixa frequência (120 Hz) nos LEDs, resultante da ondulação de tensão do barramento de entrada. Esta ondulação de

corrente foi obtida para uma tensão da rede elétrica de 220 V e para uma capacitor de filtro de 10 μF conectado no barramento (CI na Fig. 4.40).

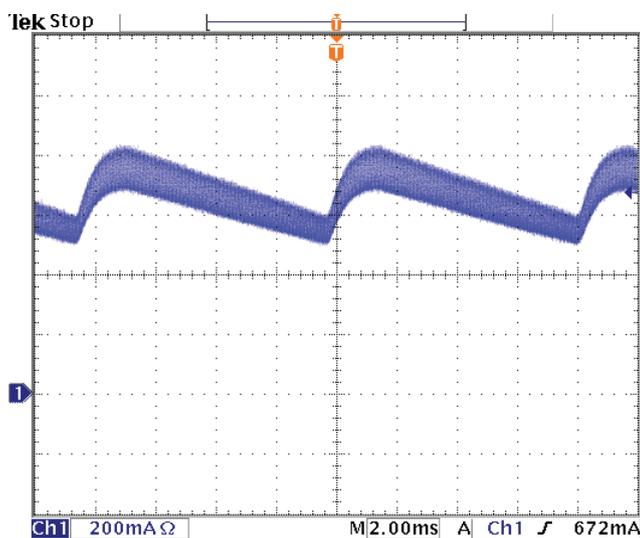


Fig. 4.43 – Ondulação de 120Hz na corrente dos LEDs.

A Fig. 4.44 mostra fotos da luminária com oito LEDs brancos Luxeon III Emitter LXHL-PW09, do posicionamento do conversor na luminária e do circuito implementado. Foi utilizada uma caixa metálica para o condicionamento do circuito, ao mesmo tempo aproveitada como dissipador para os transistores.



a)



b)



c)

Fig. 4.44 – Fotos do protótipo: a) Luminária com oito LEDs brancos Luxeon III; b) Posicionamento do conversor na luminária; c) Foto do circuito implementado.

O protótipo apresentou um rendimento de 81%, mas este valor pode ser aumentado com a utilização de núcleos magnéticos mais eficientes e sem a emprego do transformador de isolamento, o que é possível para algumas aplicações.

Em decorrência da supersaturação dos transistores bipolares, o tempo de estocagem foi aumentado e, conseqüentemente, passou a ter mais influência na frequência de

operação do reator. Como o tempo de estocagem é dependente da temperatura do transistor, a frequência também passou a ser dependente da temperatura. Portanto, devido a dependência da frequência, o valor médio da corrente passou a ser dependente da temperatura. Assim, quando este reator é acondicionado dentro de uma caixa a temperatura dos transistores bipolares se eleva e o tempo de estocagem conseqüentemente aumenta, o que provoca o aumento do valor médio da corrente.

4.5.3. Redução do tempo de estocagem dos transistores bipolares

A Fig. 4.45 mostra a proposta de um circuito auto-oscilante com redução do tempo de estocagem, o que permite estabilizar o valor médio da corrente com a variação da temperatura. Este circuito utiliza os capacitores C7 e C8 para aplicar uma tensão negativa na base dos transistores bipolares no momento em que o transformador é saturado. Esta tensão negativa diminui o tempo da descarga da carga remanescente na base, o que reduz o tempo de estocagem do transistor bipolar. Além disso, este circuito simplifica a partida com a eliminação do DIAC, sendo agora a partida obtida com a utilização dos resistores R5 e R6 polarizando Q1. Os componentes R1, R2, D10 e D11 são utilizados para estabilizar a tensão nos capacitores C7 e C8.

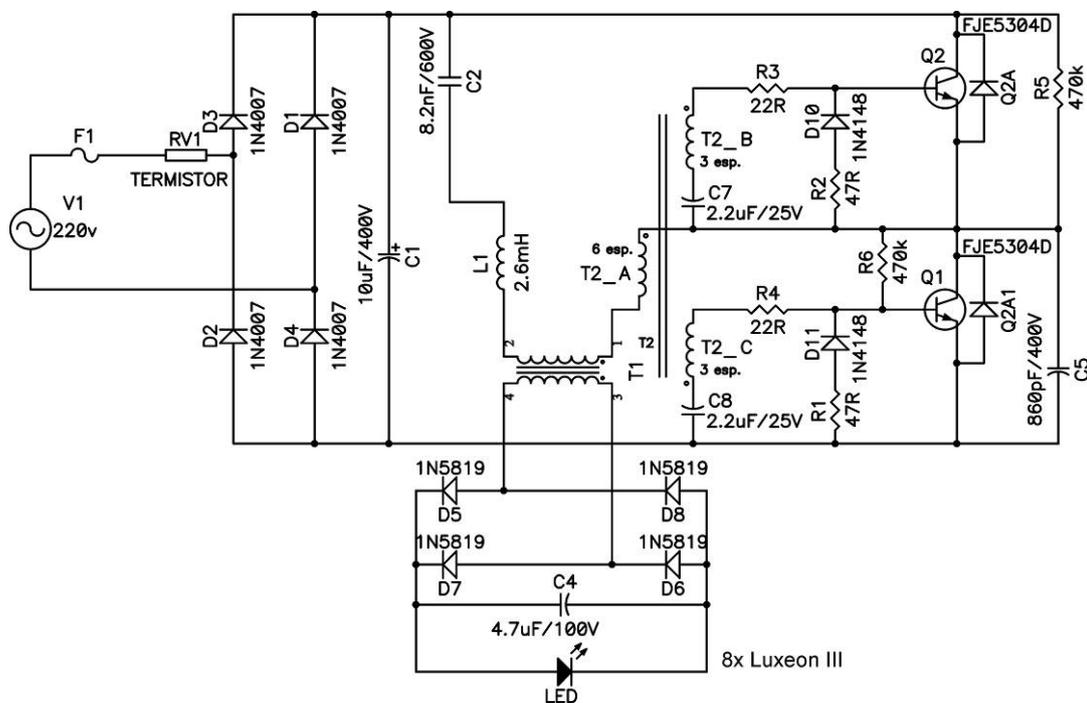


Fig. 4.45 – Circuito do protótipo com redução do tempo de estocagem.

Além da temperatura, o tempo de estocagem pode variar com a substituição dos transistores de um mesmo modelo. Assim, para manter as mesmas condições, foi utilizado

o ORCAD/PSPICE para comparar o tempo de estocagem entre o circuito da Fig. 4.40 e a modificação proposta na Fig. 4.45. A Fig. 4.46 mostra a tensão no secundário do transformador de comando saturado conectado ao transistor inferior. O tempo de estocagem obtido foi de $2,9 \mu\text{s}$. Comparando com a Fig. 4.38, foi obtida uma redução de $4,5 \mu\text{s}$ no tempo de estocagem, o que corresponde a aproximadamente 61%. A redução do tempo de estocagem permitiu a elevação da frequência de $28,5 \text{ kHz}$, do protótipo da Fig. 4.40, para 51 kHz .

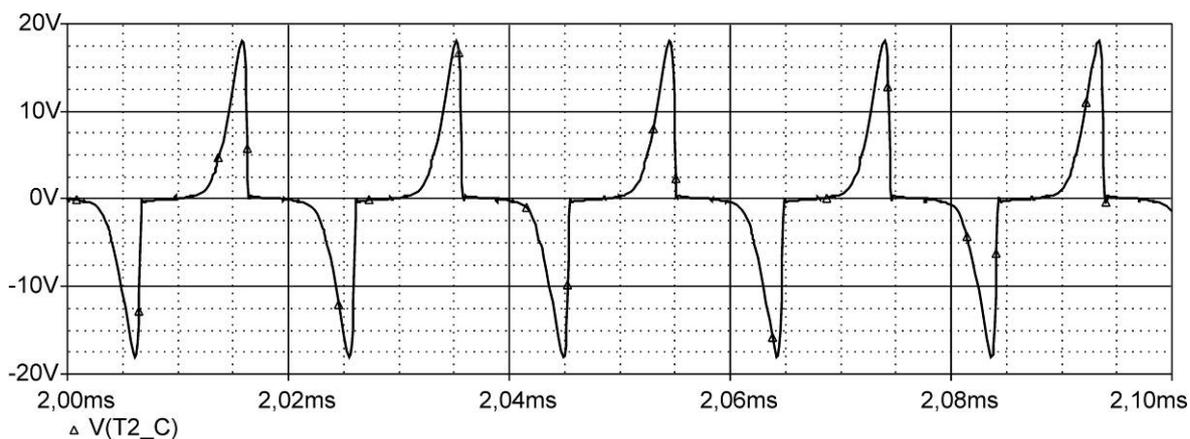


Fig. 4.46 - Tensão no secundário do transformador de comando saturado conectado ao transistor inferior.

A Fig. 4.47 mostra a foto do protótipo do reator com redução do tempo de estocagem. O rendimento apresentado pelo reator foi de 80%, para uma tensão nominal de entrada de 220 V e para um valor de corrente média na saída de 721 mA . A perda medida no indutor do circuito tanque foi de 513 mW , o que equivale a 2,2% da potência de entrada.

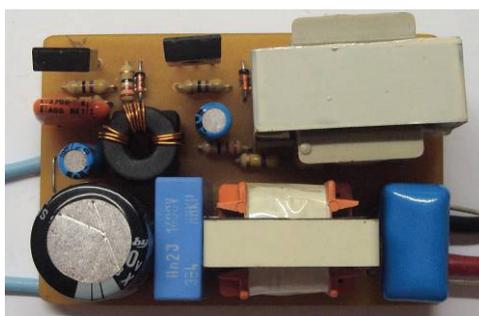


Fig. 4.47 – Fotos do protótipo do reator com redução do tempo de estocagem.

Para analisar o efeito da temperatura, os protótipos da Fig. 4.44 e da Fig. 4.47 foram acondicionados em caixas metálicas, iguais a caixa metálica mostrada na Fig. 4.48, sendo também utilizada como dissipador para os transistores bipolares. Para simular uma luminária fechada, cada caixa metálica foi alojada no interior de uma caixa de papelão vedada com as dimensões de $20 \text{ cm} \times 25 \text{ cm} \times 10 \text{ cm}$. Para o protótipo sem redução do

tempo de estocagem (Fig. 4.44), o valor médio da corrente medida após 20 minutos de operação foi de 664 mA. Após 4 horas de operação, valor médio medido foi de 870 mA. Para o protótipo com redução do tempo de estocagem (Fig. 4.47), o valor médio da corrente medida após 20 minutos de operação foi de 721 mA. Após 4 horas de operação, o valor médio medido foi de 790 mA.



Fig. 4.48 – Caixa metálica utilizada para o condicionamento do circuito.

Além da redução da influência da temperatura na corrente, foi observado que o protótipo sem redução do tempo de estocagem mudava o valor médio de corrente quando os transistores bipolares eram substituídos. Esta mudança do valor médio de corrente traz baixa reprodutibilidade ao circuito, o que dificulta a sua inserção em uma linha de montagem. No protótipo com redução do tempo de estocagem não foi observada uma variação no valor médio da corrente com a substituição dos transistores bipolares.

4.6. Transformadores eletrônicos aplicados aos LEDs de potência

Atualmente os transformadores eletrônicos são bastante aplicados para alimentação de lâmpadas dicroicas de baixa tensão (12 V). Além do seu baixo custo, estes transformadores possuem reduzido peso e volume. A Fig. 4.49 mostra um circuito típico de um transformador eletrônico, o qual opera como *chopper* (conversor CC-CC) e com a redução de tensão definida pela relação de transformação de T1. Este circuito não possui capacitor de filtro na saída do retificador, o que para uma carga resistiva permite a correção do fator de potência. Ele também utiliza um transformador saturado (T2) para o comando dos interruptores, sendo a frequência dependente da carga e da indutância de magnetização do transformador isolador (T1). Geralmente, este circuito é projetado para que a oscilação cesse quando a carga é desconectada da saída, pois a admitância da indutância de magnetização não é suficiente para manter o circuito oscilando. Assim, cargas não lineares que apresentam intervalos de tempo com corrente nula também cessam a oscilação, o que impossibilita a utilização de um retificador conectado a um capacitor na saída do circuito.

Em casos extremos, o DIAC fica constantemente disparando podendo acionar o interruptor inferior com o interruptor superior conduzindo, o que pode provocar um curto-circuito de braço e, conseqüentemente, a queima do circuito.

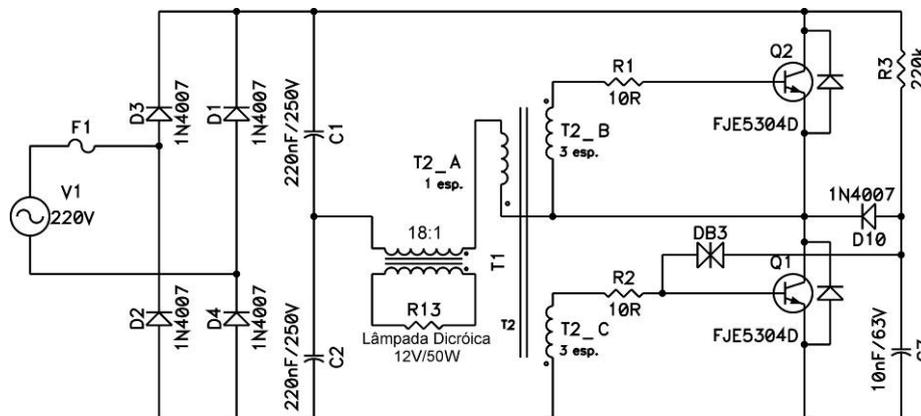


Fig. 4.49 – Circuito típico de um transformador eletrônico para lâmpadas dicroicas.

Apesar das suas limitações, o transformador eletrônico pode ser modificado para reduzir a tensão e um segundo estágio de potência pode ser utilizado para controlar a corrente nos LEDs. A Fig. 4.50 mostra um transformador eletrônico modificado, no qual o circuito de comando é basicamente composto por um conversor série ressonante auto-oscilante com redução do tempo de estocagem e com a saída curto-circuitada [113]. O circuito de comando foi projetado para operar em uma frequência de 26 kHz e a corrente eficaz que circula no circuito tanque resultou em 200 mA. A relação de transformação de T1 (utilizada 10:1) determina a tensão de saída do conversor, o qual opera mesmo sem carga na saída. Como a saída do transformador tem característica de fonte de tensão, não se pode conectar diretamente um capacitor após o retificador. Assim, o indutor L2 foi adicionado, sendo utilizado um circuito grampeador (composto por D9, R13 e C10) para limitar a tensão nos diodos retificadores. O indutor L2 com os capacitores de saída também tem a função de filtro passa baixa, o que impede que a ondulação de corrente da entrada do segundo estágio seja refletida para entrada do primeiro estágio.

O capacitor do circuito tanque ressonante pode ser determinado pela equação (4.52), sendo I_{RMS} o valor eficaz da corrente no circuito tanque. O indutor do circuito tanque pode ser determinado pela equação (4.16).

$$C_r = I_{RMS} \cdot \frac{\pi\sqrt{2}}{2 \cdot V_{in}} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_o^2} - \frac{1}{\omega} \right) \quad (4.52)$$

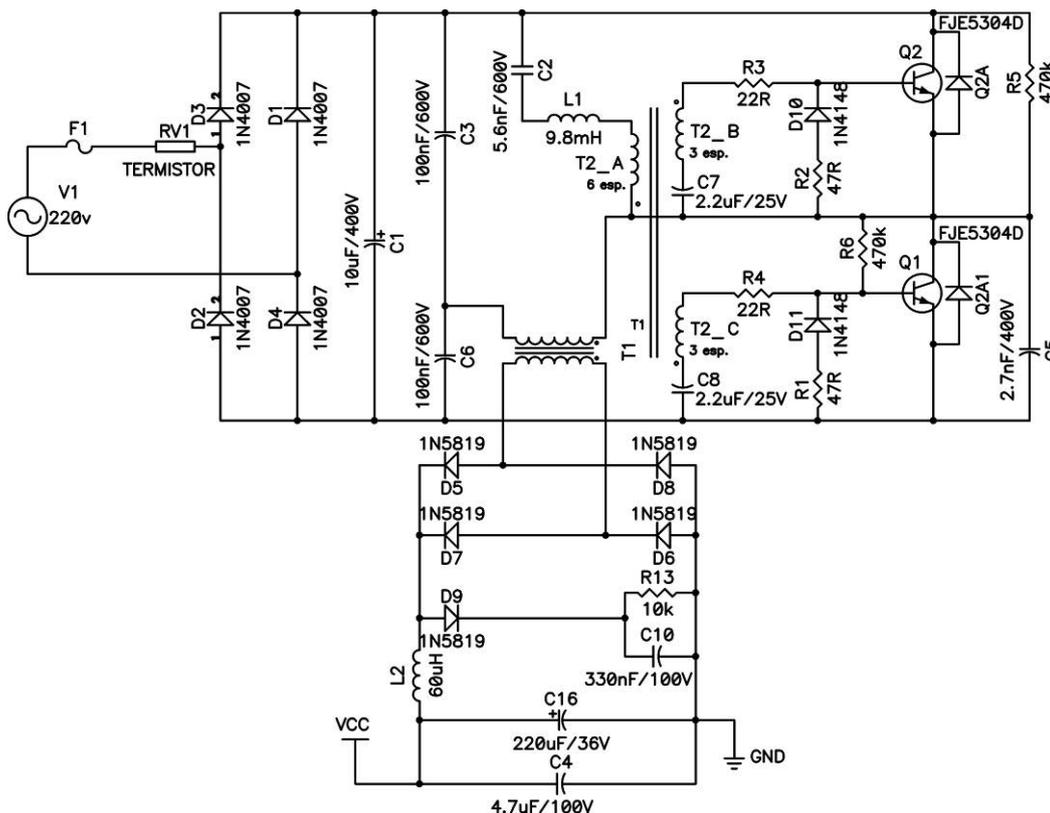


Fig. 4.50 – Transformador eletrônico modificado.

A Fig. 4.51 mostra o conversor buck utilizado como estágio de saída do protótipo construído. A corrente média na sua saída é de 650 mA e ele pode operar com um a três LEDs conectados na saída [114].

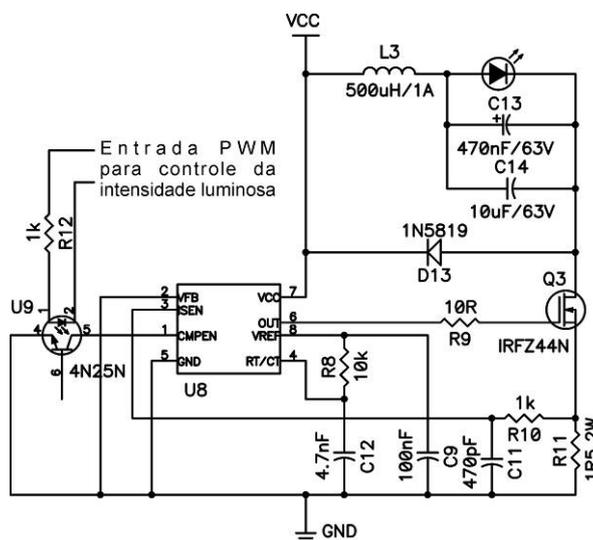


Fig. 4.51 – Conversor buck utilizado no estágio de saída (baseado no CI UC3854).

A Fig. 4.52 mostra a tensão e a corrente na entrada e na saída do protótipo. Pela baixa potência (< 9 W) de entrada do protótipo, não é necessário efetuar a correção do fator de potência.

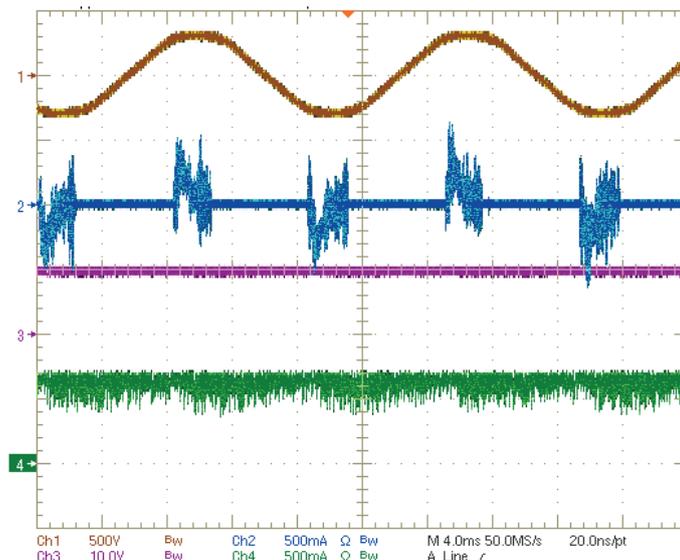


Fig. 4.52 – Tensão e corrente na entrada e na saída do conversor.
 (Tensão de entrada = Ch1: 500V/div.; 4ms/div.)
 (Corrente de entrada = Ch2: 500mA/div.; 4ms/div.)
 (Tensão no LED (3x LEDs) = Ch3: 10V/div.; 4ms/div.)
 (Corrente no LED = Ch4: 500mA/div.; 4ms/div.)

A Fig. 4.53 mostra a partida do transformador eletrônico modificado com carga na saída do conversor buck. No momento da partida, o capacitor de filtro da saída (C16) do transformador eletrônico modificado está descarregado, mas a supersaturação dos transistores bipolares e a indutância L2 garantem a partida do circuito. A supersaturação dos transistores bipolares garante que no momento da partida do conversor, quando o capacitor C16 está descarregado, de modo que a corrente de carga do capacitor eleve a corrente no coletor dos transistores e estes transistores não saiam da região de saturação.

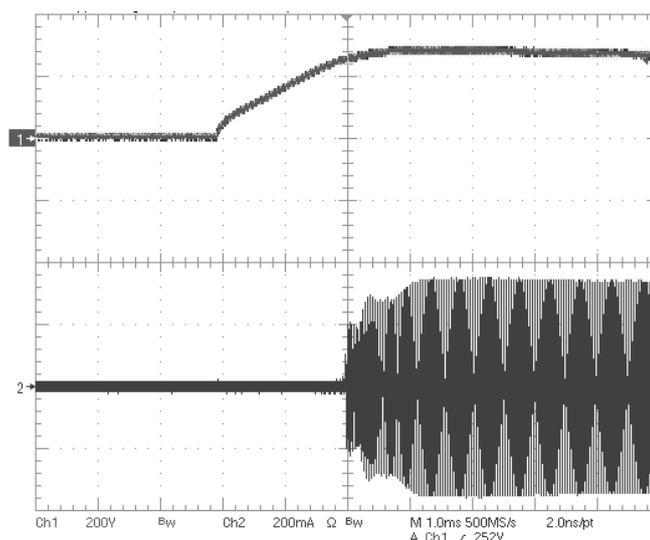


Fig. 4.53 – Partida do transformador eletrônico modificado: Tensão do barramento (Ch1) e corrente no tanque ressonante (Ch2).
 (Ch1: 200V/div.; 1ms/div.)
 (Ch2: 200mA/div.; 1ms/div.)

A Fig. 4.54 mostra a tensão no enrolamento primário (T2_A) do transformador saturado, a corrente no circuito tanque ressonante e o detalhe do tempo de estocagem. O tempo de estocagem dos transistores bipolares foi de $3,8 \mu\text{s}$.

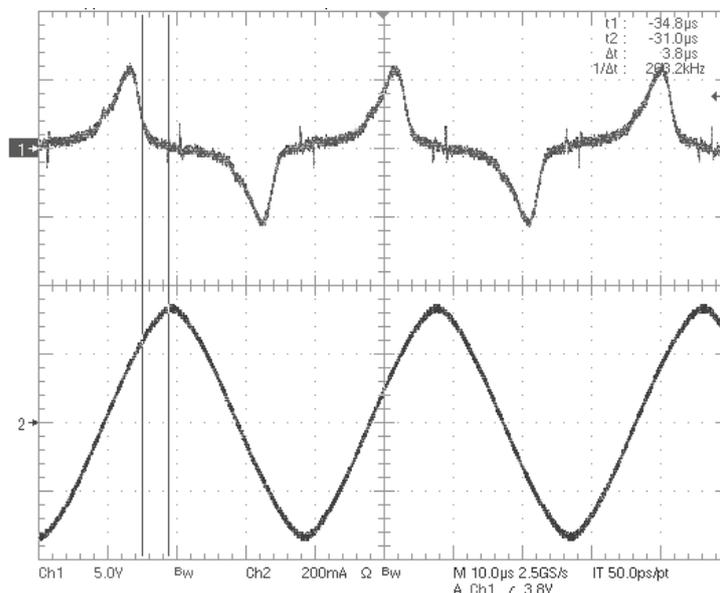


Fig. 4.54 – Tensão no primário (T2_A) do transformador saturado (Ch1), corrente no circuito tanque (Ch2) e detalhe do tempo de estocagem.
(Ch1: $5\text{V/div.}; 10\mu\text{s/div.}$)
(Ch2: $200\text{mA/div.}; 10\mu\text{s/div.}$)

A Fig. 4.55 mostra a tensão do transformador isolador (T1) e a corrente no circuito tanque ressonante. A tensão no transformador isolador possui uma forma de onda praticamente quadrada, sendo a inclinação na inversão da tensão decorrente do uso do capacitor auxiliar (C5 na Fig.4.50).

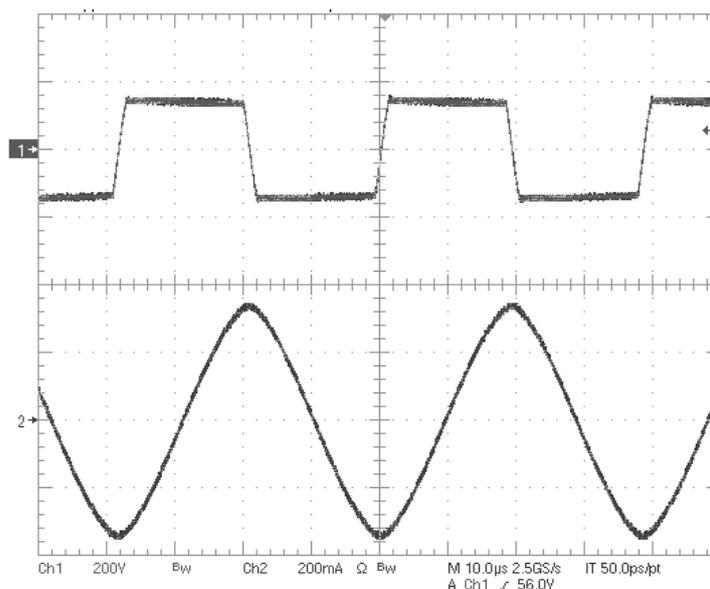


Fig. 4.55 – Tensão na entrada do transformador isolador (Ch1) e corrente no circuito tanque (Ch2).
(Ch1: $200\text{V/div.}; 10\mu\text{s/div.}$)
(Ch2: $200\text{mA/div.}; 10\mu\text{s/div.}$)

A Fig. 4.56 mostra uma foto do protótipo do transformador eletrônico modificado proposto (Fig. 4.50), com um conversor buck (Fig. 4.51) montado em uma única placa de circuito impresso.

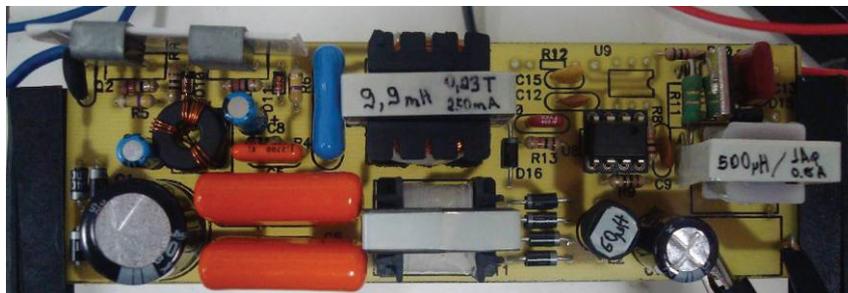


Fig. 4.56 – Foto do protótipo.

A tabela 4.2 mostra os parâmetros medidos para uma tensão nominal de entrada de 220 V. O rendimento do primeiro estágio de saída foi de 71% para 3 LEDs conectados na saída, com um rendimento total do circuito de 62%. Projetando o transformador T1 para uma tensão de saída de 16 V, com uma relação de transformação de 19:1, e substituindo o estágio de saída por um conversor buck auto-oscilante com controle por histerese é possível obter um rendimento total de até 68%. Para este nível de potência, este rendimento já pode ser considerado elevado. Como exemplo, o circuito da nota de aplicação AN-1131 [92] que utiliza o componente IRS2541, fabricado pela *International Rectifier*, para este nível de potência e de tensão de entrada, mostra um rendimento de 50%.

Tabela 4.2 – Parâmetros medidos para tensão nominal (220 V).

Parâmetro	Valor
Rendimento do primeiro estágio para 3 LEDs conectados na saída	71%
Rendimento para 3 LEDs conectados na saída	62%
Rendimento para 2 LEDs conectados na saída	53%
Rendimento para 1 LED conectado na saída	40%
Valor médio da corrente de saída para 3 LEDs	606 mA
Valor médio da corrente de saída para 2 LEDs	594 mA
Valor médio da corrente de saída para 1 LED	648 mA

Em virtude da corrente que circula no circuito tanque, o primeiro estágio (Fig. 4.50) possui um elevado valor reativo que aumenta as perdas, principalmente por condução. Como o valor eficaz da corrente que circula no circuito tanque é constante, na medida em que a potência na saída do primeiro estágio aumenta, o seu rendimento também tende a aumentar.

A utilização de dois estágios de processamento de energia cascadeados reduz o rendimento total do sistema. Entretanto, permite uma maior maleabilidade na conexão dos estágios. Como exemplo, é possível utilizar um único transformador eletrônico modificado para conectar vários conversores em paralelo na saída. Todavia, para que o transformador eletrônico modificado se enquadre na norma internacional IEC 61347-2-13:2006, o valor máximo da tensão eficaz na sua saída com carga deve ser de 25 V e sem carga deve ser de 33 V. Mas, em nenhum caso a tensão de pico deve superar os $33 \cdot \sqrt{2}$ V [115]. O estágio de saída também respeita a norma internacional IEC 62384:2006, pois o valor médio de corrente está entre +/- 10% da corrente especificada para os LEDs (650 mA) [116].

4.7. Correção do fator de potência em circuitos série ressonantes aplicados aos LEDs de potência

Com o aumento da potência, surge a necessidade da correção do fator de potência (PFC) [117]. Uma solução é a utilização de dois estágios (PFC e inversor), obtendo-se resultados de excelente qualidade. Entretanto, a aplicação deste tipo de estrutura aumenta a quantidade de componentes, o que influencia de maneira direta no custo final do circuito.

Nos últimos anos, visando a redução dos custos de fabricação, vêm sendo propostos muitos reatores para lâmpadas fluorescentes com o estágio de correção do fator de potência integrado ao estágio de conversão CC-CA [95]. Os interruptores são compartilhados tanto no estágio da correção do fator de potência, como no estágio do inversor. Dentre estas propostas encontram-se as técnicas que utilizam o conceito *Charge Pump*, onde algumas estruturas se destacam; *Voltage Source – Charge Pump Power Factor Correction* (VS-CPPFC), *Current Source – Charge Pump Power Factor Correction* (CS-CPPFC) e *Continuous Input Current – Charge Pump Power Factor Correction* (CIC-CPPFC) [95], [118] e [119]. Reatores com conceito *Charge Pump*, além de reduzir os custos de produção, por possuírem uma quantidade de componentes menor, apresentam baixa distorção harmônica na corrente de entrada. Outra proposta que se destaca é a utilização do conversor *boost interleaved* integrado ao estágio inversor, formando um único estágio, sendo o circuito constituído por duas células boost operando em modo descontínuo de corrente (DCM) e com ângulo de defasagem de 180°. O conversor *boost interleaved* também permite obter elevado fator de potência, baixa distorção harmônica, menores

correntes nos interruptores e redução do filtro de EMI (*Electromagnetic Interference*), devido a condução contínua de corrente na entrada obtida com a defasagem [118] e [120].

A estrutura VS-CPPFC básica possui elevado valor da tensão de barramento e elevado fator de crista, não sendo prática para aplicações em reatores eletrônicos [118]. Por outro lado, se o reator é ou não do tipo CIC-CPPFC, está relacionado com a corrente fornecida pela fonte de alimentação. O reator é caracterizado como um reator com corrente de entrada contínua, quando não é utilizado filtro na entrada, podendo ser do tipo VS-CPPFC ou do tipo CS-CPPFC.

De uma forma generalizada, a conexão entre o estágio inversor e o estágio PFC, para formar um único estágio de processamento de energia, pode ser de forma indireta ou direta. Na conexão indireta, a carga é colocada entre os dois estágios integrados, o que a princípio desconecta o circuito de correção do fator de potência quando a carga não está presente. Na conexão direta, os estágios são integrados diretamente, o que pode elevar a tensão do capacitor de barramento quando a carga é desconectada e quando não existe circuito auxiliar para monitorar esta tensão. Assim, para a análise do efeito do modelo elétrico dos LEDs de potência nestas conexões, serão analisados os circuitos CS-CPPFC e *boost interleaved*.

4.7.1. Aplicação do circuito CS-CPPFC nos LEDs de potência

O circuito CS-CPPFC possui um estrutura simples, um moderado valor de tensão no barramento, uma moderada corrente de comutação e um baixo fator de crista, quando aplicado em lâmpadas fluorescentes. Todavia, conforme analisado por Tao [118] a amplitude da fonte de corrente i_s , mostrada na Fig. 4.57 (formada pelo circuito tanque e a carga), deve ser constante para obtenção do fator de potência unitário. Como a conexão do estágio inversor e do estágio PFC é indireta, o comportamento não linear do LED prejudica a correção do fator de potência. A variação da amplitude desta fonte de corrente é mais pronunciada na passagem por zero da tensão senoidal de entrada.

O valor do capacitor C_{in} pode ser determinado pela equação (4.53), sendo η o rendimento da estrutura, P_o a potência de saída, V_m a amplitude da tensão senoidal de entrada e f_s a frequência de comutação do inversor.

$$C_{in} = \frac{2 \cdot P_o}{\eta \cdot f_s \cdot V_m^2} \quad (4.53)$$

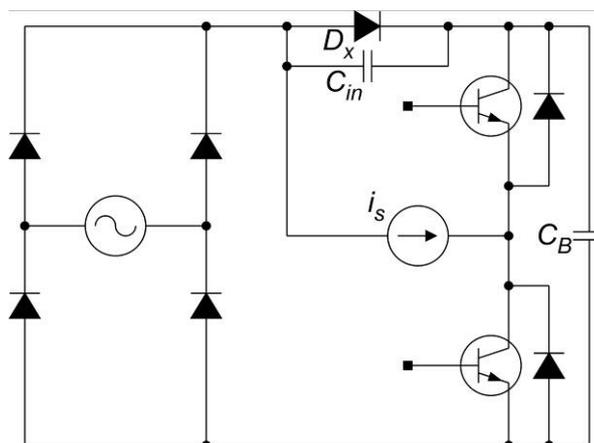


Fig. 4.57 – Reator eletrônico CS-CPPFC básico.

A Fig. 4.58 mostra o circuito CS-CPPFC implementado, com um filtro LC na entrada formado por L1 (73 mH) e C1 (22 nF). Primeiro foi estimada uma tensão no barramento CC de 400 V e posteriormente foi dimensionado o circuito tanque ressonante. O valor do capacitor C_{in} , representado por C3 na figura, foi escolhido igual a 10 nF, sendo que sua redução eleva o valor da tensão no barramento e seu aumento provoca o aumento da distorção harmônica total da corrente de entrada.

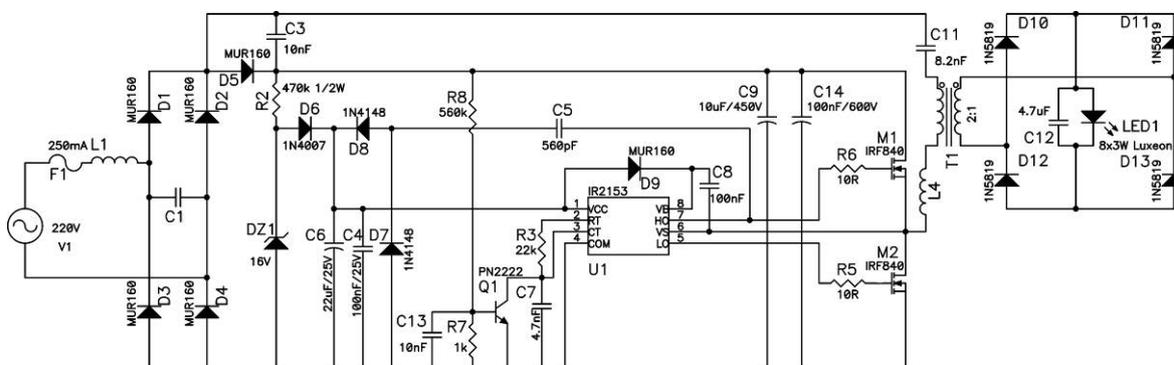


Fig. 4.58 – Esquema do circuito CS-CPPFC implementado.

A Fig. 4.59 mostra as formas de onda da tensão e da corrente, na entrada e na saída do circuito implementado. A corrente no vetor de LEDs apresenta um elevado fator de crista, o que gera uma variação na amplitude da corrente i_s e prejudica a correção do fator de potência. Devido a não linearidade dos LEDs, a corrente no vetor de LEDs tem sua amplitude elevada em um intervalo de tempo próximo ao momento em que a corrente de entrada cruza por zero. Neste mesmo intervalo de tempo, a corrente de entrada possui elevada derivada. Este efeito é ocasionado pela fonte de tensão do modelo elétrico do LED, que é refletida para o capacitor *Charge Pump*, capacitor C3 na Fig. 4.58.

A tabela 4.3 mostra os parâmetros medidos para a tensão nominal de 220 V. A estrutura apresentou um fator de crista da corrente no vetor de LEDs de 1,38. O fator de potência obtido resultou igual a 0,974 e a DHT igual a 22%.

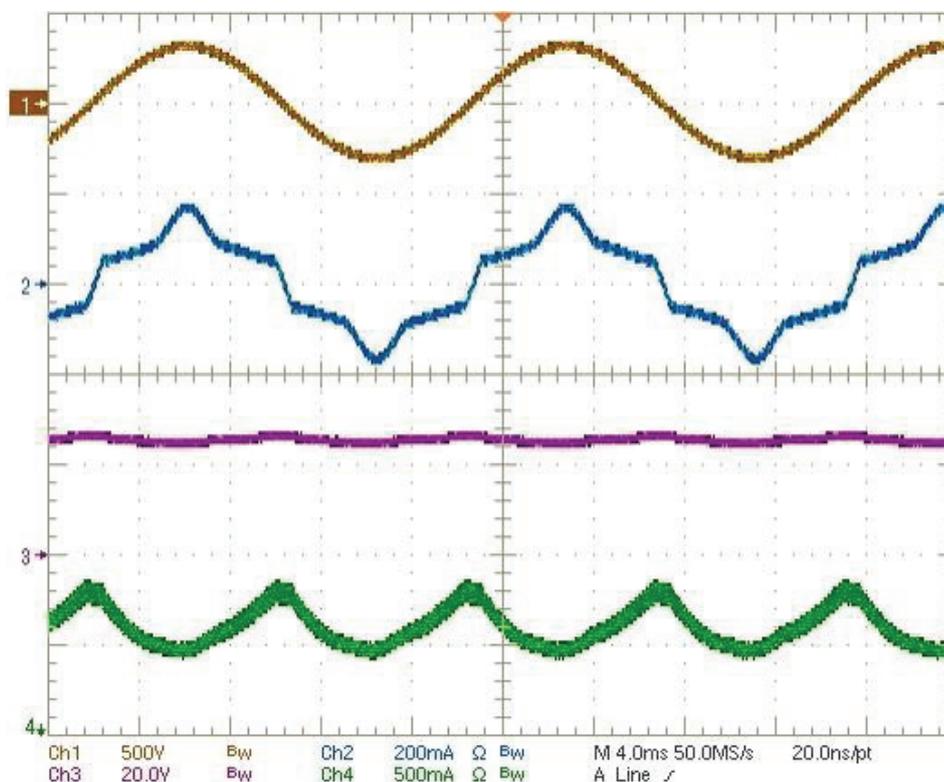


Fig. 4.59 - Tensão e corrente na entrada e na saída do conversor CS-CPPFC.
 (Tensão de entrada = Ch1: 500V/div.; 4ms/div.)
 (Corrente de entrada = Ch2:200mA/div.; 4ms/div.)
 (Tensão nos LEDs (8x LEDs) = Ch3:20V/div.; 4ms/div.)
 (Corrente nos LEDs = Ch4:500mA/div.; 4ms/div)

Tabela 4.3 – Parâmetros medidos.

Parâmetro	Valor
Frequência da rede	59,95 Hz
Tensão eficaz da rede	219,9 V
Corrente eficaz na entrada	94,14 mA
Potência ativa	19,72 W
Potência aparente	20,70 VA
DHT da corrente de entrada	22%
Fator de potência	0,974
Valor médio da corrente nos LEDs	615 mA
Potência nos LEDs	15,69 W
Rendimento	80%
Fator de crista da corrente	1,38

A Fig. 4.60 mostra a análise das harmônicas da corrente de entrada, obtida com o aplicativo TDSPWR3. Mesmo com um elevado fator de potência o circuito não respeita a

norma IEC 61000-3-2 para equipamentos classe C. O desrespeito à norma ocorre na quinta e na nona harmônicas, sendo mais evidente na quinta harmônica.

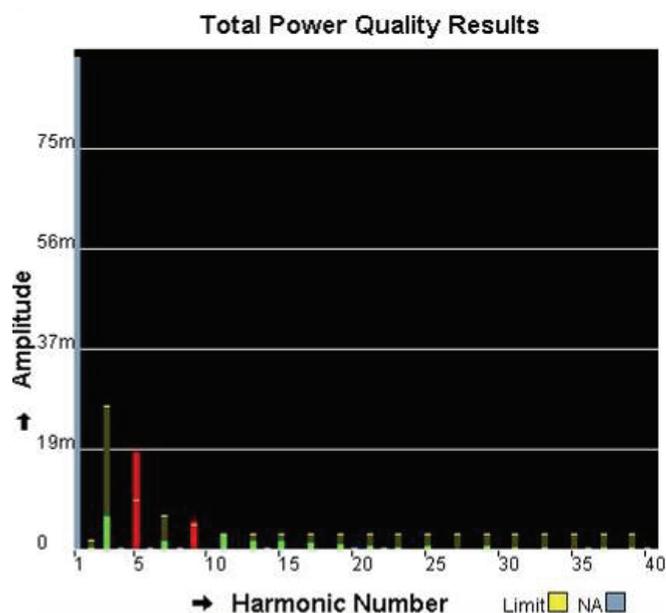


Fig. 4.60 – Análise das harmônicas da corrente de entrada (TDSPWR3).

A Fig. 4.61 mostra a foto do protótipo CS-CPPFC.

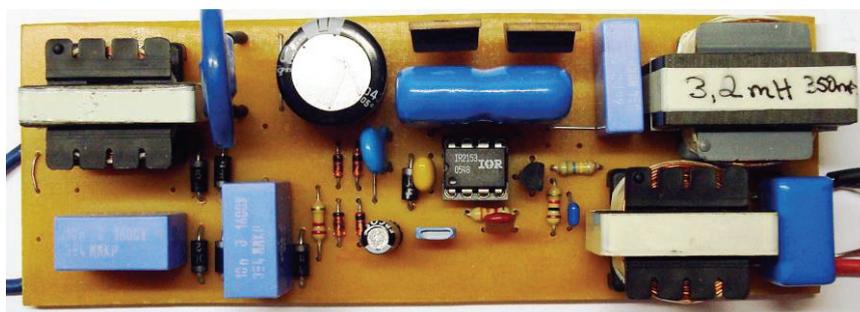


Fig. 4.61 – Foto do protótipo CS-CPPFC.

O conversor série ressonante auto-oscilante com redução do tempo de estocagem estabiliza a variação da amplitude de corrente no vetor de LEDs com a variação da temperatura, pois a saturação do transformador é função da corrente do seu primário e a influência do tempo de estocagem é reduzida. Assim, este circuito limita a variação da amplitude da corrente do circuito tanque ressonante, o que consequentemente melhora o fator de potência do circuito CS-CPPFC. A Fig. 4.62 mostra o circuito utilizado para simulação no ORCAD/PSPICE e a Fig. 4.63 mostra a corrente no vetor de LEDs e a corrente de entrada, obtidas por simulação. Por simulação foi obtido um fator de potência de 0,985 e uma distorção harmônica total de 17,5%, tendo o circuito respeitado a norma IEC 61000-3-2, para equipamentos classe C.

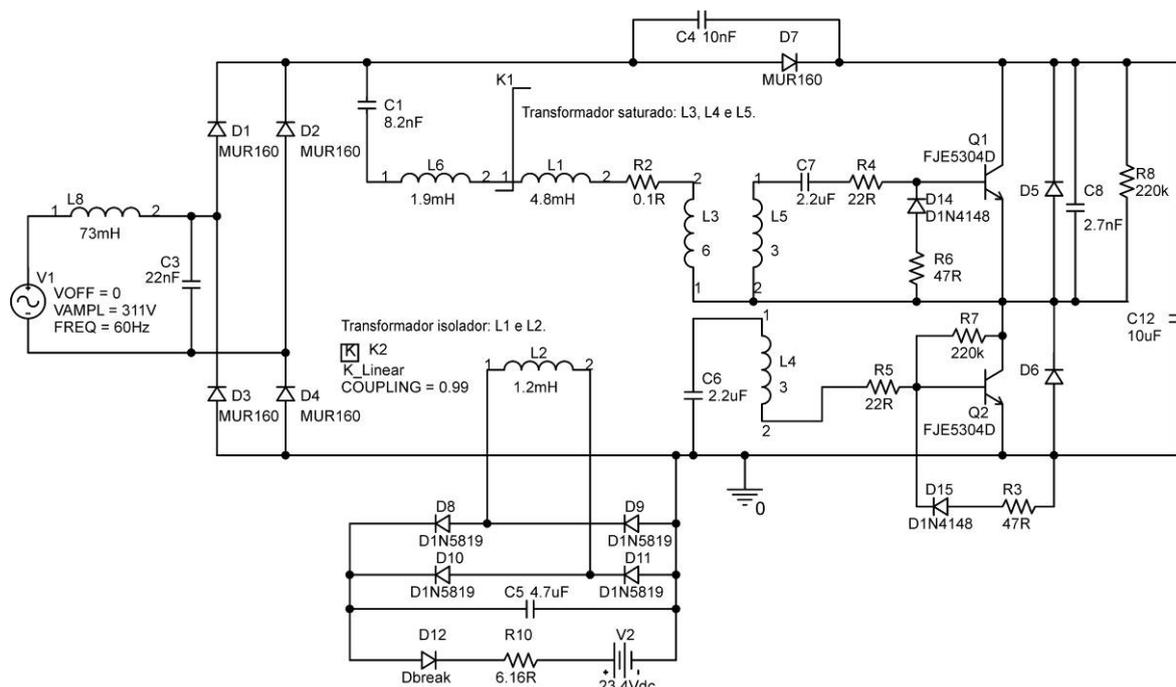


Fig. 4.62 – Circuito utilizado para simulação no ORCAD/PSPICE.

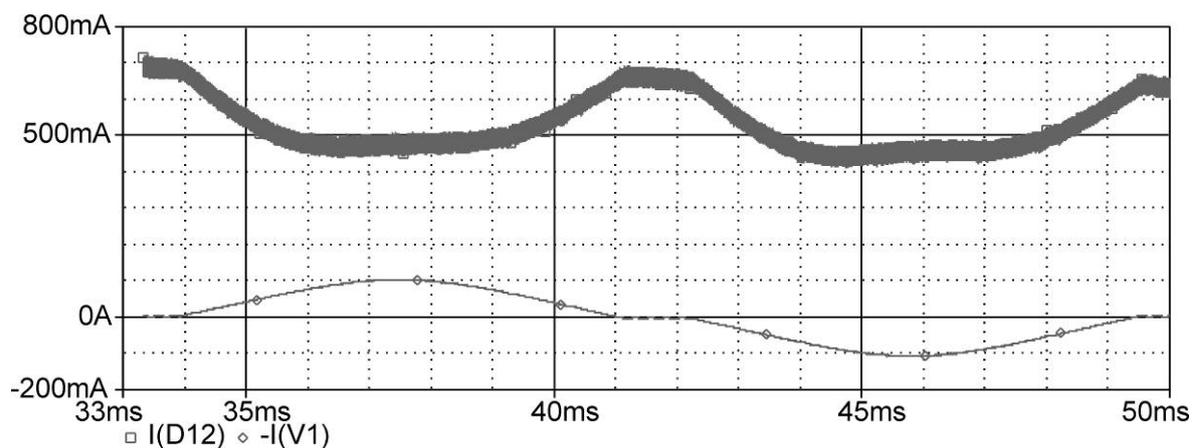


Fig. 4.63 – Corrente no vetor de LEDs e corrente de entrada.

4.7.2. Aplicação do boost interleaved nos LEDs de potência

O *boost interleaved* possui conexão direta entre o circuito de correção do fator de potência e o inversor. Assim, a forma de onda da corrente de entrada não é influenciada pela carga, o que faz a DHT da corrente de entrada ser independente da característica da carga. Além disso, a correção do fator de potência ainda é obtida com a variação da potência na carga através da variação da frequência.

Definiu-se o fator α_{eff} na equação (4.54), como sendo a relação entre a amplitude da rede elétrica (V_m) e a tensão no barramento (V_{in}).

$$\alpha_{eff} = \frac{V_m}{2 \cdot V_{in}} \quad (4.54)$$

A Fig. 4.64 mostra a forma de onda da corrente de entrada normalizada em função do ângulo da tensão de entrada. Observa-se que à medida que a relação α_{eff} aumenta a THD da corrente também cresce.

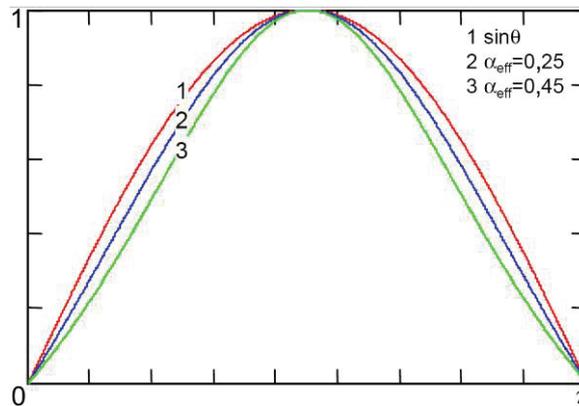


Fig. 4.64 – Forma da corrente de entrada normalizada em função do ângulo da tensão de entrada [118].

Cada uma das indutâncias do *boost interleaved* (L_b) pode ser determinada pela equação (4.55) [118].

$$L_b = \frac{\eta \cdot V_m^2}{8 \cdot \omega \cdot P_{LED}} \cdot \int_0^\pi \left(\frac{\text{sen}(\theta)^2}{1 - \alpha_{eff} \cdot \text{sen}(\theta)} \right) d\theta \quad (4.55)$$

Onde:

P_{LED} - Potência aplicada no vetor de LEDs.

ω - Frequência angular $\left(\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_{inv} = \frac{2 \cdot \pi}{T} ; T = \text{Período do inversor} \right)$.

η - Rendimento do circuito.

A corrente de pico no indutor boost (L_b) pode ser determinada pela equação (4.56).

$$I_{L_b_pk} = \frac{\pi \cdot V_m}{2 \cdot \omega \cdot L_b} \quad (4.56)$$

A Fig. 4.65 mostra o circuito implementado do *boost interleaved modificado* para correção do fator de potência. Este circuito difere do circuito proposto por Tao [118] apenas no posicionamento dos capacitores C1 e C2 que estão antes da ponte retificadora, o que não afeta o comportamento do circuito. Esta modificação inicialmente foi proposta por Nascimento [95] e depois analisada por Postiglione [120]. Entretanto, esta modificação exige que os diodos empregados na ponte retificadora sejam ultra-rápidos, mas possibilita a retirada de dois diodos do circuito. Os dois capacitores (C1 e C2) em conjunto com o indutor de entrada (L3) formam um filtro EMI, com uma frequência de corte de 4,2 vezes

menor do que a frequência de comutação do inversor e um fator de amortecimento igual a 0,04. Estes parâmetros possibilitam que os capacitores C1 e C2 tenham um valor mais elevado, garantindo que as tensões nestes componentes sejam praticamente constantes em um período de comutação do inversor e reduzindo o valor do indutor de entrada.

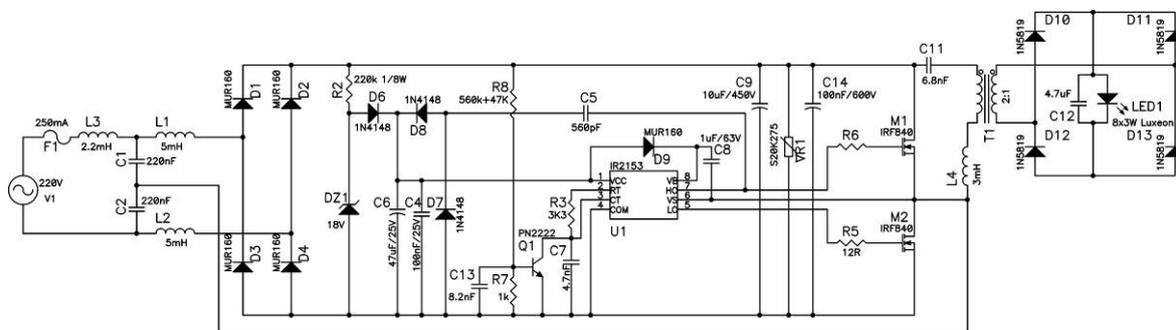


Fig. 4.65 – Circuito implementado utilizando o boost interleaved modificado.

A Fig. 4.66 mostra a tensão na entrada, a corrente na entrada, a tensão e a corrente nos LEDs. O valor de pico da corrente nos LEDs é de 700 mA, com um valor médio de corrente de 535 mA.

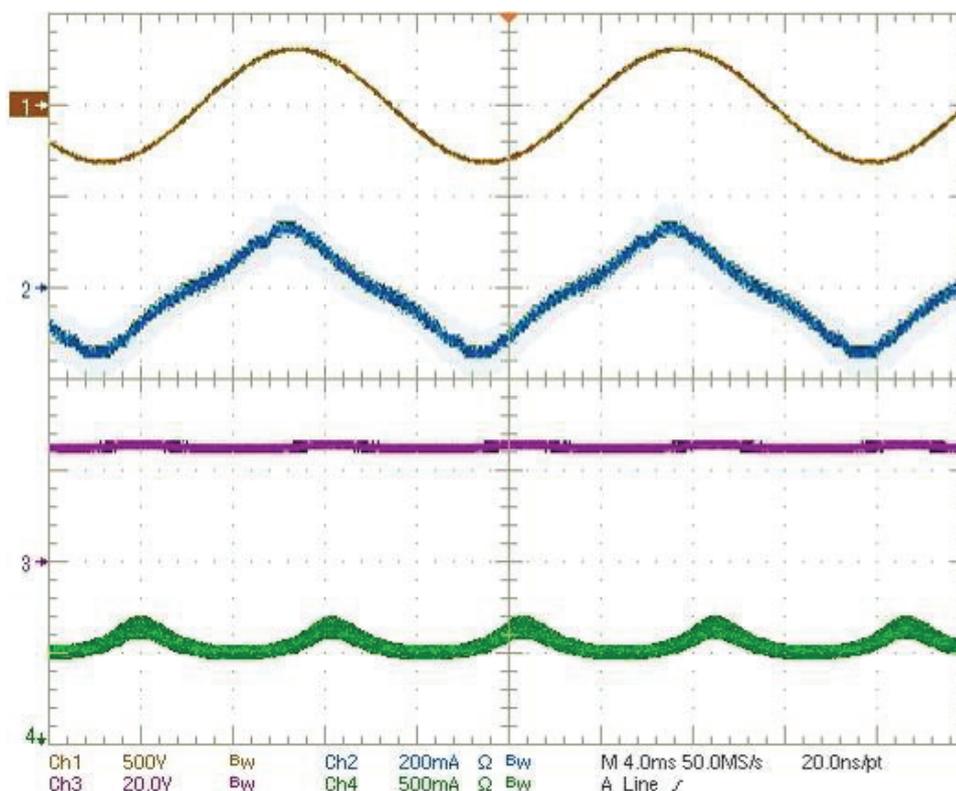


Fig. 4.66 - Tensão e corrente na entrada e na saída do conversor interleaved.

(Tensão de entrada = Ch1: 500V/div.; 4ms/div.)

(Corrente de entrada = Ch2: 200mA/div.; 4ms/div.)

(Tensão nos LEDs (8x LEDs) = Ch3: 20V/div.; 4ms/div.)

(Corrente nos LEDs = Ch4: 500mA/div.; 4ms/div.)

A tabela 4.4 mostra as medidas obtidas com o módulo de aplicação TDSPWR3.

Tabela 4.4 – Parâmetros medidos.

Parâmetro	Valor
Frequência da rede	59,88 Hz
Tensão eficaz da rede	219,5 V
Corrente eficaz na entrada	84,28 mA
Potência ativa	17,92 W
Potência aparente	18,50 W
DHT da corrente de entrada	15%
Fator de potência	0,97
Valor médio da corrente nos LEDs	547 mA
Potência nos LEDs	13,76 W
Rendimento	77%
Fator de crista da corrente	1,3

A Fig. 4.67 mostra a análise das harmônicas da corrente de entrada com o aplicativo TDSPWR3 – *Power Analysis Measurements*. Com a barra mais clara (verde) é mostrada a amplitude obtida de cada componente e com a outra o limite de amplitude da corrente estabelecido para equipamentos de iluminação, equipamentos Classe C, em conformidade com a tabela 2 definida na norma internacional IEC 61000-3-2:2000. O protótipo atendeu a norma em questão.

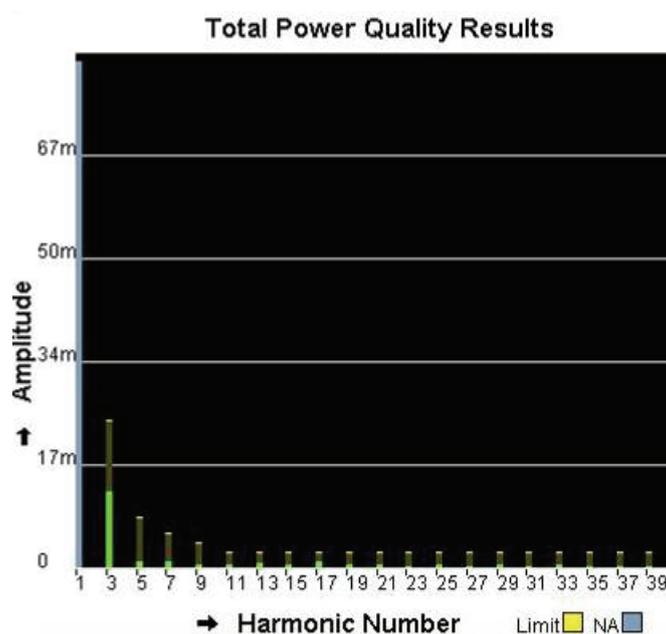


Fig. 4.67 - Análise das harmônicas da corrente de entrada (TDSPWR3).

A Fig. 4.68 mostra a foto do protótipo utilizando um conversor *boost interleaved modificado* integrado ao inversor para correção do fator de potência.



Fig. 4.68 – Foto do protótipo implementado.

A Fig. 4.69 mostra a curva da tensão do barramento em função da frequência do inversor para o circuito da Fig. 4.65, a qual foi obtida através de uma solução numérica. Considerando que a tensão do barramento deve ser limitada a 450 V, a frequência do conversor ficou limitada em 55 kHz.

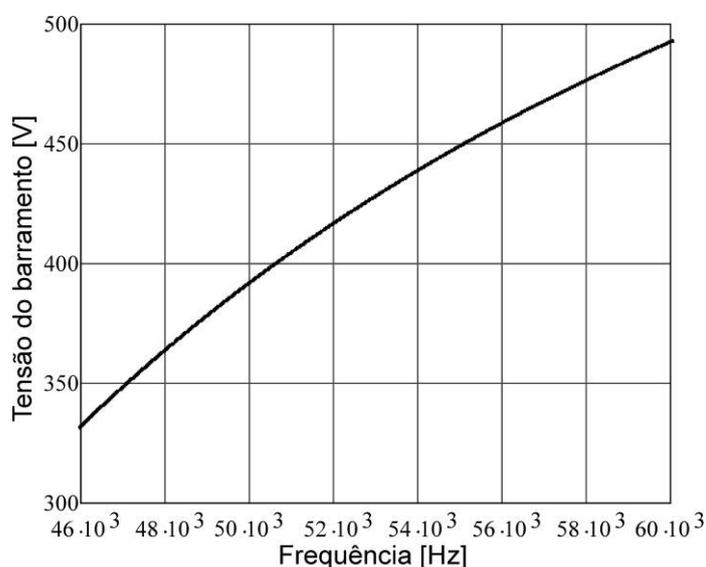


Fig. 4.69 – Tensão do barramento (V_{in}) em função da frequência.

A Fig. 4.70 mostra a curva da potência de saída em função da frequência do inversor para o circuito da Fig. 4.65, a qual também foi obtida através de uma solução numérica. Como a tensão do barramento limitou a frequência do inversor a, no máximo 55 kHz, a variação da potência ficou limitada entre 14,8 W e 17,5 W, sendo esta última, a potência nominal do circuito. Assim, a variação de potência nos LEDs fica limitada a 20% da potência nominal, o que impede o uso deste circuito para uma grande variação da intensidade luminosa nos LEDs, alterando apenas a frequência do inversor. Uma larga variação da potência nos LEDs pode ser obtida com o comando assimétrico dos interruptores, mas torna mais complexo o circuito de comando.

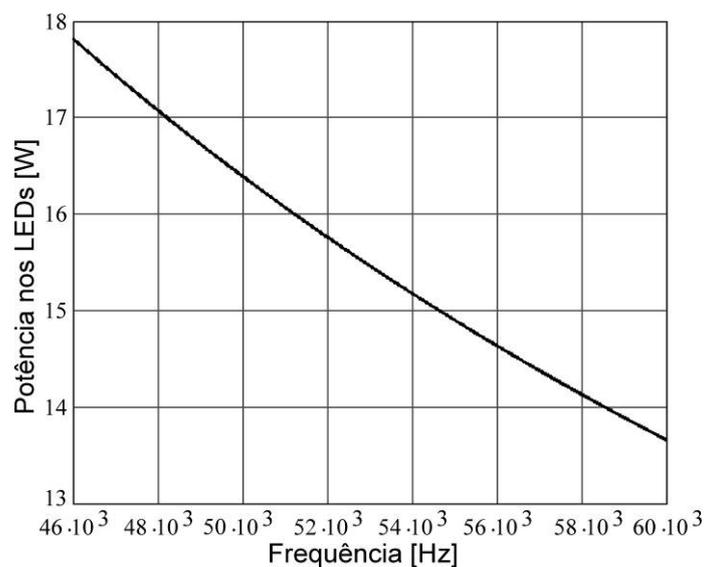


Fig. 4.70 – Potência aplicada nos LEDs em função da frequência.

4.8. Conclusões

A partir do modelo elétrico dos LEDs de potência foi possível analisar a utilização do circuito série ressonante, com comutação ZVS, para alimentar os LEDs de potência. Foi desenvolvida uma metodologia de projeto sem a utilização do capacitor de filtro em paralelo com os LEDs de potência. O capacitor de filtro em paralelo com os LEDs de potência também foi analisado, sendo proposta uma metodologia simplificada para o seu dimensionamento. De posse dos valores encontrados no projeto, foram realizadas simulações, sendo que os resultados encontrados foram comprovados através da implementação prática dos protótipos em laboratório.

Foi analisado o conversor série ressonante, conectado na rede elétrica, sem a utilização do capacitor eletrolítico do barramento. Com esta proposta, foi obtido um elevado fator de potência na entrada, um elevado rendimento da estrutura (86%) e uma elevada vida útil do circuito. Como a correção do fator de potência é inerente ao circuito e não é resultado da integração de nenhum estágio de processamento de energia, o controle da intensidade luminosa no LED pode ser facilmente obtido variando a frequência do inversor. Atualmente são encontrados LEDs de potência que suportam elevados picos de corrente, como exemplo cita-se o LED K2 produzido pela Philips-Lumileds, que possui uma corrente nominal de 700 mA, mas suporta valores de corrente de até 1.400 mA. Assim, o fator de crista deixa de ser um fator limitante para obtenção do valor médio nominal de corrente nos LEDs. Devido as suas características, este circuito se torna promissor para ser aplicado em iluminação pública.

Através da aplicação do comando auto-oscilante verificou-se que o conversor se apresenta como uma boa alternativa para uma possível aplicação comercial com baixo custo de produção. Foi proposta uma mudança no circuito auto-oscilante, o que permitiu a redução do tempo de estocagem dos transistores bipolares, os quais foram utilizados como interruptores do inversor por possuírem baixo custo. A redução do tempo de estocagem reduziu a influência da temperatura no valor médio da corrente e permitiu estabilizar o valor médio da corrente, pois a frequência de operação passou a ser praticamente função da corrente de saturação do transformador saturado. Posteriormente, a estabilização do valor médio da corrente permitiu que o circuito CS-CPPFC respeitasse a norma internacional IEC 61000-3-2:2000. O circuito demonstrou ser promissor para, juntamente com os LEDs de potência, substituir as lâmpadas fluorescentes compactas.

Foi proposta uma topologia formada por um estágio de redução da tensão e isolamento da rede elétrica, conforme a norma internacional IEC 61347-2-13:2006, e por mais um estágio para regular a corrente de saída, ou por mais estágios em paralelo. O primeiro estágio é formado por um transformador eletrônico auto-oscilante modificado, o qual possibilita a conexão de cargas não lineares a sua saída e a estabilização da tensão de saída. O segundo estágio, que opera de forma independente do primeiro estágio, é composto por um conversor buck atuando como regulador de corrente. Esta topologia foi desenvolvida para utilização dos LEDs de potência na substituição de lâmpadas dicróicas de 12 V, as quais são frequentemente conectadas a transformadores (com núcleo de aço silício ou eletrônicos) ligados na rede elétrica.

Foram analisadas duas topologias, com conexão indireta e direta com a carga, que integram o estágio de correção do fator potência com o estágio inversor. A topologia com conexão indireta, CS-CPPFC, demonstrou que o comportamento não linear do LED interfere na correção do fator de potência, obrigando a utilização de circuitos para estabilizar a corrente nos LEDs. A topologia com conexão direta, *boost interleaved modificado*, apresentou elevado fator de potência e respeitou a norma internacional IEC 61000-3-2:2000. Entretanto, a análise do *boost interleaved modificado* demonstrou que a alteração da frequência, para variar a intensidade luminosa, é limitada pela elevação da tensão no barramento.

De maneira similar aos reatores para lâmpadas fluorescentes, é possível utilizar vários circuitos tanques separados, o que permite que os vetores de LEDs operem de forma

independente e que ocorra o balanceamento de corrente entre os vetores de LEDs, sem a necessidade de circuitos adicionais para o controle da corrente.

A utilização do conversor série ressonante para alimentar os LEDs de potência permite uma redução de custos e uma rápida difusão da tecnologia. Além disso, pode-se fazer uso das mesmas técnicas para correção do fator de potência propostas para os reatores eletrônicos utilizados para alimentar as lâmpadas fluorescentes. Como exemplo, cita-se a correção do fator de potência utilizando o circuito *Valley Fill* [121] e [122], o qual possui um elevado fator de crista. Este elevado fator de crista reduz a vida útil das lâmpadas fluorescentes e afeta a cromaticidade dos LEDs de potência. Entretanto, a variação na cromaticidade dos LEDs de potência pode ser admitida para algumas aplicações.

Capítulo 5 – Conclusão Final

Neste trabalho foram efetuados estudos de estruturas de reatores eletrônicos para LEDs de iluminação. Por ser uma tecnologia muito recente, foi realizada uma análise detalhada desses componentes, o que permitiu determinar que estruturas de acionamento podem ser aplicadas e como dimensionar as mesmas.

Visando a redução de custo, foi analisada a possibilidade da implantação de circuitos auto-oscilantes. Também, por possuírem baixo custo, foram analisados circuitos que utilizam transistores bipolares como interruptor de potência. O tempo de estocagem e a estabilidade térmica dos circuitos auto-oscilantes, que utilizam transistores bipolares, também foram considerados.

No primeiro capítulo foi mostrada uma seqüência histórica do surgimento dos LEDs, o que permite compreender o desenvolvimento desta tecnologia.

No segundo capítulo foram analisadas as propriedades elétricas, ópticas e térmicas dos LEDs de potência. As técnicas para obtenção da luz branca com os LEDs foram estudadas, sendo analisada a qualidade da luz gerada com cada técnica abordada. O estudo permitiu prever a influência da temperatura na junção semicondutora, da técnica empregada e da modulação, na luz branca obtida.

Diferente das lâmpadas fluorescentes, o fósforo dos LEDs brancos PC responde rapidamente às variações da luz absorvida. Assim, a eficiência do fósforo amarelo não é afetada diretamente pela variação da frequência de alimentação do LED, mas influenciada pela temperatura do fósforo amarelo.

Neste capítulo também foi apresentado um modelo elétrico simplificado para simulação e, posteriormente, foi analisada a influência da temperatura da junção nas características elétricas e no comprimento de onda emitido pela junção semicondutora do LED. Devido a importância, o gerenciamento e o dimensionamento térmico nos LEDs de potência foram abordados. Decorrente da análise teórica, foi proposto um método de estimação da temperatura da junção semicondutora para os LEDs de potência, que independe do valor da resistência série intrínseca, das resistências térmicas do sistema e da tensão direta do LED utilizado. Este método é uma ferramenta importante para a análise da

eficiência dos LEDs, para o dimensionamento térmico e para o estudo do desvio da cromaticidade nos LEDs de potência.

No terceiro capítulo foram analisadas a característica necessária às fontes de alimentação dos LEDs de potência e a influência do tipo de modulação utilizada para modificar a sua intensidade luminosa. A modulação por amplitude (AM) é mais eficiente do que a modulação por largura de pulso (PWM), pois a temperatura da junção do LED é reduzida, o que torna o LED mais eficiente. Entretanto, a modulação por amplitude torna não linear a relação entre o valor da corrente média e a intensidade luminosa, o que dificulta o projeto de sistemas para sintonia de cor e causa um maior desvio do ponto de cromaticidade nos LEDs brancos PC. Assim, um grande número de soluções utiliza a modulação PWM para a variação da intensidade luminosa. Para utilização da modulação PWM, foi estudada a influência da frequência da modulação na aplicação dos LEDs para iluminação, a frequência a ser utilizada se demonstrou dependente da aplicação do sistema. Em locais que demandam elevada exigência visual deve ser utilizada uma frequência de 200 Hz, ou superior, pois a sensibilidade da retina do olho humano cessa para frequências acima de 147 Hz. Já em locais que demandam baixa exigência visual e que a realização de filmagens e fotos é comum, a modulação PWM deve possuir uma frequência de 100 Hz ou 120 Hz (dependendo da frequência da rede elétrica), pois as câmeras digitais possuem algoritmos para detecção e correção do cintilamento provocado pela modulação nestas frequências.

No terceiro capítulo também foram analisados os conversores lineares e CC-CC aplicáveis aos LEDs de potência, bem como a combinação de conversores CC-CC. Neste capítulo foram avaliados conversores CC-CC auto-oscilantes para LEDs de potência, sendo proposta a utilização de duas estruturas, o conversor buck auto-oscilante com controle por histerese e o conversor flyback auto-oscilante. Nas estruturas, o modelo elétrico simplificado do LED foi utilizado para análise e dimensionamento dos circuitos.

Os conversores CC-CC não isolados podem ser utilizados, em conjunto com os LEDs de potência, para substituir lâmpadas dicróicas alimentadas com tensões da ordem de 12 V. Os conversores CC-CC isolados podem ser utilizados para substituir lâmpadas dicróicas alimentadas com tensões da ordem de 127 V e 220 V. Em ambos os casos, a substituição já é economicamente viável, em virtude da elevada eficiência luminosa dos LEDs, frente as lâmpadas dicróicas.

No quarto capítulo foi analisada a aplicação dos conversores série ressonantes aos LEDs de potência. O modelo elétrico simplificado foi utilizado para a análise do circuito série ressonante aplicado aos LEDs de potência. Posteriormente, foi estudada a inserção de um capacitor de filtro em paralelo com os LEDs de potência. Para possibilitar o aumento da vida útil do reator eletrônico, foi analisada a sua operação sem o capacitor eletrolítico do barramento, o que também permitiu a correção do fator de potência. O aumento da vida útil do reator eletrônico, junto com a elevada vida útil dos LEDs, facilitará a difusão dos LEDs em sistemas para iluminação pública.

Os conversores série ressonantes auto-oscilantes aplicados aos LEDs de potência foram analisados. Para estes circuitos, foi estudada a redução do tempo de estocagem dos transistores bipolares, o que os torna menos susceptíveis às variações de temperatura. Estes circuitos de baixo custo tornam economicamente mais viáveis a substituição das lâmpadas fluorescentes compactas por LEDs, o que deverá ocorrer no futuro próximo.

Em decorrência da popularização da utilização dos transformadores eletrônicos nas lâmpadas dicróicas, estes foram estudados e aplicados para redução da tensão da rede elétrica. Com a utilização de um estágio de saída, eles foram utilizados na alimentação dos LEDs de potência.

A correção do fator de potência em circuitos série ressonantes aplicados aos LEDs de potência também foi estudada, sendo considerada a característica não linear dos LEDs, o que ainda não tinha sido explorado na literatura. Dependendo das normas que surgirão, estas estruturas poderão ser utilizadas no futuro próximo. Em decorrência dos engenheiros projetistas já estarem familiarizados com este tipo de conversor, será possível uma rápida difusão da tecnologia e uma redução dos custos, pois não será necessária a importação de novas tecnologias e de produtos já industrializados.

As principais contribuições apresentadas neste trabalho são:

- Extração e utilização dos parâmetros elétricos dos LEDs de potência para análise e projeto dos conversores;
- Análise da influência da temperatura da junção nas características ópticas e elétricas dos LEDs de potência. E conseqüentemente, a sua influência na escolha do tipo de modulação a ser utilizada, para o controle da intensidade luminosa, e na determinação dos conversores a serem aplicados;
- Proposição de um método de estimação da temperatura da junção, o qual não é afetado pela resistência série equivalente do LED;

- Proposição de conversores CC-CC auto-oscilantes para LEDs de potência, o que possibilita a redução dos custos;
- Análise do emprego do conversor série ressonante aplicado aos LEDs de potência, incluindo estruturas auto-oscilantes;
- Análise da correção do fator de potência em circuitos série ressonantes aplicados aos LEDs de potência.

Em função da continuidade deste estudo, outras estruturas utilizadas nos reatores eletrônicos poderão ser propostas para os LEDs de potência, o que torna abrangente o estudo realizado. Algumas estruturas poderão ser estendidas para alimentação trifásica, como exemplo, o conversor série ressonante sem o capacitor eletrolítico do barramento teria o cintilamento eliminado, podendo ser utilizado na iluminação pública. O controle da intensidade luminosa, para os conversores série ressonantes aplicados aos LEDs, também deverá ser estudado.

Referências Bibliográficas

- [1] ZUKAUSKAS, A.; SHUR, M. S.; CASKA, R. Introduction to Solid-State Light. 1. ed. John Wiley & Sons, 2002.
- [2] DOE – U.S. DEPARTMENT OF ENERGY. *Solid-State Lighting Research and Development – Multi-Year Program Plan FY'09-FY'15*, March 2009.
- [3] BOWERS, B. Historical review of artificial light sources. *IEE Proc. Pt. A.*, vol. 127, no. 3, pp. 127-133, April 1980.
- [4] SCHUBERT, E. F. *Light-Emitting Diodes*. 2 ed. Cambridge, 2006.
- [5] PERRY, T. S. Red hot [light emitting diodes]. *IEEE Spectrum*, vol. 40, no. 6, pp. 26-29, June 2003.
- [6] KOVAC, J.; PETERNAI, L.; LENGYEL, O. Advanced light emitting diodes structure for optoelectronic applications. *Thin Solid Films*, no. 433, pp. 22-26, 2003.
- [7] YAM, F, K.; HASSAN, Z. Innovative advances in LED technology. *Microelectronics Journal*, no. 36, pp. 129-137, 2005.
- [8] MORRISON, D. G. High-Brightness LEDs Shine In Novel Lighting Applications. *Electronic Design Magazine*, pp. 66 – 72, May 2002.
- [9] JOHNSON, S. The Solid-State Lighting Industry Initiative: An Industry/DOE Collaborative Effort. *Architectural Lighting Magazine*, November/December 2001, see <http://eetd.lbl.gov/btp/papers/47589.pdf> in December 2004.
- [10] SEOUL SEMICONDUCTOR. Acriche Semiconductor – EcoLight, Datasheet, rev. 2, December 2006.
- [11] NARUKAWA, Y.; NARITA, J.; SAKAMOTO, T.; DEGUCHI, K.; YAMADA, T.; MUKAI, T. Ultra-High Efficiency White Light Emitting Diodes, *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 45, no. 41, pp. L1084-L1086, October 2006.
- [12] SÁ Jr., E. M.; ANTUNES, F. L. M.; PERIN, A. J. Junction Temperature Estimation for High Power Light-Emitting Diodes, *ISIE 2007 – IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 3030-3035, Vigo, Spain, 2007.

- [13] ZONG, Y. E OHNO, Y. New Practical Method for Measurement of High-Power LEDs, *CIE Expert Symposium 2008 on Advances in Photometry and Colorimetry*, pp. 102-106, 2008.
- [14] STEVE WINDER. *Power Supplies for LED Drivers*, Ed. Newnes, Oxford, p. 232, 2008.
- [15] KERN, S. Light-emitting diodes in automotive forward lighting applications: materials engineering solutions to fundamental challenges. (March 2004 : Detroit, USA) *Proceedings in SAE*, Detroit, paper 0255, 2004.
- [16] RESENDE, S. M., *Materiais e Dispositivos Eletrônicos*. 2^a edição, Editora Livraria da Física, São Paulo, 2004.
- [17] STEIGERWALD, D. S.; BHAT, J. C.; COLLINS, D.; FLETCHER, R. M.; HOLCOMB, M. O.; LUDOWISE, M. J.; MARTIN, P. S.; RUDAZ, S. Illumination with Solid State Lighting Technology. *IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 8, no. 2, pp. 310-320, March/April 2002.
- [18] TSAO, J. Y., Light Emitting Diodes (LEDs) for General Illumination (An OIDA Technology Roadmap Update 2002). *OIDA – Optoelectronics Industry Development Association*, November 2002.
- [19] MARK, S. *The IESNA Lighting Handbook – Reference & Application*, 9 ed., IESNA, 2000.
- [20] MACH, R. M.; MUELLER, G. O.; KRAMES, M. R.; TROTTIER, T. High-Power Phosphor-Converted Light-Emitting Diodes Based on III-Nitrides. *IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 8, n. 2, pp. 339-345, March/April 2002.
- [21] MURAY, K.; SCHANDA, J. White LEDs: Special characteristics and simple method to improve their color-rendering. *CIE LED Conference*, Tokyo, 2004.
- [22] SHEU, J. K.; CHANG, S. J.; KUO, C. H.; SU, Y. K.; WU, L. W.; LIN, Y. C.; LAI, W. C.; TSAI, J. M.; CHI, G. C.; WU, R. K. White-Light Emission From Near UV InGaN-GaN LED Chip Precoated With Blue/Green/Red Phosphors. *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 15, 1st ed., pp. 18-20, January 2003.
- [23] DYBLE, M.; NARENDRAN, N.; BIERMAN, A.; KLEIN, T. Impact of dimming white LEDs: Chromaticity shifts to different dimming methods. *Fifth International*

Conference on Solid State Lighting, Proceedings of SPIE 5941, Bellingham – WA, International Society of Optical Engineers, pp. 291-299, 2005.

[24] NICHIA, *Application Note - Thermal Management Design of LEDs*, 31 October 2003.

[25] PHILIPS LUMILEDS, *Technical Datasheet DS45 - Power Light Source Luxeon III Emitter*, March 2006.

[26] KRÁNICZ, B.; SCHANDA, J. LEDs used in pulsed mode. *Poster at CIE Symposium: Temporal and Spatial Aspects*, Veszprem, 2002.

[27] US DEPARTMENT OF ENERGY (DOE). *ENERGY STAR Program Requirements for Solid State Lighting Luminaries – Eligibility Criteria – Version 1.0 Final*, September 2007.

[28] AMERICAN NATIONAL STANDARD. *ANSI NEMA ANSLG C78.377-2008 for electric lamps – Specifications for the Chromaticity of Solid State Lighting Products*, January 2008.

[29] CERVI, M. *Rede de Iluminação Semicondutora para Aplicação Automotiva*, 2005. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Maria.

[30] BERNITZ, F.; SCHALLMOSER, O.; SOWA, W. Advanced Electronic Driver for Power LEDs with Integrated Colour Management. *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference, 41th IAS annual Meeting*, Florida, USA, pp. 2604-2607, October 8-12, 2006.

[31] ACKERMANN, B.; SCHULZ, V.; MARTINY, C.; HILGERS, A.; ZHU, X. Control of LEDs. *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference, 41th IAS annual Meeting*, Florida, USA, pp. 2608-2615, October 8-12, 2006.

[32] LIM, K.; LEE, J. C.; PANOTOPOULOS, G.; HELBING, R. Illumination and Color Management in Solid State Lighting. *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference, 41th IAS annual Meeting*, Florida, USA, pp. 2616-2620, October 8-12, 2006.

[33] TSAO, J. Y. Solid-state: lamps, chips, and materials for tomorrow. *IEEE Circuits and Devices Magazine*, vol. 20, no. 3, pp. 28-37, May-June 2004.

- [34] *Solid State Lighting: An Efficient LED System-in Module for General Lighting Applications*. see <http://www.netl.doe.gov/ssl/portfolio-06/AnEfficientLEDSys-tem-in-Module.htm> in 21 February 2007.
- [35] A. ORTIZ-CONDE; F. J. GARCIA SÁNCHEZ, Extraction of non-ideal junction model parameters from the explicit analytic solutions of its I-V characteristics. *Solid-State Electronics*, vol. 49, pp. 465-472, 2005.
- [36] A. ORTIZ-CONDE, F. J. GARCIA SÁNCHEZ, E. J. MUCI, Exact analytical solutions of the forward non-ideal diode equation with series and shunt parasitic resistance, *Solid-State Electronics*, vol. 44, pp. 1861-1864, 2000.
- [37] PARK, J.; LEE, C. An Electrical Model With Junction Temperature for Light-Emitting Diodes and the Impact on Conversion Efficiency *IEEE Electron Device Letters*, vol. 26, no. 5, pp. 308-310, May 2005.
- [38] MARQUES, L. S. B; SÁ Jr., E. M.; ANTUNES, F. L. M.; PERIN, A. J., Step Down Current Controlled DC-DC Converter to Drive a High Power LED Matrix Employed in an Automotive Headlight, *Congresso Brasileiro de Eletrônica De Potência – COBEP2005*, Recife - Pernambuco, pp. 474-478, 2005.
- [39] PHILIPS LUMILEDS, *Application Brief AB20-3, Electrical Designer Consideration for SuperFlux LEDs*, September de 2002.
- [40] DALLAS SEMICONDUCTORS / MAXIM, *Application note 1021, Buck/Boost Charge-Pump Regulator Powers White LEDs from a Wide 1.6V to 5.5V Input*, March 2002.
- [41] DALLAS SEMICONDUCTORS / MAXIM, *Application note 1037, Charge-Pump and Step-Up DC-DC Converter Solutions for Powering White LEDs in Series or Parallel Connections*, April 2002.
- [42] PHILIPS LUMILEDS, *Technical Datasheet DS25, Power Light Source Luxeon Emitter*, March 2006.
- [43] U.S. DEPARTMENT OF ENERGY / ENERGY EFFICIENCY AND RENEWABLE ENERGY, *Thermal Management of White LEDs, Building Technologies Program*, PNNL-SA-51901, October 2006.

- [44] FUTURE ELECTRONICS / PHILIPS LUMILEDS. *Seminário Sobre Aplicações em Iluminação com Luxeon*, São Paulo, 2006.
- [45] NARENDRAN, N.; GU, Y. Life of LED-based white light sources. *IEEE/OSA Journal of Display Technology*, vol. 1, no. 1, pp. 167-171, 2005.
- [46] PHILIPS LUMILEDS. *Application Brief AB21 – Luxeon Product Binning and Labeling*, May 2006.
- [47] PETROSKI, J. Spacing of high-brightness LEDs on metal substrate PCB's for proper thermal performance. *The Ninth Intersociety Conference on Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems – IITHERM'04*, vol. 2, pp. 507-514, 1-4 June 2004.
- [48] PHILIPS LUMILEDS. *Application Brief AB05 – Thermal Design Using Luxeon Power Light Sources*, June 2006.
- [49] PHILIPS LUMILEDS, *Application Brief AB20-4, Thermal Management for SuperFlux LEDs*, September 2002.
- [50] OSRAM OPTO SEMICONDUCTORS, *Application Note - Thermal Management of Golden Dragon LED*, pp. 11, April 2006.
- [51] GU, I.; NARENDRAN, N. A non-contact method for determining junction temperature of phosphor-converted white LEDs. *Third International Conference on Solid State Lighting, Proceedings of SPIE (Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers) 5187*, pp. 107-114, 2004.
- [52] NARENDRAN, N.; GU, Y.; HOSSEINZADEH, R. Estimating junction temperature of high-flux white LEDs. *Light-emitting diodes: Research, manufacturing and applications VII, Proceedings of SPIE (Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers) 5366*, pp. 158-160, 2004.
- [53] PINHO, P.; HALONEN, L. Synergies of Controller-Based LED Drivers and Quality Solid-State Lighting, *IEEE – Research in Microelectronics and Electronics*, pp. 405-408, June 2006.
- [54] AGILENT TECHNOLOGIES, *Application Brief A05 - LED Thermal Testing*.

- [55] FARKAS, G.; POPPE, A; SCHANDA, J.; MURAY, K. Complex characterization of power LED-s: simultaneous measurement of photometric/radiometric and thermal properties, *CIE LED Conference*, Tokyo, 2004.
- [56] PHILIPS LUMILEDS, *Application Brief AB08 - Optical Testing for SuperFlux, SnapLED and Luxeon Emitters*, April 2006.
- [57] VOELCKER, J. Top 10 Tech Cars. *IEEE Spectrum Magazine*, vol. 41, no. 3, pp 28 – 35, March 2004.
- [58] PHILIPS LUMILEDS, *Technical Datasheet DS51 - Power Light Source Luxeon K2 Emitter*, May 2006.
- [59] SAUERLÄNDER, G.; HENTE, D.; RADERMACHER, H.; WAFFENSCHMIDT, E.; JACOBS, J. Driver Electronics for LEDs, *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference, 41th IAS annual Meeting*, Florida, USA, October 8-12, pp. 2621-2626, 2006.
- [60] BERNAN, S. D; GREENHOUSE, D. S; BAILEY, I. L; CLEAR, R; RAASH, T. W. Human electroretinogram responses to video displays fluorescent lighting and other high frequency sources, *Optometry And Vision Science*, vol. 68, pp. 645-662, 1991.
- [61] US DEPARTMENT OF ENERGY (DOE). Draft ENERGY STAR *Program Requirements for Solid State Lighting Luminaries / Eligibility Criteria – Version 1.0. Draft as of December 20*, 2006.
- [62] ON SEMICONDUCTOR, *LED Solutions, Reference Designs and Demos Presentation, LED Circuit Solutions – Literature and Presentations*, LEDCD/D, Rev. 0, June 2004.
- [63] OLIVEIRA, A. A. M.; GASTALDINI, C. C.; MARCHESAN, T. B.; PRADO, R. N.; CAMPOS, A. Sistema de Iluminação de Emergência Distribuída Utilizando LEDs Acionados por Dois Conversores Flyback Integrados, *XVI CBA - Congresso Brasileiro de Automática*, Salvador-Bahia, pp. 2411-2416, 03 a 06 de outubro de 2006.
- [64] AGOSTINI JR., E.; PERIN, A. J. Análise de topologias para o acionamento de LEDs de potência, *Relatório interno, INEP – Instituto de Eletrônica de Potência*, Florianópolis, Santa Catarina, dezembro de 2006.

- [65] MARTINS, D. C.; BARBI, I. *Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*, 2. Ed., Florianópolis: Edição dos Autores, 2006.
- [66] ERIKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*, 2. Ed. Colorado : Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [67] SEVERNS, R. P.; BLOOM, G. *Modern DC-To-DC Switchmode Power Converter Circuits*, 1. Ed. New York : Van Nostrand Reinhold Company, 1985.
- [68] ČUK, S.; MIDDLEBROOK, R. D. *Advances in Switched-Mode Power Conversion*, 1 Ed., Vol. I and II, Pasadena: TESLAcO, 1983.
- [69] U.S. Patent No. 4,184,197: *DC-To-DC Switching Converter*, January 1980.
- [70] MAKSIMOVIC, D.; ČUK, S. Switching Converters with Wide DC Conversion Range, *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 6, no. 1, pp. 151- 157, January 1991.
- [71] RICO-SECADES, M.; GARCIA, J.; CARDESIN, J.; CALLEJA, A. J. Using Tapped-Inductor Converters as LED drivers, *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference, 41th IAS annual Meeting*, Florida, USA, 8-12 October 2006.
- [72] PARK, J. H.; CHO, B. H. Non-isolation Soft-switching Buck Converter with Tapped-inductor for Wide-input Extreme Step-down Application, *Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference – IEEE PESC 2005*, pp. 1941-1946, 2005.
- [73] YAO, K.; YE, M.; XU, M.; LEE, F. Tapped-Inductor Buck Converter for High-Step-Down DC-DC Conversion, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 775-780, July 2005.
- [74] MCLYMAN, C. WM. T. *Transformer and Inductor Design Handbook*, 1 Ed., California, USA, Marcel Dekker, Inc, 2004.
- [75] SÁ Jr., E. M. *Estudo de Novas Estruturas de Reatores Eletrônicos para LEDs de Iluminação*. Florianópolis, Abril de 2007. Qualificação (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [76] DEMIAN Jr., A. *Proposta de Reatores Eletrônicos para Iluminação com Alto Desempenho*. Uberlândia, Janeiro de 2008. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Uberlândia.

- [77] PHILIPS LUMILEDS. *Power light source Luxeon V Portable – Technical Data DS40*, February 2004.
- [78] BADDELA, S. M.; ZINGER, D. S. Parallel Connected LEDs Operated at High Frequency to Improve Current Sharing, *IEEE 39th IAS – Industry Applications Conference*, vol. 3, pp. 1677-1681, October 2004.
- [79] SORLIEN, D. Powering LED Arrays in Backlight Applications, *Bodo's Power Systems – Systems Design Motion and Conversion*, pp. 16-20, August 2006.
- [80] LYE, R. W. *Power Converter Handbook – Theory Design Application*, Canada, Canadian General Electric Company Limited, 1976.
- [81] SÁ Jr., E. M.; ANTUNES, F. L. M.; PERIN, A. J. Nova Técnica para Equalização de Corrente em LEDs de Alto Brilho Operando em Alta Frequência, *IEEE INDUSCON 2006 - VII Conferência Internacional de Aplicações Industriais*, Recife, 2006.
- [82] HWU, K. I.; CHOU, S.-C. A Simple Current-Balancing Converter for LED Lighting, *24th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC2009*, Washington, pp. 587-590, 2009.
- [83] DIXON JR., L. H. *Current Mode Control of Switching Power Supplies – SEM400 – Topic 1*, Unitrode Seminar, pp. 1.1-1.9, 1985.
- [84] BILLINGS, H. K. *Switchmode Power Supply Handbook*, New York, Editora McGraw-Hill, 1999.
- [85] DHANANJAY, V.; GADRE. Discrete-component buck converter drivers HB LEDs, *EDN Magazine*, pp. 44-47, 5 de march de 2009.
- [86] NXP-PHILIPS, *Application Note AN10739 – Discrete LED driver*, Rev. 1, 11 February 2009.
- [87] YANG, Y.-R. Analysis of Winding Capacitance Effects on Ringing Choke Converter, *IEEE Industrial Electronics Society Conference – IECON 2004*, pp. 1008-1013, November 2004.
- [88] IRVING, B. T.; JOVANOVIC, M. M. Analysis and Design of Self-Oscillating Flyback Converter, *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC 2002*, vol. 2, pp. 897-903, March 2002.

- [89] STMICROELECTRONICS, *Application Note AN2228 STD1LNK60Z-based Cell Phone Battery Charger Design*, September 2005.
- [90] SÁ JR., E. M.; POSTIGLIONE, C. S.; ANTUNES, F. L. M.; PERIN, A. J. Self-oscillating Flyback Driver for Power LEDs, *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition – ECCE2009*, San Jose – California - USA, pp. 2827-2832, September 2009.
- [91] BIRCA-GALATEANU, S. Flyback Converter Output Voltage Stabilization, *IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-23, issue 2, pp. 146-151, March 1987.
- [92] INTERNATIONAL RECTIFIER, *Application Note AN-1131 – Universal Input (90 VAC – 265 VAC) LED Driver Using IRS2541*, December 2007.
- [93] SÁ Jr., E. M. *Sistema Fotovoltaico para Iluminação Pública em Horário de Ponta*. Fortaleza, 2004. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará.
- [94] ANDRÉ, A. S. *Sistema Eletrônico para Lâmpadas de Descarga de Alta Pressão para Iluminação de Exteriores*. Florianópolis, 2004. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina.
- [95] NASCIMENTO, C. B. *Estudo de Estruturas de Reatores Eletrônicos com Elevado Fator de Potência*, Florianópolis, 2005. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina.
- [96] SEIDEL, A. R. *Técnicas de Projeto para o Reator Eletrônico Auto-Oscilante Empregando Ferramentas de Controle*, Santa Maria, 2004. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria.
- [97] BARBI, I.; SOUZA, F. P. *Conversores CC-CC Isolados de Alta Frequência com Comutação Suave*, Florianópolis, Edição dos Autores, 1999.
- [98] SÁ Jr., E. M.; ANTUNES, F. L. M.; PERIN, A. J. Low Cost Self-Oscillating ZVS-CV Driver for Power LEDs, *IEEE 39th Power Electronics Specialists Conference – PESC08*, Piscataway, New Jersey, USA, pp. 4196-4201, 2008.
- [99] PSPICE AD; 2005. *Versão 10.5. OrCAD 10.5*, Simulador PSPICE.
- [100] INTERNATIONAL RECTIFIER. *Lighting Ballast Control IC – Designer's Manual 2001*, California, November 2000.

- [101] BARBI, I. *Eletrônica de Potência*, Florianópolis, Edição do Autor, 4ª Edição, 2002.
- [102] QIN, Y. X.; CHUNG, H.; LIN, D. Y.; HUI, S. Y. R. Current Source Ballast for High Power Lighting Emitting Diodes without Electrolytic Capacitor, *34th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society – IECON2008*, pp. 1968-1973, 2008.
- [103] SÁ Jr., E. M.; POSTIGLIONE, C. S.; ANTUNES, F. L. M.; PERIN, A. J. Low Cost ZVS PFC Driver for Power LEDs, *35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society – IECON2009*, Porto - Portugal, November 2009.
- [104] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, IEC 61000-3-2. *Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits - Limits for Harmonic Current Emissions (equipment input current $\leq 16 A$ per phase)*, Second Edition, October 2000.
- [105] BAIRANZADE, M. *Application Note AN1543/D – Electronic Lamp Ballast Design*. On Semiconductor, Rev. 0, September 2000.
- [106] VITANZA, A.; SCOLLO, R.; HAYES, A. *Application Note AN527/I294 – Electronic Fluorescent Lamp Ballast*. SGS-Thomson, 1999.
- [107] ARAÚJO, M. V. A. *Inversor Auto-Oscilante com Pré-Regulador Buck-Boost Integrado Aplicado em Reatores para Lâmpadas Fluorescentes*, Florianópolis, 1999. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [108] YANG, Y.-R.; CHEN, C.-L. Analysis of Self-Exited Electronic Ballast Using BJTs/MOSFETs as Switching Devices, *IEE Proceedings – Circuits, Devices and Systems*, vol. 145, issue 2, pp. 95-104, April 1998.
- [109] YANG, Y.-R.; CHEN, C.-L. Steady-State Analysis and Simulation of a BJT Self-Oscillating ZVS-CV Ballast Driven by a Saturable Transformer, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 2, pp. 249-260, April 1999.
- [110] PHILIPS SEMICONDUCTORS. *Application Note AN99065 – Self Oscillating Circuit for CFL10W and CFL18W Lamps*, 1999.
- [111] PHILIPS SEMICONDUCTORS. *Application Note AN00048 – Self Oscillating 25W CFL Lamp Circuit*, 2000.
- [112] THORNTON ELETRÔNICA LTDA. *Catálogo de Ferrite*, Ed. 1, 2008.
- [113] CABALLERO, D. A. R. *Sistemas Eletrônicos de Iluminação: Topologias, Análise, Projeto e Experimentação*, Florianópolis, 1992. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

- [114] SÁ Jr., AGOSTINI Jr. E.; BEDIN, J.; PEREIRA, E. I.; Perin, A. J. Design of an electronic driver for LEDs, *9º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência – COBEP2007*, Blumenau – Santa Catarina, pp. 341-345, 2007.
- [115] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, IEC 61347-2-13. *Lamp Controlgear – Part 2-13: Particular Requirements for d.c. or a.c. Supplied Electronic Controlgear for LED modules*, First Edition, May 2006.
- [116] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, IEC 62384. *DC or AC Supplied Electronic Control Gear for LED Modules – Performance Requirements*, First Edition, August 2006.
- [117] ON SEMICONDUCTOR. *HBD853/D – Power Factor Correction (PFC) Handbook (Choosing the Right Power Factor Controller Solution)*, Rev. 2, August 2004.
- [118] TAO, F. *Advanced High-Frequency Electronic Ballasting Techniques for Gas Discharge Lamps*, Blacksburg, 2001. Dissertation (Doctor of Philosophy in Electrical Engineering) – Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University.
- [119] QIAN, J. *Advanced Single-Stage Power Factor Correction Techniques*, Blacksburg, 1997. Dissertation (Doctor of Philosophy in Electrical Engineering) – Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University.
- [120] POSTIGLIONE, C. S. *Fonte de Alimentação de Estágio Único com Correção do Fator de Potência*. Florianópolis, 2006. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina.
- [121] SUM, K. K. Improved Valley-Fill Passive Current Shaper. *Power Systems World*, Baltimore, Maryland, September 1997.
- [122] SEIDEL, A. R.; COSTA, M. A. D.; PAPPIS, D.; PRADO, R. N. Reator Eletrônico Auto-Oscilante “Valley-Fill” com Correção do Fator de Crista Utilizando Modulação em Frequência, *Revista Controle & Automação*, vol. 16, no. 2, pp. 243-250, Junho 2005.