

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**UMA METODOLOGIA DE OTIMIZAÇÃO PARA
SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO QUE EMPREGAM LEDs**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Ronaldo Antonio Guisso

Santa Maria, RS, Brasil

2015

PPGEE / UFSM, RS

GUSSO, Ronaldo Antonio

Mestre

2015

UMA METODOLOGIA DE OTIMIZAÇÃO PARA SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO QUE EMPREGAM LEDs

Ronaldo Antonio Guisso

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para a obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Dr. Tiago Bandeira Marchesan

Santa Maria, RS, Brasil

2015

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Guisso, Ronaldo Antonio

Uma Metodologia de Otimização Para Sistemas De Iluminação Que Empregam LEDs / Ronaldo Antonio Guisso.- 2015.

171 p.; 30cm

Orientador: Tiago Bandeira Marchesan

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2015

1. Engenharia Elétrica 2. Sistemas de Iluminação 3. Diodo Emissor de Luz 4. Vida Útil 5. Otimização I. Marchesan, Tiago Bandeira II. Título.

**Universidade Federal de Santa Maria
Centro de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a Dissertação de Mestrado

**UMA METODOLOGIA DE OTIMIZAÇÃO PARA SISTEMAS DE
ILUMINAÇÃO QUE EMPREGAM LEDs**

elaborada por
Ronaldo Antonio Guisso

como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica

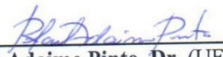
COMISSÃO EXAMINADORA:



Tiago Bandeira Marchesan, Dr. (UFSM)
(Presidente/Orientador)



Edilson Mineiro Sa Junior, Dr. (IFCE)



Rafael Adaine Pinto, Dr. (UFSM/CTISM)

Santa Maria, 09 de Março de 2015.

Aos meus pais,
Henrique Guisso e Dinorá Guisso,
por todo o incentivo e apoio dedicados a mim.

Ao meu irmão,
Roberto Guisso,
por toda a ajuda e apoio dedicados a mim.

“Se quisermos que a glória e o sucesso acompanhem nossas armas,
jamais devemos perder de vista os seguintes fatores: a doutrina,
o tempo, o espaço, o comando, a disciplina.”

(Sun Tzu)

AGRADECIMENTOS

Agradeço à minha família pelo apoio, incentivo, amor, carinho e educação dedicados a mim.

Agradeço a minha namorada Ana, pelo amor, carinho e compreensão demonstrados à cada dia desta etapa.

Agradeço ao meu orientador e amigo Tiago Bandeira Marchesan pela confiança, dedicação e ajuda prestadas durante a realização deste trabalho.

Agradeço ao grupo GEDRE e a toda família constituída no mesmo pela amizade, apoio, ajuda e troca de conhecimentos.

Agradeço ao amigo e colega de pós-graduação Vitor Bender pela disponibilidade e contribuição para o desenvolvimento deste trabalho. Aos acadêmicos de iniciação científica pelo apoio nos trabalhos desenvolvidos no grupo. Em especial aos que dedicaram suas pesquisas com o intuito de ajudar na realização desse trabalho: Antônio Kaminski Junior, Matheus Righi, Vitor Nascimento.

Agradeço à Universidade Federal de Santa Maria por ter fornecido uma estrutura adequada e ensino de qualidade para realizar o curso de pós-graduação.

Agradeço aos professores da pós-graduação por todo o conhecimento compartilhado.

Agradeço ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo suporte financeiro.

RESUMO

Dissertação de Mestrado
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

UMA METODOLOGIA DE OTIMIZAÇÃO PARA SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO QUE EMPREGAM LEDs

AUTOR: RONALDO ANTONIO GUISSO

ORIENTADOR: TIAGO BANDEIRA MARCHESAN

Local da Defesa e Data: Santa Maria - RS, 09 de Março de 2015.

Este trabalho apresenta uma metodologia de otimização para sistemas de iluminação que empregam LEDs. Inicialmente, traz-se uma metodologia de cálculos capaz de obter a resistência térmica de dissipadores de calor a partir de suas dimensões de área, além de possibilitar a otimização do sistema através da redução do volume do mesmo por meio da variação do número de aletas, do comprimento e conseqüentemente da massa do dissipador. Posteriormente o trabalho apresenta uma nova metodologia de otimização que tem o objetivo de encontrar o ponto ótimo de operação do sistema de iluminação, levando-se em conta os parâmetros de corrente direta aplicada no dispositivo, fluxo luminoso, temperatura de junção, resistência térmica do dissipador, número de LEDs e vida útil dos mesmos. Um exemplo de projeto é demonstrado confirmando a teoria apresentada, onde os resultados obtidos através da rotina de cálculos coincidiram com os valores encontrados experimentalmente. O trabalho também apresenta o desenvolvimento de uma topologia eletrônica para alimentar um sistema de iluminação pública empregando LEDs. Dessa maneira, um driver para acionamento de LEDs baseado na integração de dois conversores *flyback* foi proposto. Um protótipo desse sistema foi implementado, onde a luminária apresenta uma potência de 63W. Resultados experimentais comprovam a metodologia de projeto através da operação satisfatória do sistema, apresentando fator de potência próximo ao unitário, elevada eficiência e o conteúdo harmônico da corrente de entrada do sistema de iluminação atendeu a norma.

Palavras-chave: Diodos Emissores de Luz; Dissipadores de Calor; Luminária; Metodologia de Otimização; Sistema de Iluminação; Vida Útil.

ABSTRACT

Master Thesis

Post-Graduation Program in Electrical Engineering
Federal University of Santa Maria

AN OPTIMIZATION METHODOLOGY FOR LIGHTING SYSTEMS THAT EMPLOY LED

AUTHOR: RONALDO ANTONIO GUISSO

ADVISOR: TIAGO BANDEIRA MARCHESAN

Place and Date: Santa Maria - RS, March 09th, 2015.

This work presents an optimization methodology for lighting systems that employ LED. Initially, this work brings a calculation methodology capable of obtaining a thermal resistance of heat sink from their dimensions of area, besides enable optimization of the system through reducing their volume by through of change in the number of finned, length and consequently the weight of heat sink. Subsequently, the thesis present a new optimization methodology that has the objective of find the optimal point of operation lighting system taking into consideration the parameters of application current in the device, luminous flux, junction temperature, thermal resistance heat sink, number of LED and lifetime. An example of project is shown, confirming the theory, where the obtained results through of routine calculation coincided with the values found in experimental. The work also present the development of electronic topologies to power a public lighting system employing LED. Therefore, a driver to power of LED based in the integrated two-flyback converters was proposed. One prototype this system was implemented, where the luminaire provide a power of 63W. The experimental results proved the project methodology through of system satisfactory operation, presenting power factor near unit, high efficiency and a low input current distortion was obtained.

Keywords: Heat Sink; Lifetime; Light Emitting Diode; Lighting System; Luminaire; Optimization Methodology.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

CAPÍTULO 1

Figura 1.1 - Classificação dos LEDs: (a) LEDs de sinalização; (b) LEDs de alto-brilho; (c) LEDs de potência.....	42
Figura 1.2 - Progresso da eficácia luminosa para diferentes tecnologias de iluminação.	42
Figura 1.3 - Comparação do custo entre o LED e outras fontes de iluminação artificial.	43
Figura 1.4 - Combinação de elétrons e lacunas para um LED.....	45
Figura 1.5 - LED chip montado sobre um dissipador de calor (a) secção lateral (b)....	46
Figura 1.6 - LED <i>chip</i> montado sobre um substrato de cerâmica isolado eletricamente (a) secção lateral (b).	46
Figura 1.7 - Alguns modelos de encapsulamento de LEDs de potência (a) Bridgelux (b) Philips Lumileds (c) Cree (d) Osram (e) Seoul (f) Samsung.	47
Figura 1.8 - Comprimento de onda para LEDs com dopagens diferentes.	48
Figura 1.9 – Exemplos de diagramas de radiação (a) Espacial e (b) Polar.....	49
Figura 1.10 - Interligação da temperatura de cor de diferentes fontes de luz.	50
Figura 1.11 - Característica V-I de um LED de potência.....	52
Figura 1.12 – Curvas características de tensão e corrente com junções <i>P-N</i> feitas a partir de diferentes semicondutores.	52
Figura 1.13 - Tensão direta em relação a energia do <i>gap</i> para LEDs compostos de diferentes semicondutores.	53
Figura 1.14 - Modelo elétrico linear simplificado para um LED.....	53
Figura 1.15 - Comparação entre modelo aproximado e real da curva V-I.....	54
Figura 1.16 - Resposta da V-I do LED para diferentes temperaturas.	55
Figura 1.17 - Geração de diferentes tipos de luz e calor a partir de fontes de luz branca.	56
Figura 1.18 - Evolução na redução da resistência térmica dos LEDs.	57

Figura 1.19 – Comportamento da vida útil de um LED Luxeon K2 com diferentes temperaturas de junção operando com uma corrente direta de 1,5A.....	58
Figura 1.20 - Comportamento da vida útil de um LED Luxeon K2 operando com diferentes níveis de corrente e com uma temperatura de junção de 125°C.	59

CAPÍTULO 2

Figura 2.1 – Desenho das dimensões do dissipador.	72
Figura 2.2 - Modelo térmico estático simplificado de um LED sobreposto a um dissipador.....	73
Figura 2.3 - Curva ($V_f \times I_f$) do LED.	77
Figura 2.4 - Gráfico do ($w \times R_{hs} \times M_s$).	80
Figura 2.5 - Versão comercial do dissipador modelo KM 15.....	81
Figura 2.6 - Versão otimizada do dissipador modelo KM 15.....	81
Figura 2.7 - Gráfico do ($w \times R_{hs} \times M_s$).	84
Figura 2.8 - Versão comercial do dissipador modelo KM 108.....	85
Figura 2.9 - Versão otimizada do dissipador modelo KM 108.....	85

CAPÍTULO 3

Figura 3.1 - Variáveis a serem otimizadas.....	91
Figura 3.2 - Variáveis que determinam a vida útil.	93
Figura 3.3 - Variável que determina o volume do dispositivo.	94
Figura 3.4 - Comportamento da vida útil de um LED Luxeon K2 operando com diferentes níveis de corrente e com uma temperatura de junção de 125°C.	97
Figura 3.5 - Fluxograma da rotina de cálculos desenvolvida.	99
Figura 3.6 - Modelo do LED escolhido.	100
Figura 3.7 - A VUT do sistema em função do N_{LEDs} e da I_f	102
Figura 3.8 - A VUT do sistema em função da R_{hs} e do N_{LEDs}	103
Figura 3.9 - A T_j do sistema em função da R_{hs} e do N_{LEDs}	103

Figura 3.10 - A I_f do sistema em função da R_{hs} e do N_{LEDs} .	104
Figura 3.11 - Protótipo existente.	105
Figura 3.12 - Imagem do termovisor.	106
Figura 3.13 - Circuito elétrico para o aquecimento forçado do LED.	108
Figura 3.14 - Imagem do dissipador no termovisor.	108
Figura 3.15 - Imagem dos dois protótipos.	109
Figura 3.16 - Imagem interna dos protótipos.	110
Figura 3.17 - Estrapolação matemática para a obtenção da VUT dos protótipos 1 e 2.	111
Figura 3.18 - Estrapolação matemática para a obtenção da VUT dos protótipos 1 e 2.	112
Figura 3.19 - Estrapolação matemática para a obtenção da VUT dos protótipos 1 e 2.	113
Figura 3.20 - Gráfico com a redução do fluxo luminoso do protótipo 1.	114
Figura 3.21 - Gráfico com a redução do fluxo luminoso do protótipo 2.	115
Figura 3.22- Gráfico com a redução do fluxo luminoso do protótipo 1 até a L70.	116

CAPÍTULO 4

Figura 4.1 - Conversor Integrado <i>Bi-Flyback</i> com Sobretensão no Interruptor Compartilhado (<i>BFIB-ST</i>).	120
Figura 4.2 - Circuito Equivalente e Formas de Onda Teóricas para o Modo de Integração dos Conversores <i>Flyback</i> (<i>BFIB-ST</i>).	121
Figura 4.3 - Primeira etapa de operação do conversor <i>BFIB-ST</i> .	122
Figura 4.4 - Segunda etapa de operação do conversor <i>BFIB-ST</i> .	123
Figura 4.5 - Terceira etapa de operação do conversor <i>BFIB-ST</i> .	123
Figura 4.6 - Quarta etapa de operação do conversor <i>BFIB-ST</i> .	123
Figura 4.7 - Formas de onda teóricas para o conversor <i>BFIB-ST</i> .	124
Figura 4.8 - Relação entre α x m para o conversor <i>BFIB</i> .	129
Figura 4.9 - Ondulação da corrente de saída.	133
Figura 4.10 - Corrente no interruptor compartilhado.	137
Figura 4.11 - Ábaco para projeto da corrente no interruptor compartilhado.	139

Figura 4.12 - Ábaco para projeto da tensão no interruptor compartilhado.....	140
Figura 4.13 - Ábaco do esforço de corrente em S_I	145
Figura 4.14 - Ábaco do esforço de tensão em S_I	145

CAPÍTULO 5

Figura 5.1 - Fluxograma com metodologia de projeto.	148
Figura 5.2 - Circuito completo da topologia proposta.	149
Figura 5.3 - Foto do protótipo implementado.....	150
Figura 5.4- Corrente de saída (CH 4 - 200mA/div), tensão de saída (CH 3 - 25V/div) e potência de saída (CH M - 10W/div) – Escala de tempo 10ms/div.....	151
Figura 5.5 – Corrente de saída (CH 4 - 200mA/div) e tensão de saída (CH 3 - 25V/div) – Escala de tempo 10ms/div.	152
Figura 5.6 – Corrente de entrada (CH 2 - 500mA/div), tensão de entrada (CH 1 - 250V/div) e potência de entrada (CH M - 50W/div) – Escala de tempo 10ms/div...	153
Figura 5.7 - Conteúdo harmônico da corrente de entrada do conversor.....	153
Figura 5.8 – Corrente sobre o interruptor S_1 (CH - 2 1A/div) e tensão no interruptor S_1 (CH - 3 250V/div) – Escala de tempo 10ms/div.....	154
Figura 5.9 – Corrente sobre o interruptor S_1 (CH - 2 2A/div) e tensão no interruptor S_1 (CH - 3 250V/div) – Escala de tempo 10 μ s/div.....	154
Figura 5.10 – Tensão sobre o capacitor de barramento (CH 3 - 25V/div) – Escala de tempo 10ms/div.	155
Figura 5.11 – Corrente no enrolamento primário L_{F1} (CH 2 - 1A/div) e corrente no enrolamento secundário L_{F2} (CH 4 - 1A/div) – Escala de tempo 10ms/div.	156
Figura 5.12 – Corrente no enrolamento primário L_{F1} (CH 2 - 1A/div) e corrente no enrolamento secundário L_{F2} (CH 4 - 1A/div) – Escala de tempo 10 μ s/div.....	156
Figura 5.13 – Corrente no enrolamento primário L_{Fly-1} (CH 2 - 1A/div) e corrente no enrolamento secundário L_{Fly-2} (CH 4 - 1A/div) – Escala de tempo 10ms/div.	157
Figura 5.14 – Corrente no enrolamento primário L_{Fly-1} (CH 4 - 1A/div) e corrente no enrolamento secundário L_{Fly-2} (CH 2 - 1A/div) – Escala de tempo 10 μ s/div.....	158

LISTA DE TABELAS

CAPÍTULO 1

Tabela 1.1 - Resistências térmicas e Potências dos LEDs da Philips Lumileds	57
---	----

CAPÍTULO 2

Tabela 2.1 - Especificações técnicas de projeto do primeiro caso.	76
Tabela 2.2 - Análise comparativa do dissipador no primeiro caso.	78
Tabela 2.3 - Variáveis do dissipador KM 15.	79
Tabela 2.4 - Características do ar.	79
Tabela 2.5 - Especificações técnicas de projeto do segundo caso.	82
Tabela 2.6 - Análise comparativa do dissipador no segundo caso.	82
Tabela 2.7 - Variáveis do dissipador KM 108.	83

CAPÍTULO 3

Tabela 3.1 - Variáveis de entrada.	101
Tabela 3.2 - Lista de equipamentos utilizados nos protótipos.	107

CAPÍTULO 4

Tabela 4.1 – Parâmetros de entrada do projeto.	144
Tabela 4.2 - Resultados de projeto.	144

Tabela 4.3 - Componentes utilizados na montagem do protótipo.	149
--	-----

CAPÍTULO 5

Tabela 5.1 – Comparação entre os esforços calculados e medidos no interruptor durante o funcionamento do conversor.....	158
---	-----

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AlInGaP	Fosfeto de Alumínio Índio Gálio
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCM	Modo de Condução Contínua
DOE	<i>Department of Energy</i> (Departamento de Energia)
DCM	Modo de Condução Descontínua
FP	Fator de Potência
GaAs	Arseneto de Gálio
GaAsP	Arseneto de Gálio Fósforo
GaN	Nitreto de Gálio
GaP	Fosfeto de Gálio
HPM	Mercúrio em Alta Pressão
HPS	Sódio em Alta Pressão
IEC	Comitê Internacional de Eletrotécnica
IES	<i>Illumination Engineering Society</i>
InGaN	Nitreto de Gálio Índio
LED	<i>Light-Emitting Diode</i> (Diodo Emissor de Luz)
LPM	Mercúrio em Baixa Pressão
LFC	Lâmpada Fluorescente Compacta
MEF	Método dos Elementos Finitos
MH	Multivapor Metálico
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> (Transistor de Efeito de Campo)
PC	Controle de Potência
PFC	Correção do Fator de Potência
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Valor médio quadrático ou valor eficaz)
SiC	Carbeto de Silício
SSL	<i>Solid State Lighting</i> (Iluminação de Estado Sólido)
T _{Fly_2}	Tempo máximo de descarga da energia armazenada

THD

Taxa de Distorção Harmônica

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Área
A_a	Área lateral das aletas
A_b	Área dos espaçamentos das aletas
A_c	Área do corpo do dissipador
A_s	Área da superfície
A_{tt}	Área total do dissipador
B	Distância entre cada aleta
b_b	Soma de todos os espaços
C	Capacitância
C	Calor Específico
C_{BUS}	Capacitor de barramento
c_1	Coefficiente angular do fluxo luminoso em função da temperatura
C_F	Capacitância de Filtro
c_o	Coefficiente linear do fluxo luminoso em função da temperatura
C_{OUT}	Capacitor de Saida
C_p	Calor específico
D	Razão Cíclica
D_a	Densidade do alumínio
d_1	Coefficiente angular do fluxo luminoso em função da corrente direta
D_1	Diodo
D_2	Diodo
D_3	Diodo
D_4	Diodo
D_5	Diodo
D_6	Diodo
D_{OFF}	Parcela do complemento da razão cíclica
D_{PC}	Diodo
D_{PFC}	Diodo
Den	Densidade do Material

d_o	Coeficiente linear do fluxo luminoso em função da corrente direta
E_a	Energia de ativação
E_{v_u}	Vida útil do material do encapsulamento ou do isolante
Exp	Coeficiente de dilatação térmica
FA	Fator de aceleração
f_c	Frequência de corte
F_o	Fluxo luminoso produzido por um LED
f_r	Frequência da rede elétrica
f_s	Frequência de Comutação
F_t	Fluxo luminoso total
Gr_L	Número de Grashof
H	Altura total do dissipador
H	Coeficiente de transferência de calor por convecção natural
h_c	Coeficiente de convecção
H_f	Altura das aletas do dissipador
I_{avg_in}	Valor médio da corrente de entrada
I_e	Corrente que gera a potência de estresse óptico
I_f	Corrente Direta
I_{F1}	Corrente no enrolamento primário do PFC
I_{F1pico}	Corrente de pico da entrada
I_{F2}	Corrente no enrolamento secundário do PFC
I_{Fly}	Corrente no enrolamento primário do PC
I_{Fly_2pico}	Corrente de pico no enrolamento secundário do PC
I_{fo}	Corrente de teste
I_o	Corrente de saída
I_s	Corrente de Saturação
I_{S1}	Corrente no interruptor
I_u	Corrente que gera a potência óptica
k	Constante de Boltzmann
K_{air}	Viscosidade do ar
k_h	Proporção de potência elétrica transformada em calor
k_{th}	Condutividade térmica
k_v	Coeficiente da queda de tensão em função da temperatura

L	Largura da base do dissipador
L_c	Comprimento característico da geometria
L_F	Indutância de Filtro
L_{F1}	Indutância do enrolamento primário do PFC
L_{F2}	Indutância do enrolamento secundário do PFC
L_{Fly_1}	Indutância do enrolamento primário do PC
M_s	Massa total
N_{fin}	Número de aletas
n_i	Fator de Idealidade
n_1	Relação de espiras do PFC
n_2	Relação de espiras do PC
N_{LEDs}	Número de LEDs
Nu	Número de Nusselt
M	Relação da tensão de entrada e a tensão do barramento
P_D	Perdas nos diodos
P_{in}	Potência de entrada
P_M	Perdas no MOSFET
P_o	Potência de saída
P_{out}	Potência de saída
Pr	Número de Prandtl
P_T	Perdas totais
Q	Fluxo de Calor
q_{conv}	Taxa de transferência de calor por convecção
Q_e	Carga Elétrica do Elétron
Ra_L	Número de Rayleigh
R_{ch}	Resistência Térmica do encapsulamento para o Dissipador
R_{equi}	Resistência equivalente
R_{eqcon}	Considera o conversor uma resistência equivalente
R_{Fly}	Resistência equivalente do conversor Flyback operando DCM
R_{hs}	Resistência térmica do dissipador de calor
R_{hs_com}	Resistência térmica de dissipadores comerciais
R_{hs_otim}	Resistência térmica de dissipadores otimizados
R_{jc}	Resistência térmica junção-encapsulamento

R_{LEDs}	Resistência equivalente dos LEDs
R_s	Resistência Série
R_{th}	Resistência Térmica
S_1	Interruptor MOSFET
T	Temperatura
T_a	Temperatura ambiente
T_c	Temperatura do encapsulamento
T_e	Temperatura de junção da condição de estresse térmico
t_f	Espessura de cada aleta
T_{hs}	Temperatura do dissipador de calor
T_j	Temperatura da junção
T_{nom}	Temperatura nominal do material
T_o	Temperatura de referência
T_s	Período de Comutação
T_u	Temperatura de junção do estresse térmico em operação
T_∞	Temperatura do fluído
U	Viscosidade do ar
U_f	Tensão direta no dispositivo
V	Viscosidade cinemática do fluído
V_{BUS}	Tensão de barramento
V_{DS_S1}	Tensão de bloqueio
V_f	Tensão Direta
V_{LEDs}	Tensão nos LEDs
V_o	Tensão de limiar
V_{ol}	Volume
V_{OUT}	Tensão de Saída
V_{REDE}	Tensão de entrada
$V_{REDEpico}$	Valor máximo da tensão de entrada
V_t	Volume total
V_{UT}	Vida útil
V_{UT_e}	Vida útil sob condições de estresse
V_{UT_u}	Vida útil sob condições normais de uso
ΔT	Diferença de Temperatura

B	Coeficiente de expansão volumétrica
E	Emissividade
w	Comprimento da base do dissipador
W	Watt
η_{PC}	Rendimento do PC
η_{PFC}	Rendimento do PFC
η_T	Rendimento total

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO	37
CAPÍTULO 1.....	41
A HISTÓRIA E EVOLUÇÃO DA ILUMINAÇÃO EM ESTADO SÓLIDO	41
1.1 Introdução	41
1.2 Diodos Emissores de Luz	44
1.2.1 Princípio de Operação dos LEDs.....	44
1.2.2 Aspectos Construtivos	45
1.2.3 Aspectos Fotométricos.....	47
1.2.4 Características Elétricas.....	51
1.2.5 Características Térmicas	55
1.2.6 Aspectos Referentes a Vida Útil.....	58
1.3 Conclusão	60
CAPÍTULO 2.....	61
OTIMIZAÇÃO DE DISSIPADORES TÉRMICOS	61
2.1 Introdução	61
2.2 Calor e Temperatura	61
2.3 Formas de Transferência de Calor.....	62
2.3.1 Transferência de Calor por Condução	62
2.3.2 Transferência de Calor por Convecção.....	64
2.3.3 Transferência de Calor por Radiação	65
2.3.4 Convecção Forçada.....	66
2.3.5 Convecção Natural.....	68

2.3.6 Metodologia de Projeto	72
2.3.7 Resultados Experimentais	76
2.4 Conclusão	85
 CAPÍTULO 3	 87
 OTIMIZAÇÃO E ANÁLISE DA VIDA ÚTIL DE LÂMPADAS QUE EMPREGAM LEDS.....	 87
3.1 Introdução	87
3.2 Teoria de Arrhenius	88
3.3 A Metodologia	90
3.3.1 Considerações Iniciais.....	90
3.3.2 Análise Matemática.....	94
3.3.3 Exemplo de Projeto	100
3.3.4 Resultados Experimentais	105
3.3.5 Resultados Práticos Referentes a Vida Útil.....	106
3.4 Conclusão	116
 CAPÍTULO 4	 119
 PROJETO DA TOPOLOGIA PROPOSTA.....	 119
4.1 Introdução	119
4.2 Driver Bi-Flyback (BFIB).....	119
4.2.1 Princípios Operacionais do Conversor Bi-Flyback com Integração Através da Célula ST	122
4.2.1.1 Primeira (I) e Segunda (II) Etapa	122
4.2.1.2 Terceira Etapa (III).....	124
4.2.1.3 Quarta Etapa (IV)	125
4.3 Projeto do Conversor Bi-Flyback com Sobretensão (BFIB-ST)	125
4.3.1 Projeto do Filtro de Entrada	125

4.3.2 Projeto dos Indutores Acoplados	127
4.3.3 Projeto do Capacitor de Barramento e de Saída	132
4.3.4 Projeto do Interruptor Compartilhado	136
4.3.5 Projeto da Ponte Retificadora	140
4.3.6 Projeto do Diodo de Saída do Flyback PFC	141
4.3.7 Projeto do Diodo D_{PC}	141
4.3.8 Projeto do Diodo D_{PFC}	142
4.3.9 Projeto do Diodo de Saída do Flyback PC	142
4.4 Considerações Sobre as Perdas	143
4.5 Projeto do Driver Bi-Flyback com Sobretensão.....	143
4.6 Conclusão	146
CAPÍTULO 5.....	147
RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	147
5.1 Introdução	147
5.2 Sistema Implementado	147
5.3 Análise dos Resultados Experimentais.....	150
5.4 Conclusão	159
6 CONCLUSÃO GERAL.....	161
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	163
APÊNDICE A.....	169
ARTIGOS PUBLICADOS	169
APÊNDICE B	171
TRABALHOS FUTUROS	171

INTRODUÇÃO

Logo após que a humanidade obteve controle sobre a iluminação artificial, conseguiu-se alongar o seu período produtivo e aumentar também o seu tempo de lazer após o pôr-do-sol, o que ajudou com o desenvolvimento da economia, da cultura e do conhecimento científico da sociedade (COSTA, 2005). Primeiramente as formas de iluminação artificial estavam baseadas na queima de materiais e de combustíveis como a madeira, parafina ou óleo (BOWERS, 1980). Contudo, no início do século XVIII, pesquisas demonstraram a geração de luz através da utilização de energia elétrica, por meio do uso de uma máquina de descarga em um vácuo imperfeito.

Desde o surgimento da lâmpada incandescente em 1879, as fontes de iluminação provenientes da energia elétrica têm passado por evoluções constantes, principalmente em 1938, quando se deu o surgimento das primeiras lâmpadas de vapor de mercúrio em baixa pressão, mais conhecidas como fluorescentes, onde foram criadas e representam um grande passo na evolução da iluminação. O uso da descarga elétrica em um gás conduziu a comercialização de uma gama de diferentes lâmpadas de descarga, como as lâmpadas de vapor de sódio em alta pressão (HPS), vapor de mercúrio em alta pressão (HPM), vapor de sódio em baixa pressão (LPM), multivapor metálico (MH), entre outras (BOWERS, 1980 ; HARRIS, 1993 ; TSAO, 2004 ; CRAFT, 2007 ; BENDER, 2012).

Porém, a utilização da iluminação artificial nos dias de hoje representa em torno de 19% do consumo mundial de energia elétrica (INTERNATIONAL ENERGY AGENCY, 2005). A possibilidade da redução deste consumo tem incitado engenheiros e pesquisadores no desenvolvimento de fontes de iluminação mais eficientes.

Uma das mais modernas fontes de iluminação nos dias atuais surgiu por volta dos anos 60, denominados de *Light Emitting Diode* (LED). Tem por característica de ser um dispositivo semicondutor com o princípio básico de funcionamento através da eletroluminescência, emitindo luz através da combinação de elétrons e lacunas em um material sólido, sendo denominada também de iluminação de estado sólido (SCHUBERT, 2006 ; PINTO, 2012).

Devido apresentarem uma pequena intensidade luminosa, em suas primeiras aplicações os LEDs foram empregados principalmente como sinalizadores. Contudo, com o avanço das técnicas de fabricação e a possibilidade de sintetização da luz branca, os LEDs passaram a deter várias características, dentre elas a possibilidade da variação de formas, cores, dimensões e

potências. Fornecendo a esse tipo de dispositivo uma enorme faixa de aplicações para sistemas de iluminação onde outras fontes de luz eram empregadas (BENDER, 2012 ; PINTO, 2012).

Atualmente, os LEDs estão se tornando muito difundidos em aplicações de sistemas de iluminação de interiores. O objetivo principal é a substituição das lâmpadas existentes no mercado hoje que atendem esse ramo da iluminação como as incandescentes, fluorescentes compactas e as halógenas. Os sistemas que utilizam LEDs apresentam geralmente um circuito para alimentação a partir da rede elétrica convencional, o qual facilita a substituição das lâmpadas que dominam esse mercado hoje em dia, sem a necessidade de fazer alterações nas instalações elétricas, com isso trazendo uma maior aceitação e facilidade de implantação para o consumidor final.

Em suas primeiras aplicações, os LEDs eram empregados principalmente em sistemas para iluminação indicativa, porém devido a sua evolução com relação ao aumento de sua potência e fluxo luminoso, tornou os LEDs aptos a atuarem em diversas outras áreas como iluminação de emergência, semáforos, lanternas, cromoterapia e iluminação de ambientes (BENDER, 2012 ; BULLOUGH, 2003 ; PHILIPS LUMILEDS, 2008 ; PINTO, 2012 ; STEIGERWALD, BHAT, *et al.*, 2002).

Com o aumento de sua potência, fluxo, eficácia luminosa, vida útil e um melhor desempenho referente ao índice de reprodução de cores, fez com que os LEDs nos últimos anos se tornassem aptos para o seu emprego em iluminação pública, com a sua alimentação sendo feita através de diversas topologias de conversores estáticos (ALMEIDA, 2012; BENDER, 2012; DALLA COSTA, SCHUCH, *et al.*, 2010; MELO, 2014; PINTO, 2010; PINTO, 2012).

Entretanto, há dois fatores que limitam a expansão dos sistemas de iluminação empregando semicondutores, as consequências térmicas que a geração de calor pelos LEDs irá trazer para o sistema como um todo, lembrando-se que a maior parte do calor produzido é conduzido e praticamente não é radiado como infravermelho, e a sua eficiência quântica, ou seja a porcentagem de fótons emitidos referente a recombinação elétron-lacuna, que também será afetada diretamente com a temperatura em que o sistema irá operar (BUSO, SPIAZZI, *et al.*, 2008). Esses dois fatores devem ser levados em consideração na hora de realizar o projeto de sistemas de iluminação empregando LEDs, pois podem atenuar as características positivas destes dispositivos.

Outra característica vantajosa dos LEDs já citada anteriormente é a sua longa vida útil, que é um dos focos deste trabalho, ela é afetada diretamente pela temperatura de junção e a corrente em que os mesmos irão operar. O aumento na temperatura de operação do dispositivo irá resultar em uma redução exponencial na sua vida útil (SERI, 1995).

Um dos enfoques principais deste trabalho é a realização de uma análise matemática para prever a vida útil de sistemas de iluminação que empregam LEDs considerando os aspectos eletrotérmicos envolvidos. O objetivo geral é fornecer uma metodologia de projeto utilizando uma rotina para a otimização de sistemas de iluminação a LEDs, levando em consideração a vida útil, fluxo luminoso, projeto térmico e volume da luminária. O propósito é a obtenção da vida útil da luminária usando a metodologia matemática, tendo como principais variáveis a temperatura e a corrente de operação do dispositivo.

CAPÍTULO 1

A HISTÓRIA E EVOLUÇÃO DA ILUMINAÇÃO EM ESTADO SÓLIDO

1.1 Introdução

Durante as últimas quatro décadas, o avanço no campo dos LEDs tem alcançado resultados valiosos. Com as características de serem compactos, robustos, confiáveis, longa vida útil e eficientes. Neste momento, os avanços no desenvolvimento de novas tecnologias para os LEDs estão ainda em progresso. Com isso, eles estão alcançando cada vez mais um importante papel em uma infinidade de aplicações. Um dos fatores que contribui para isso, é a sua eficácia luminosa ser superior a de muitas outras fontes de luz (SCHUBERT, 2006). A eletroluminescência foi descoberta por acaso em 1907 e o primeiro documento sobre o assunto foi publicado no mesmo ano. Já os LEDs foram descobertos no ano de 1920 e novamente em 1950. Na década de 60, três grupos de pesquisa, sendo estes situados na empresa *General Electric Corporation*, *MIT Lincoln Laboratories* e *IBM Corporation*, propuseram a demonstração dos semicondutores laser. Os primeiros LEDs comercialmente viáveis foram produzidos para essa aplicação, tornando-se nos dias atuais como a fonte de luz mais versátil para a humanidade (SCHUBERT, 2006).

Assim, como os díodos semicondutores já existentes, os LEDs permitem a passagem da corrente elétrica em apenas um sentido, fazendo com que essa polarização direta resulte na emissão de luz. Os LEDs podem ser divididos em três grupos: de sinalização, de alto brilho e de potência. Na Figura 1.1, pode-se observar uma amostra de cada grupo. Um dos fatores importantes que determinaram o desenvolvimento da iluminação utilizando LEDs é o crescente aumento da relação entre a quantidade de luz gerada e a potência elétrica do dispositivo, denominada de eficácia luminosa.

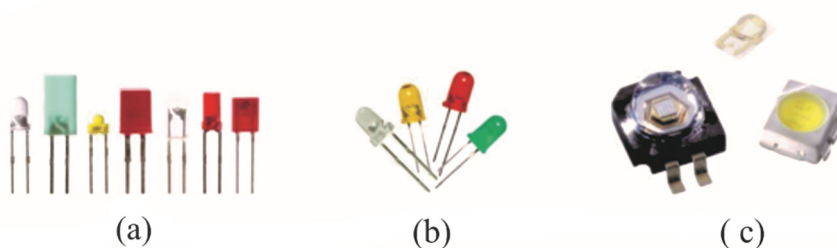


Figura 1.1 - Classificação dos LEDs: (a) LEDs de sinalização; (b) LEDs de alto-brilho; (c) LEDs de potência.
Fonte: (PINTO, 2012)

A eficácia e o fluxo luminoso nos últimos anos têm dobrado a cada 36 meses aproximadamente. Atualmente, alguns fabricantes apresentam LEDs com eficácia luminosa de 201 lm/W até 254 lm/W (CREE, 2012; OSRAM, 2011), dependendo das condições de operação.

Os LEDs demonstram uma evolução notável em seu desempenho, quando leva-se em consideração outras tecnologias de iluminação. Como pode-se visualizar na Figura 1.2, a eficácia luminosa máxima teórica para o LED ultrapassa todas as outras fontes de luz artificiais, estimada entre 300 e 400 lm/W (ZORPETTE, 2002).

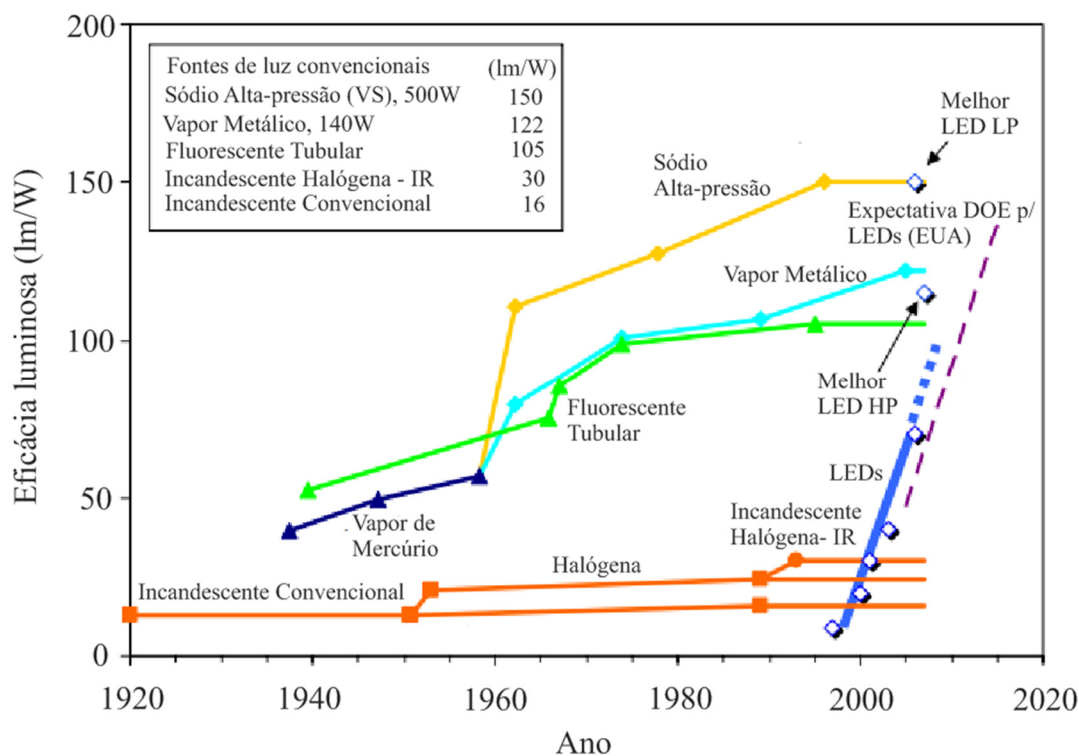


Figura 1.2 - Progresso da eficácia luminosa para diferentes tecnologias de iluminação. **Fonte:** (CRAFORD, 2007)

Atualmente, as lâmpadas a LED disponíveis para o público em geral adquirir apresentam preços superiores quando comparadas com outros tipos de lâmpadas. Porém o custo da iluminação a LED é decrescente, conforme a lei de Haitz (HAITZ, KISH, *et al.*, 1999). Estas características tornam essa fonte de luz indispensável para uma projeção futura no ramo da iluminação. Na Figura 1.3 será demonstrado uma relação entre dados recentes e uma projeção futura para o custo de uma lâmpada a LED confrontada com outras fontes de iluminação artificial. Com isso, pode-se concluir que a lâmpada a LED terá um menor preço de compra no futuro, essa tendência pode ser empregada na grande maioria dos equipamentos eletrônicos que possuem inovações tecnológicas, com o passar do tempo essa nova tecnologia é difundida, fazendo com que ocorra uma redução no custo na maioria dos casos significativa, tornando o produto mais acessível ao consumidor.

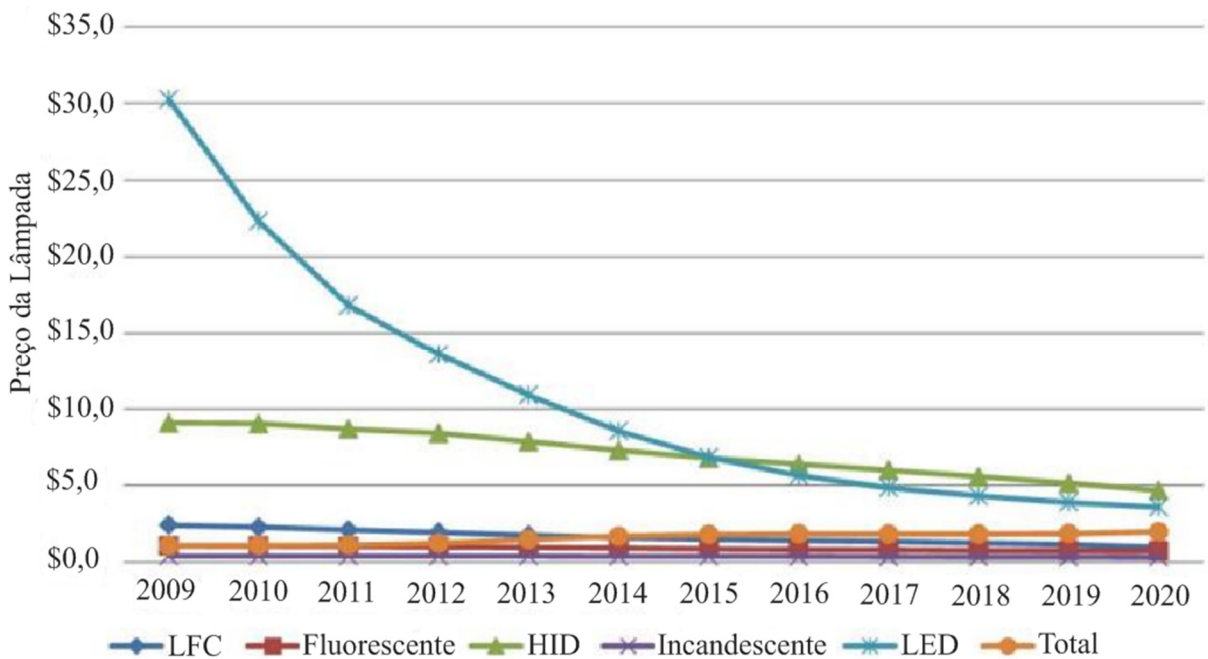


Figura 1.3 - Comparação do custo entre o LED e outras fontes de iluminação artificial. **Fonte:** (GOEKING, 2013)

1.2 Diodos Emissores de Luz

1.2.1 Princípio de Operação dos LEDs

Os cristais semicondutores dopados do tipo P contém lacunas como portadores majoritários de carga elétrica. De outra forma, os cristais semicondutores dopados do tipo N, demonstram elétrons como portadores majoritários de carga elétrica, essa particularidade é conhecida como condução controlada específica. A ligação de dois cristais que contenham essa propriedade é conhecida como junção PN.

Assim, como apresentado em um diodo padrão, o LED é constituído por uma junção PN. No instante em que essa junção é polarizada diretamente por uma fonte de tensão, as cargas negativas ou elétrons e as lacunas, são levadas ao mesmo ponto, nomeado região de depleção. Como consequência tem-se a emissão de fótons, como é demonstrado na Figura 1.4, isto é, a transformação de energia elétrica em luz (BULLOUGH, 2003).

A região ativa de um LED ideal emite um fóton para cada elétron injetado. Para cada partícula carregada quântica (elétron) produz uma partícula quântica de luz (fóton). Com isso, a região ativa ideal de um LED possui uma eficiência quântica unitária. A eficiência quântica interna é determinada como o número de fótons emitidos a partir de uma região ativa por segundo, dividido pelo número de elétrons injetados no diodo emissor de luz por segundo (SCHUBERT, 2003). A eficácia da obtenção de luz é definida como o número de fótons emitidos para o espaço livre por segundo, dividido pelo número de fótons emitidos a partir da região ativa por segundo. Com isso, a eficiência quântica externa é a razão entre o número de fótons emitidos para o espaço livre por segundo e o número de elétrons injetados no LED por segundo (CHANG, 2012).

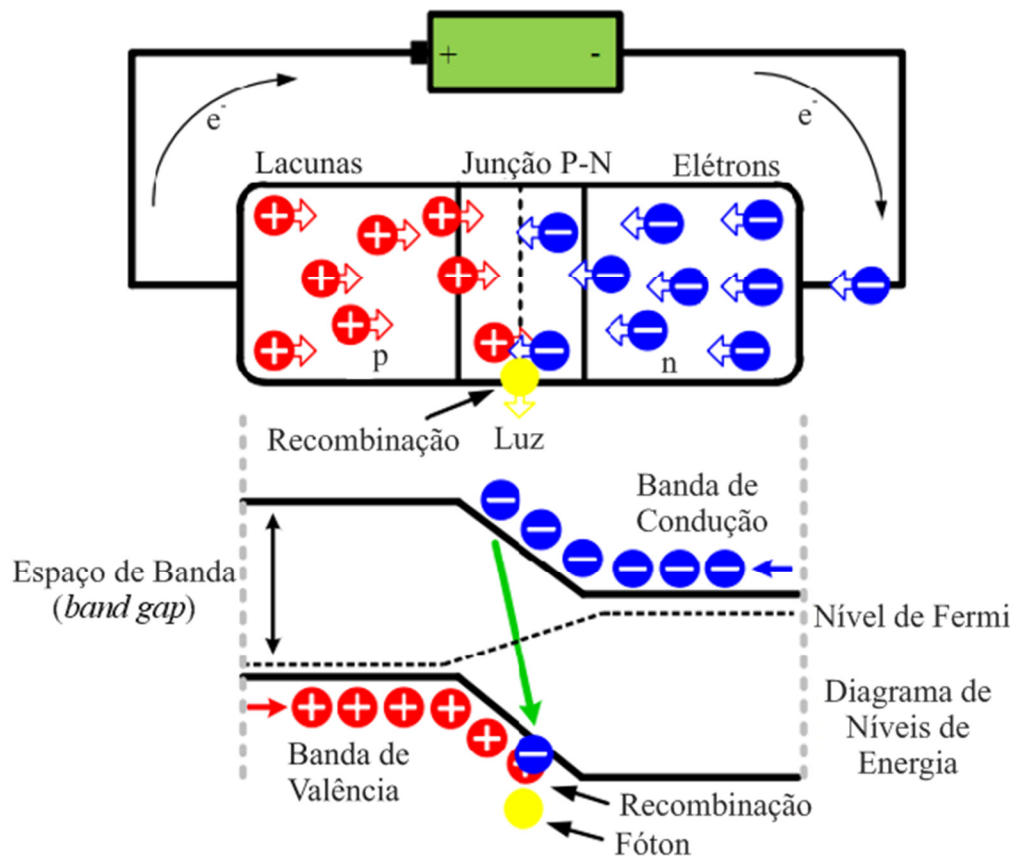


Figura 1.4 - Combinação de elétrons e lacunas para um LED. **Fonte:** Adaptado de (BENDER, 2012)

1.2.2 Aspectos Construtivos

A eficácia luminosa de um LED está diretamente ligada às características construtivas deste dispositivo. A estrutura básica de um LED de potência busca formar um caminho de condução térmica entre a pastilha semicondutora (*chip*) e a base do encapsulamento. Existem duas estruturas bastante populares que são utilizadas. Uma delas o *chip* é separado do dissipador interno, que comumente é constituído de alumínio (Al) ou cobre (Cu), em virtude à sua alta condutividade térmica pela camada de silício (Si) soldada ao dissipador, que tem por finalidade a proteção contra descargas eletrostáticas (*Electrostatic Discharge* - ESD). O invólucro assegura o suporte e proteção dos elementos da estrutura. Este é usualmente constituído por polifitalamida ou polímero de cristal líquido. Na parte superior do dispositivo contém o encapsulamento, cuja composição é de resina epóxi ou silicone, sendo este coberto por lentes plásticas. Este modelo de estrutura pode ser visualizado na Figura 1.5 que apresenta outra

característica importante referente a não utilização da isolação elétrica entre o dissipador interno e o ânodo, que são interligados usualmente através de um fio de ouro, exigindo-se um maior cuidado durante a sua utilização (SCHUBERT, 2003).

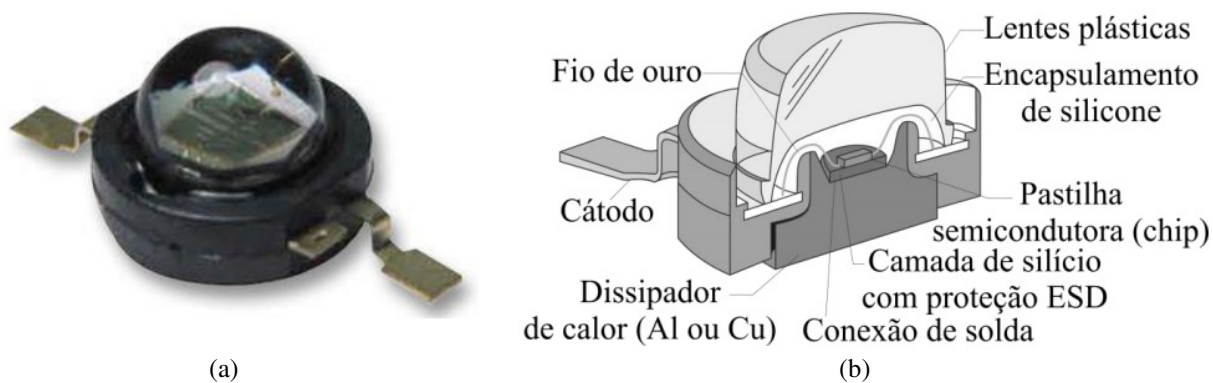


Figura 1.5 - LED chip montado sobre um dissipador de calor (a) seção lateral (b). **Fonte:** (http://www.farnellnewark.com.br, 2013)

A outra estrutura conforme é demonstrada na Figura 1.6 já é bastante difundida e mais atual, fazendo o uso de uma base térmica isolada eletricamente. Este suporte é conectado ao ânodo diretamente do encapsulamento cerâmico que possui uma alta condutividade térmica.

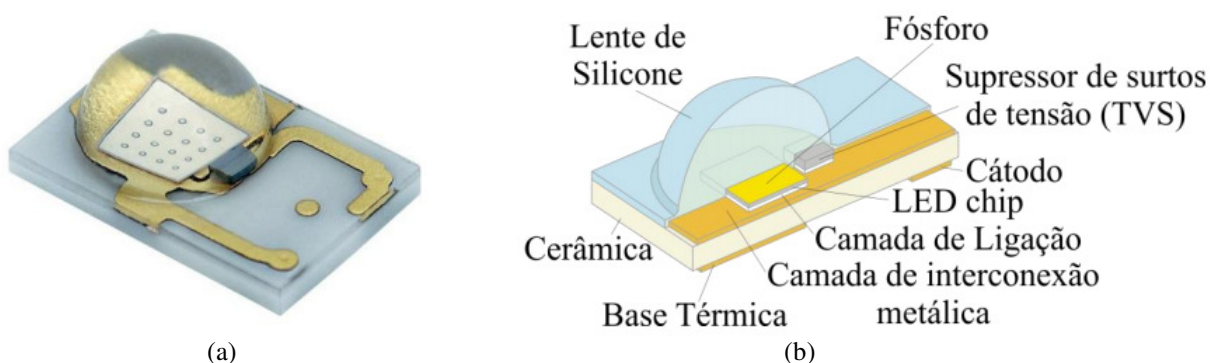


Figura 1.6 - LED *chip* montado sobre um substrato de cerâmica isolado eletricamente (a) seção lateral (b). **Fonte:** (PHILIPS LUMILEDS, 2010)

Com isso o *chip* é fixado à cerâmica através de uma camada de ligação e sobre o mesmo contém uma lente de silicone. Os LEDs Luxeon Rebel® da Philips Lumileds® e a Série XLamp® da Cree® são exemplos de encapsulamentos que utilizam cerâmica.

Novas pesquisas têm sido desenvolvidas para o melhoramento das características de encapsulamento dos LEDs, melhor dissipação térmica, maior eficiência, melhor ângulo de abertura, redução de volume, entre outros fatores. Esses tópicos têm predominado como temas de trabalho nos grupos de pesquisa acadêmica e o setor industrial e tecnológico da área de fontes de iluminação (BENDER, 2012; KRAMES, SHCHEKIN, *et al.*, 2007). A Figura 1.7 apresenta alguns encapsulamentos de LEDs de potência produzidos por diferentes fabricantes.

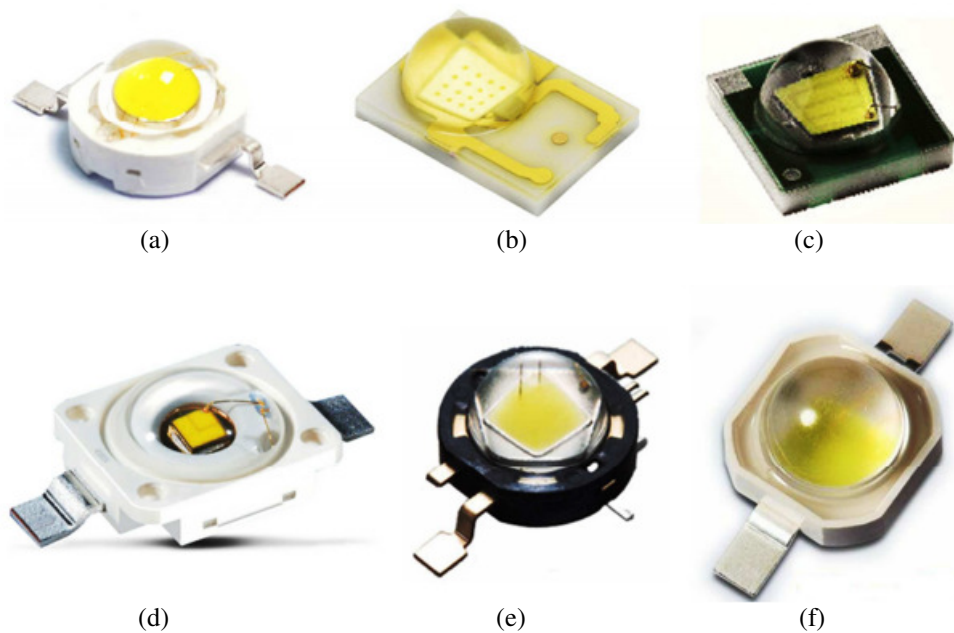


Figura 1.7 - Alguns modelos de encapsulamento de LEDs de potência (a) Bridgelux (b) Philips Lumileds (c) Cree (d) Osram (e) Seoul (f) Samsung. **Fonte:** (BENDER, 2012)

1.2.3 Aspectos Fotométricos

O LED emite luz com o comprimento de onda ligado ao tipo de material empregado na sua construção. Vários elementos químicos podem ser utilizados para a dopagem do cristal de silício dentre eles o alumínio, arsênio, gálio, fósforo, nitrogênio e índio, dependendo das

características que se espera alcançar do dispositivo (BULLOUGH, 2003). Na Figura 1.8, pode-se observar o espectro eletromagnético de radiação visível conjuntamente com as cores correspondentes para LEDs dopados a partir de AlInGaP (*Aluminum Gallium Indium Phospide*), constituído por alumínio, gálio, índio e fosfeto, e InGaN (*Indium Gallium Nitride*), constituído por índio, gálio e nitrito.

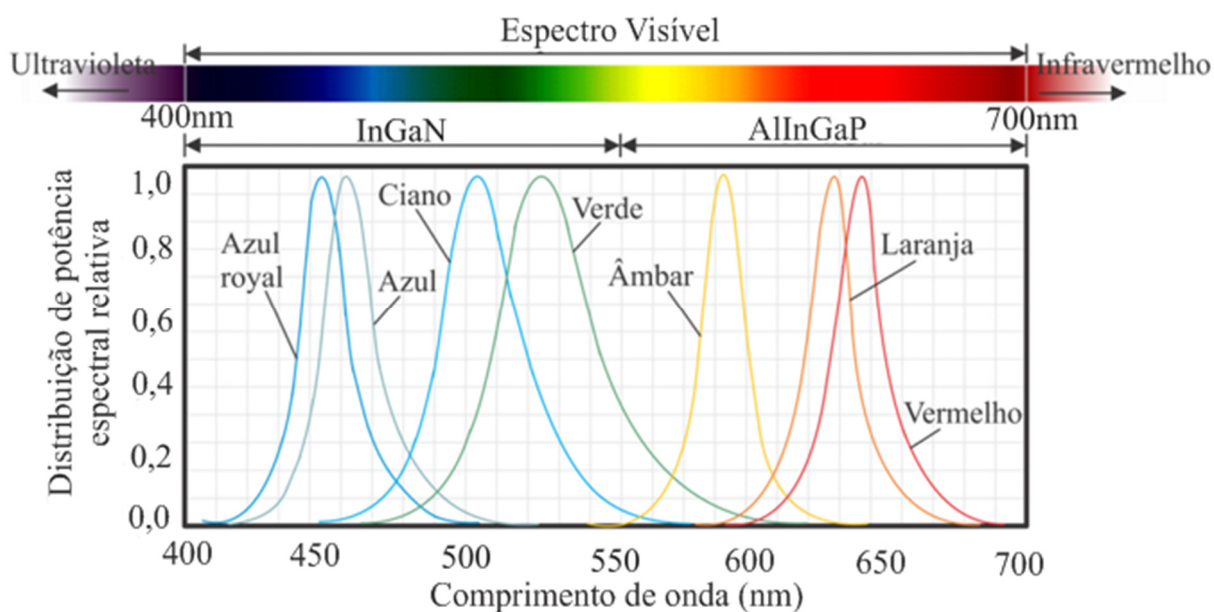


Figura 1.8 - Comprimento de onda para LEDs com dopagens diferentes. **Fonte:** Adaptado de (BENDER, 2012; PINTO, 2012)

A luz branca produzida por LEDs pode ser obtida de várias formas (PINTO, 2012), a maneira mais simplificada de se obtê-la é o emprego de uma camada de fósforo na superfície de um LED azul. Com isso, quando uma parcela da luz azul atravessa a camada de fósforo, ela se transforma em amarela, o restante da luminosidade azulada é mesclado com a luz amarela tendo-se como consequência a luz branca (BULLOUGH, 2003; PINTO, 2012).

A luz branca também pode ser gerada através da combinação de três LEDs com cores diferentes, que são o vermelho, verde e azul, do inglês *Red, Green, Blue* denominado de (RGB). Através dessa combinação, pode-se obter a luz branca ou qualquer outra coloração que consiste na variação da intensidade luminosa de cada um dos LEDs (BULLOUGH, 2003; PINTO, 2012).

O diagrama de radiação é um fator importante que deve ser levado em consideração na hora de se projetar sistemas de iluminação utilizando LEDs de potência. Através desse diagrama, pode-se classificar o ângulo de emissão e a intensidade luminosa do dispositivo. A medida que o feixe luminoso do LED de alto brilho apresenta um ângulo de abertura entre 20° a 30° geralmente, enquanto que os LEDs de potência apresentam ângulos próximos de 150° . Na Figura 1.9 observa-se em (a) o diagrama de radiação espacial comum para uma matriz de LEDs de potência do modelo específico da Bridgelux BXRA-C4500 (BRIDGELUX, 2010). Enquanto que em (b) demonstra dados iguais, contudo exibidos de diferente forma, entretanto o diagrama de radiação polar é bastante comum.

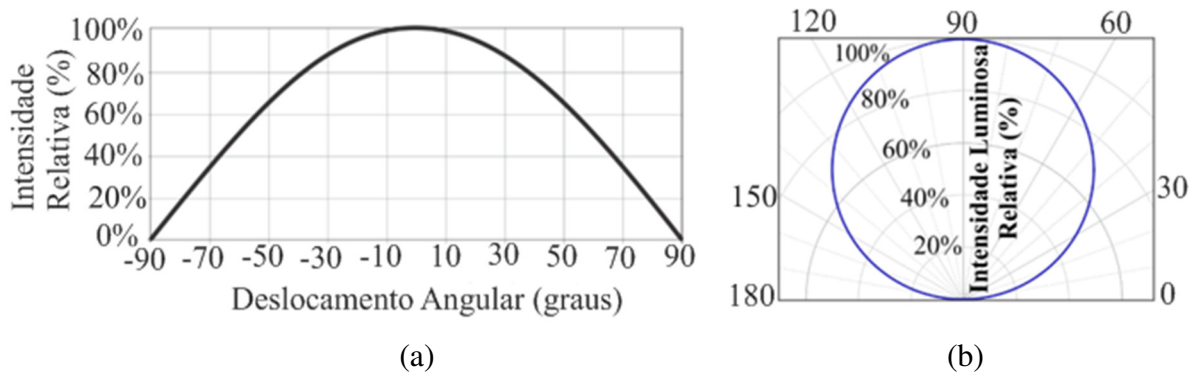


Figura 1.9 – Exemplos de diagramas de radiação (a) Espacial e (b) Polar. **Fonte:** (BRIDGELUX, 2010)

A intensidade luminosa alcança seu ponto máximo quando medida perpendicular ao centro do dispositivo, e reduz gradativamente ao mover-se para às extremidades. Distinto dos LEDs de alto-brilho que possuem a intensidade luminosa medida em candela (cd), que é uma grandeza que está interligada com o ângulo de abertura, os LEDs de potência são caracterizados por fazer a medição do seu fluxo luminoso em lúmens (lm), o mesmo método que já é utilizado com as lâmpadas tradicionais, em virtude do seu maior ângulo de abertura.

A grandeza que expressa a aparência da cor da luz produzida por uma fonte de luz é denominada como temperatura correlata de cor (TCC). A luz natural fornecida pelo sol, quando medida ao ar livre durante o meio-dia apresenta uma temperatura de cor em torno de 5800 K. Estas condições são utilizadas como parâmetros para o índice de reprodução de cores (IRC), que associa a cor verdadeira de um objeto com a cor análoga quando o mesmo é exposto a uma

fonte de luz produzida artificialmente (PINTO, 2008). As lâmpadas que possuem uma temperatura correlata de cor abaixo desse valor produzem uma luz amarelada, como exemplo podemos citar as incandescentes convencionais. Já para valores superiores, a luz gerada traz uma tonalidade azulada, como exemplo podemos indicar algumas lâmpadas de descarga. A Figura 1.10 demonstra alguns modelos de LEDs e também alguns tipos de lâmpadas e as suas respectivas temperaturas de cor em uma escala.

Exemplo Básico de Referência de LED Escala de Temperatura de Cor em Kelvin

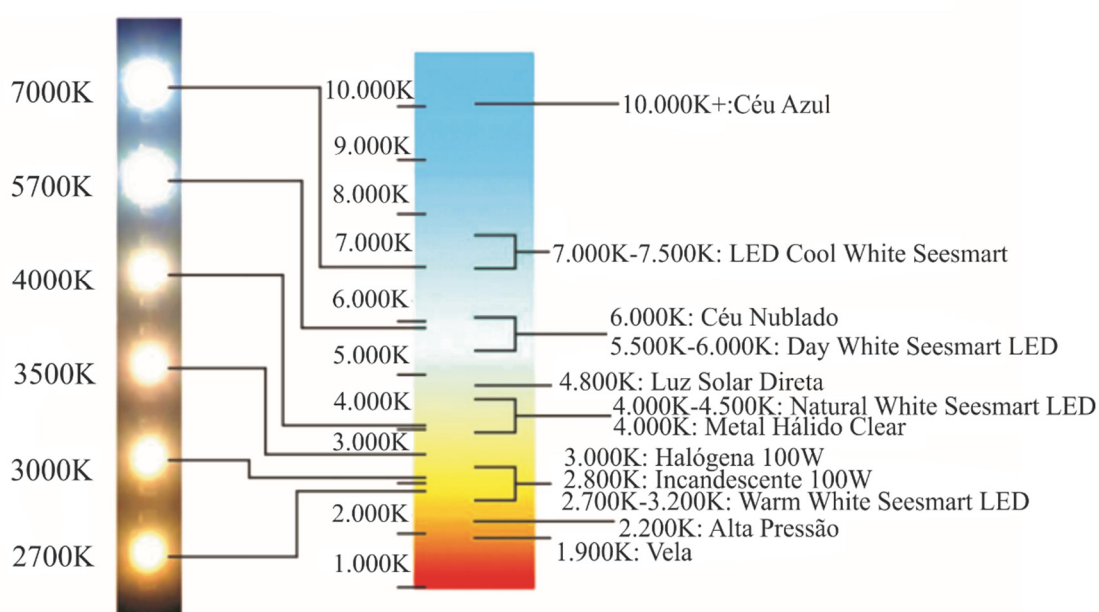


Figura 1.10 - Interligação da temperatura de cor de diferentes fontes de luz. **Fonte:** Adaptado (SEESMART, 2010)

A cromaticidade da luz interfere no ser humano de várias maneiras, dando ênfase em sensações de fome, sono, ansiedade, etc. Como exemplo podemos citar a iluminação com cores de tonalidade fria que impulsiona a produtividade do ambiente, devido a luz branca despertar o ser humano. Isto faz com que seja aconselhável o emprego de lâmpadas frias em locais de trabalho. Em ambientes onde se deseja oferecer conforto e tranquilidade, é aconselhável o uso de uma iluminação com tonalidade quente, pois a luz amarelada traz uma situação de tranquilidade para o ser humano (PINTO, 2008).

Com isso, a definição da lâmpada apropriada depende do ambiente a ser iluminado. Uma vantagem que o LED tem com relação às demais fontes de luz artificial é a característica de conter diferentes modelos com uma ampla faixa de temperatura de cor que varia de 2.670 K até 10.000 K (LUXEON, 2008). Esta característica expande a sua utilização em diversos ambientes.

Em conformidade com a distribuição espectral o LED branco pode ser classificado como quente (*Warm*), o qual contém uma temperatura de cor menor, ou frio (*cool*) que possui uma temperatura de cor mais elevada e com IRC reduzido.

1.2.4 Características Elétricas

A dopagem e também o tipo de cristal que constituem a junção PN de um LED irão definir as suas características elétricas. A característica tensão-corrente (V-I) de uma junção PN foi criada inicialmente por Shockley, e a equação que determina esta curva ideal é comumente conhecida como a Equação de Shockley (SCHUBERT, 2003). Levando-se em consideração a existência de uma resistência parasita em série, o que ocorre na tensão V_{LED} pode ser determinada por uma mudança da Equação de Shockley, representada por (1.1).

$$V_{LED}(I_L) = \frac{n_i \cdot k \cdot T_j}{Q_e} \ln\left(\frac{I_L}{I_S}\right) + r_L \cdot I_L \quad (1.1)$$

Com isso, n_i é o fator de idealidade do diodo, k é a constante de Boltzmann, T_j é a temperatura da junção PN, Q_e é a carga elementar do elétron, I_L é a corrente direta, I_S é a corrente de saturação de polarização reversa e r_L é a resistência dinâmica série do LED.

A partir de (1.1), é alcançado o gráfico que representa a característica V-I do LED, demonstrado na Figura 1.11 (ALMEIDA, 2011).

A Figura 1.12 apresenta a curva que relaciona a tensão e a corrente em LEDs que possuem diferentes dopagens operando em temperatura ambiente (SCHUBERT, 2003).

A queda de tensão que acontece no LED está diretamente ligada à energia do *gap*, quanto maior a energia de *gap*, maior também será a tensão direta do dispositivo. Outra característica inversamente proporcional também é observada, pois quanto maior é a energia do *gap*, menor será o comprimento de onda emitido pelo semiconductor, como traz a Figura 1.13.

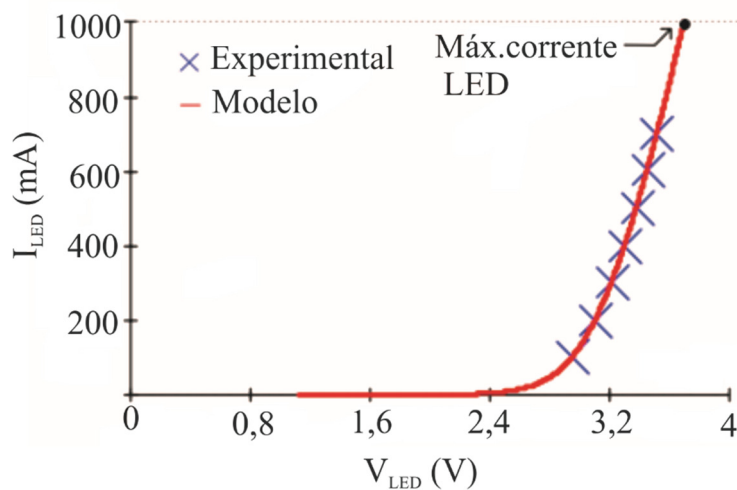


Figura 1.11 - Característica V-I de um LED de potência. **Fonte:** (ALMEIDA, 2011)

A curva produzida pela equação de Shockley alterada, demonstrada anteriormente resulta numa equação não linear. Contudo o LED pode ser representado de uma forma simplificada através de um diodo ideal subsequente de uma fonte de tensão constante e a sua resistência dinâmica em série. A Figura 1.14 ilustra o esquemático simplificado dessa representação.

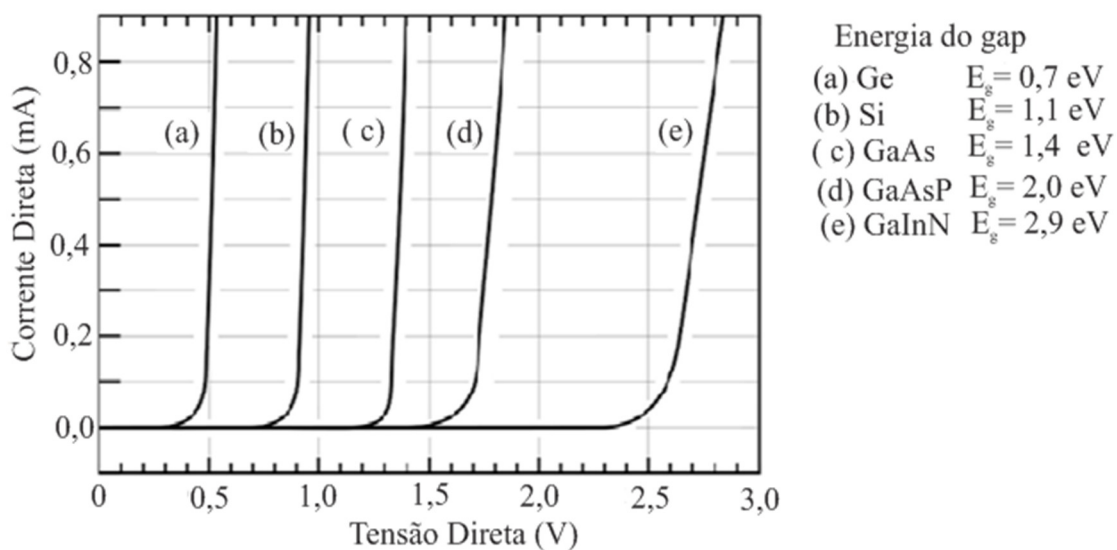


Figura 1.12 – Curvas características de tensão e corrente com junções *P-N* feitas a partir de diferentes semicondutores. **Fonte:** (SCHUBERT, 2003)

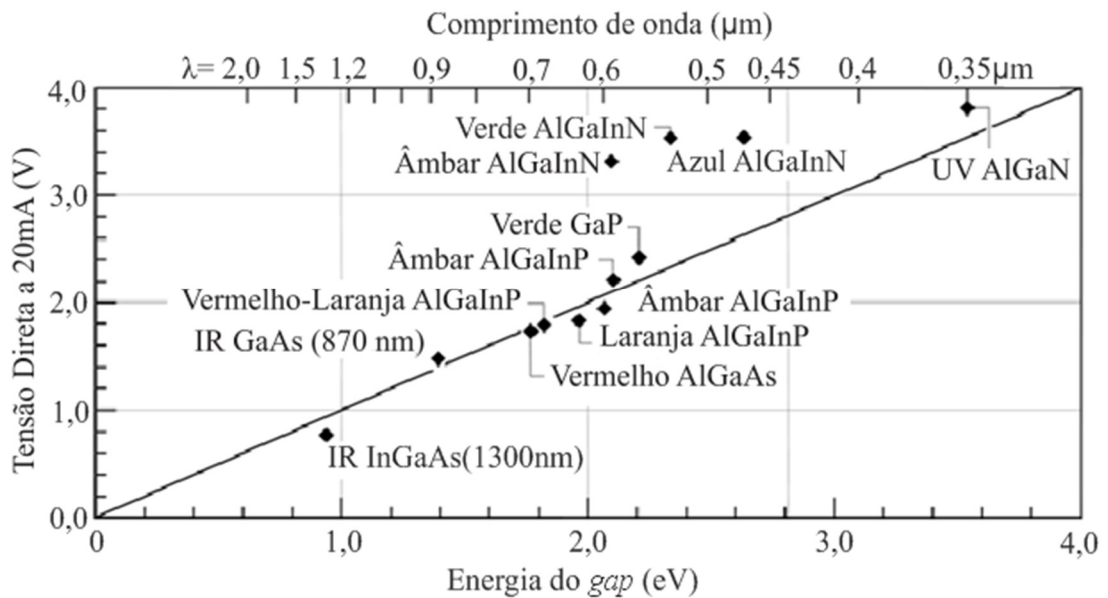


Figura 1.13 - Tensão direta em relação a energia do *gap* para LEDs compostos de diferentes semicondutores.
Fonte: (SCHUBERT, 2003)

O diodo ideal (D_L) tem como função fazer com que a corrente circule em apenas uma direção, enquanto que a fonte de tensão (V_L) representa a tensão de *threshold* do LED. Já a resistência dinâmica (r_L) retrata a variação da tensão direta em virtude da mudança da corrente no LED. O modelo elétrico linear simplificado do LED Figura 1.14, é representado por (1.2).

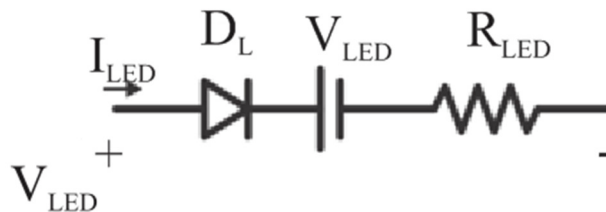


Figura 1.14 - Modelo elétrico linear simplificado para um LED.

As características V-I já apresentadas anteriormente na Figura 1.11, são agora comparadas na Figura 1.15 com a característica linear fazendo uso de (1.2). Apesar de representarmos o LED com um modelo simplificado, devem ser levadas em consideração

variações na resposta tensão-corrente do dispositivo. Um dos principais fatores que influencia nessas duas variáveis é a temperatura de junção.

$$V(i) = V_{LED} + R_{LED} \cdot i \quad (1.2)$$

A Figura 1.16 levanta o conjunto de curvas, relacionando a resposta V-I do LED com diferentes temperaturas de junção.

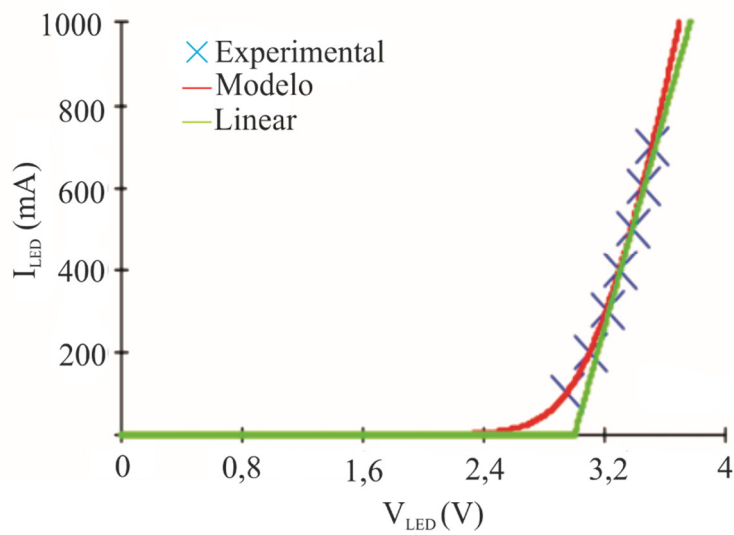


Figura 1.15 - Comparação entre modelo aproximado e real da curva V-I. **Fonte:** (ALMEIDA, 2012)

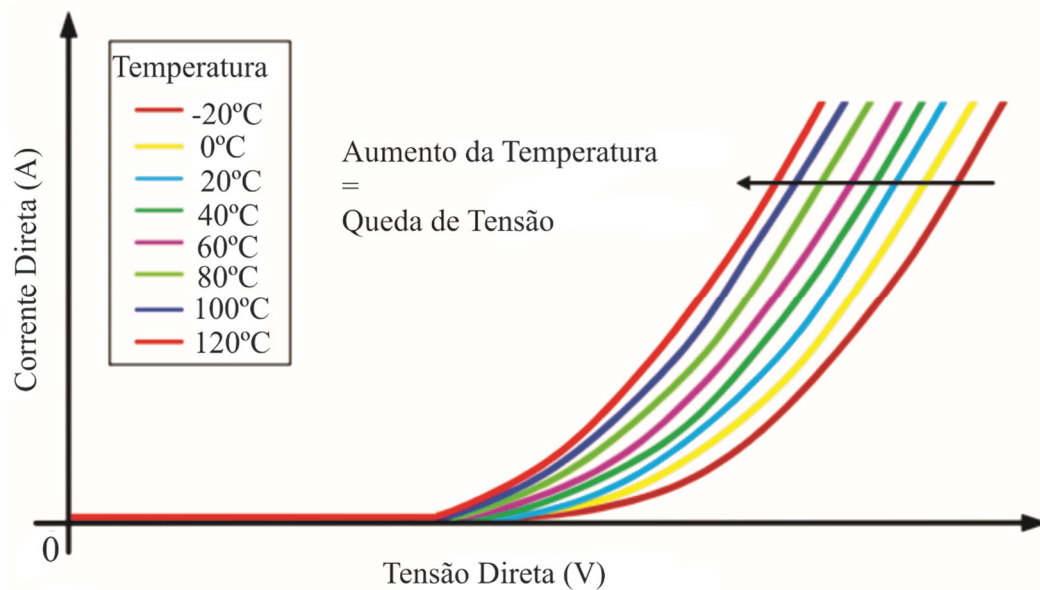


Figura 1.16 - Resposta da V-I do LED para diferentes temperaturas. **Fonte:** (BENDER, 2012)

Como pode-se notar, o valor da tensão de joelho, demonstrada no modelo simplificado pela fonte de tensão em série, ocorre a diminuição com o aumento da temperatura. Fazendo com que a corrente direta do dispositivo aumente quando alimentado por uma fonte de tensão constante, elevando-se também a temperatura de junção, ocorrendo assim um ciclo progressivo, que pode trazer a queima do dispositivo. Conclui-se então que para acionar esses dispositivos é preciso que seja feito o controle de corrente.

1.2.5 Características Térmicas

Toda a fonte de luz alimentada por energia elétrica, transforma uma parte da energia em luz e uma outra parcela em calor. A percentagem de calor produzida pelos LEDs é superior quando comparadas com outras fontes de luz artificial como mostra a Figura 1.17. Isto faz com que ocorra uma atenção especial na hora do projeto de sistemas para controle térmico, para que a temperatura de junção do dispositivo não alcance valores relativamente elevados.

A temperatura de junção é um parâmetro crítico, ela é relevante por várias razões. Primeiramente a eficiência interna do dispositivo depende da temperatura de junção. Segundo é que altas temperaturas de operação fazem com que ocorra uma redução na vida útil dos LEDs. Em terceiro, uma alta temperatura no dispositivo pode levar a degradação do encapsulamento.

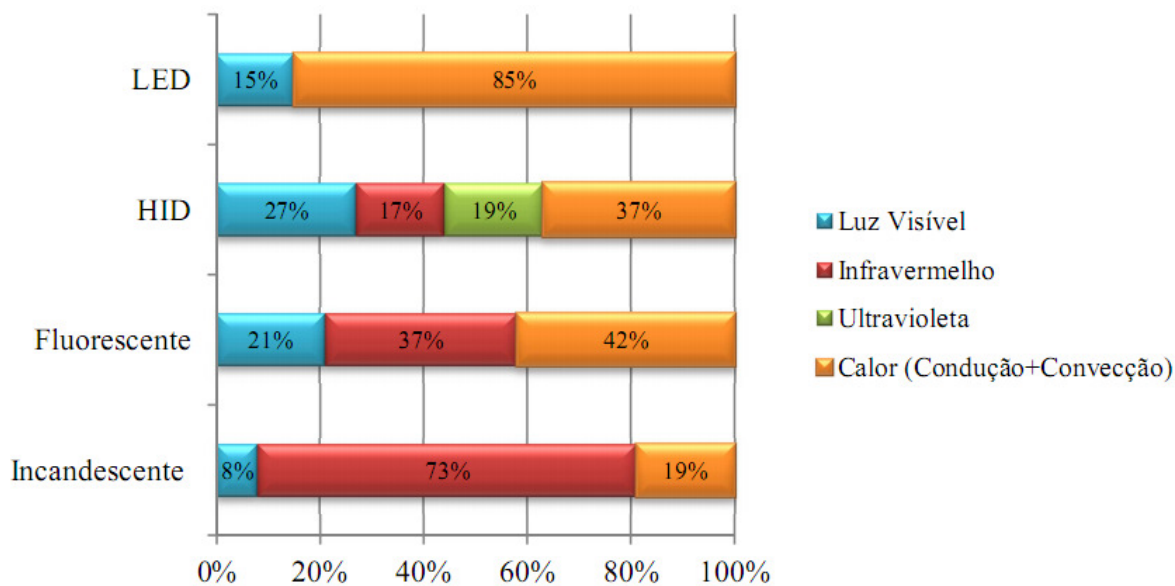


Figura 1.17 - Geração de diferentes tipos de luz e calor a partir de fontes de luz branca. **Fonte:** (U. S. DEPARTMENT ENERGY, 2009)

Com o desenvolvimento de novas tecnologias de encapsulamento tem permitido que os LEDs operem com temperaturas de junção mais elevadas. Existem fabricantes que possuem modelos que podem operar com temperaturas máximas de até 185 °C na junção (PHILIPS LUMILEDS, 2008). Isto se deve a redução da resistência térmica dos dispositivos, melhorando com isso a transferência de calor da junção para o ambiente.

A redução da resistência térmica também possibilitou a alimentação dos LEDs com uma corrente direta mais elevada, aumentando os níveis de potência dos dispositivos. Atualmente é possível adquirir comercialmente matrizes de LEDs com potências que variam de 50W a 120W. Isto se deve ao fato da melhora ocorrida na eficiência quântica dos LEDs, possibilitando o aumento na densidade de corrente no dispositivo (BRIDGELUX, 2010; GARDNER, MÜLLER, *et al.*, 2007). A Figura 1.18 traz o avanço que se deu na redução da resistência térmica da junção para o encapsulamento dos LEDs.

Outro ponto importante referente a resistência térmica é que ela varia conforme o material de que é composto o encapsulamento do LED. Com isso dois LEDs que pertencem à mesma família, entretanto feitos a partir de materiais distintos, podem operar com diferentes temperaturas de junção mesmo quando submetidos a temperaturas de invólucro iguais (SÁ JUNIOR, 2010). Contudo existem equipamentos auxiliares que podem atuar em conjunto com os LEDs e são capazes de auxiliar na dissipação do calor dos mesmos, são conhecidos como

dissipadores térmicos. A Tabela 1.1 traz alguns modelos de LEDs da Philips Lumileds® com diferentes potências e resistências térmicas.

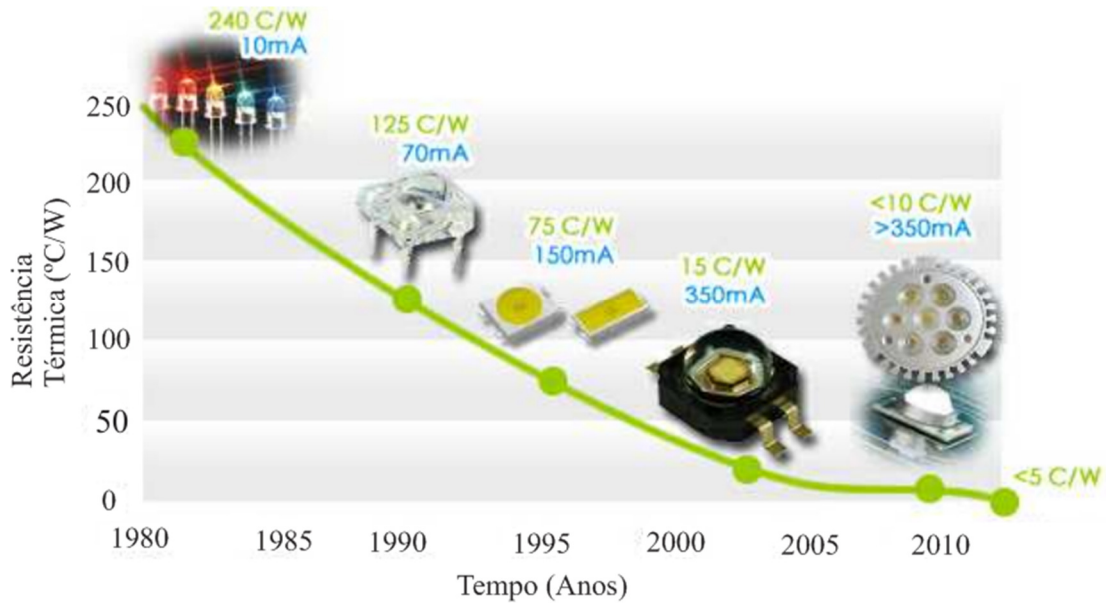


Figura 1.18 - Evolução na redução da resistência térmica dos LEDs. **Fonte:** (www.viseratech.com)

Tabela 1.1 - Resistências térmicas e Potências dos LEDs da Philips Lumileds

	Luxeon AlInGaP @0,35A	Luxeon InGaN @0,35A	Luxeon III AlInGaP @1,4A	Luxeon III InGaN @0,7A	K2 AlInGaP @0,7A	K2 InGaN @1.5A	K2 TFFC InGaN @1A
Potência	0,80 W	0,98 W	3,23W	2,12 W			
Total	a	a	a	a	2,40 W	5,80 W	3,65 W
	1,23 W	1,40 W	5,25 W	3,13 W	(típica)	(típica)	(típica)
				(3,90 W)			
R _{jc}	18 °C/W	15 °C/W	6 °C/W	13 °C/W	12 °C/W	9 °C/W	5,5 °C/W
R _{jp}	23 °C/W	20 °C/W	10 °C/W	17 °C/W	-	-	-

Fonte: (SÁ JUNIOR, 2010)

1.2.6 Aspectos Referentes a Vida Útil

A vida útil dos LEDs é uma das principais características positivas destes dispositivos, a maior parcela dos fabricantes estima algo em torno de 50 mil horas em suas folhas de dados, com uma redução do fluxo luminoso de 30% em relação ao inicial. Existem estimativas feitas através de extrapolações exponenciais e testes acelerados, afirmando de que a vida útil dos LEDs brancos de potência podem alcançar 100 mil horas, sob a condição de que 50% dos dispositivos testados terão pelo menos 70% do seu fluxo luminoso inicial B50/L70, mesmo quando submetidos a temperaturas de junção de até 135°C (LAUBSCH, SABATHIL, *et al.*, 2010).

A vida útil dos LEDs está ligada diretamente com a temperatura de junção em que os mesmos irão operar, quanto maior à temperatura de operação do dispositivo mais elevada será a taxa de degradação do *chip* e do encapsulamento, resultando na redução do fluxo luminoso como a Figura 1.19 apresenta (PHILIPS LUMILEDS, 2010).

A vida útil está relacionada também com a corrente direta aplicada no LED.

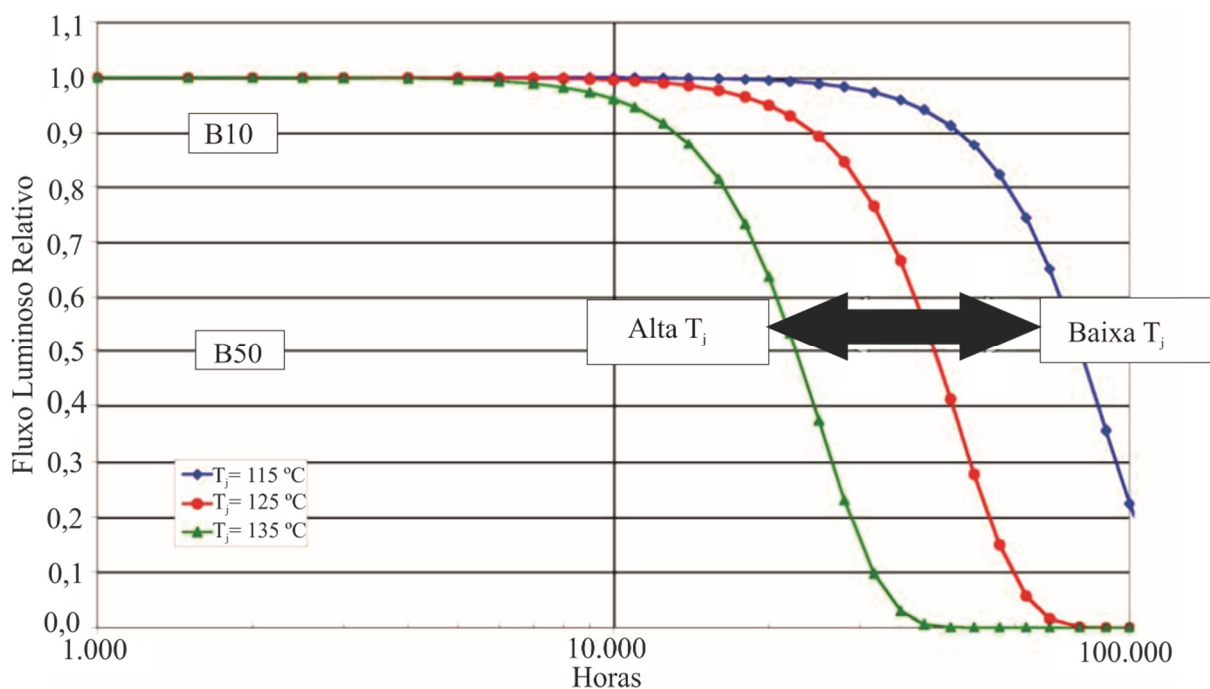


Figura 1.19 – Comportamento da vida útil de um LED Luxeon K2 com diferentes temperaturas de junção operando com uma corrente direta de 1,5A. **Fonte:** (PHILIPS LUMILEDS, 2010)

Com isso, se a corrente permanecer em um valor constante abaixo dos valores máximos especificados para a corrente nominal do dispositivo, isso prolongará a vida útil do componente, elevando os níveis de manutenção do fluxo, como mostra a Figura 1.20 (PHILIPS LUMILEDS, 2010).

Como já mencionado anteriormente a elevada vida útil dos LEDs, é um dos principais pontos que tornam essa tecnologia de grande atratividade. Ela está ligada diretamente com a redução da manutenção, tendo como consequência a redução dos custos de operação do sistema, ponto relevante para aplicações de iluminação pública, sinalização de vias de trânsito e locais de difícil acesso como túneis e poços.

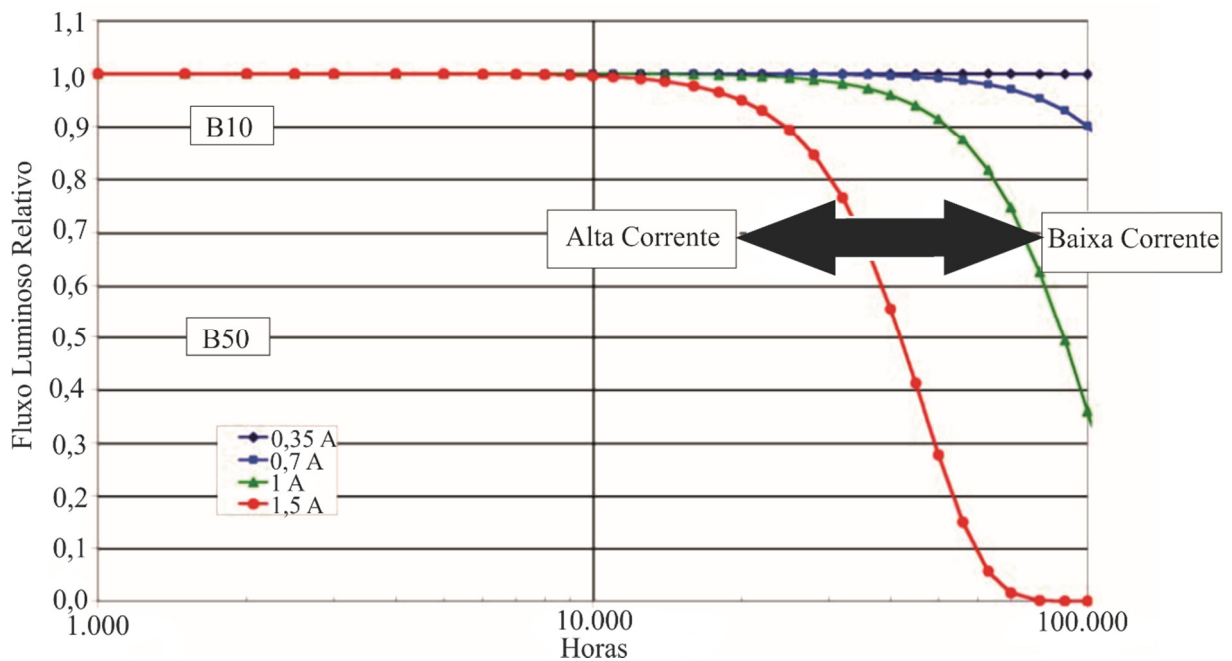


Figura 1.20 - Comportamento da vida útil de um LED Luxeon K2 operando com diferentes níveis de corrente e com uma temperatura de junção de 125°C. **Fonte:** (PHILIPS LUMILEDS, 2010)

Referente a questão da vida útil, que é um dos focos deste trabalho, ela será abordada mais profundamente em um dos capítulos seguintes.

1.3 Conclusão

O presente capítulo demonstrou as principais características dos diodos emissores de luz que estão diretamente ligados com o foco deste trabalho. Demonstrou-se os avanços tecnológicos que os LEDs obtiveram nas últimas décadas, e uma pequena projeção para o seu futuro.

Também foram abordados os princípios de operação dos LEDs, juntamente com os aspectos construtivos, fotométricos, elétricos, térmicos e a questão referente a vida útil.

O que fica explícito no capítulo é o enorme potencial que esta tecnologia possui e que ainda pode alcançar em um futuro próximo na área da iluminação, tendo a possibilidade de atingir um grande mercado consumidor.

CAPÍTULO 2

OTIMIZAÇÃO DE DISSIPADORES TÉRMICOS

2.1 Introdução

Com a geração de calor a partir de dispositivos eletrônicos e com a redução no tamanho total dos mesmos, o controle térmico tornou-se cada vez mais uma questão de extrema importância na hora do projeto destes sistemas. Tanto as características referentes a confiabilidade e a vida útil de dispositivos eletrônicos são inversamente proporcionais com a temperatura de operação dos mesmos.

Em um sistema de iluminação utilizando LEDs onde o calor é um fator decisivo, e a redução na temperatura de operação de tais dispositivos irá resultar em um aumento exponencial na vida útil dos mesmos. Por este motivo o estudo sobre a transferência de calor é imprescindível para obter-se um melhor desempenho para o sistema.

O presente capítulo traz uma metodologia matemática capaz de calcular a resistência térmica de dissipadores de calor (R_{hs}) a partir de suas dimensões de área. Esta metodologia possibilita a otimização do sistema através da escolha do número de aletas, comprimento, largura e massa do dissipador de calor.

2.2 Calor e Temperatura

Temperatura é a medição da quantidade de energia possuída pelas moléculas de uma substância. Isto é uma medição de como o calor ou o frio de uma substância pode ser usado

para prever a direção da transferência de calor. As escalas comuns para medição de temperatura são Fahrenheit, Celsius e Kelvin (U. S. DEPARTMENT OF ENERGY, 1992).

O conceito de calor pode ser definido como energia térmica em movimento entre partículas atômicas. Um sistema isolado com grande quantidade de energia possui uma temperatura maior que outro sistema isolado com uma pequena quantidade de energia. Porém, se estes sistemas deixam de ser isolados e entram em contato um com o outro, conforme o difundido conceito de equilíbrio de energia traz, o sistema de maior energia irá transferir parte de sua energia para o sistema de menor energia, equilibrando-se assim as quantidades de energia dos dois sistemas e com isso suas temperaturas. A partir deste fenômeno pode ser descrita a transferência de calor (U. S. DEPARTMENT OF ENERGY, 1992).

A transferência de calor e de energia ocorre no nível molecular assim como resultado da diferença de temperatura. O calor é capaz de ser transmitido nos sólidos e fluídos através da condução, nos fluídos através da convecção e no espaço livre por radiação (U. S. DEPARTMENT OF ENERGY, 1992).

2.3 Formas de Transferência de Calor

Existem três maneiras diferentes para ocorrer a transferência de calor. Através da condução, convecção e radiação. Essas três formas serão abordadas mais profundamente no decorrer do presente capítulo.

2.3.1 Transferência de Calor por Condução

A condução envolve a transferência de calor para a interação entre moléculas adjacentes de um material. A transferência através da condução é fortemente dependente da diferença de temperatura e a resistência para a transferência de calor. Essa resistência é dependente da natureza e das dimensões do meio em que irá ocorrer. Os problemas relacionados com transferência de calor envolvem as diferenças de temperatura, de dimensões, e as propriedades físicas do objeto a ser estudado. Sempre que existe um gradiente de temperatura em um objeto sólido, o fluxo de calor vai a partir da região com alta temperatura para a de baixa temperatura.

A relação pela qual o calor é transferido por condução q , é proporcional ao gradiente de temperatura dT/dx multiplicado pela área A de condução (KREITH, MANGLIK e BOHN, 2011; U. S. DEPARTMENT OF ENERGY, 1992).

$$q_{cond} = \alpha \cdot A \frac{dT}{dx} \quad (2.1)$$

Onde T é a temperatura, e x é a distância na direção do fluxo de calor. A proporção de fluxo de calor também depende da condutividade térmica K_{th} , sendo uma propriedade física do material. Para condução em materiais sólidos, a proporção de transferência de calor por condução é expressa por (2.2).

$$q_{cond} = K_{th} \cdot A \frac{dT}{dx} \quad (2.2)$$

A resistência térmica (R_{th}) representa a oposição que um material possui em relação a passagem do fluxo de calor por causa da diferença de temperatura que existe, levando-se em consideração que o fluxo de calor é unidimensional. A resistência térmica pode ser expressa pela relação do comprimento do material Δx pela condutividade térmica do mesmo, sendo multiplicado pela área, como apresenta (2.3) (KREITH, MANGLIK e BOHN, 2011).

$$R_{th} = \frac{\Delta x}{A \cdot k_{th}} \quad (2.3)$$

O contrário de resistência térmica é conhecido como condutância térmica, demonstrado por (2.4).

$$G_{th} = \frac{A \cdot k_{th}}{\Delta x} \quad (2.4)$$

Outro ponto importante é referente a capacitância térmica do material, que expressa a capacidade que um material possui de armazenar calor. A capacitância térmica é empregada na

análise de transitórios térmicos. Onde c é o calor específico, den a densidade do material e vol o volume da peça, a equação (2.5) traz o método de cálculo da capacitância térmica.

$$C_{th} = c.den.vol \quad (2.5)$$

As unidades de medida para as constantes apresentadas anteriormente são as seguintes: a resistência térmica é medida em $^{\circ}\text{C}/\text{W}$, enquanto que a condutância térmica em $\text{W}/^{\circ}\text{C}$, e a capacitância térmica em $\text{J}/^{\circ}\text{C}$.

2.3.2 Transferência de Calor por Convecção

O modo de transferência de calor por convecção é determinado por dois mecanismos trabalhando ao mesmo tempo. Um deles está relacionado com a transferência de energia devido ao movimento molecular, ou seja, modo condutivo de transferência. O outro está sobreposto à condução e consiste na transferência macroscópica que ocorre em um fluido. Uma parcela desse fluido se move como resultado de um grande número de moléculas se movendo devido a uma força externa. Esta força externa pode ocorrer em virtude de uma densidade gradiente, impulsionada pela convecção natural ou pelo emprego de um fluido com circulação forçada.

Tomando como consideração uma placa imersa em um fluido, pode-se dizer que a velocidade do fluido vai ser zero próximo da parede da placa. Enquanto o fluido não estiver movimentando-se, o calor é transferido da placa para o fluido apenas por condução. Após o fluido se afastar da placa, sua velocidade vai aumentando. Isto se deve ao fato de que a velocidade do fluido depende da diferença de temperatura da superfície e do fluido. A origem do aumento da velocidade está ligada ao coeficiente de dilatação térmica do fluido, que determina a alteração de viscosidade em relação ao gradiente de temperatura (KREITH, MANGLIK e BOHN, 2011).

A seguir será demonstrada uma aproximação para o cálculo da relação de transferência de calor por convecção entre uma superfície e um fluido, que pode ser calculada através da equação (2.6). Onde q_{conv} é a relação de transferência de calor por convecção, A é a área de transferência de calor, ΔT é a diferença entre a temperatura da superfície e a temperatura do

fluido e h_c que é o coeficiente de transferência de calor por convecção (KREITH, MANGLIK e BOHN, 2011).

$$q_{conv} = h_c \cdot A \cdot \Delta T \quad (2.6)$$

O cálculo para estimar a transferência de calor por convecção é relativamente difícil, isso porque a convecção é um fenômeno muito complexo. Pode-se notar que os valores numéricos de h_c dependem da geometria e da superfície do material, além da velocidade e das propriedades físicas do fluido, como também da diferença de temperaturas (KREITH, MANGLIK e BOHN, 2011).

Este fenômeno físico será tratado com maior atenção no decorrer do presente capítulo, onde irá conter simulações utilizando o método de elementos finitos.

2.3.3 Transferência de Calor por Radiação

A transferência de calor por radiação emprega a transferência de calor através da radiação eletromagnética que surge devido a temperatura de um corpo. A maior parte desse tipo de transferência se dá através da região infravermelho do espectro eletromagnético, embora alguma parte está na região visível. A denominação radiação térmica é usada para diferenciar a forma de radiação eletromagnética de outras formas, como exemplo, as ondas de rádio e raios X ou gamma (U. S. DEPARTMENT OF ENERGY, 1992).

A transferência de calor por radiação não necessita de um meio, como o ar ou um metal para ocorrer. Qualquer tipo de material que estiver a uma temperatura acima do zero absoluto irá emitir alguma energia por radiação.

Um corpo que emitir a quantidade máxima de calor para a sua temperatura absoluta é chamado de corpo negro. A taxa de transferência de calor por radiação a partir de um corpo negro pode ser definida pela equação (2.7) (U. S. DEPARTMENT OF ENERGY, 1992).

$$q_{rad} = \sigma \cdot A \cdot T^4 \quad (2.7)$$

Onde σ é a constante de Stefan-Boltzman ($5,67 \times 10^{-8} \text{ W/m}^2\text{K}^4$), A é a área da superfície em (m^2), T é a temperatura em kelvin (K).

Os objetos reais não transferem calor por radiação tanto quanto um corpo negro. Considerando o fato que objetos reais transferem menos calor por radiação que um corpo negro, a equação (2.7) é modificada. Deve-se incluir a emissividade (ε), que quantifica a energia transmitida por radiação de um corpo real em relação a um corpo negro cuja $\varepsilon = 1$. A emissividade de um corpo real pode variar de 0 até 1. Com isso a taxa de transferência de calor por radiação de um corpo real pode ser calculada através de (2.8), e a emissividade irá variar de acordo com o material.

$$q_{rad} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot A \cdot T^4 \quad (2.8)$$

Para melhorar a emissividade de um material específico, pode ser efetuada a anodização do objeto, que é um processo eletrolítico e resulta na formação de uma camada de óxido cristalino, consistente e uniforme na superfície do objeto. Fazendo uso do alumínio anodizado, pode-se atingir um aumento em mais de vinte vezes na emissividade do corpo.

2.3.4 Convecção Forçada

É o escoamento de um fluido no estado físico gasoso ou líquido, que flui por meio de superfícies quentes ou frias, cujo seu fluxo é forçado a fluir através de um ventilador ou bomba (ÇENGEL, 2007).

A transferência de calor é muitas vezes representada convenientemente, com razoável precisão, através de uma relação simples de lei de potência, como demonstra-se em (2.9) (ADEYANJU e COMPTON, 2010; ÇENGEL, 2007).

$$Nu = C \cdot Re_L^m \cdot Pr^n \quad (2.9)$$

Onde m e n são expoentes constantes, o valor da constante C está relacionado com a geometria do escoamento, Re_L é o número de Reynolds sendo adimensional usado em mecânica dos fluidos para o cálculo do regime de escoamento e Pr que é o número de Prandtl sendo

adimensional que expressa a relação entre a difusão de quantidade de movimento e a difusão de quantidade de calor dentro do próprio fluido.

A temperatura do fluido na camada do limite térmico varia de T_s na superfície até cerca de T_∞ na extremidade da camada limite. Outra característica é que as propriedades do fluido também variam com a temperatura e com isso a posição através da camada limite. Com o intuito de enumerar a variação das propriedades com a temperatura, as propriedades dos fluidos são usualmente avaliadas na denominada temperatura do filme, expressa por (2.10) (ÇENGEL, 2007).

$$T_f = \frac{T_s + T_\infty}{2} \quad (2.10)$$

É a média aritmética das temperaturas da superfície e do escoamento livre. As propriedades do fluido permanecem, então, a princípio constantes nesses valores ao longo de todo o escoamento. Outra maneira de estimar a variação das propriedades com a temperatura é determinar todas as propriedades na temperatura do escoamento livre e multiplicar o número de Nusselt na equação (2.9) por $(Pr_\infty/Pr_s)^r$ ou $(\mu_\infty/\mu_s)^r$, onde r é uma constante determinada experimentalmente (ADEYANJU e COMPTON, 2010).

Os demais coeficientes locais de arrasto e de convecção se alteram no decorrer da superfície como resultado das alterações na camada limite hidrodinâmica na direção do escoamento. Geralmente há interesse na força de arrasto e na taxa de transferência do calor para toda a superfície, que podem ser encontrados por meio dos coeficientes médios de atrito e de convecção. Devido a isso, apresenta-se ligações para os coeficientes locais e médios de atrito e de convecção. Quando as relações dos coeficientes locais de atrito e de convecção estão disponíveis, os coeficientes médios de atrito e de convecção para toda a superfície podem ser determinados pela integração conforme pode-se ver em (2.11) e (2.12) (ÇENGEL, 2007).

$$C_D = \frac{1}{L} \int_0^L C_{D_s,x} \cdot dx \quad (2.11)$$

$$h = \frac{1}{L} \int_0^L h_x \cdot dx \quad (2.12)$$

Quando os coeficientes médios de arrasto e de convecção estão disponíveis, a força de arrasto pode ser encontrada a partir da equação (2.13), bem como a taxa de transferência de calor a partir de, ou para, uma superfície isotérmica pode ser definida a partir de (2.14) (ÇENGEL, 2007).

$$C_D = \frac{F_D}{\frac{1}{2} \cdot \rho \cdot V^2 \cdot A} \quad (2.13)$$

$$Q = h \cdot A_s \cdot (T_s - T_\infty) \quad (2.14)$$

Onde A_s é a área da superfície.

2.3.5 Convecção Natural

A convecção natural tem por característica em que qualquer movimento do fluido que envolve o objeto ocorre por meios naturais, como a flutuação. Com isso, o movimento do fluido em convecção natural, em muitos casos não é perceptível devido às baixas velocidades empregadas.

O coeficiente de transferência de calor por convecção está ligado diretamente com a velocidade, com isso quanto maior a velocidade do fluido, maior será a taxa de transferência de calor por convecção. Entretanto, as velocidades do fluido associadas à convecção natural são pequenas, normalmente inferiores a 1 m/s. Devido a isso as taxas de transferência de calor encontradas através de convecção natural são geralmente muito menores do que as encontradas em convecção forçada. No entanto existem inúmeros projetos de sistemas que fazem uso da convecção natural, pois esse sistema possui a vantagem de não necessitar de nenhum dispositivo para movimentar o fluido. Como exemplo, pode-se citar transistores de potência, TVs, DVDs, linhas de transmissão entre outros (ÇENGEL, 2007).

A magnitude em relação a taxa de transferência de calor através de convecção natural entre uma superfície e um fluido está diretamente ligada com a vazão do fluido. Quanto maior a vazão, maior é a taxa de transferência de calor. Como na convecção natural não são utilizados

ventiladores, e com isso a vazão não pode ser controlada externamente. Com isso a vazão é mantida pelo equilíbrio dinâmico entre o empuxo de flutuação e o atrito (ÇENGEL, 2007).

A força de empuxo é produzida pela diferença entre a densidade do fluido aquecido ou resfriado junto à superfície e do fluido em volta dele e é proporcional a diferença de densidade e também ao volume ocupado pelo fluido mais quente. Outro ponto já conhecido é que quando dois corpos em contato (sólido-sólido, sólido-fluido ou fluido-fluido) estão em movimento um em relação ao outro, irá surgir uma força de atrito na superfície de contato, na direção contrária ao movimento. Esse atrito irá frear o fluido, diminuindo sua vazão. A força de atrito pode aumentar caso sejam incluídas mais superfícies sólidas, fazendo com que sejam prejudicados o escoamento e a retirada do calor do em torno.

As equações que fazem parte da convecção natural e das condições de contorno podem ser adimensionalizadas, podendo dividir todas as variáveis dependentes e independentes por valores constantes adequados. O parâmetro que representa o efeito da convecção natural é denominado como número de Grashof Gr_L conforme demonstra-se em (2.15) (ADEYANJU e COMPTON, 2010).

$$Gr_L = \frac{g \cdot \beta \cdot (T_s - T_\infty) \cdot L_c^3}{\nu^2} \quad (2.15)$$

Onde g é a aceleração gravitacional (m/s^2), β é o coeficiente de expansão volumétrica $1/K$ ($\beta = 1/T$ para gás ideal), T_s é a temperatura da superfície ($^\circ C$), T_∞ é a temperatura do fluido suficientemente longe da superfície ($^\circ C$), L_c é o comprimento característico da geometria em (m), ν é a viscosidade cinemática do fluido (m^2/s).

O regime de escoamento na convecção natural é controlado pelo número adimensional de Grashof, ele demonstra a relação entre a força de empuxo e a força viscosa que trabalha sobre o fluido.

O que o número de Reynolds representa na convecção forçada é o mesmo papel que o número de Grashof representa na convecção natural. O número de Grashof traz o principal critério que define se o fluxo é laminar ou turbulento em convecção natural. Como exemplo traz-se placas verticais, o número de Grashof limite é em torno de 10^9 . Com isso, um regime de escoamento em uma placa vertical se transforma em turbulento para números de Grashof maiores que 10^9 (ADEYANJU e COMPTON, 2010).

A taxa de transferência de calor através da convecção natural em uma superfície depende da geometria da superfície, sua orientação, da variação da temperatura da superfície e

também das propriedades termofísicas do fluido utilizado. Apesar de compreendermos bem o fenômeno físico da convecção natural, as várias possibilidades de movimentação do fluido tornam essa analogia de difícil obtenção das relações analíticas simples para a transferência de calor por meio das equações que controlam o movimento e a energia. Podem ser encontradas algumas soluções analíticas para a convecção natural, porém elas não possuem generalidade, pois elas são obtidas por meio de geometrias simples através de algumas situações simplificadoras. Devido a isso, com exceção de alguns casos simples, as relações que envolvem a transferência de calor por meio da convecção natural são sustentadas em estudos experimentais (ÇENGEL, 2007).

As ligações empíricas simples para o número de Nusselt médio Nu na convecção natural são conforme (2.16) (ADEYANJU e COMPTON, 2010).

$$Nu = \frac{h.L_c}{k} = C.(Gr_L.Pr)^n = C.Ra_L^n \quad (2.16)$$

Onde temos Ra_L como sendo o número de Rayleigh, sendo o produto dos números de Grashof e de Prandtl (ADEYANJU e COMPTON, 2010).

$$Ra_L = Gr_L.Pr = \frac{g.\beta.(T_s - T_\infty).L_c^3}{\nu^2}.Pr \quad (2.17)$$

Onde temos as constantes C e n que dependem da geometria da superfície da peça e do regime de escoamento, caracterizado pela faixa do número de Rayleigh. O valor da constante n pode variar de 1/4 para escoamento laminar e de 1/3 para escoamento turbulento. Já a constante C possui valor geralmente inferior a 1 (ADEYANJU e COMPTON, 2010).

As superfícies aletadas podem ser encontradas em diferentes formatos, são denominadas como dissipadores de calor, possuem uma ampla aplicação para o resfriamento de dispositivos eletrônicos. A energia dissipada por esses dispositivos é transferida para o dissipador por condução de calor, e do dissipador para o ar ambiente através da convecção natural ou forçada, dependendo da quantidade de energia em forma de calor que terá de ser dissipada. A convecção natural é a mais utilizada, devido que nesse sistema não se faz uso de partes móveis, tornando o sistema menos propenso a falhas. Entretanto, um sistema que faz uso do modo de convecção natural, é um sistema que dependendo das características do projeto tende a fazer com que os componentes trabalhem com temperaturas mais elevadas. Com isso, a escolha correta do

dissipador pode resultar em uma redução na temperatura de operação dos dispositivos, fazendo com que o sistema como um todo tenha uma maior confiabilidade (ÇENGEL, 2007).

O comprimento característico das placas retangulares posicionadas verticalmente e paralelas entre si empregados como aletas geralmente é levado em conta o espaçamento entre as mesmas S , a altura da aleta L também pode ser utilizada para definir o número de Rayleigh através das equações abaixo (2.18), (2.19) e (2.20) (ÇENGEL, 2007).

$$Ra_s = \frac{g \cdot \beta \cdot (T_s - T_\infty) \cdot S^3}{\nu^2} \cdot Pr \quad (2.18)$$

$$Ra_L = \frac{g \cdot \beta \cdot (T_s - T_\infty) \cdot L_c^3}{\nu^2} \cdot Pr \quad (2.19)$$

$$\frac{Ra_s}{Ra_L} = \frac{L_c^3}{S^3} \quad (2.20)$$

Outro ponto seria a definição do número de Nusselt médio, cuja relação recomendada para placas paralelas verticais é apresentada em (2.21) (ADEYANJU e COMPTON, 2010).

$$Nu = \frac{h \cdot S}{k} = \left(\frac{576}{(Ra_s \cdot S / L)^2} + \frac{2,873}{(Ra_s \cdot S / L)^{0,5}} \right)^{-0,5} \quad (2.21)$$

Uma questão que entra na hora da escolha do dissipador é o número de aletas, se faz uso de um dissipador com aletas com um pequeno espaço entre elas ou um outro dissipador com um espaço entre aletas maior para uma mesma área da base. Um dissipador com um maior número de aletas terá uma superfície de transferência de calor maior, entretanto um coeficiente de transferência de calor menor devido à resistência adicional que o número maior de aletas irá impor no fluxo de fluido por meio das passagens entre elas. Em outro caso um dissipador de calor com um número de aletas menor, terá um coeficiente de transferência de calor maior, porém com uma pequena área de superfície. Devido a isso, se faz necessário um espaçamento ótimo entre as aletas para que seja maximizada a transferência de calor por convecção natural

do dissipador de calor para uma específica área da base do dissipador, onde (w) e o (L) são respectivamente o comprimento e a largura da base do dissipador, como apresenta a Figura 2.1 (ADEYANJU e COMPTON, 2010; ÇENGEL, 2007).

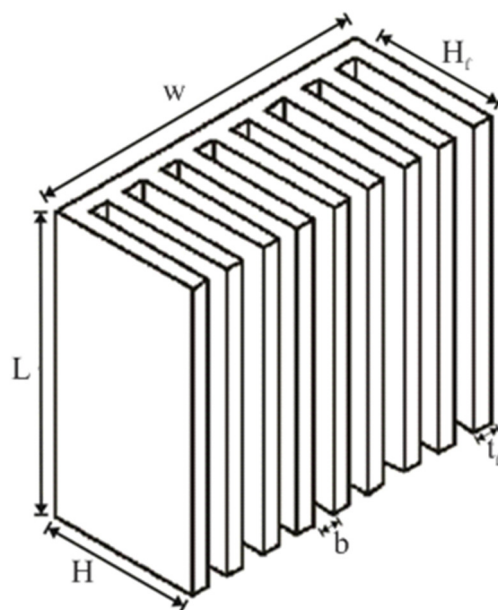


Figura 2.1 – Desenho das dimensões do dissipador. **Fonte:** (ADEYANJU e COMPTON, 2010)

O sistema de otimização de dissipadores de calor para sistemas de iluminação que empregam LEDs foi projetado e simulado pelo método dos elementos finitos (MEF) considerando o modo de transferência de calor por convecção natural, pois o trabalho tem como objetivo principal sistemas de iluminação pública, isso traz uma maior robustez e confiabilidade ao mesmo.

2.3.6 Metodologia de Projeto

O fluxo luminoso dos LEDs é proporcional a corrente utilizada no seu acionamento, entretanto quando a corrente é aumentada, se eleva também a potência consumida pelos LEDs. Devido aos LEDs serem dispositivos com uma área reduzida, com isso uma potência

relativamente elevada em uma pequena área de contato acaba produzindo calor o que resulta na elevação da temperatura de junção do dispositivo. Nos LEDs a maior parte da potência elétrica consumida pelos mesmos é transformada em calor e somente uma parcela menor é transformado em luz (CHEN, TAO e HUI, 2012). Conforme a temperatura de junção se eleva, ocorre a redução no fluxo luminoso produzido. Como forma de gerenciar e manter a temperatura de junção em uma faixa relativamente aceitável utilizam-se dissipadores de calor (BENDER, IARONKA, *et al.*, 2013; BIBER, 2008; HUI e QIN, 2009; HUI, CHEN e TAO, 2012).

A influência e importância do controle da temperatura de junção pode ser melhor exemplificada com um modelo térmico estático, como é demonstrado na Figura 2.2. Nesse modelo, tem-se a resistência térmica da junção para o encapsulamento R_{jc} , a resistência térmica do encapsulamento para o dissipador R_{ch} , a resistência térmica do dissipador R_{hs} . Tais resistências são percorridas por um fluxo de calor q que é gerado devido a potência térmica produzida pelo LED Q . Os pontos T_j , T_c , T_{hs} e T_a representam respectivamente as temperaturas de junção, de encapsulamento, do dissipador e do ambiente (BENDER, IARONKA, *et al.*, 2013).

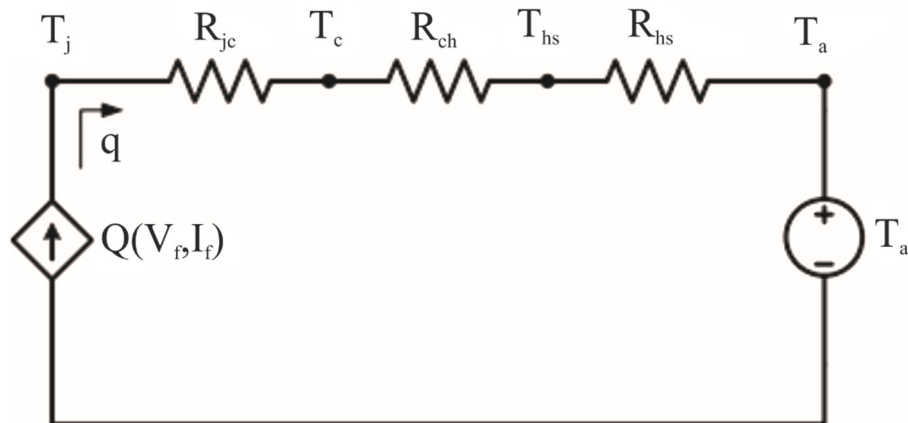


Figura 2.2 - Modelo térmico estático simplificado de um LED sobreposto a um dissipador. **Fonte:** (BENDER, 2012)

Para a determinação da temperatura de junção utiliza-se (2.22), que é obtida com base no modelo térmico previamente demonstrado, negligenciando a R_{ch} devido ao fato de ser muito reduzida em comparação as demais, com valores em torno de 0,06 (°C/W) (CREE, 2015).

$$T_j = T_a + Q \cdot (R_{jc} + R_{hs} \cdot N_{LEDs}) \quad (2.22)$$

A equação (2.22) determina o desempenho do sistema de iluminação de acordo com os aspectos térmicos. Usualmente leva-se em consideração o pior caso de temperatura ambiente (T_a), a potência (Q) para um LED já é pré-definida e depende dos requisitos do sistema de iluminação assim como o número de LEDs (N_{LEDs}), a resistência térmica (R_{jc}) é intrínseca do LED, portanto não há como ser alterada. A única variável de controle para se atingir a temperatura de junção (T_j) adequada passa a ser a resistência térmica do dissipador (R_{hs}) (BENDER, IARONKA, *et al.*, 2013).

A partir das dimensões do dissipador desejado, pode-se encontrar o valor de R_{hs} e a massa M_s . Obtendo-se esses resultados pode-se analisar a relação das variáveis de interesse, assim definindo qual o dissipador pode ser mais eficiente, com menor custo ou com as dimensões mais adequadas para determinado projeto.

Para o cálculo da massa total M_s , necessita-se do volume total do dissipador V_t e da densidade do alumínio D_a , como apresentado por (2.23) (2.24) (2.25) (2.26).

$$M_s = V_t \cdot D_a \quad (2.23)$$

$$V_t = V_c + V_a \quad (2.24)$$

$$V_c = w \cdot (H - H_f) \cdot L \quad (2.25)$$

$$V_a = L \cdot H_f \cdot t_f \cdot N_{fin} \quad (2.26)$$

Considerando w como o comprimento do dissipador, L a largura, H_f a altura das aletas, H a altura total do dissipador, N_{fin} o número de aletas e t_f a espessura de cada aleta, como pode-se ver na Figura 2.1 (ADEYANJU e COMPTON, 2010).

Utilizando essas medidas, pode-se calcular a distância entre cada aleta b e a soma de todos os espaços b_b , demonstrado em (2.27) e (2.28), além da área total do dissipador A_{tt} em (2.29).

$$b = \frac{w - N_{fin} \cdot t_f}{N_{fin} - 1} \quad (2.27)$$

$$b_b = w - N_{fin} \cdot t_f \quad (2.28)$$

$$A_{tt} = A_c + A_a + A_b \quad (2.29)$$

Onde A_c é a área do corpo do dissipador, A_a a área lateral das aletas e A_b a área dos espaçamentos das aletas, demonstrados em (2.30), (2.31) e (2.32).

$$A_c = 2.L.(H - H_f) + 2.w.(H - H_f) + w.L \quad (2.30)$$

$$A_a = 2.N_{fin} \cdot H_f \cdot L \quad (2.31)$$

$$A_b = b.L.(N_{fin} - 1) \quad (2.32)$$

A otimização dos dissipadores de calor será realizada para o modo de transferência de calor através da convecção natural, como já mencionado anteriormente. Esse modo, em termodinâmica, faz uso do número adimensional de Ra_L , que é calculado pelo número de Gr_L , e Ra_L por sua vez é utilizado para obter-se o número de Nu , conforme as equações (2.15), (2.17) e (2.21) (ÇENGEL, 2007).

Finalizando a metodologia, calcula-se o valor da R_{hs} . Para isso, tem-se o coeficiente de transferência de calor por convecção natural h , utilizando além das variáveis já apresentadas, a viscosidade do ar denominada K_{air} , conforme é demonstrado em (2.33) e (2.34) (CULHAM e MUZYCHKA, 2001).

$$h = K_{air} \cdot \frac{N_u}{b_b} \quad (2.33)$$

$$R_{hs} = \frac{1}{h \cdot A_{tt}} \quad (2.34)$$

A primeira aplicação que se nota é de obter-se a resistência térmica de um dissipador de alumínio, possuindo apenas as dimensões. Porém este método pode ir mais além, com a possibilidade de variação das dimensões e do N_{fin} , e observar o resultado dessa variação na R_{hs} .

Ao se analisar a diferença que cada variável resulta na R_{hs} , tem-se uma proximidade maior com o dissipador ideal para cada tipo de projeto, visando o avanço na tecnologia de iluminação empregando LEDs.

2.3.7 Resultados Experimentais

Para validação da metodologia uma análise comparativa foi realizada. Foram utilizados como amostras dois modelos de dissipadores de calor do mesmo fabricante. A Tabela 2.1 demonstra as características de projeto do primeiro caso.

Tabela 2.1 - Especificações técnicas de projeto do primeiro caso.

Especificações	Valor	Unidade	Modelo
Corrente direta (I_f)	0,651	A	-
Número de LEDs (N_{LEDs})	30	-	LXML-PWN1
Potência dissipada na forma de calor (K_h)	0,85	-	-
Resistência térmica da junção (R_{jc})	10	°C/W	-
Tensão Direta (V_f)	3,2	V	-
Temperatura de junção (T_j)	80	°C	-
Temperatura ambiente (T_a)	30	°C	-

O valor da tensão direta (V_f) é retirado do catálogo do fabricante do LED através da curva ($V_f \times I_f$) conforme a Figura 2.3.

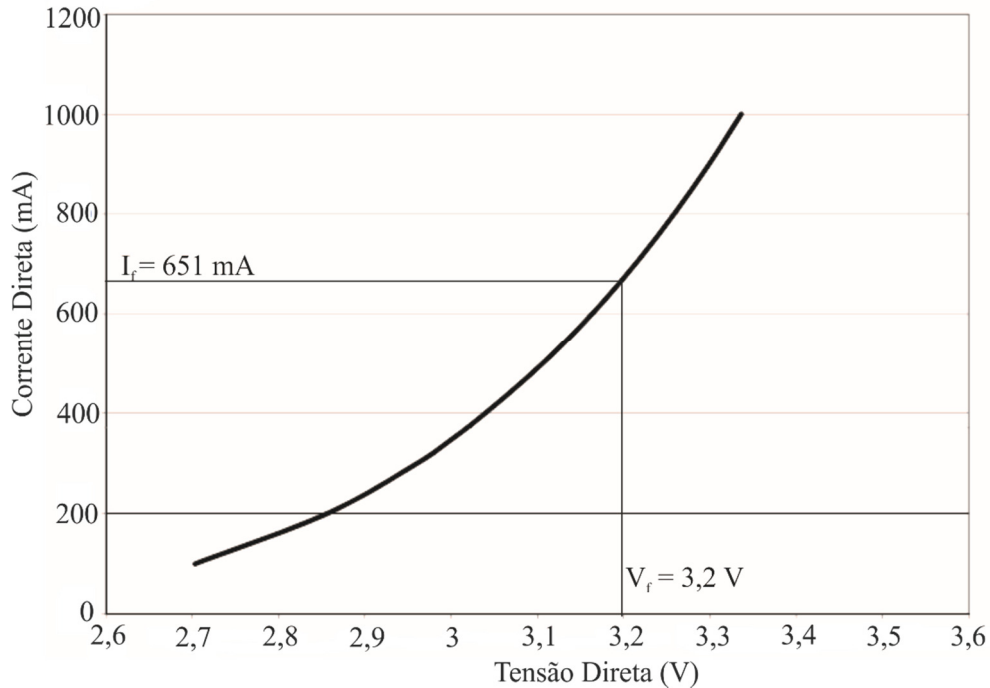


Figura 2.3 - Curva ($V_f \times I_f$) do LED. **Fonte:** Adaptado (PHILIPS LUMILEDS, 2011)

Após as especificações do projeto, consegue obter-se o valor da potência gerada na forma de calor (Q) por um LED através de (2.35).

$$Q(I_f, V_f) = V_f \cdot I_f \cdot K_h \quad (2.35)$$

Consequentemente após descobrir-se o valor de Q para um LED, e isolando-se a variável R_{hs} em (2.22), é possível definir-se qual é o valor necessário da R_{hs} do dissipador que deverá ser utilizado no sistema de iluminação.

A Tabela 2.2 irá demonstrar os valores de Q , R_{hs} e a percentagem de redução do w do dissipador otimizado. A R_{hs_cal} representa a resistência térmica calculada, a R_{hs_com} é a resistência térmica comercial escolhida pelo projetista baseado no valor calculado, a R_{hs_com}

será comparada com o valor obtido através da otimização que será denominada como R_{hs_otim} , obtendo-se então o erro resultante da metodologia de otimização.

Tabela 2.2 - Análise comparativa do dissipador no primeiro caso.

Modelo do Dissipador Comercial	Q para os 30 LEDs (W)	R_{hs_cal} (°C/W)	R_{hs_com} (°C/W)	R_{hs_otim} (°C/W)	Erro (%)	Área (cm²)	Redução do w (%)
KM 15	53,12	0,608	0,56	0,544	-2,85	+31,15	40,39

Com base nos resultados apresentados, pode-se notar que os erros encontrados nos testes da metodologia são aceitáveis, tendo em vista que a análise matemática considera os dissipadores com aletas retas e sem áreas curvilíneas, geometria comum nos mesmos.

A seguir serão demonstradas através de simulações utilizando o método dos elementos finitos (MEF) a comparação entre os dissipadores comerciais e os otimizados. O modo de transferência de calor no qual o software da plataforma Ansys® CFX realizou as simulações é por meio da convecção natural, sendo assim não fazendo-se uso de nenhum dispositivo eletrônico para realizar o fluxo forçado de fluido, visto que o objetivo principal para a implementação são sistemas de iluminação pública, fazendo com que o sistema possua um bom grau de confiabilidade. Tanto o dissipador com as medidas comerciais quanto a sua versão otimizada será simulado com o mesmo valor de Q e N_{LEDs} , para modo de comparação entre ambos.

A Tabela 2.3 e Tabela 2.4 apresentam as dimensões de ambas as versões do dissipador modelo KM 15 e as características do ar respectivamente.

Tabela 2.3 - Variáveis do dissipador KM 15.

Característica	Símbolo	Valor comercial	Valor otimizado	Unidade
Comprimento	w	215	128,15	mm
Largura	L	100	100	mm
Altura	H	75	75	mm
Altura da aleta	H _f	59	59	mm
Largura da aleta	t _f	6	6	mm
Número de aletas	N _{fin}	17	18	-
Massa	M _s	2,556	2,685	kg

Tabela 2.4 - Características do ar. **Fonte:** (Engineering ToolBox, 2014).

Característica	Símbolo	Valor	Unidade
Número de Prandtl	Pr	0,711	-
Viscosidade	U	15,11 x 10 ⁻⁶	m ² /s
Calor específico	C _p	1,005	KJ/(kg x K)
Condutividade térmica	K _{air}	0,026	W/(m x K)
Dilatação térmica	E _{xp}	3,34 x 10 ⁻³	1/K

Empregando a metodologia previamente proposta o resultado obtido para o dissipador KM 15 foi de uma resistência térmica de 0,544 °C/W, o que representa um erro de -2,85%. A análise será realizada inicialmente variando o valor do comprimento (w) e o número de aletas (N_{fin}), para então determinar-se qual a massa (M_s) resultante para o dissipador otimizado. Isso pode ser realizado através da análise do gráfico da Figura 2.4 onde tem-se $M_s(w, N_{fin})$ por $R_{hs}(w, N_{fin})$.

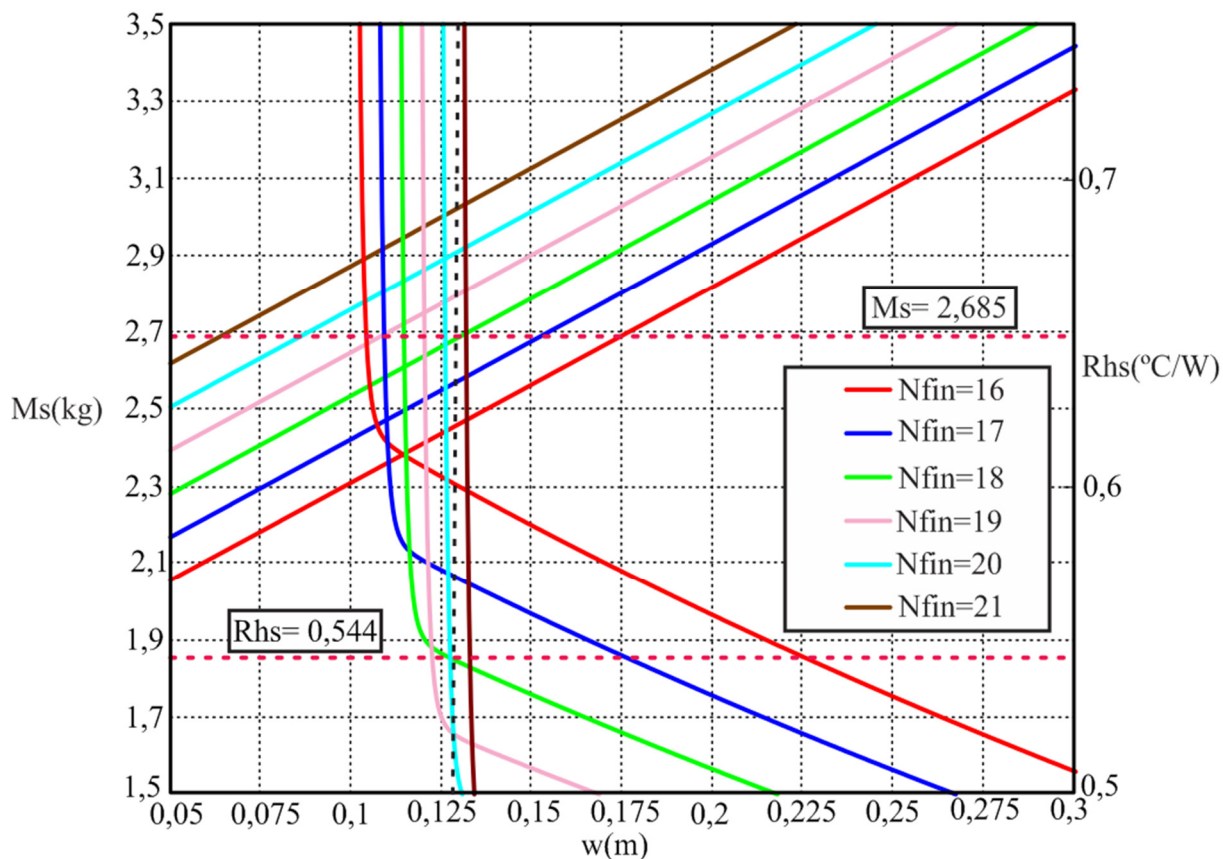


Figura 2.4 - Gráfico do ($w \times R_{hs} \times M_s$).

A Figura 2.5 e Figura 2.6 trazem através de simulações em elementos finitos a versão comercial e otimizada respectivamente do dissipador térmico modelo KM 15. Como pode observar-se, a temperatura mínima do dissipador comercial é menor que a do dissipador otimizado, porém as temperaturas máximas nos dois dissipadores são praticamente iguais, contendo um pequeno erro, essa diferença está dentro da margem de erro do software de simulação que é de 5°C. Com isso, pode-se afirmar que a metodologia para otimização de dissipadores se mostrou válida, visto que obteve-se uma redução considerável do comprimento do dissipador, tornando-se possível a sua implementação em lugares com espaços reduzidos, além de manter a temperatura máxima aproximadamente no mesmo valor do dissipador comercial, com isso não alterando o fluxo luminoso nem a vida útil dos LEDs da luminária com dissipador otimizado.

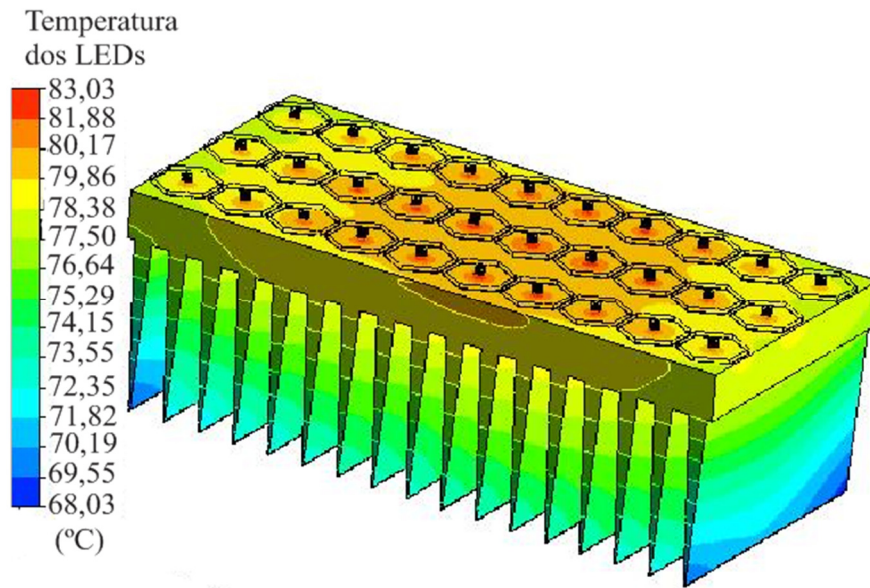


Figura 2.5 - Versão comercial do dissipador modelo KM 15.

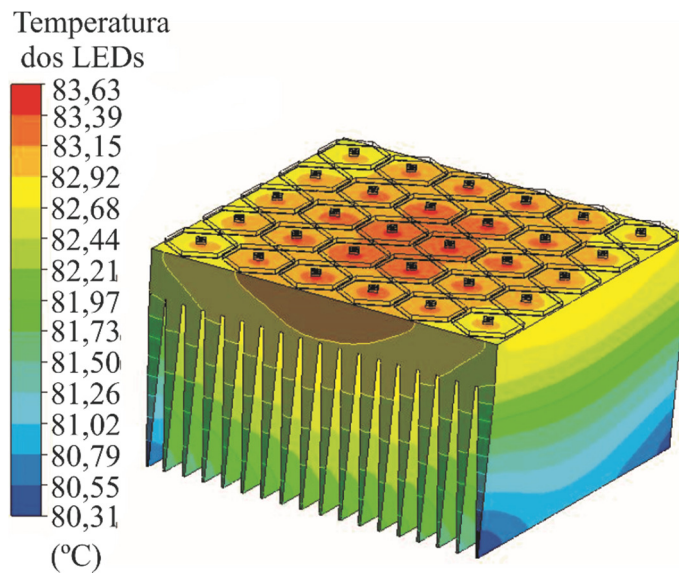


Figura 2.6 - Versão otimizada do dissipador modelo KM 15.

A Tabela 2.5 a seguir demonstra as características de projeto do segundo caso.

Tabela 2.5 - Especificações técnicas de projeto do segundo caso.

Especificações	Valor	Unidade	Modelo
Corrente direta (I_f)	0,651	A	-
Número de LEDs (N_{LEDs})	10	-	LXML-PWN1
Potência dissipada na forma de calor (K_h)	0,85	-	-
Resistência térmica da junção (R_{jc})	10	°C/W	-
Tensão Direta (V_f)	3,2	V	-
Temperatura de junção (T_j)	80	°C	-
Temperatura ambiente (T_a)	30	°C	-

O valor da V_f é retirado do catálogo do fabricante do LED através da curva ($V_f \times I_f$) conforme a Figura 2.3 demonstra. Após as especificações do projeto, consegue obter-se o valor da potência gerada na forma de calor (Q) por um LED através de (2.35).

Consequentemente após descobrir-se o valor de Q para um LED, e isolando-se a variável R_{hs} em (2.22), é possível definir-se qual é o valor necessário da R_{hs} do dissipador que deverá ser utilizado no sistema de iluminação.

A Tabela 2.6 irá demonstrar os valores de Q , R_{hs} e a percentagem de redução do w do dissipador otimizado. A R_{hs_cal} representa a resistência térmica calculada, a R_{hs_com} é a resistência térmica comercial escolhida pelo projetista baseado no valor calculado, a R_{hs_com} será comparada com o valor obtido através da otimização que será denominada como R_{hs_otim} , obtendo-se então o erro resultante da metodologia de otimização.

Tabela 2.6 - Análise comparativa do dissipador no segundo caso.

Modelo do Dissipador Comercial	Q para os 10 LEDs (W)	R_{hs_cal} (°C/W)	R_{hs_com} (°C/W)	R_{hs_otim} (°C/W)	Erro (%)	Área (cm²)	Redução do w (%)
KM 108	17,7	1,82	1,048	0,975	-6,96	-1,43	29,6

Com base nos resultados apresentados, pode-se notar que os erros encontrados nos testes da metodologia são aceitáveis, tendo em vista que a análise matemática considera os dissipadores com aletas retas e sem áreas curvilíneas, geometria comum nos mesmos.

A seguir serão demonstradas através de simulações utilizando o método dos elementos finitos (MEF) a comparação entre os dissipadores comerciais e os otimizados. O modo de transferência de calor no qual o software realizou as simulações é por meio da convecção natural, sendo assim não fazendo-se uso de nenhum dispositivo eletrônico para realizar o fluxo forçado de fluido, visto que o objetivo principal para a implementação são sistemas de iluminação pública, fazendo com que o sistema possua um bom grau de confiabilidade. Tanto o dissipador com as medidas comerciais quanto a sua versão otimizada será simulado com o mesmo valor de Q e N_{LEDs} , para modo de comparação entre ambos.

A Tabela 2.7 e Tabela 2.4 apresentam as dimensões de ambas as versões do dissipador modelo KM 108 e as características do ar respectivamente.

Tabela 2.7 - Variáveis do dissipador KM 108.

Característica	Símbolo	Valor comercial	Valor otimizado	Unidade
Comprimento	w	194	136,57	mm
Largura	L	100	100	mm
Altura	H	34	34	mm
Altura da aleta	H_f	28	28	mm
Largura da aleta	t_f	4,8	4,8	mm
Número de aletas	N_{fin}	20	21	-
Massa	M_s	1,046	0,952	kg

Empregando a metodologia previamente proposta o resultado obtido para o dissipador KM 108 foi de uma resistência térmica de $0,975^{\circ}\text{C}/\text{W}$, o que representa um erro de $-6,96\%$. A análise será realizada inicialmente variando o valor do comprimento (w) e o número de aletas (N_{fin}), para então determinar-se qual a massa (M_s) resultante para o dissipador otimizado. Isso pode ser realizado através da análise do gráfico da Figura 2.7 onde tem-se $M_s(w, N_{fin})$ por $R_{hs}(w, N_{fin})$.

Como pode-se perceber na Figura 2.7, com o w e o N_{fin} definidos pela metodologia de otimização, a R_{hs} do dissipador será maior do que a informada pela metodologia matemática, acarretando nos LEDs uma T_j maior. Conclui-se então que para obter-se uma R_{hs} igual a calculada, será necessário que o dissipador possua um w maior, demonstrando assim que a otimização foi falha para este caso.

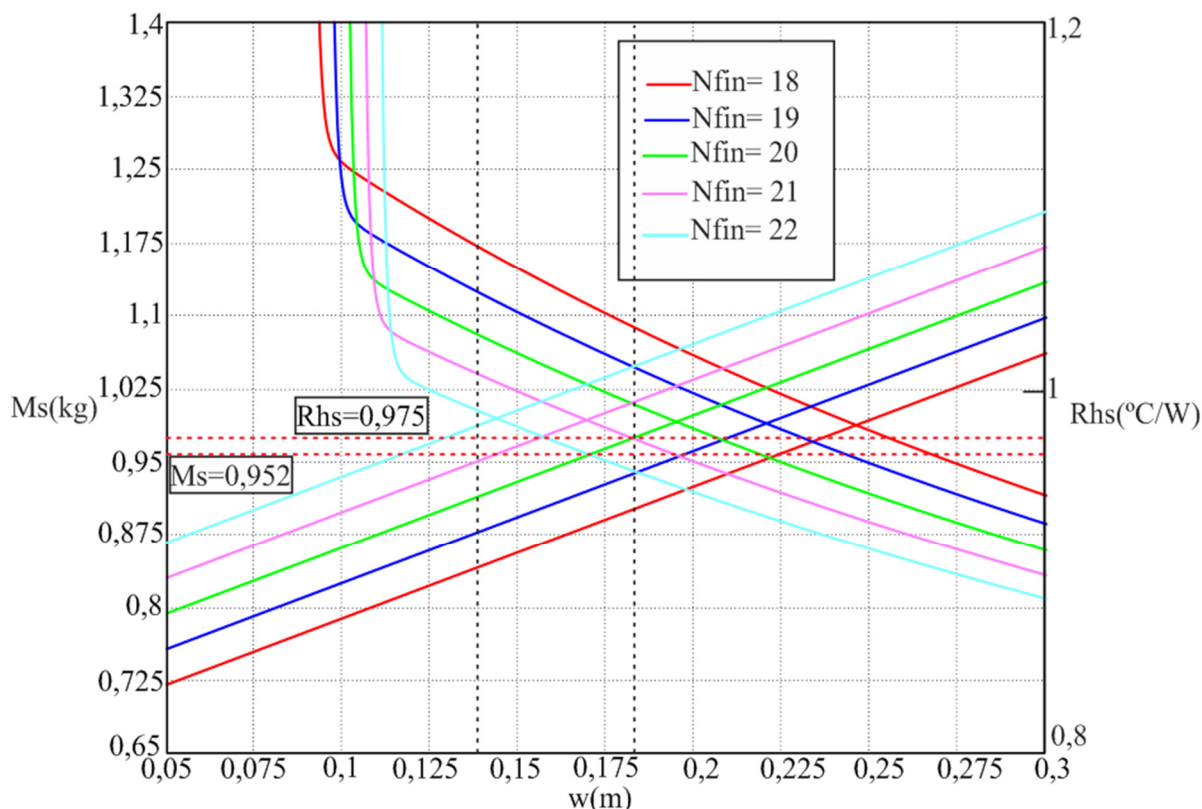


Figura 2.7 - Gráfico do ($w \times R_{hs} \times M_s$).

A Figura 2.8 e Figura 2.9 trazem através de simulações em elementos finitos, a versão comercial e otimizada respectivamente do dissipador térmico modelo KM 108. Como pode observar-se tanto a temperatura mínima como a máxima são menores no dissipador comercial que as do otimizado, em torno de 11°C . Com isso pode-se afirmar que a metodologia para otimização de dissipadores se mostra válida para dispositivos onde o aumento do N_{fin} irá representar consequentemente em um acréscimo da área de transferência de calor do dissipador, esse incremento irá suprir a redução da taxa de transferência de calor causada pelo aumento do N_{fin} . Com isso conclui-se que a metodologia de otimização se mostra válida, porém com restrição referente à área de contato do dissipador com o fluido.

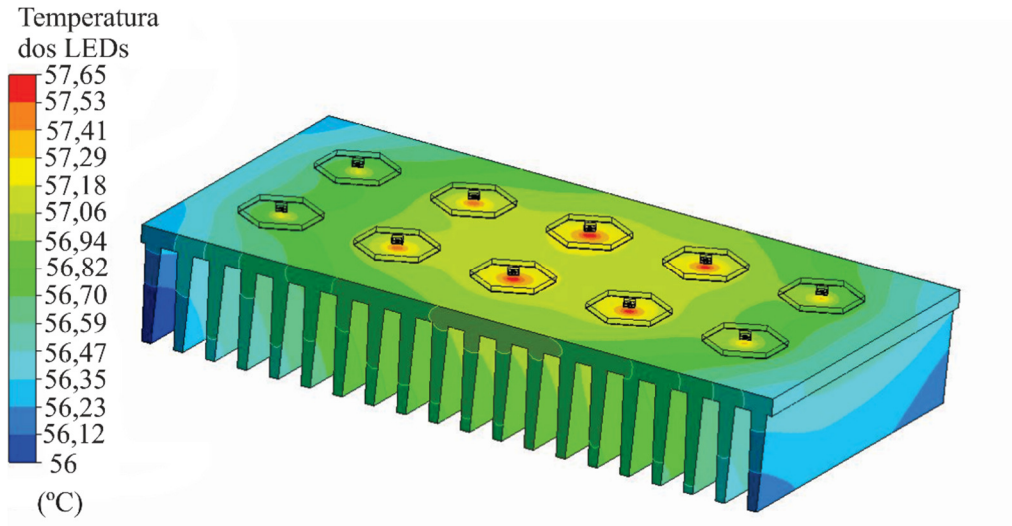


Figura 2.8 - Versão comercial do dissipador modelo KM 108.

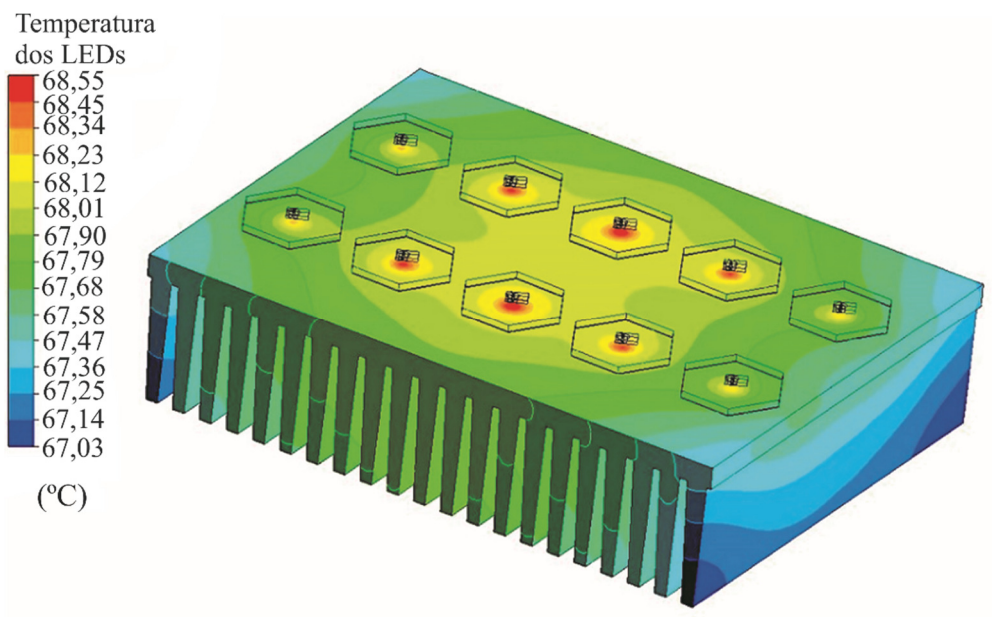


Figura 2.9 - Versão otimizada do dissipador modelo KM 108.

2.4 Conclusão

Através da metodologia de otimização proposta, resultados e experimentos apresentados, nota-se que com a otimização de dissipadores pode-se reduzir custos e trazer

benefícios. Essa análise compreende aspectos como dimensões, para projetos que necessitam controle da temperatura para melhor eficácia.

Para a iluminação utilizando LEDs avançar com seu desenvolvimento tecnológico, é necessário dar atenção para os principais pontos prejudiciais à eficácia e a vida útil desses dispositivos, sobretudo as pesquisas relacionadas ao controle térmico.

A principal vantagem apresentada pela metodologia de projeto desenvolvida em relação a trabalhos já existentes na área, é o cálculo da R_{hs} através do método da convecção natural empregando os valores das dimensões pré-determinadas pelo projetista. Essa característica se torna útil no desenvolvimento de projetos de iluminação onde as dimensões da lâmpada ou luminária são parâmetros críticos e que necessitam ser otimizados.

CAPÍTULO 3

OTIMIZAÇÃO E ANÁLISE DA VIDA ÚTIL DE LÂMPADAS QUE EMPREGAM LEDS

3.1 Introdução

Os LEDs são fontes de iluminação em estado sólido que cada vez mais estão sendo usados para diferentes aplicações tais como displays, aparelhos eletro médicos, iluminação em geral entre outros. Isso é devido as vantagens que oferece tais como economia de energia, baixa tensão de operação, o não uso de materiais nocivos na sua construção, longa vida útil, tamanho compacto do dispositivo e a sua relativa facilidade no controle da intensidade luminosa. A questão da longa vida útil requer uma atenção especial, visto que pode alcançar valores acima de 50.000 horas, esta característica tem pesado na hora da substituição de fontes de iluminação convencional por LEDs.

Os projetistas da área de iluminação quando efetuam um projeto, tem como objetivo principal que o sistema desenvolvido proporcione o fluxo luminoso esperado com a menor variação possível, durante todo o tempo em que o sistema estará em operação. Contudo, os LEDs quando são empregados em sistemas de iluminação existem diversos parâmetros como temperatura de junção, potência elétrica, corrente e tensão direta. Fatores que irão interferir na variação do fluxo luminoso produzido durante a vida útil do sistema (BENDER, IARONKA, *et al.*, 2013).

Porém, a dificuldade encontrada é observar o quanto cada uma dessas variáveis influencia na variação do fluxo luminoso. Entretanto, o gerenciamento da temperatura de operação tem sido um dos principais obstáculos que impedem à disseminação da tecnologia de estado sólido em iluminação (JIANMIN e WEI, 2007).

A condição térmica de trabalho deve ser observada para determinar um ponto de operação considerando a emissão de luz. Como a temperatura está ligada diretamente a potência elétrica que é aplicada aos LEDs, uma teoria para encontrar o ponto ótimo de operação de um sistema a LEDs foi proposta, tendo como objetivo alcançar o máximo fluxo luminoso através da escolha de um sistema térmico adequado (BENDER, IARONKA, *et al.*, 2013; HUI e QIN, 2009; HUI, CHEN e TAO, 2012).

A tarefa para o projetista da área na hora de determinar o ponto ótimo de operação de um sistema de iluminação com LEDs de potência é complexa. O fluxo luminoso é diretamente proporcional a corrente direta, porém com o aumento da mesma ocorrerá a elevação da potência consumida pelos LEDs, provocando a elevação da temperatura de operação do dispositivo.

A temperatura de junção surge devido a duas variáveis, a temperatura ambiente e a potência que é aplicada no LED, a sua ascensão provoca a atenuação do fluxo luminoso e da tensão direta do LED.

O presente capítulo tem como objetivo desenvolver uma metodologia matemática para otimização do projeto de sistemas de iluminação pública que empregam LEDs, envolvendo as seguintes variáveis: corrente direta aplicada no dispositivo, fluxo luminoso, temperatura da junção, volume do dissipador de calor e número de LEDs. A partir disso encontra-se como resultado a vida útil do mesmo com o fluxo luminoso mínimo de 70% em relação ao fluxo inicial. Também serão apresentados resultados práticos em relação aos testes de vida útil acelerados dos LEDs.

3.2 Teoria de Arrhenius

É um modelo baseado na velocidade de reação em misturas químicas. Este tem sido estendido para o processo de degradação de isolamentos e encapsulamentos de sistemas elétricos e eletrônicos. O impacto da temperatura também tem sido desenvolvido para abordar o aumento da degradação tanto em isolantes quanto em encapsulamentos para elevadas temperaturas. O método da temperatura tem sido usado para segurar os testes de confiabilidade acelerados (KUO, 2009).

Em (3.1), demonstra-se a equação de Arrhenius que é a relação entre a taxa de degradação de encapsulamentos e a temperatura dos componentes. Isto pode ser proveniente da

dependência observada de reações químicas em relação a mudanças de temperatura (IES TM-21-11, 2011; KUO, 2009; MENDONÇA, OLIVEIRA e FINOCCHIO, 2013; CAMARGO, 2005).

$$\frac{dE_{vu}}{dt} = A e^{-\frac{E_a}{k.T}} \quad (3.1)$$

Onde dE_{vu} / dt é a taxa de redução da vida útil em relação ao tempo, E_{vu} vida útil, E_a é a energia de ativação do processo (eV), k é a constante de Boltzmann's igual a $0,8617 \times 10^{-4}$ (eV), T é a temperatura absoluta do ponto mais quente em Kelvin e A é a constante do material.

Em (3.1) é fornecido os valores absolutos da vida útil. É sabido que o cálculo da vida útil de encapsulamentos e isolantes em geral a partir da temperatura de operação é um tanto complexo. Isso se deve ao fato de se aguardar um grande período de tempo, até que ocorra a primeira degradação do material, para poder avaliar-se o tempo de vida do mesmo.

O seguinte passo, necessita-se mudar (3.1), de onde irá surgir a expressão matemática que produz a curva de Arrhenius. Entretanto, integrando-se (3.1) e aplicando logaritmo em ambos os lados, obtêm-se (3.2) (IES TM-21-11, 2011; KUO, 2009; MENDONÇA, OLIVEIRA e FINOCCHIO, 2013; CAMARGO, 2005).

$$\ln E_{vu} = \left(\frac{E_a}{k} \right) \frac{1}{T} + A \quad (3.2)$$

Em (3.2) demonstra-se que o tempo de vida útil de encapsulamentos e isolantes estão em função da energia de ativação específica do material, e da temperatura de ambos, adotada como permanente durante toda a sua vida útil. As curvas de Arrhenius são traçadas a partir do $\ln(E_{vu})$ versus $1/T$, cuja inclinação é dada por E_a/K (IES TM-21-11, 2011; MENDONÇA, OLIVEIRA e FINOCCHIO, 2013).

Obtendo-se dois pontos, E_{vu1} e E_{vu2} , que fazem parte da curva de Arrhenius, e suas temperaturas, T_1 e T_2 e fazendo-se uso de (3.2), obtêm-se (3.3) (IES TM-21-11, 2011; MENDONÇA, OLIVEIRA e FINOCCHIO, 2013).

$$\ln E_{Vu1} - \ln E_{Vu2} = \left(\frac{Ea}{k} \right) \left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2} \right) \quad (3.3)$$

Com (3.3) pode-se notar a redução da vida útil do material que constitui o encapsulamento ou o isolamento de dispositivos elétricos e eletrônicos em uma determinada condição de trabalho em função de valores conhecidos. Com isso, o tempo de vida desses materiais pode ser calculado através de parâmetros conhecidos, que estão ligados às condições nominais de operação dos mesmos. Levando-se em conta que o tempo de vida útil nominal de encapsulamentos ou isolantes seja igual a E_{Vu2} , a uma temperatura nominal T_2 , quando a temperatura de funcionamento sofre uma elevação ΔT , quando T_1 é igual a $T_2 + \Delta T$ e substituindo o valor de T_1 na equação (3.3), escreve-se (3.4) (IES TM-21-11, 2011; MENDONÇA, OLIVEIRA e FINOCCHIO, 2013; CAMARGO, 2005):

$$E_{Vu} = E_{Vu_{nom}} \cdot e^{-\left(\frac{Ea}{k} \right) \left(\frac{\Delta T}{T_{nom}(T_{nom} + \Delta T)} \right)} \quad (3.4)$$

Onde tem-se que E_{Vu} é o tempo de vida útil do material do encapsulamento ou do isolante para $T=T_{nom}+\Delta T$, $E_{Vu_{nom}}$ é o tempo de vida útil nominal do material para $T=T_{nom}$, ΔT é o acréscimo de temperatura em relação a T_{nom} em °C, T_{nom} temperatura nominal do material em Kelvin.

Para fazer-se uso de (3.4), é necessário o conhecimento da vida útil nominal do material, da temperatura na condição operacional e a temperatura em que se queira analisar, para efetuar-se o cálculo da vida útil.

3.3 A Metodologia

3.3.1 Considerações Iniciais

Com a elevação do custo da energia elétrica com o passar dos anos, e as exigências governamentais para o aumento da eficácia de fontes de iluminação, o mercado dos LEDs teve uma expansão muito rápida (DOE, 2012). Porém o custo do mesmo pode ser elevado, devido a

isso a forma mais direta para obter-se a redução do número de LEDs juntamente com o aumento do fluxo luminoso produzido pelo sistema, é através da elevação da corrente direta (I_f) que é aplicada no dispositivo. Entretanto isso acarretará no surgimento de algumas consequências, como o aumento da T_j , redução da eficácia e da vida útil do mesmo. Para atenuar esses efeitos, se faz necessário a utilização de um dissipador de calor.

O projetista da área deverá levar em conta todos esses fatores e também o volume do dissipador de calor e o circuito de acionamento, sendo que este último não será abordado no presente capítulo, na hora de encontrar o ponto ótimo de operação de um sistema de iluminação pública. Na Figura 3.1 demonstra-se as variáveis que foram levadas em consideração para a otimização:

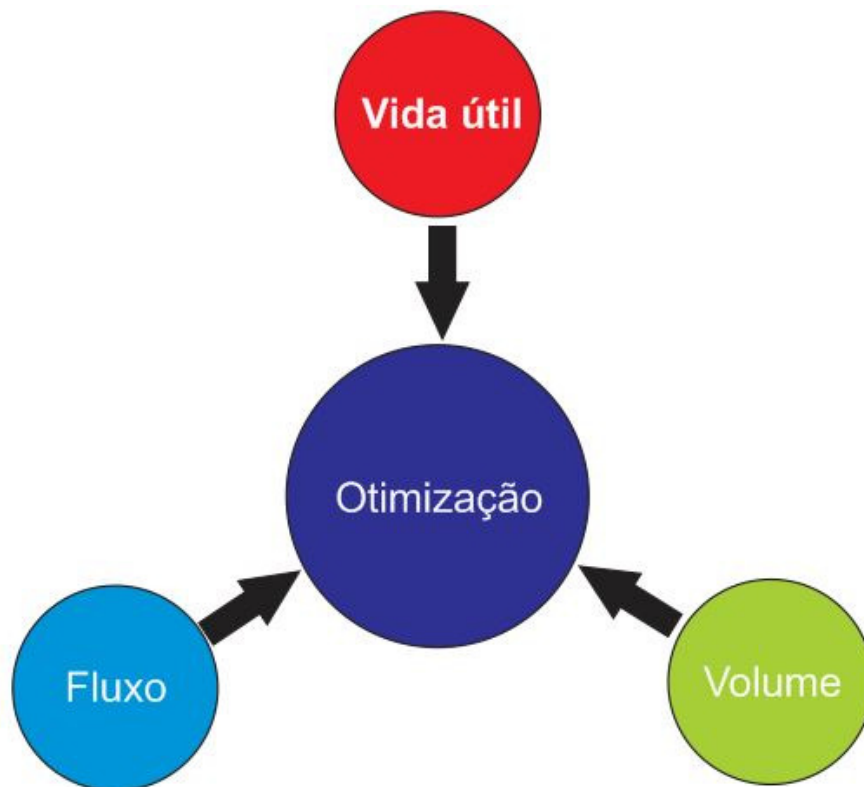


Figura 3.1 - Variáveis a serem otimizadas.

A indústria da iluminação historicamente tem classificado os dispositivos em termos do tempo pelo qual uma percentagem da população dos mesmos apresenta falhas. Um dos valores

usados é o B50, denomina-se o ponto onde pelo menos 50% dos dispositivos testados apresentou falhas, também denominado taxa ou vida média.

Atualmente, com a crescente popularização dos LEDs de potência em aplicações na iluminação, a indústria e os pesquisadores foram em busca de novas informações para estipular parâmetros de vida útil para esse tipo de dispositivo (PHILIPS LIGHTING, 2012).

A falha catastrófica de um LED é um caso raro, porém, a intensidade do fluxo luminoso emitido pelo mesmo tende a diminuir ao longo do tempo. Este efeito é denominado como manutenção dos lúmens, esta redução pode resultar numa queda nos níveis de iluminação de ambientes abaixo dos limites aceitáveis.

Um grupo de indústrias e pesquisadores da área de LEDs de potência, descobriram que a manutenção dos lúmens em 70% está perto do início em que o olho humano pode perceber uma redução no fluxo luminoso. As pesquisas apontam que uma redução de até 30% no fluxo luminoso é aceitável para a maioria dos usuários de aplicações de iluminação em geral, sendo que esse parâmetro foi denominado de L70. Com isso os pesquisadores propuseram que duas coordenadas fossem utilizadas para indicar o tempo de vida útil de um sistema de iluminação utilizando LEDs de potência, a B50/L70, essa norma indica que pelo menos 50% dos dispositivos testados terão que apresentar o valor mínimo de 70% do seu fluxo luminoso inicial (PHILIPS LIGHTING, 2012).

A realização de testes de aceleração do tempo de vida útil dos LEDs de potência, requerem um longo tempo para a sua execução, eles podem alcançar mais de 6000 horas para estimar a vida útil dos LEDs, esse tempo relativamente alto tem sido discutido no meio industrial. O método convencional do teste de aceleração do tempo de vida útil, assim como o modelo de Arrhenius, é baseado na degradação óptica a partir do estresse térmico. Esse relativo longo período de tempo necessário para os testes é devido que o acondicionamento dos LEDs é composto por materiais orgânicos, plásticos e silicones, os quais possuem limitações para condições de estresse térmico. Contudo existem pesquisas para a realização em conjunto com o estresse térmico o estresse de corrente, para a execução dos testes de aceleração do tempo de vida útil em um tempo reduzido, além da obtenção de uma estimativa precisa para o tempo de vida útil dos LEDs (BYUNGJIN e KIM, 2012).

No algoritmo matemático de otimização proposto será levado em consideração a vida útil do sistema de iluminação pública com LEDs até alcançar a L70, e a intensidade do fluxo luminoso desejado.

Na Figura 3.2 são demonstradas as variáveis que afetam diretamente na vida útil do sistema, conforme aumenta-se o valor da I_f aplicada nos LEDs, a T_j eleva-se, isso faz com que a vida útil seja reduzida.

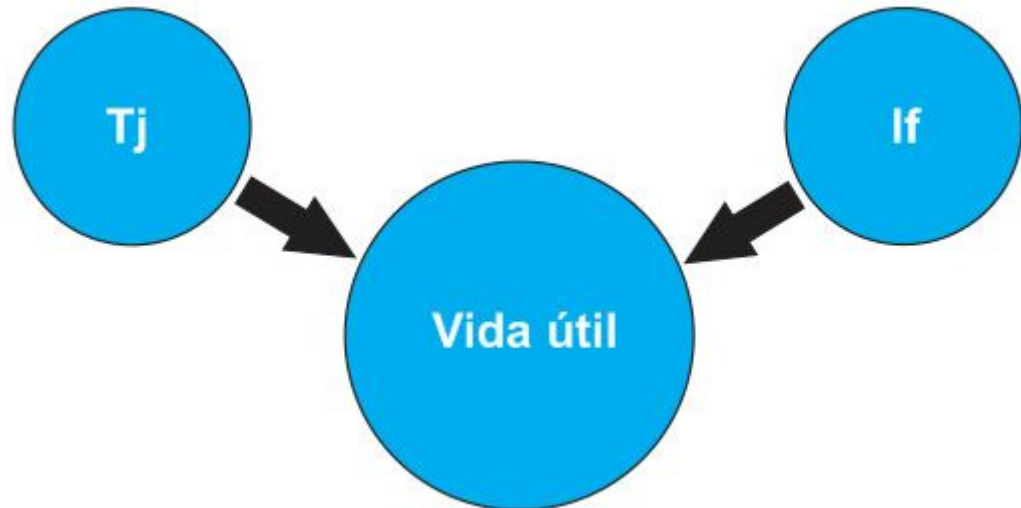


Figura 3.2 - Variáveis que determinam a vida útil.

A gestão térmica em sistemas de iluminação pública empregando LEDs é uma questão muito importante, a T_j é uma das variáveis que irão influenciar diretamente na vida útil do mesmo, a relação entre eles demonstra que um aumento na temperatura de operação do dispositivo irá resultar em uma redução exponencial na vida útil do mesmo (SERI, 1995).

Porém quando opera-se o sistema com uma I_f fixa e deseja-se diminuir a T_j , se faz necessário o uso de um dissipador de calor com uma menor R_{hs} . Para encontrar esse valor se faz necessário utilizar-se (2.34). Entretanto pode-se observar que existe uma relação inversamente proporcional entre R_{hs} e A_{tt} , quanto menor o valor da R_{hs} , maior é o valor da A_{tt} , ou seja, maior terá de ser a área do dissipador, tendo como consequência o aumento do volume do sistema de iluminação. Na Figura 3.3 é apresentada a relação direta entre o valor da R_{hs} e o volume do mesmo.

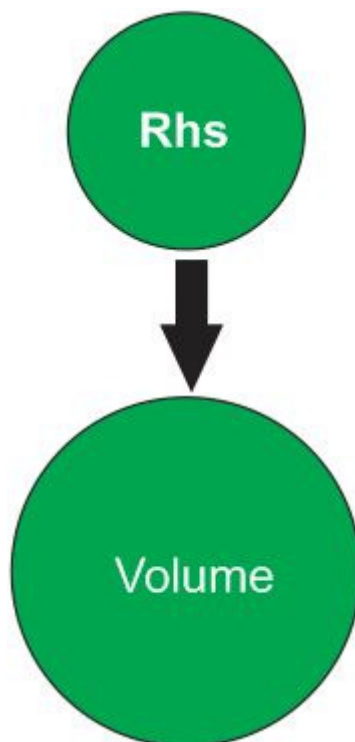


Figura 3.3 - Variável que determina o volume do dispositivo.

3.3.2 Análise Matemática

A corrente utilizada para alimentação dos LEDs tem sido elevada para níveis superiores aos de 350mA. Contudo, quando a injeção de corrente se eleva, a eficácia decresce gradativamente (KIM, SCHUBERT, *et al.*, 2007, SAGUATTI, BIDINELLI, *et al.*, 2012).

O fluxo luminoso é um parâmetro que possui um comportamento não linear, seu surgimento é devido a influência da I_f e da T_j , como consequência das resistências térmicas do dissipador R_{hs} e da resistência térmica da junção para o encapsulamento do LED (R_{jc}). Geralmente os fabricantes de LEDs demonstram através de gráficos a variação do fluxo luminoso em função da I_f conjuntamente com a T_j (BENDER, IARONKA, *et al.*, 2013; PHILIPS LUMILEDS, 2010).

O fluxo gerado por sistemas de iluminação compostos por LEDs é dependente de um grande número de variáveis como: Temperatura ambiente (T_a), número de LEDs utilizados no sistema (N_{LEDs}), a R_{hs} , a tensão de limiar do LED (V_o), a resistência parasita série (R_s), a magnitude da redução da tensão em função do aumento da temperatura que é dependente da

dopagem do semiconductor normalmente com uma redução conforme o LED de 1,5 a 4mV/°C (k_v), a I_f aplicada no dispositivo, temperatura de referência normalmente especificada em 25°C (T_o), corrente de referência (I_{fo}), parcela de potência elétrica dissipada na forma de calor (k_h), a R_{jc} , a tensão direta no dispositivo (V_f), o fluxo luminoso produzido por um LED (F_o), coeficiente linear do fluxo luminoso em função da temperatura (c_0), coeficiente angular que representa a relação do fluxo luminoso com a temperatura da junção (c_1), coeficiente linear do fluxo luminoso em função da I_f sendo comumente igual à zero (d_0), coeficiente que representa o aumento do fluxo luminoso devido ao acréscimo da I_f e normalmente é maior ou igual à unidade (d_1) (BENDER, IARONKA, *et al.*, 2013; HUI e QIN, 2009).

Com esses coeficientes é possível representar a atuação do fluxo luminoso dos LEDs. Como já mencionado anteriormente o fluxo luminoso é uma função de duas variáveis I_f e T_j , pode-se representá-las matematicamente com efeitos exclusivos, levando-se em conta a T_o e a I_{fo} , igualmente informadas pelo fabricante. Dessa forma, o fluxo luminoso total (F_t) é conhecido pelo produto de ambos os efeitos (BENDER, IARONKA, *et al.*, 2013; HUI e QIN, 2009).

No primeiro passo da rotina de cálculos, o projetista deverá informar os parâmetros citados anteriormente, incluindo o N_{LEDs} e o F_t desejado que seja produzido pelo sistema de iluminação pública. A I_f é uma das variáveis que deseja-se encontrar, ela será obtida através de (3.5), cuja resolução é feita através do processo direto (BENDER, IARONKA, *et al.*, 2013; HUI e QIN, 2009).

$$F_t(T_j, I_f) = N_{LEDs} \cdot F_o \cdot \left[c_0 + c_1 \left(T_a + R_{ja} \cdot k_h \cdot \frac{I_f}{I_{fo}} \cdot \frac{V_o + R_s \cdot \frac{I_f}{I_{fo}} + k_v (T_a - T_o)}{1 - \frac{I_f}{I_{fo}} \cdot k_h \cdot k_v \cdot R_{ja}} \right) \right] \cdot \left[d_0 + d_1 \frac{I_f}{I_{fo}} \right] \quad (3.5)$$

Onde:

$$R_{ja} = (R_{jc} + N_{LEDs} \cdot R_{hs}) \quad (3.6)$$

Pode-se fazer constatações importantes referentes a (3.5). Ela representa o F_t em função da I_f e da T_j , como produto das resistências térmicas R_{jc} e R_{hs} . Está equação expressa todos os aspectos elétricos, fotométricos e térmicos de um sistema de iluminação utilizando LEDs.

O próximo passo executado pela rotina após a obtenção de I_f , é o cálculo da T_j através de (3.7).

$$T_j = T_a + (R_{jc} + N_{LEDs} \cdot R_{hs}) \cdot P_h \quad (3.7)$$

Onde:

$$P_h = \left(\frac{R_s \cdot I_f + V_o + k_v \cdot (T_a - T_o)}{\left[1 - I_f \cdot k_h \cdot k_v \cdot (R_{jc} + N_{LEDs} \cdot R_{hs}) \right]} \right) \cdot I_f \cdot k_h \quad (3.8)$$

O tempo de vida útil dos LEDs é definido pelo parâmetro de desempenho L70, a degradação do F_t pode ser afetada tanto pelo estresse térmico como pelo óptico. Após encontrar-se o valor da T_j , através de (3.7) é possível determinar o fator de aceleração (FA), que é definido como a razão entre a vida útil dos LEDs sob condições normais de uso (VUT_u), e sob condições de aceleração ou estresse (VUT_e).

Primeiramente deve-se entrar com as variáveis, a corrente de operação que o catálogo do fabricante informa, potência óptica sobre o modelo do LED escolhido (I_u), e a corrente que aciona os LEDs gerando a potência de estresse óptico (I_e), essa é obtida através de (3.5) sendo que ($I_f = I_e$). A variável que é o parâmetro determinado a partir das curvas encontradas no catálogo do fabricante do LED escolhido é (n), é uma medição do efeito do estresse óptico ao longo da vida útil do dispositivo, a obtenção de n é por meio da lei da potência inversa, como demonstra-se em (3.9) (BYUNGJIN, KIM, 2012; OTT, 2000; SHAILESH, SAVITHA, *et al.*, 2012; VÁZQUEZ, NÚÑEZ, *et al.*, 2010).

As variáveis referentes a temperatura são a (T_u) que representa a T_j do estresse térmico em operação, é o valor que o catálogo do fabricante informa sobre o LED escolhido, e a (T_e) que é a T_j da condição de estresse térmico, é o valor em que cada LED do sistema irá operar, é obtida através de (3.7) sendo que ($T_j = T_e$). A energia de ativação é definida pelos tipos de materiais de que o LED é composto (E_a), medida em (eV), e por último a constante de

Boltzmann (k), com valor de $(8,6 \times 10^{-5} \text{ eV/k})$. Em (3.10) demonstra-se como obter o valor do FA (BYUNGJIN e KIM, 2012; OTT, 2000).

$$\frac{t_0}{t_2} = \left(\frac{I_0}{I_2} \right)^{-n} \quad (3.9)$$

Onde I_0 e I_2 são valores de densidade de corrente nos LEDs informadas pelas curvas de vida útil dos mesmos contidas no catálogo do fabricante, já t_0 e t_2 são definidos como sendo o tempo de vida útil dos LEDs apresentados pelas curvas de vida útil dos mesmos contidas no catálogo do fabricante, n é o parâmetro de valor empírico que será obtido. A Figura 3.4 traz as curvas do catálogo do fabricante. Os tempos de vida útil do LED t_0 e t_2 são conhecidos para determinados valores de correntes de operação I_0 e I_2 , portanto existem relações entre a corrente do driver e o tempo de vida útil do dispositivo, que pode ser percebido a partir de (3.9) (OTT, 2000).

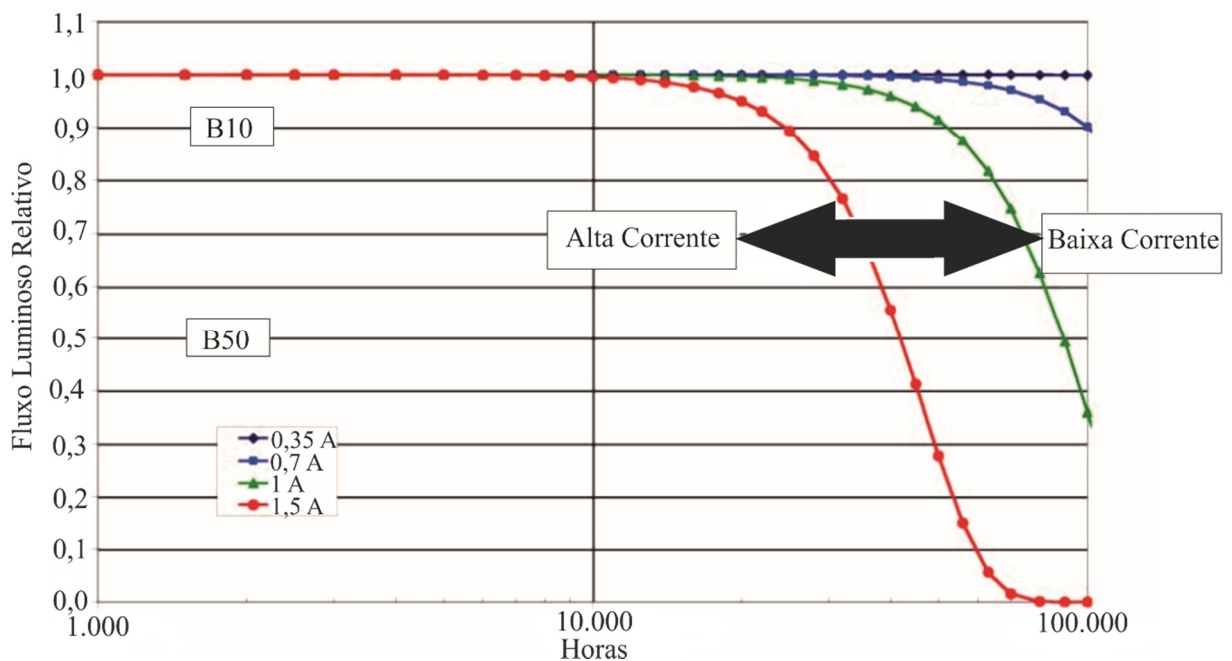


Figura 3.4 - Comportamento da vida útil de um LED Luxeon K2 operando com diferentes níveis de corrente e com uma temperatura de junção de 125°C. **Fonte:** (PHILIPS LUMILEDS, 2010)

Quanto maior o valor da variável n maior será a redução na vida útil dos LEDs, isso demonstra a sensibilidade do dispositivo para o aumento de corrente (OTT, 2000).

Portanto se os LEDs operarem exatamente com os valores da I_e e T_e iguais aos informados no catálogo do fabricante do mesmo, o tempo em horas da VUT_e será o mesmo já informado pelo documento, pois atingirá um valor do FA unitário. Porém se os LEDs do sistema operarem com valores de I_e e T_e maiores que os informados no catálogo do fabricante, o valor do FA será maior que um, e portanto a VUT_e dos LEDs será reduzida. Entretanto se os mesmos trabalharem com valores de I_e e T_e menores que os informados no catálogo do fabricante, o valor do FA será menor que um, e portanto a VUT_e dos LEDs será aumentada.

Após obter-se o valor do FA , é possível constatar o tempo em horas que o sistema produzirá um F_t de 70% em relação ao inicial. Porém deve-se informar duas variáveis, a primeira é a VUT_u , é a vida útil L70 em horas do LED, esse valor é obtido através do catálogo do fabricante, onde ele garante qual será o tempo mínimo de duração do dispositivo operando dentro dos valores de I_f e T_j , também informados pelo mesmo. A outra variável será o valor do FA obtido através de (3.10).

$$FA = \frac{VUT_u}{VUT_e} = \left(\frac{I_u}{I_e} \right)^{-n} \cdot e^{\left[\frac{E_a}{k} \cdot \left(\frac{1}{T_u} - \frac{1}{T_e} \right) \right]} \quad (3.10)$$

Após alcançar-se essas duas informações, consegue-se encontrar a VUT_e do sistema de iluminação através de (3.11).

$$VUT_e = \frac{VUT_u}{FA} \quad (3.11)$$

O objetivo principal da rotina de cálculos é encontrar o ponto ótimo de operação do sistema de iluminação, onde o projetista poderá priorizar características de projeto, como a VUT do dispositivo, o F_t , o N_{LEDs} e o volume.

A rotina de cálculos terá dois laços de repetição, no primeiro ocorrerá variação do dissipador de calor, ou seja a variação do valor da R_{hs} do sistema, esse laço ficará envolvido dentro de um outro laço externo onde ocorrerá a variação do N_{LEDs} , essa rotina é demonstrada no fluxograma da Figura 3.5.

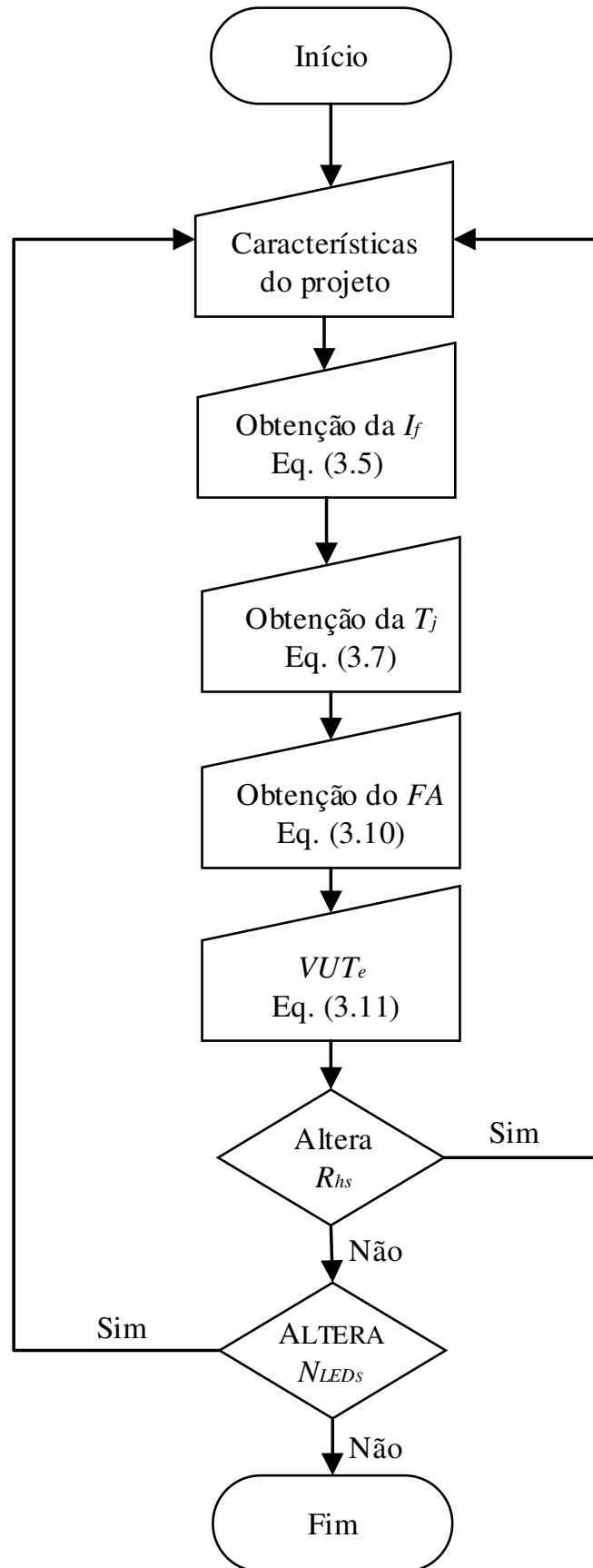


Figura 3.5 - Fluxograma da rotina de cálculos desenvolvida.

3.3.3 Exemplo de Projeto

Em seguida demonstra-se uma aplicação teórica da rotina desenvolvida. O LED escolhido foi da marca Philips, modelo Luxeon Rebel LXML-PWN1, que é apresentado na Figura 3.6.



Figura 3.6 - Modelo do LED escolhido. **Fonte:** (PHILIPS LUMILEDS, 2011)

O objetivo de aplicação desse sistema será em iluminação pública, as características do LED foram retiradas através de uma regressão linear das curvas de $(V_f \times I_f)$, $(F_t \times I_f)$ e $(F_t \times T_j)$, estas especificações são fornecidas pelo catálogo do fabricante (PHILIPS LUMILEDS, 2011). Os coeficientes de regressão linear são demonstrados na Tabela 3.1.

A seguir serão apresentados alguns resultados teóricos através de gráficos. Os mesmos foram gerados por meio da metodologia de projeto otimizado para sistemas de iluminação pública que empregam LEDs proposto no presente capítulo, onde pode-se analisar os diversos parâmetros que devem ser levados em consideração no momento do projeto do sistema de iluminação, proporcionando uma relativa facilidade ao projetista na hora da execução deste tipo de trabalho.

Tabela 3.1 - Variáveis de entrada.

Coefficiente	Símbolo	Unidade de medida	Valor
Corrente que produz a potência óptica	I_u	A	0,35
Retirado das curvas informadas no catálogo do fabricante	n		1,92
Energia de ativação	E_a	eV	0,5
Número de LEDs	N_{LEDs}	-	30
Constante de Boltzmann	k	eV/K	$8,6 \times 10e-5$
Temperatura ambiente	T_a	°C	25
Resistência térmica da junção	R_{jc}	°C/W	10
Resistência térmica do dissipador	R_{hs}	°C/W	0,85
Resistência parasita série	R_s	Ω	0,6640
Tensão de limiar do LED	V_o	V	2,7334
Coefficiente da redução da tensão em função do aumento da temperatura	K_v	V/°C	-0,002
Temperatura de referência	T_o	°C	25
Potência dissipada na forma de calor	k_h	-	0,85
Fluxo luminoso	F_o	lm	100
Coefficiente linear do fluxo luminoso em função da temperatura	c_o	-	1,0446
Coefficiente angular que representa a relação do fluxo luminoso com a T_j	c_l	-	-0,0016
Coefficiente linear do fluxo luminoso em função da I_f	d_o	-	0
Aumento do fluxo luminoso devido ao acréscimo da I_f	d_l	-	1,9642
Tensão direta	V_f	V	3
Fluxo luminoso total	F_t	lm	7500

Na Figura 3.7 abaixo ocorre a variação da VUT do sistema de iluminação, conforme varia-se a I_f e o N_{LEDs} .

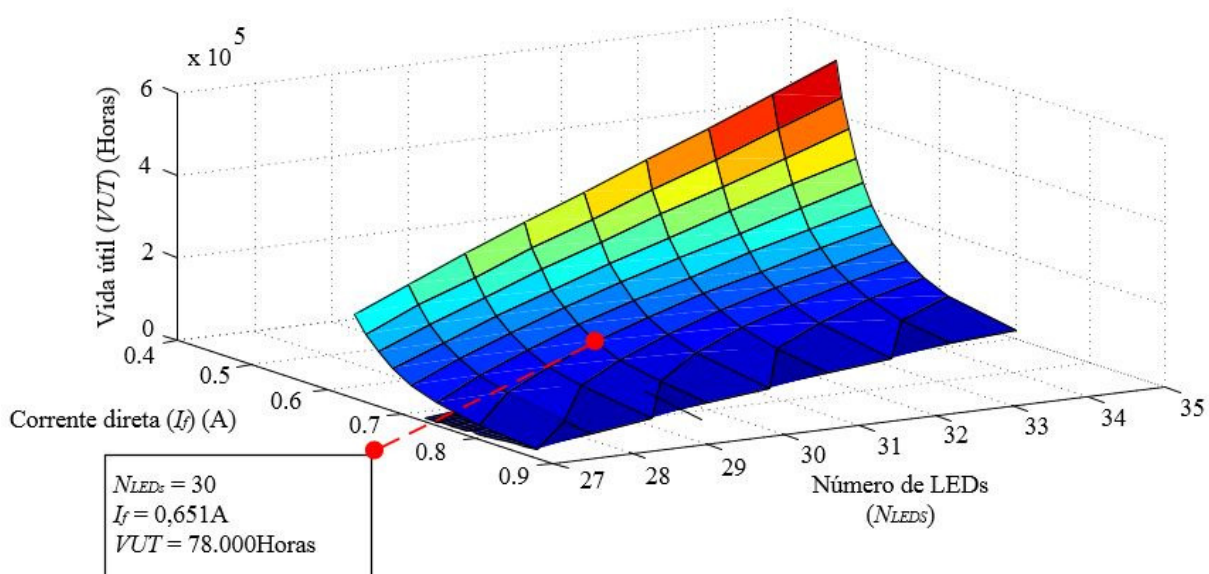


Figura 3.7 - A VUT do sistema em função do N_{LEDs} e da I_f .

Realizando-se uma analogia do projeto, pode-se observar que para obter-se uma longa VUT é necessário ter o valor da I_f em níveis os mais reduzidos possíveis, entretanto para que isso ocorra é necessário um acréscimo no N_{LEDs} , isso acarretará no aumento do volume e principalmente custo do sistema. Quanto ao custo, seus dois principais componentes são o alumínio referente ao dissipador de calor e o N_{LEDs} utilizado no projeto. Com referência ao volume, ele será devido principalmente ao tamanho do dissipador de calor.

Na Figura 3.8 pode-se observar a mudança da VUT do sistema em função da R_{hs} e do N_{LEDs} . Constata-se que quanto menor o valor da R_{hs} e maior o N_{LEDs} , resultará numa maior VUT do sistema, devido que nesta situação os LEDs irão operar com uma T_j relativamente reduzida. Em contrapartida não explícito no gráfico é que neste mesmo ponto o dissipador de calor terá o maior volume, aumentando conseqüentemente o tamanho do sistema de iluminação.

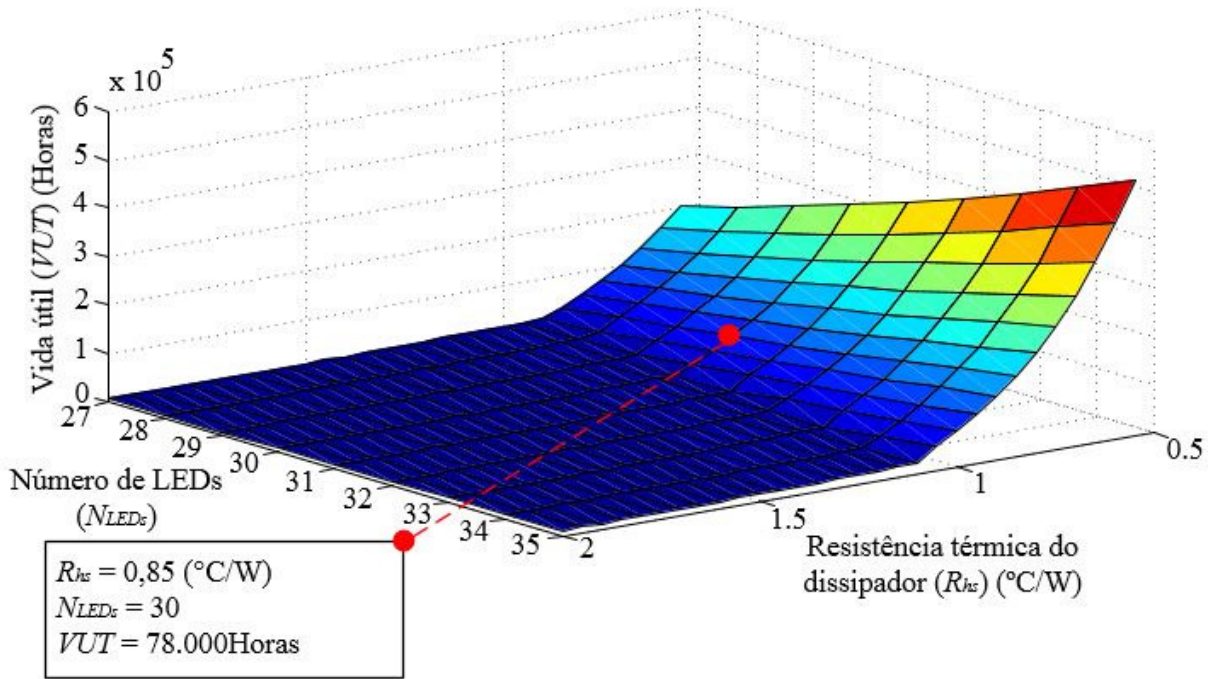


Figura 3.8 - A VUT do sistema em função da R_{hs} e do N_{LEDs} .

Numa análise da Figura 3.9 verifica-se a alteração da T_j em função da R_{hs} e do N_{LEDs} .

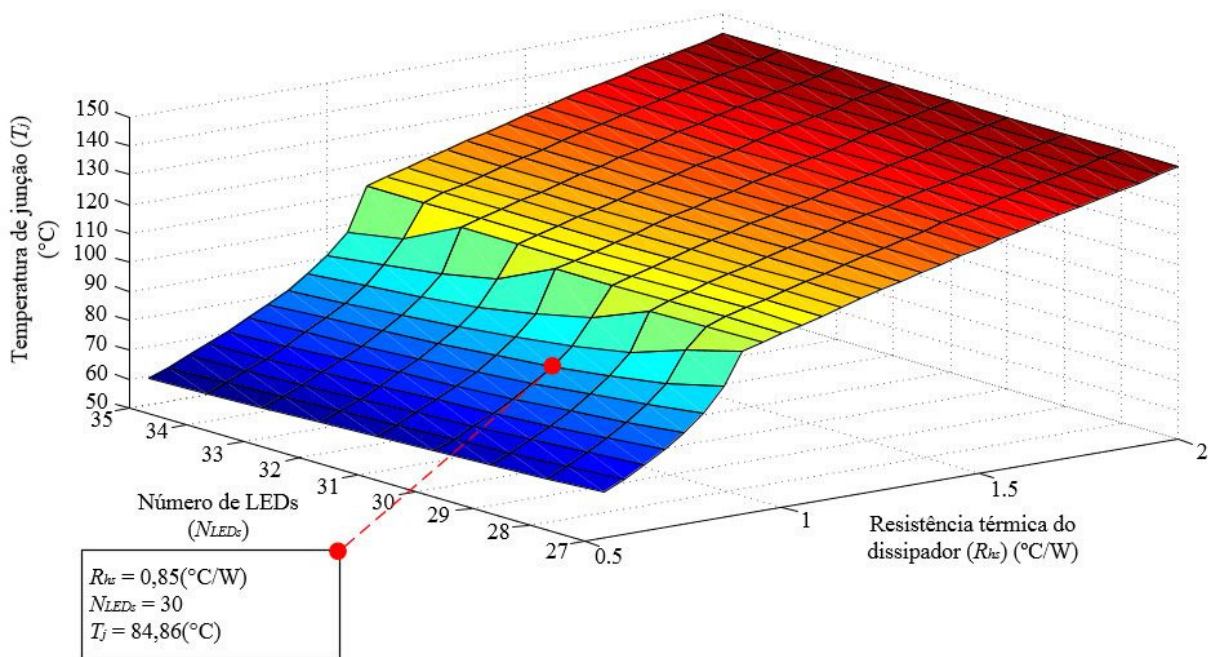


Figura 3.9 - A T_j do sistema em função da R_{hs} e do N_{LEDs} .

Nota-se que quanto maior é o valor da R_{hs} (dissipador com menor volume), maior é a T_j dos LEDs do sistema. Outra consequência importante não demonstrada no gráfico, é que esse aumento da T_j fará com que haja uma redução exponencial na VUT do sistema.

Na avaliação da Figura 3.10 constata-se a variação da I_f em função da R_{hs} e do N_{LEDs} .

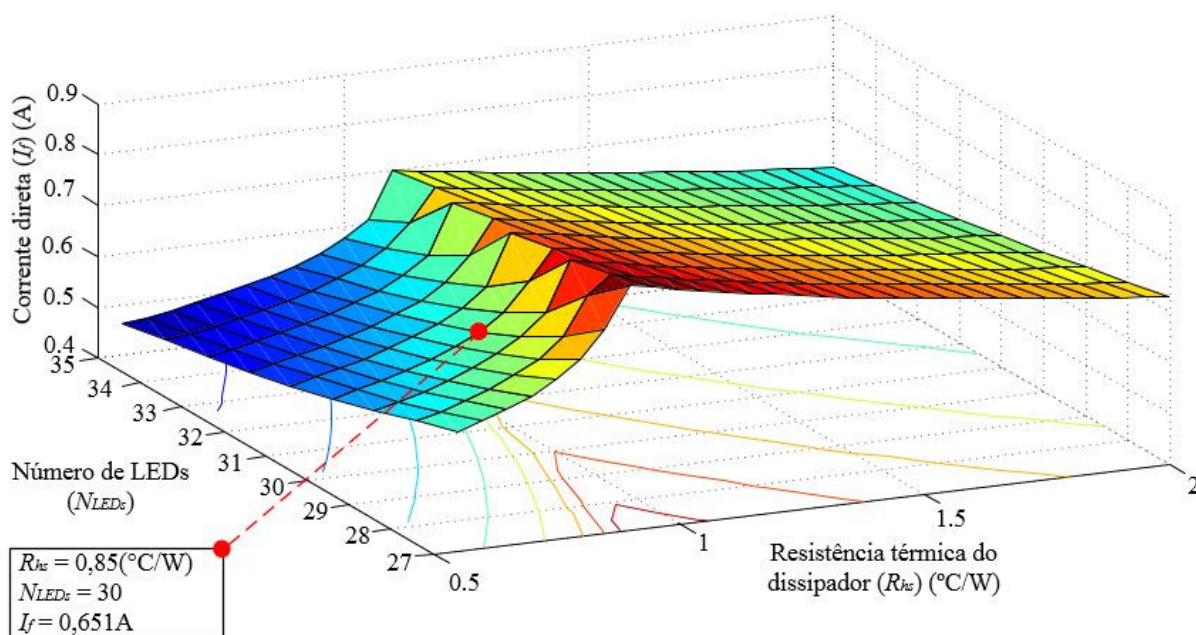


Figura 3.10 - A I_f do sistema em função da R_{hs} e do N_{LEDs} .

Fazendo-se uma análise criteriosa conclui-se que inicialmente para manter o F_t constante é necessário que a I_f seja elevada conforme o valor da R_{hs} varie de 0,5 até aproximadamente $1^{\circ}C/W$. Quando a dissipação térmica diminui, ou seja, o valor da R_{hs} começa a ser maior que $1^{\circ}C/W$, como pode ser visto na Figura 3.9, a T_j começa a elevar-se a patamares acima dos $95^{\circ}C$, ocasionando uma diminuição no F_t do sistema. Devido a isso os níveis de I_f começam a diminuir para manter o F_t constante. Outra conclusão a que se chega é que quanto maior o N_{LEDs} do sistema de iluminação, menor deve ser o valor da I_f que circula por eles, para que se tenha o valor do F_t constante.

Para o projeto teórico do sistema de iluminação pública com LEDs, utiliza-se um dissipador de calor com o valor da R_{hs} de $0,85^{\circ}C/W$, com um número de 30 LEDs, como pode ser visto na Figura 3.8. Levando-se em conta essas informações, pode-se observar na Figura 3.7 onde estão salientadas algumas características do projeto, onde nota-se que os LEDs do

sistema irão operar com um valor de I_f de 0,651 A tendo uma VUT estimada de aproximadamente 78.000 horas em operação até alcançar um F_r menor do que 70% em relação ao inicial. Também comprova-se através da Figura 3.9 que a T_j em que os LEDs iram operar é de 84,86 °C.

Todos os gráficos apresentados, demonstram as características teóricas que o projeto possui. No subtítulo seguinte serão expostos alguns resultados práticos, validando os teóricos já obtidos.

3.3.4 Resultados Experimentais

Para validação da metodologia proposta um protótipo já existente contendo 30 LEDs modelo Luxeon Rebel LXML-PWN1 foi analisado. Os LEDs estavam dispostos em um dissipador aletado com uma R_{hs} de 0,85 °C/W, sendo fixados sobre o mesmo através de uma fita adesiva de dupla face modelo SEKISUI#5760 conforme mostra a Figura 3.11.

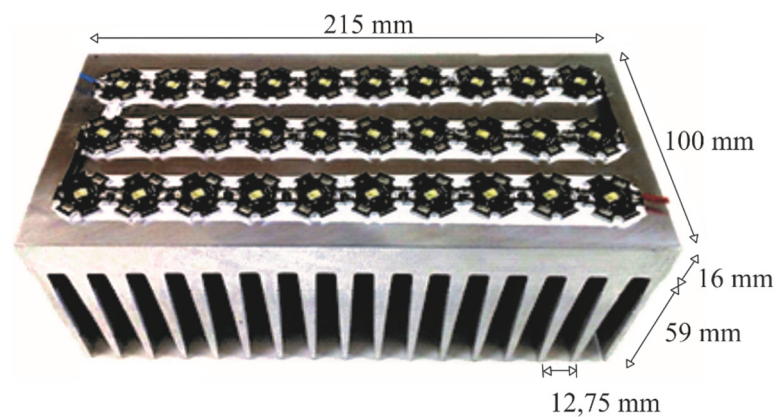


Figura 3.11 - Protótipo existente.

O sistema foi testado sob uma temperatura ambiente de aproximadamente 25 °C até chegar-se ao regime térmico, e o resultado obtido e medido com um termovisor da marca Fluke modelo Ti25 é apresentado na Figura 3.12.

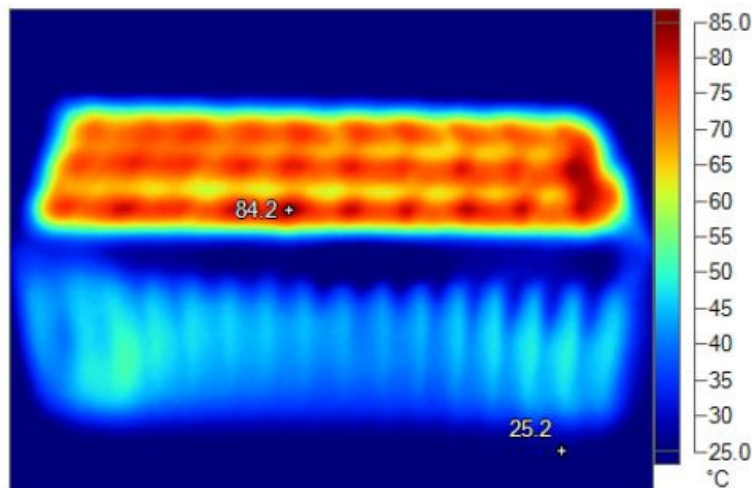


Figura 3.12 - Imagem do termovisor.

Conforme pode perceber-se, o valor da T_j estimada no protótipo é muito próximo do obtido teoricamente, contendo um erro de aproximadamente 0,77%, o que valida a metodologia proposta juntamente com os resultados teóricos obtidos anteriormente.

Outros dois pontos importantes já comentados anteriormente, são referentes ao volume e o custo do dissipador de calor. Este primeiro que influenciará diretamente no tamanho total do sistema de iluminação, pois quanto maior o volume do dissipador maior será o tamanho da luminária. O outro ponto relevante é quanto ao custo, pois quanto maior é o volume do dissipador, maior será a massa de alumínio empregada para a sua confecção, resultando em um sistema de iluminação com um custo mais elevado. A massa total do dissipador é de $6,6 \times 10^{-4} \text{m}^3$ de alumínio, o que é um volume consideravelmente grande, tendo como consequência um sistema de iluminação com maior tamanho e com um custo relativamente mais elevado.

3.3.5 Resultados Práticos Referentes a Vida Útil

Montou-se um experimento com o objetivo de realizar condições de estresse óptico e térmico simultaneamente em um LED, com a finalidade de validar a teoria do cálculo da VUT de LEDs demonstrada anteriormente. Foi imposto ao LED uma I_f de aproximadamente 1A, e uma T_j em torno de 150°C, condições máximas de operação tanto em corrente como em temperatura conforme o catálogo do fabricante informa para esse modelo de LED (PHILIPS

LUMILEDS, 2011). Essas condições ocorreram paralelamente em dois protótipos para que os resultados obtivessem maior confiabilidade. Na Tabela 3.2 estão descritos os equipamentos utilizados para a montagem dos dois protótipos.

Tabela 3.2 - Lista de equipamentos utilizados nos protótipos.

Equipamento	Modelo	Quantidade
Caixa de madeira	24cmx24cmx24cm	2
Dissipador de calor	Km 1222 (2,47°C/W)	2
Fonte de alimentação dos LEDs	Power Supply/DMM – 30V/2,5A	1
Fonte de alimentação dos resistores de potência	ICEL – 30V/3A	2
LED	Luxeon Rebel LXML-PWN1	2
Microcontrolador	Tiva™ C Series - TM4C123G	2
Relé	HJR-3FF-S-Z – 5V/5A	2
Resistor de potência	47KΩ/10W	6
Sensor de temperatura	LM35DZ	2
Transistor	2N2222A	2
Luxímetro	Phywe	1

Para a experimentação ocorrer foram necessárias a realização de algumas etapas e estas estão descritas a seguir. Primeiramente, para que não houvesse influência da luminosidade externa do ambiente foram construídas duas caixas fechadas de 24cmx24cmx24cm, e foram pintadas com tinta preta internamente para que o reflexo da luz nas paredes das caixas não influenciasse na medida. O LED foi sobreposto ao dissipador de calor, e na parte inferior do dissipador instalaram-se 3 resistores de potência conectados em paralelo para realizar o aquecimento forçado do LED sobreposto ao dissipador através de uma fonte de alimentação controlada por um microcontrolador, que faz a leitura da temperatura no dissipador de calor (T_{hs}) através de um sensor de temperatura, assim conforme se encontra a T_{hs} , o microcontrolador manda fechar ou abrir o circuito de alimentação dos resistores de potência através de um relé,

Através de (3.12) pode-se estimar a T_j do LED (BENDER, IARONKA, *et al.*, 2013).

$$T_j = T_{hs} + R_{jc} \cdot V_f \cdot I_f \cdot K_h \quad (3.12)$$

Todos os passos listados anteriormente foram realizados para a construção dos dois protótipos. Na Figura 3.15 e Figura 3.16 pode-se observar os dois protótipos e a configuração interna dos mesmos respectivamente.

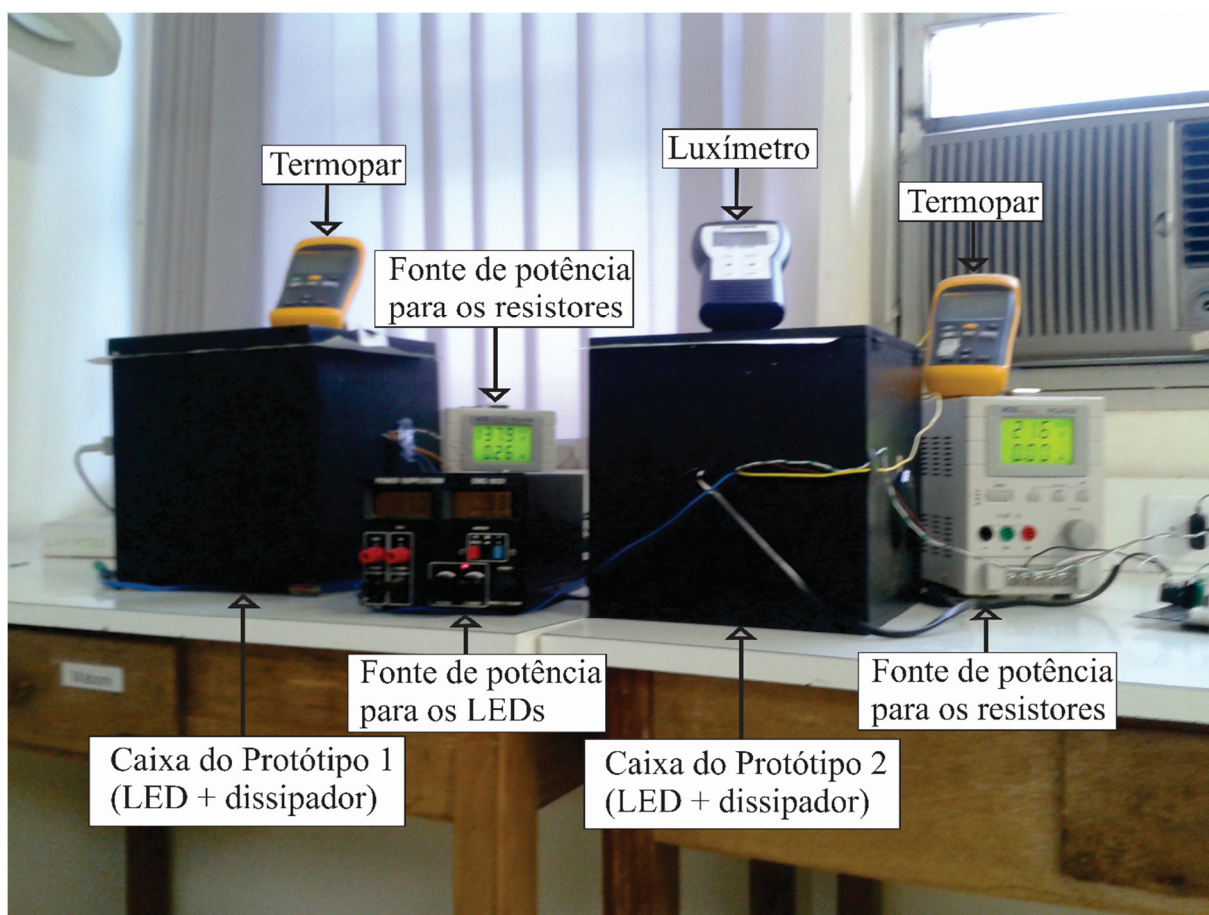


Figura 3.15 - Imagem dos dois protótipos.



Figura 3.16 - Imagem interna dos protótipos.

Com o intuito de obter-se a VUT do LED operando nessas condições, com valores de I_f e T_j de 1A e 150°C respectivamente, esses mesmos valores foram informados à rotina de cálculo da VUT proposta anteriormente neste trabalho, e obteve-se um tempo estimado até a L70 do LED de 3922 horas.

Com a intenção de validar-se a teoria de cálculo proposta para obtenção da VUT , o resultado obtido será comparado através de curvas de extrapolação geradas a partir de (3.13) proposta pela norma IES TM-21-11, com base nas medições de fluxo luminoso que foram realizadas diariamente nos protótipos (IES TM-21-11, 2011).

$$L_{70} = \frac{\ln\left(\frac{B}{0,7}\right)}{\alpha} \quad (3.13)$$

Onde (B) é a constante inicial de projeto derivada da curva ajustada pelo método dos mínimos quadrados e (α) é a constante da taxa de decaimento derivada da curva ajustada pelo método dos mínimos quadrados.

A norma IES TM-21-11 traz que a duração mínima de testes na condição de estresse para verificação da *VUT* de LEDs através de curvas de extrapolação deve ser de 6000 até 10000 horas, sendo que devem ser consideradas para a curva de extrapolação apenas as 5000 horas finais de testes. E que leituras do fluxo luminoso ocorridas anteriormente a 1000 horas de testes não devem ser usadas para a curva de extrapolação (IES TM-21-11, 2011).

A seguir serão analisadas as curvas de extrapolação para ambos os protótipos, com a intenção de fazer uma comparação entre os mesmos e também com a teoria de cálculo da *VUT* já proposta.

Como pode-se observar na Figura 3.17, existe uma certa proximidade entre os resultados de *VUT* obtidos através da extrapolação das curvas do protótipo 1 e 2, porém ambos os valores estão distantes do valor encontrado através da teoria proposta para o cálculo da *VUT* cujo resultado encontrado foi de 3922 horas. Entretanto, segundo a norma IES TM-21-11 quanto menor o número de horas de testes práticos, menor é a precisão dos resultados obtidos através da extrapolação das curvas de decaimento do fluxo luminoso obtidos na prática. E para essa situação, a modo de comparação entre os dois protótipos foram extrapoladas as curvas no período de testes de 1000 a 3000 horas.

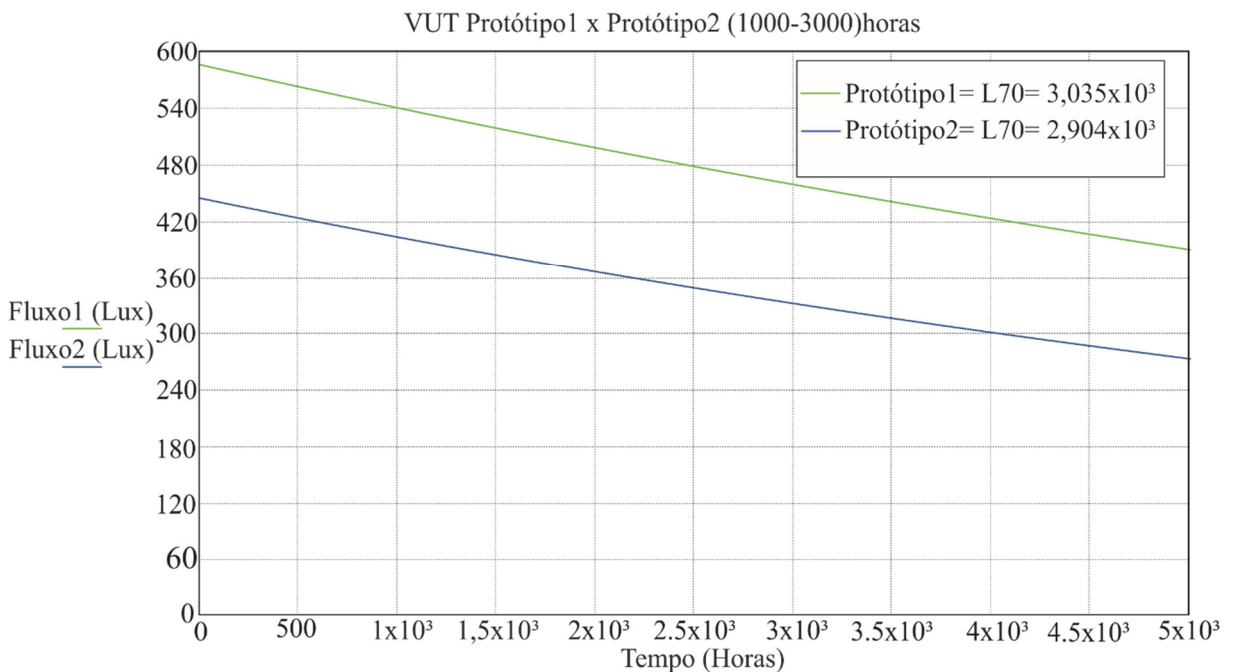


Figura 3.17 - Extrapolação matemática para a obtenção da *VUT* dos protótipos 1 e 2.

A Figura 3.18 traz a extrapolação matemática das curvas de decaimento do fluxo luminoso para a obtenção da *VUT* dos LEDs dos protótipos 1 e 2. O que pode perceber-se é que os resultados de *VUT* obtidos por extrapolação no período de testes de 1000 até 3000 horas e de 1000 horas até o tempo total de realização dos testes, é que os mesmos ficaram muito próximos um do outro em ambos os protótipos, isso se deve ao fato que a extrapolação da curva de resultados no protótipo 1 acrescentou 504 horas entre uma extrapolação e outra, já a extrapolação da curva de resultados do protótipo 2 não houve alteração de tempo entre elas. Isso faz com que aumente a confiabilidade dos testes práticos realizados.

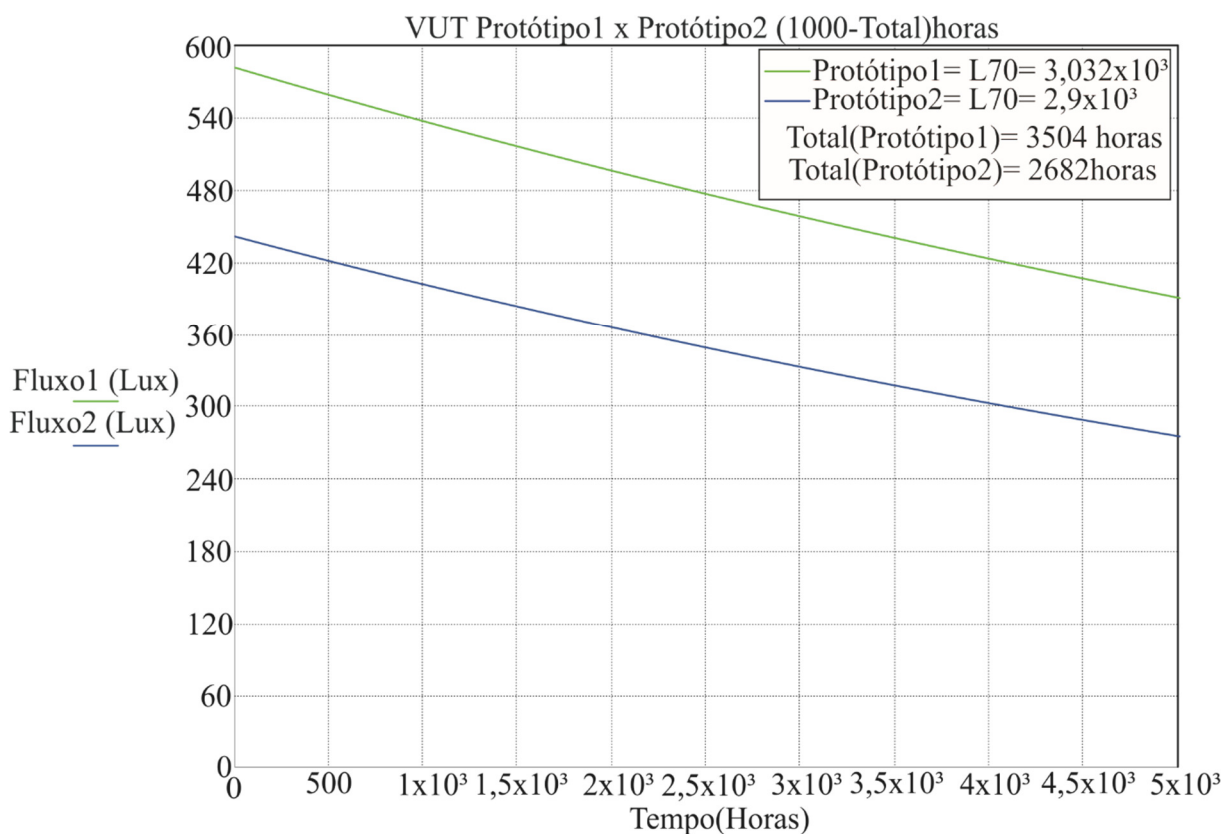


Figura 3.18 - Extrapolação matemática para a obtenção da *VUT* dos protótipos 1 e 2.

A Figura 3.19 demonstra a extrapolação matemática para o período de teste total. Os valores de *VUT* dos protótipos 1 e 2 são diferentes, isso se deve ao fato do protótipo 2 ter um tempo de duração dos testes consideravelmente menor do que o protótipo 1, em torno de 822 horas a menos. Esses resultados confirmam o que a norma IES TM-21-11 traz, afirmando que

quanto maior a duração do tempo dos testes práticos de *VUT* de LEDs, maior será a confiabilidade dos resultados (IES TM-21-11, 2011).

O que também pode-se notar, é que o valor da *VUT* encontrado no protótipo 1 através de extrapolação matemática de 4625 horas fica muito próximo do valor obtido pela teoria de cálculo proposta neste trabalho que foi de 3922 horas, apesar desses dois valores divergirem um do outro em torno de 700 horas, a norma IES TM-21-11 afirma que o cálculo da *VUT* de LEDs é uma estimativa, sendo que a mesma traz resultados de extrapolações matemáticas feitas em testes práticos com duração de 6000 até 10.000 horas, havendo um erro considerável entre os resultados de *VUT* encontrados em cada um dos casos (IES TM-21-11, 2011).

Isso faz com que o erro existente entre os valores de *VUT* obtidos entre a teoria proposta nesse trabalho e as extrapolações matemáticas que a norma traz serem perfeitamente aceitáveis, visto que não disponha-se de mais tempo para o prolongamento dos testes práticos de *VUT*.

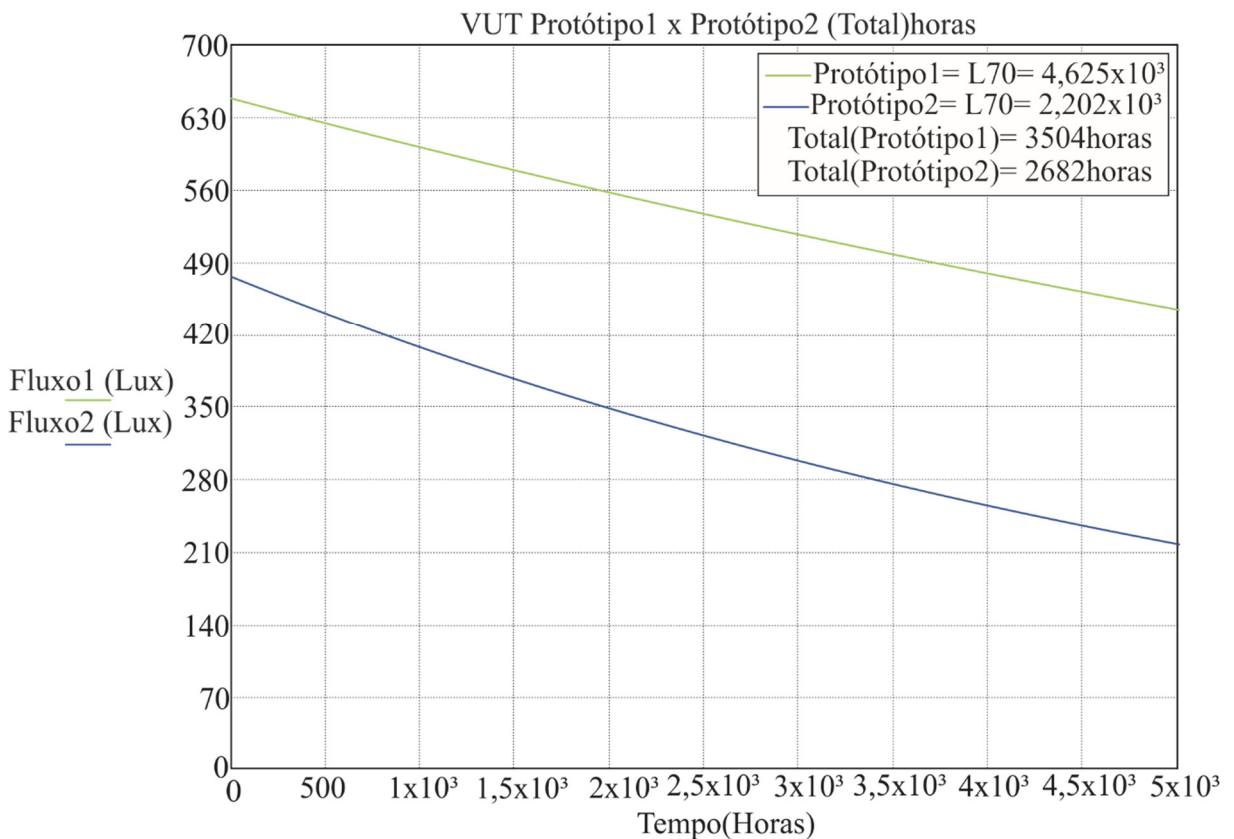


Figura 3.19 - Extrapolação matemática para a obtenção da *VUT* dos protótipos 1 e 2.

A Figura 3.20 traz o decaimento do fluxo luminoso que ocorreu na prática no protótipo 1, cada uma das dez amostragens contém 12 medições práticas do fluxo luminoso. Na legenda do gráfico pode observar-se que a constante Q3 indica o quartil superior ou terceiro quartil, significa que 75% dos valores das medições são menores que Q3, a mediana indica que 50% dos valores das medições são menores que a mesma. Já o erro superior 1, superior 2 e inferior indicam os valores das medições que apresentam um grande afastamento das restantes ou são inconsistentes, são considerados os erros de medição. Como nota-se o decaimento do fluxo luminoso na prática do LED do protótipo 1 é constante, até o momento foram decorridas 3504 horas de testes de vida útil acelerados com uma redução no fluxo luminoso de aproximadamente 24%. Esse decaimento está ocorrendo conforme o esperado, visto que a rotina de cálculo da *VUT* proposta anteriormente neste trabalho, indica um tempo estimado até a L70 do LED ser alcançada de 3922 horas e as curvas de extrapolação propostas pela norma IES TM-21-11 apontam um tempo estimado até a L70 do LED ser alcançada de 4625 horas.

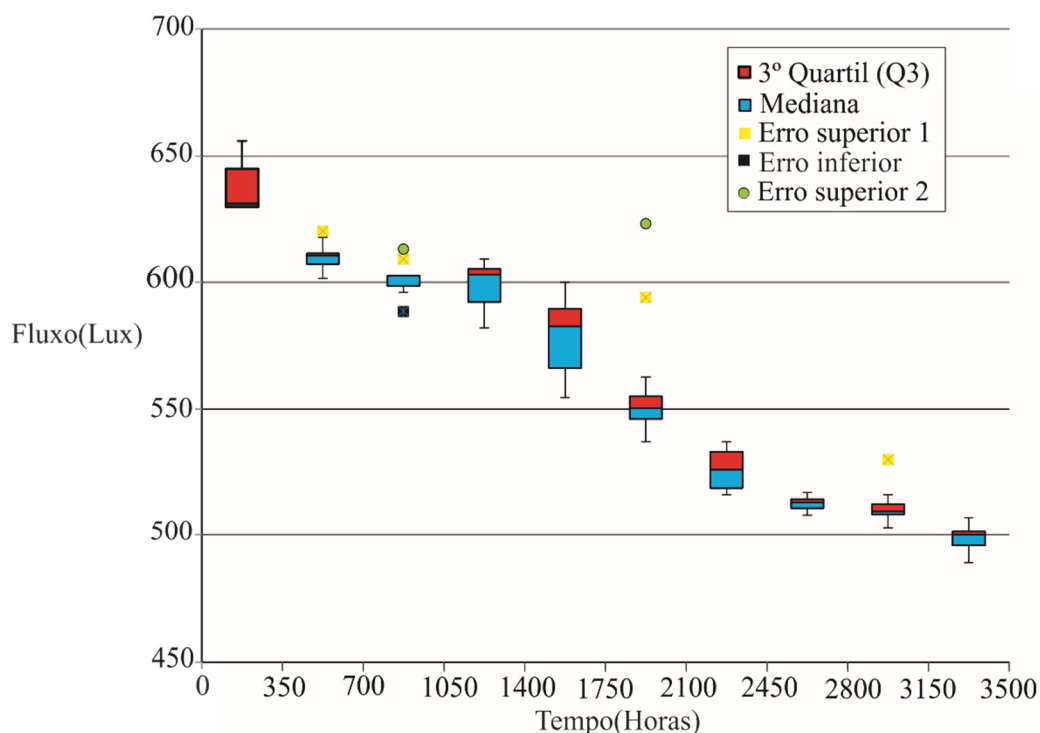


Figura 3.20 - Gráfico com a redução do fluxo luminoso do protótipo 1.

A Figura 3.21 traz o decaimento do fluxo luminoso que ocorreu na prática no protótipo 2, cada uma das cinco amostragens contém 12 medições práticas do fluxo luminoso, esse

número menor de amostragens no protótipo 2 em relação ao protótipo 1 se deve ao fato do menor número de horas de testes práticos. Na legenda do gráfico pode observar-se que a constante Q3 indica o quartil superior ou terceiro quartil, significa que 75% dos valores das medições são menores que Q3, a mediana indica que 50% dos valores das medições são menores que a mesma. Já o erro inferior1 e inferior 2 indicam os valores das medições que apresentam um grande afastamento das restantes ou são inconsistentes, são considerados os erros de medição. Como pode notar-se existe uma diferença no valor do fluxo luminoso do protótipo 1 em relação ao protótipo 2, visto que os dois LEDs possuem a mesma I_f e T_j , isso é devido a diferença de posição do sensor do luxímetro em cada uma das caixas de cada protótipo, isso se reflete diretamente no valor do fluxo luminoso porém não interfere nos testes de vida útil acelerados. Como pode observar-se o decaimento do fluxo luminoso na prática do LED do protótipo 2 é constante, até o momento foram decorridas 2682 horas de testes de vida útil acelerados com uma redução no fluxo luminoso de aproximadamente 19%. Esse decaimento está ocorrendo conforme o esperado, visto que a rotina de cálculo da *VUT* proposta anteriormente neste trabalho, indica um tempo estimado até a L70 do LED ser alcançada de 3922 horas, já as curvas de extrapolação propostas pela norma IES TM-21-11 apontam um valor bastante divergente deste, isso se deve ao fato do protótipo ter um número reduzido de horas de testes práticos fazendo com que se tenha resultados com uma grande margem de erro.

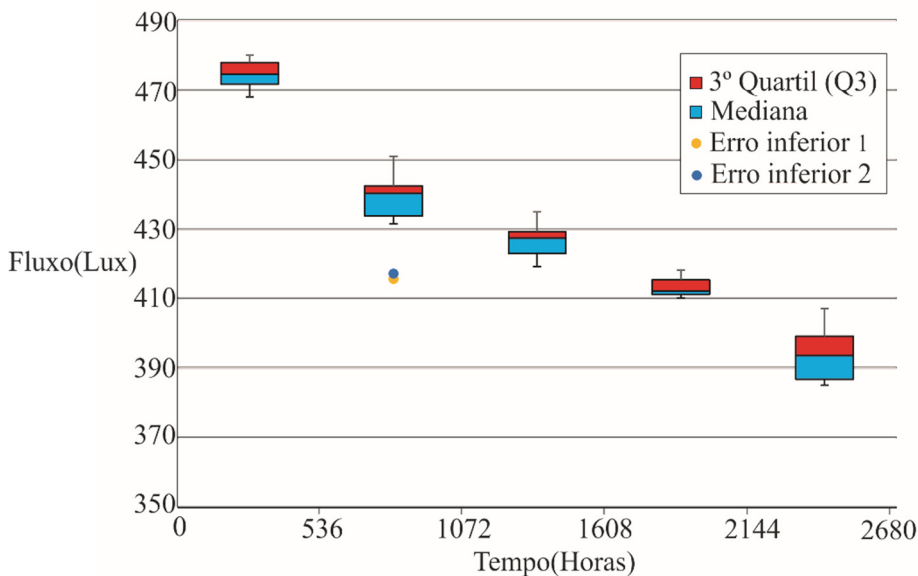


Figura 3.21 - Gráfico com a redução do fluxo luminoso do protótipo 2.

A Figura 3.22 traz o decaimento do fluxo luminoso que ocorreu na prática no protótipo 1 até o mesmo alcançar 4728 horas de testes práticos de vida útil acelerados. Nota-se que o LED alcançou o parâmetro L70 com um tempo aproximado de 4250 horas. Esse resultado obtido ficou entre o valor encontrado na teoria proposta por este trabalho, que foi de 3922 horas e as curvas de extrapolação propostas pela norma IES TM-21-11 que é de 4625 horas, com isso valida-se a teoria para o cálculo estimado da *VUT* de LEDs proposta neste trabalho.

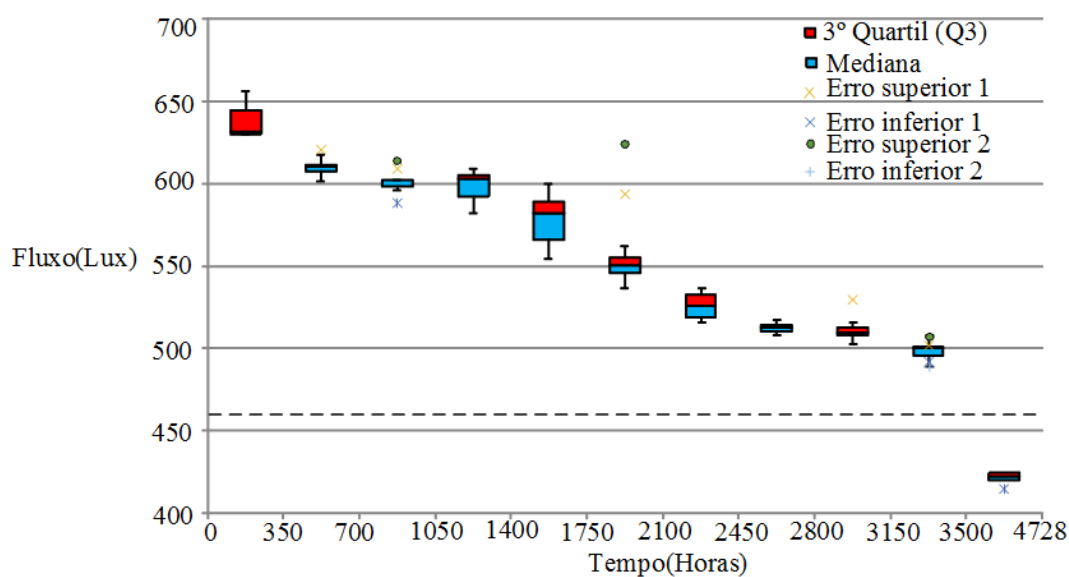


Figura 3.22- Gráfico com a redução do fluxo luminoso do protótipo 1 até a L70.

3.4 Conclusão

O objetivo principal deste capítulo é a otimização de sistemas de iluminação pública empregando LEDs juntamente com o cálculo e a comprovação prática da *VUT* dos mesmos, onde é feita uma abordagem das principais características que devem ser levadas em conta para alcançar-se o projeto ótimo, como a *VUT*, F_t e o volume.

O desenvolvimento matemático do sistema é realizado após a entrada dos parâmetros do LED informados pelo fabricante, com isso irá obter-se os valores da I_f e T_j através das equações, logo após obtêm-se o valor do FA , que permitirá o cálculo da *VUT* do sistema.

O exemplo de projeto demonstrado confirma a teoria apresentada anteriormente, onde os resultados obtidos através das equações matemáticas tiveram erros menores que 5% em relação aos valores da I_f e T_j práticos.

A principal vantagem apresentada pela metodologia de projeto desenvolvida em relação a trabalhos já existentes na área, é o cálculo da VUT de sistemas de iluminação pública utilizando LEDs através de parâmetros eletrotérmicos, isso traz ao projetista uma maior possibilidade de otimização do mesmo.

CAPÍTULO 4

PROJETO DA TOPOLOGIA PROPOSTA

4.1 Introdução

A integração de etapas de potência de conversores estáticos demonstra ser uma solução eficiente no aumento da confiabilidade e na redução da complexidade, tendo-se como consequência a diminuição dos custos de drivers para acionamento de LEDs.

O projeto deve atender as exigências demandadas pela indústria, tais como alto fator de potência, rendimento elevado, baixa distorção harmônica da corrente de entrada, e atendimento às normas vigentes. O projeto do conversor *Bi-Flyback* com sobretensão (*BFIB-ST*) segue o procedimento demonstrado por (COSTA, 2009; MARCHESAN, 2007; VARGAS LUZ, 2013).

Este capítulo tem por finalidade executar o projeto do conversor proposto, abordando, principalmente, por meio de equações e ábacos, os valores de tensão e de corrente a que serão submetidos os componentes eletrônicos que estarão contidos no driver, nos dois estágios de potência. O projeto é apresentado de forma sequencial, a partir de parâmetros iniciais, são projetados todos os componentes do conversor *Bi-Flyback* por estresse de tensão (*BFIB-ST*). Com base nesta mesma sequência, um exemplo de projeto é apresentado.

4.2 Driver *Bi-Flyback* (BFIB)

O driver tradicional *Bi-Flyback* (BFIB) utiliza dois conversores *Flyback*. A configuração convencional de dois conversores *Flyback* conectados em cascata traz duas maneiras de integração possíveis. Utilizando-se a integração por estresse de corrente na chave (Célula SC), o interruptor compartilhado é submetido a sobrecorrente em relação à

configuração tradicional e na outra maneira de integração, a qual foi escolhida, através da integração por estresse de tensão na chave (Célula ST), onde o interruptor compartilhado é exposto a uma sobretensão. Desta maneira, a diferença essencial entre as duas formas de integração do conversor *Flyback* é a característica de tensão e corrente a que são expostos os diodos D_{PFC} e D_{PC} , e o interruptor compartilhado S_1 , além de as duas configurações conterem o mesmo número de componentes, as características tanto de tensão como de corrente nos demais componentes é a mesma (MARCHESAN, 2007).

Os métodos ativos de correção do fator de potência ao qual se aplica nesse conversor, consistem na utilização de conversores estáticos operando no modo de condução descontínua (DCM) em alta frequência. A forma de onda de corrente desses conversores é comutada em alta frequência, mas sua envoltória em baixa frequência acompanha a forma de onda de tensão da rede.

A configuração escolhida do driver utilizando dois conversores *Flyback*, foi a configuração de sobretensão (conexão com a *Célula ST*), no interruptor compartilhado como pode-se ver na Figura 4.1. As duas formas de conexão com a *Célula* apresentam relativa simplicidade de construção, porém a escolhida para esse tipo de conversor integrado apresenta um maior rendimento, isso se deve ao fato de não ocorrer a soma das correntes dos estágios PFC e PC no interruptor compartilhado S_1 , fazendo com que as perdas por condução no mesmo sejam reduzidas.

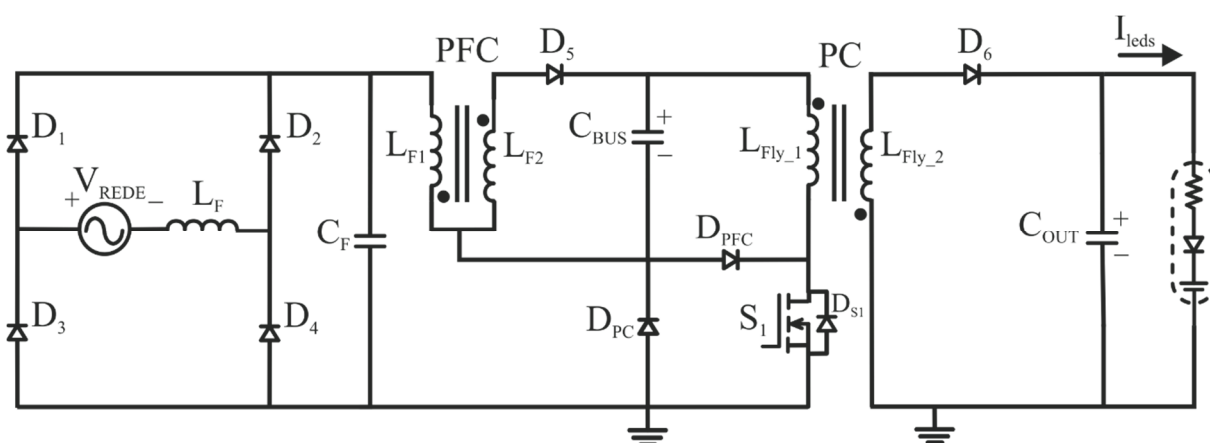


Figura 4.1 - Conversor Integrado *Bi-Flyback* com Sobretensão no Interruptor Compartilhado (*BFIB-ST*).

Com o objetivo de visualizar como a corrente se divide nos diodos D_{PFC} , D_{PC} e no interruptor compartilhado S_1 , apresenta-se o circuito equivalente e as formas de onda teóricas na Figura 4.2.

Como pode ser observado, na integração por sobretensão (*BFIB-ST*), a corrente no interruptor compartilhado é a maior entre as correntes dos dois estágios de potência em cada instante, e os diodos D_{PFC} e D_{PC} somente conduzem a diferença entre I_{F1} e I_{Fly} .

Para analisar melhor essa configuração, suas etapas de operação são analisadas nas seções a seguir.

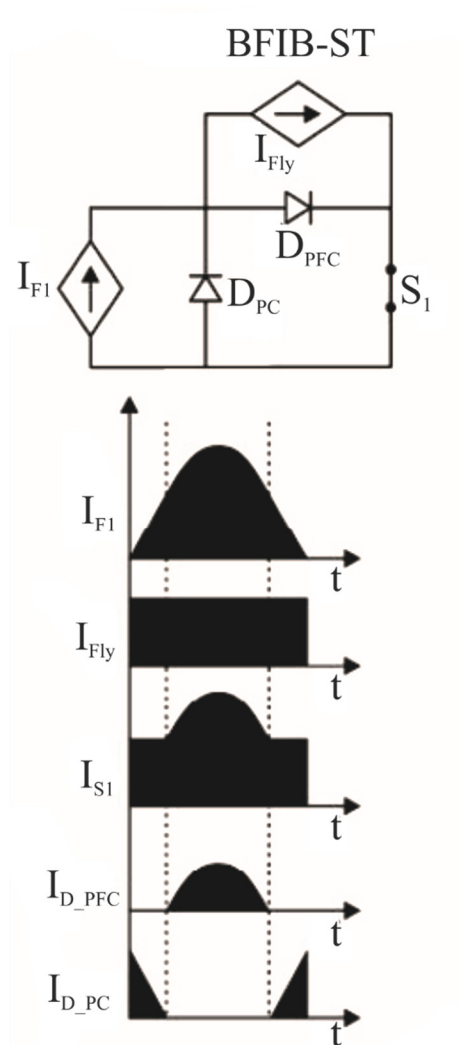


Figura 4.2 - Circuito Equivalente e Formas de Onda Teóricas para o Modo de Integração dos Conversores *Flyback* (*BFIB-ST*). Fonte: (MARCHESAN, 2007)

4.2.1 Princípios Operacionais do Conversor Bi-Flyback com Integração Através da Célula ST

4.2.1.1 Primeira (I) e Segunda (II) Etapa

Estas etapas são caracterizadas pela condução da chave S_1 . A tensão de entrada (V_{REDE}) é aplicada no indutor acoplado L_{F1} , e ao mesmo tempo a tensão de barramento (V_{BUS}) é aplicada no indutor acoplado L_{Fly_1} . Ambas as correntes I_{F1} e I_{Fly} crescem linearmente devido a aplicação da V_{REDE} e V_{BUS} , respectivamente. Contudo somente a maior das correntes circula pelo interruptor compartilhado.

Como pode ser visto através das formas de onda teóricas da Figura 4.7, se $I_{Fly} > I_{F1}$, o que ocorre quando a tensão de entrada está próxima de sua passagem por zero, a corrente que circula por S_1 é I_{Fly} e o circuito opera como na primeira etapa conforme Figura 4.3. Contudo, se $I_{Fly} < I_{F1}$ a corrente em S_1 é igual a I_{F1} e a configuração das correntes no circuito é a demonstrada na segunda etapa como traz a Figura 4.4.

Com isso, dependendo do ponto de operação ao longo da variação da tensão de entrada em que o sistema está, a primeira ou a segunda etapa podem ocorrer.

Outra situação possível, é que na operação em regime permanente a corrente I_{Fly} seja sempre maior que I_{F1} , desta maneira, apenas a primeira etapa do sistema ocorreria durante a condução de S_1 . A alimentação dos LEDs durante a condução do interruptor S_1 é feita por meio da energia acumulada no capacitor de saída C_{OUT} . A seguir da Figura 4.3 até a Figura 4.6 são apresentadas as etapas de operação do conversor.

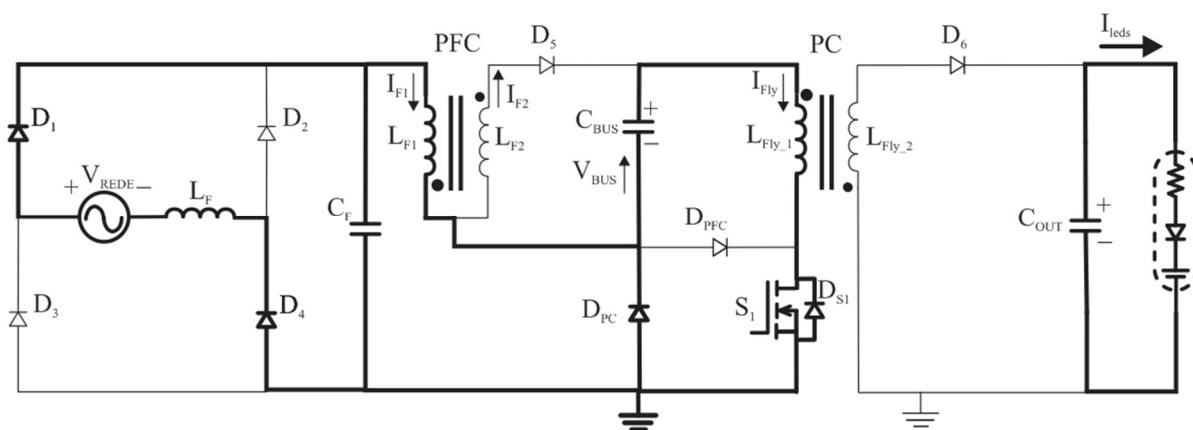


Figura 4.3 - Primeira etapa de operação do conversor *BFIB-ST*.

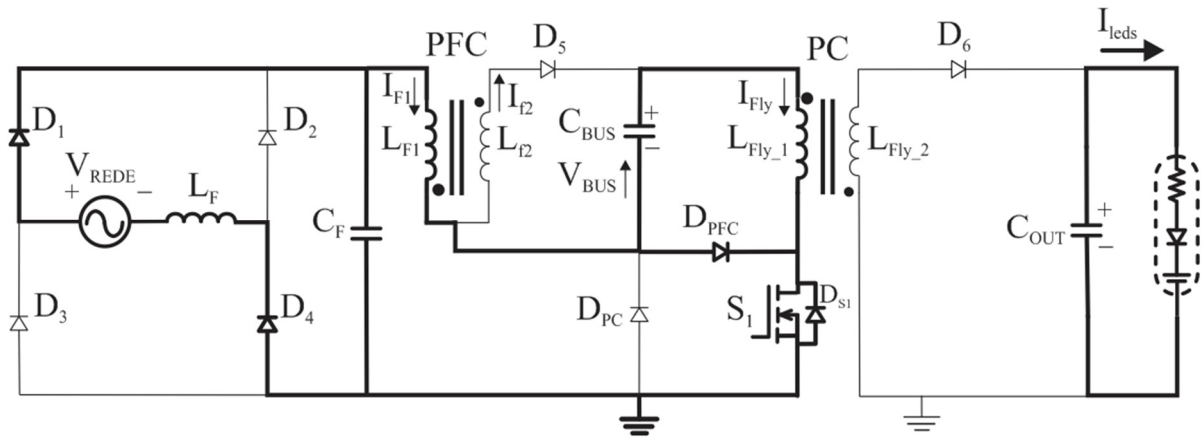


Figura 4.4 - Segunda etapa de operação do conversor *BFIB-ST*.

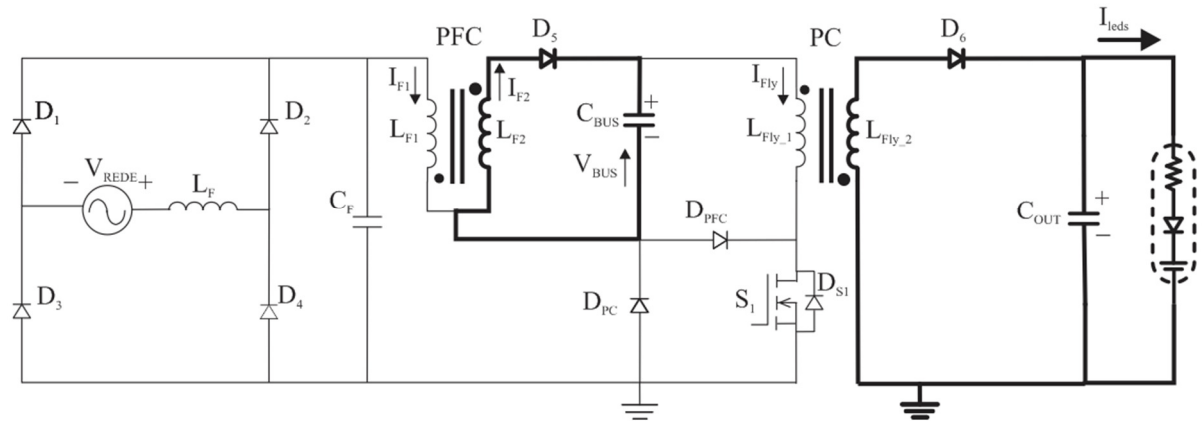


Figura 4.5 - Terceira etapa de operação do conversor *BFIB-ST*.

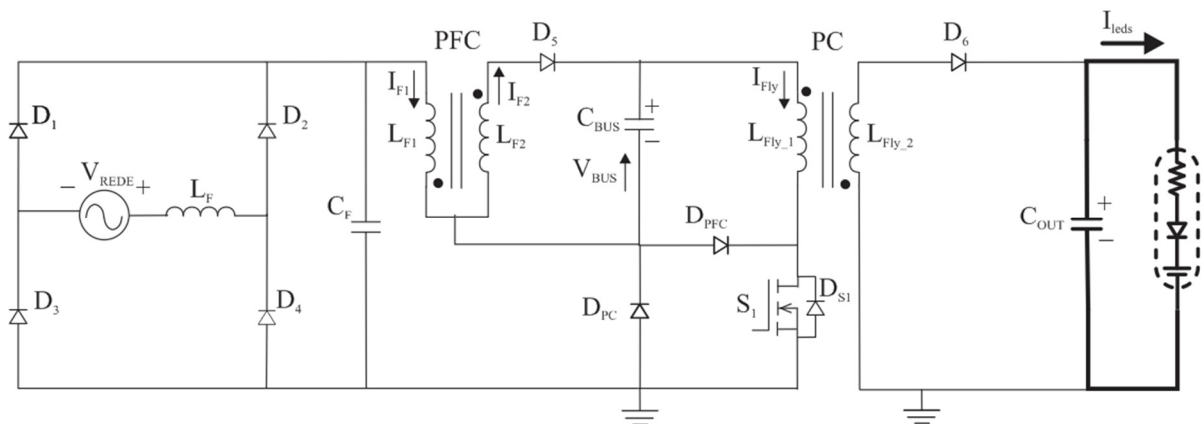


Figura 4.6 - Quarta etapa de operação do conversor *BFIB-ST*.

4.2.1.2 Terceira Etapa (III)

Nesta etapa de operação o interruptor compartilhado S_I está bloqueado. A energia armazenada nos indutores acoplados do estágio de correção do fator de potência é transferida ao capacitor de barramento (C_{BUS}), enquanto que a energia armazenada nos indutores acoplados do estágio de controle de potência é transferida ao capacitor de saída (C_{OUT}) e aos LEDs. A Figura 4.7 traz as formas de onda teóricas das etapas de operação do conversor.

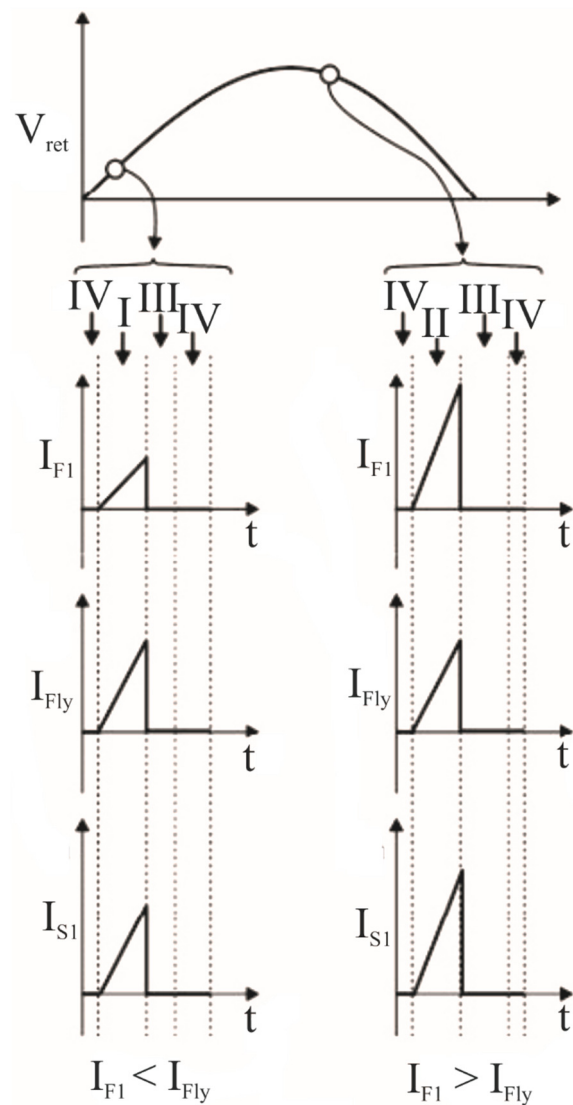


Figura 4.7 - Formas de onda teóricas para o conversor *BFIB-ST*. Fonte: (MARCHESAN, 2007)

4.2.1.3 Quarta Etapa (IV)

Esta etapa tem por característica assegurar o modo de operação descontínua dos conversores *Flyback* utilizados. Nela, toda a energia armazenada em ambos os indutores acoplados dos dois *Flybacks* já foi descarregada, e o interruptor S_I ainda não entrou em condução novamente. Com isso, a energia armazenada no capacitor C_{OUT} é que alimenta os LEDs. Com isso, $I_{F1}=I_{F2}=I_{Fly}=I_{SI}=0$.

4.3 Projeto do Conversor Bi-Flyback com Sobretensão (BFIB-ST)

4.3.1 Projeto do Filtro de Entrada

A finalidade do filtro de entrada é atenuar as harmônicas de alta frequência geradas pelo conversor, fazendo com que as mesmas não sejam inseridas na rede, e garantindo também o elevado fator de potência do driver (COSTA, 2009).

O critério de projeto para a frequência de corte do filtro de entrada (f_c) é que a mesma esteja situada uma década abaixo da frequência de comutação do conversor (f_s), assim como demonstra-se em (4.1) (BISOGNO, 2001).

$$f_c = \frac{f_s}{10} \quad (4.1)$$

Para um filtro LC , a frequência de corte (ω_c) é dada por:

$$\omega_c = \sqrt{\frac{1}{L_F \cdot C_F}} \quad (4.2)$$

Onde:

L_F – Indutor do filtro de entrada.

C_F – Capacitor do filtro de entrada.

O coeficiente de amortecimento (ζ) é dado por:

$$\zeta = \frac{1}{2 \cdot \omega_c \cdot R_{equi} \cdot C_F} \quad (4.3)$$

Onde:

R_{equi} – Resistência equivalente do conversor.

A resistência equivalente do conversor é obtida através do valor máximo da tensão de entrada ($V_{REDEpico}$) e da corrente de pico da entrada do conversor (I_{F1pico}), conforme apresenta-se em (4.4).

$$R_{equi} = \frac{V_{REDEpico}}{I_{F1pico}} \quad (4.4)$$

O conversor cuja corrente de pico é empregada em (4.4) é o *Flyback* atuando no estágio de correção do fator de potência (PFC). A corrente de pico I_{F1pico} é dada através de:

$$I_{F1pico} = \frac{V_{REDEpico} \cdot D}{L_{F1} \cdot f_s} \quad (4.5)$$

Onde:

L_{F1} – Indutância do enrolamento primário do *Flyback* PFC.

D – Razão cíclica do conversor.

Agora substitui-se (4.5) em (4.4), torna-se viável a obtenção da resistência equivalente do conversor. Após a descoberta deste valor, é possível reestruturar (4.3) para determinar o valor do capacitor do filtro de entrada:

$$C_F = \frac{1}{2 \cdot \omega_c \cdot R_{equi} \cdot \zeta} \quad (4.6)$$

Por final, reorganizando (4.2) o valor do indutor do filtro é encontrado:

$$L_F = \frac{1}{\omega_c^2 \cdot C_F} \quad (4.7)$$

4.3.2 Projeto dos Indutores Acoplados

O conversor *Flyback* operando no modo de condução descontínua (DCM) também poder ser representado através de uma resistência (R_{Fly}), que é demonstrada em (4.8).

$$R_{Fly} = \frac{2L_{Fly1} \cdot f_s}{D^2} \quad (4.8)$$

A V_{BUS} , no C_{BUS} , é obtida em (4.9). Esta equação leva em conta o fato da corrente média no capacitor ser inexistente.

$$V_{BUS} = I_{BUS} \cdot R_{Fly} \quad (4.9)$$

A corrente média I_{BUS} é obtida através da seguinte maneira:

$$I_{BUS} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{I_{F1pico} \cdot t_d}{2 \cdot T_s} \cdot dt \quad (4.10)$$

Onde:

T_s – Período de comutação.

t_d – Tempo de descarga da energia armazenada no indutor.

O tempo de descarga t_d da energia armazenada no enrolamento primário do conversor *Flyback* PFC pode ser obtido por meio da equação do balanço de energia deste indutor acoplado, devido que a energia descarregada pelo enrolamento secundário carrega o C_{BUS} .

$$\frac{V_{REDEpico} \cdot D \cdot T_s}{L_{F1}} = \frac{V_{BUS} \cdot t_d}{L_{F2}} \quad (4.11)$$

Em (4.11) a relação de espiras do indutor acoplado do PFC não aparece, devido que possui valor unitário. Com isso, a indutância do enrolamento secundário L_{F2} pode ser substituída pela indutância do enrolamento primário L_{F1} , sendo que as duas são iguais. Assim, isolando-se o t_d em (4.11), obtém-se:

$$t_d = \frac{V_{REDEpico} \cdot D \cdot T_s}{V_{BUS}} \quad (4.12)$$

Substituindo-se (4.5) e (4.12) em (4.10), e considerando a tensão de entrada senoidal:

$$I_{BUS} = \frac{V_{REDEpico}^2 \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot \pi \cdot V_{BUS} \cdot L_{F1}} \int_0^\pi \text{sen}^2(\omega t) \cdot d\omega t \quad (4.13)$$

Levando-se em conta a seguinte relação (m) entre a tensão de entrada e a tensão do barramento:

$$m = \frac{V_{REDEpico}}{V_{BUS}} \quad (4.14)$$

Executando-se a relação (α) entre as indutâncias L_{Fly_1} e L_{F1} :

$$\alpha = \frac{L_{F1}}{L_{Fly_1}} \quad (4.15)$$

Reescrevendo-se (4.13) tomando-se como base as considerações (4.14) e (4.15), obtém-se:

$$I_{BUS} = \frac{V_{REDEpico} \cdot D^2 \cdot m}{4 \cdot L_{F1} \cdot f_s} \quad (4.16)$$

A relação entre α e m pode ser encontrada substituindo-se (4.16) e (4.8) em (4.9):

$$\alpha = \frac{m^2}{2} \quad (4.17)$$

Após (4.17), chega-se à conclusão que, dada uma tensão de entrada, a tensão de barramento é dependente apenas das indutâncias dos enrolamentos primários dos conversores integrados, ou seja, da relação entre elas α (MARCHESAN, 2007). A seguir o gráfico da Figura 4.8 relaciona α e m para o conversor *BFIB-ST*.

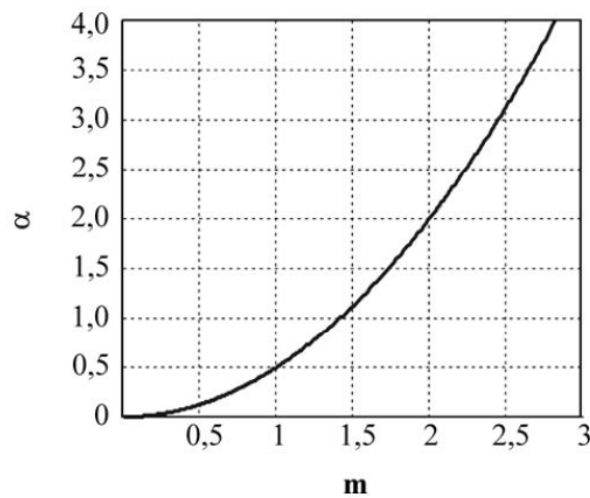


Figura 4.8 - Relação entre α x m para o conversor *BFIB*. **Fonte:** (MARCHESAN, 2007)

Na Figura 4.8 pode-se observar que os valores de m maiores ou menores que um condizem com as características do conversor *Flyback*, pois o mesmo possibilita tensões de saída maiores ou menores que a tensão de entrada (MARCHESAN, 2007).

A razão cíclica máxima que garante a operação dos conversores em DCM é demonstrada em (4.18) (MARCHESAN, 2007).

$$D \leq \frac{1}{mn_1 + 1} \quad (4.18)$$

Onde:

n_1 – Relação de espiras do conversor *Flyback* PFC.

Recomenda-se considerar a relação de espiras n_l unitária, para que se reduza os níveis de perdas por dispersão.

A obtenção do período de chaveamento é através de (4.19):

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (4.19)$$

Já a obtenção do período da rede é através de (4.20):

$$T_r = \frac{1}{f_r} \quad (4.20)$$

O rendimento total (η_T) dos conversores *Flyback* integrados pode ser calculado através de (4.21).

$$\eta_T = \eta_{PFC} \cdot \eta_{PC} \quad (4.21)$$

Através de (4.22) pode obter-se a potência de entrada do driver (P_{in}).

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta_T} \quad (4.22)$$

Para encontrar o valor da indutância do enrolamento primário do conversor *Flyback* PFC, utiliza-se (4.23).

$$L_{F1} = \frac{D^2 \cdot T_s}{T_r \cdot P_{in}} \cdot \int_0^{\frac{T_r}{2}} V_{REDEpico}(t)^2 \cdot dt \quad (4.23)$$

Sendo que a relação de espiras deste conversor é considerada unitária, o valor da indutância do enrolamento secundário (L_{F2}) é o mesmo valor da indutância do enrolamento

primário já calculado em (4.23). A indutância do enrolamento primário do conversor *Flyback* PC pode ser definida por (4.24).

$$L_{Fly_1} = \frac{V_{BUS}^2 \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot P_{in}} \quad (4.24)$$

A I_{Fly_2pico} , é o valor de pico da corrente do enrolamento secundário do *Flyback* PC, podendo ser calculada através de (4.25), e esta tem valor médio igual ao valor da corrente de saída do conversor, I_O . O valor instantâneo da corrente no enrolamento secundário pode ser encontrado através de (4.26), onde tem-se que o T_{Fly_2} é o tempo máximo de descarga da energia armazenada no enrolamento secundário do indutor acoplado do PC.

$$I_{Fly_2pico} = \frac{2 \cdot I_O \cdot T_s}{T_{Fly_2}} \quad (4.25)$$

$$I_{Fly_2}(t) = \frac{T_{Fly_2} \cdot I_{Fly_2pico}}{2 \cdot T_s} \quad (4.26)$$

A condução crítica é o limite entre o modo de condução contínua e o modo de condução descontínua. Com a intenção de garantir a operação em DCM do *Flyback* PC. Esse tempo deve ser menor que o complemento do valor da razão cíclica, para garantir a operação em DCM do estágio PC.

Assim, pode-se definir um valor máximo para tal tempo, como sendo uma parcela do complemento da razão cíclica, como pode-se ver em (4.27).

$$T_{Fly_2} = (1 - D - D_{OFF}) \quad (4.27)$$

Onde D_{OFF} é a parcela do complemento da razão cíclica, $(1-D)$, no qual o indutor já está descarregado e o interruptor compartilhado ainda está bloqueado (quarta etapa de operação do conversor). Com isso, o cálculo da indutância do enrolamento secundário do *Flyback* PC é definido através de (4.28).

$$L_{Fly_2} = \frac{P_o \cdot (1 - D - D_{OFF})^2 \cdot f_s}{2 \cdot I_o^2} \quad (4.28)$$

A relação de espiras entre o enrolamento primário e secundário do *Flyback* PC é dada por (4.29).

$$n_2 = \frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{L_{Fly_1}}{L_{Fly_2}}} \quad (4.29)$$

4.3.3 Projeto do Capacitor de Barramento e de Saída

O cálculo do C_{BUS} e do C_{OUT} do conversor, foi obtido através de (4.30), que é derivada da equação que relaciona tensão e corrente no capacitor.

$$C = \frac{1}{\Delta V_C} \cdot \int_{t_1}^{t_2} IC(t) dt \quad (4.30)$$

Onde C é o valor da capacitância, t_1 e t_2 são os limites de integração dados pelo tempo de carga do capacitor, $IC(t)$ é a corrente de carga desse componente e ΔV_C é o valor da ondulação de tensão aceitável na tensão do capacitor.

Como parâmetros iniciais leva-se em conta de que a ondulação da corrente de saída do conversor (corrente nos LEDs) contém duas componentes, uma em alta frequência (de comutação) e outra em baixa frequência (dobro da frequência da rede). A Figura 4.9 apresenta essa separação em duas componentes. Também considera-se que o C_{BUS} tem a função de filtrar a ondulação no dobro da frequência da rede (f_r), e que o C_{OUT} tem a função de filtrar a ondulação na f_s .

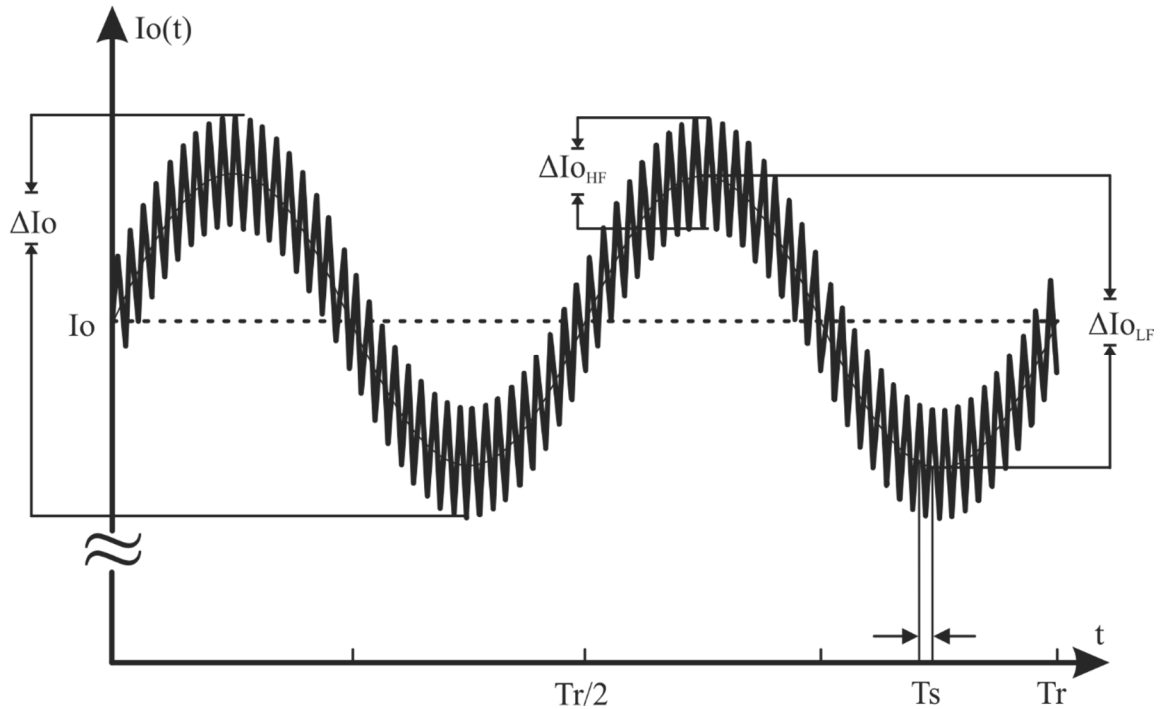


Figura 4.9 - Ondulação da corrente de saída. **Fonte:** (VARGAS LUZ, 2013)

Onde tem-se que ΔI_o é a ondulação total da I_o , ou da I_{LEDs} . E ainda $\Delta I_{o_{HF}}$ e $\Delta I_{o_{LF}}$ representam o valor da ondulação da corrente em alta frequência ou f_s e em baixa frequência, o dobro da f_r .

Baseando-se na Figura 4.9 e no modelo elétrico do LED demonstrado na Figura 1.14, pode-se chegar à relação apresentada em (4.31).

$$\Delta V_{OUT} = \Delta V_{OUT_HF} + \Delta V_{OUT_LF} \quad (4.31)$$

O cálculo do C_{OUT} é realizado através de (4.32), onde a resistência dinâmica dos LEDs é expressa por (R_D).

$$C_{OUT} = \frac{D}{f_s \cdot R_D \cdot \Delta I_{LEDs}} \quad (4.32)$$

Onde tem-se que $I_{C_{OUT}}(t)$ é a corrente de carga do C_{OUT} e os tempos t_{OUT1} e t_{OUT2} representam o intervalo de carga do C_{OUT} . A corrente no C_{OUT} é a diferença entre a corrente do enrolamento secundário do *Flyback* PC e o valor médio da I_o .

Os tempos t_{OUT1} e t_{OUT2} são definidos através de (4.33) e (4.34) respectivamente.

$$t_{OUT1} = D.T_s \quad (4.33)$$

$$t_{OUT2} = \frac{V_{BUS} \cdot D \cdot T_s}{V_{OUT} \cdot n_2} - L_{Fly_2} \cdot \frac{I_o}{V_{OUT}} + t_{OUT1} \quad (4.34)$$

Com isso a corrente de carga do C_{OUT} pode ser encontrada por (4.35). Permitindo assim o cálculo do valor do C_{OUT} do conversor por (4.32).

$$IC_{OUT}(t) = I_{Fly_2} - I_o \quad (4.35)$$

Para a definição do valor do C_{BUS} é seguido o mesmo modo usado para encontrar C_{OUT} , seguindo o que foi apresentado em (4.30), como demonstra-se em (4.36). Neste caso, a corrente no C_{BUS} ($IC_{BUS}(t)$) é dada pela diferença entre a corrente fornecida pelo estágio PFC e a absorvida pelo estágio PC. A corrente fornecida pelo estágio PFC é igual ao valor médio por período de comutação da corrente no diodo D_5 , que calcula-se através de (4.37).

$$C_{BUS} = \frac{1}{\Delta V_{BUS}} \cdot \int_{t_{BUS1}}^{t_{BUS2}} IC_{BUS}(t) dt \quad (4.36)$$

$$\langle ID_5(t) \rangle_{T_s} = \frac{V_{REDEpico}(t)^2 \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot L_{F2} \cdot V_{BUS}} \quad (4.37)$$

Onde tem-se em (4.38) a corrente drenada pelo estágio PC, já a obtenção da $IC_{BUS}(t)$ se dá através de (4.39).

$$IL_{Fly_1} = \frac{V_{BUS} \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot L_{Fly_1}} \quad (4.38)$$

$$IC_{BUS}(t) = \langle ID_5(t) \rangle_{T_s} - IL_{Fly_1} \quad (4.39)$$

Os tempos t_{BUS1} e t_{BUS2} representam o intervalo de carga do C_{BUS} , é neste intervalo de tempo em que a corrente fornecida ao capacitor $\langle ID_5(t) \rangle_{T_s}$ é maior que a corrente drenada dele IL_{Fly_1} .

Os tempos t_{BUS1} e t_{BUS2} são os instantes em que a corrente $\langle ID_5(t) \rangle_{T_s}$ é igual a IL_{Fly_1} . Esses tempos são definidos através de (4.40), (4.41) e (4.42).

$$Vt_{BUS} = V_{BUS} \cdot \sqrt{\frac{L_{F2}}{L_{Fly_1}}} \quad (4.40)$$

$$t_{BUS1} = \frac{1}{(2\pi \cdot f_r)} \cdot \sin^{-1} \left(\frac{Vt_{BUS}}{V_{REDEpico}} \right) \quad (4.41)$$

$$t_{BUS2} = \frac{T_r}{2} - t_{BUS1} \quad (4.42)$$

Assim, para a determinação do C_{BUS} ainda falta definir a ondulação da tensão de barramento. Tal ondulação é definida em função da ondulação em baixa frequência da I_O do conversor, que é um dos parâmetros de entrada do projeto do driver.

Para a definição da variação da tensão de barramento (ΔV_{BUS}), necessita-se da obtenção da resistência do *Flyback* PC e da carga através de (4.43), (4.44) e (4.45).

$$R_{PC} = \frac{2 \cdot L_{Fly_1} \cdot f_s}{D^2} \quad (4.43)$$

$$R_{OUT} = \frac{V_{OUT}^2}{P_{OUT}} \quad (4.44)$$

$$M = D \cdot \sqrt{\frac{R_{OUT}}{2 \cdot f_s \cdot L_{FLY_1}}} \quad (4.45)$$

Logo em seguida determina-se o valor da ΔV_{BUS} por meio de (4.46).

$$\Delta V_{BUS}(t) = \Delta V_{OUT_LF} \cdot \pi \cdot f_r \cdot C_{OUT} \cdot M \cdot R_{PC} \cdot \cos(4 \cdot \pi \cdot f_r \cdot t) + \frac{\Delta V_{OUT_LF}}{4} \cdot \left(\frac{M^2 \cdot R_{PC} + R_{LEDs}}{M \cdot R_{LEDs}} \right) \cdot \sin(4 \cdot \pi \cdot f_r \cdot t) \quad (4.46)$$

Onde:

ΔV_{OUT_LF} – Parâmetro de entrada do projeto do conversor.

R_{LEDs} – Resistência de cada LED multiplicado pelo número de LEDs da luminária.

Como pode-se notar, a ondulação da V_{BUS} é variante no tempo, contudo para a definição do C_{BUS} , necessita-se do valor máximo da ondulação. Através de (4.47) encontra-se o instante em que ocorre a máxima amplitude da V_{BUS} . Assim, o valor do C_{BUS} é obtido por meio de (4.48).

$$t_{MAX} = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot f_r} \cdot \tan^{-1} \left(\frac{M^2 \cdot R_{PC} + R_{LEDs}}{2 \cdot M^2 \cdot R_{LEDs} \cdot R_{PC} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot C_{OUT}} \right) \quad (4.47)$$

$$C_{BUS} = \frac{1}{2 \cdot \Delta V_{BUS}(t_{MAX})} \cdot \int_{t_{BUS1}}^{t_{BUS2}} IC_{BUS}(t) \cdot dt \quad (4.48)$$

4.3.4 Projeto do Interruptor Compartilhado

Na técnica de integração de conversores utilizada por (MARCHESAN, 2007), o interruptor compartilhado S_I sofre esforços adicionais de tensão como consequência do seu compartilhamento entre os dois estágios de potência. A análise e o dimensionamento destes esforços são um fator decisivo na hora da escolha do interruptor a ser empregado no projeto.

O interruptor compartilhado do conversor *BFIB-ST* irá conduzir apenas a maior corrente entre os dois estágios de potência, como demonstrado na Figura 4.10. Nota-se na figura que o ângulo de condução (β) representa o ângulo em que o interruptor começa a conduzir a corrente do estágio PFC.

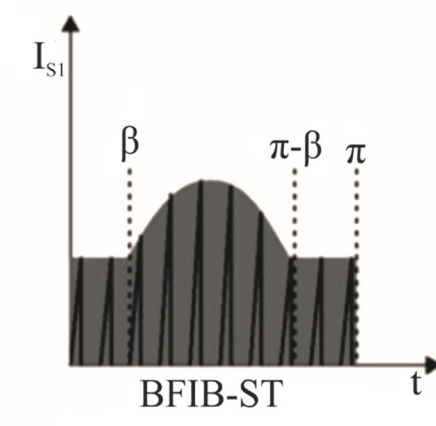


Figura 4.10 - Corrente no interruptor compartilhado. **Fonte:** (MARCHESAN, 2007).

Apenas a corrente do estágio PFC é conduzida durante o intervalo entre β e $\pi - \beta$. No resto do tempo, apenas a corrente do estágio PC é conduzida pelo interruptor. O ângulo β possui relação com m e é obtido em radianos através de (4.49).

$$\beta = a \operatorname{sen} \left(\frac{m}{2} \right) \quad (4.49)$$

Em segundos, β pode ser representado por (4.50).

$$T_{\beta} = \frac{\beta}{\omega} \quad (4.50)$$

Ao analisar (4.49) é possível concluir que para valores de m menores ou iguais a dois ($m \leq 2$), a corrente eficaz no interruptor compartilhado (I_{RMS_S1}) é a soma quadrática das correntes eficazes de cada estágio de potência (I_{RMS_PFC} e I_{RMS_PC}), consideradas apenas em seus intervalos de condução e desde que ambas sejam ortogonais.

$$I_{RMS_S1} = \sqrt{I_{RMS_PC}^2 + I_{RMS_PFC}^2} \quad (4.51)$$

Onde:

$$I_{RMS_PC} = \sqrt{2 \cdot f_s \cdot \sum_{n=1}^{NT_{PC}} \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_{BUS}}{L_{Fly_1}} \cdot t \right)^2 \cdot dt} \quad (4.52)$$

$$I_{RMS_PFC} = \sqrt{2 \cdot f_s \cdot \sum_{n=1}^{NT_{PFC}} \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_{REDEpico} \cdot \text{sen}(2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot (T_\beta + n \cdot T_s))}{L_{F1}} \cdot t \right)^2 \cdot dt} \quad (4.53)$$

Em (4.52) e (4.53), os números de triângulos (NT_{PC} e NT_{PFC}) correspondem aos triângulos formados em cada carga do indutor acoplado do conversor *Flyback*. Estes valores são obtidos por:

$$NT_{PC} = \frac{2 \cdot T_\beta}{T_s} \quad (4.54)$$

$$NT_{PFC} = \frac{\pi - 2 \cdot T_\beta}{\omega \cdot T_s} \quad (4.55)$$

Simplificando-se (4.52) e (4.53) tem-se:

$$I_{RMS_PC}^2 = \frac{8 \cdot NT_{PC} \cdot P_{OUT}^2}{3 \cdot V_{BUS}^2 \cdot f_s \cdot D \cdot \eta_{PC}^2} \quad (4.56)$$

$$I_{RMS_PFC}^2 = \frac{16 \cdot P_{OUT}^2}{3 \cdot V_{REDEpico}^2 \cdot f_s \cdot D \cdot \eta_{PFC}^2} \cdot \sum_{n=1}^{NT_{PFC}} \text{sen}^2(2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot (T_\beta + n \cdot T_s)) \quad (4.57)$$

Contudo, se por outro lado, m possuir valores maiores que dois ($m \geq 2$), a corrente que irá circular pelo interruptor compartilhado será sempre a corrente do estágio PC, pois está sempre será maior que a corrente do estágio PFC.

Com isso, a corrente eficaz em S_I é definida por:

$$I_{RMS_PC} = \frac{2 \cdot P_{OUT}}{V_{BUS} \cdot \eta_T \cdot \sqrt{3} \cdot D} \quad (4.58)$$

Além da corrente eficaz, a tensão de bloqueio (V_{DS_S1}) também deve ser levada em conta na hora do dimensionamento do interruptor S_1 . Esta tensão pode ser obtida através de (4.59).

$$V_{DS_S1} = \frac{V_{REDEpico} + V_{BUS}}{1-D} \quad (4.59)$$

A partir da substituição de (4.56) e (4.57) em (4.51), e de (4.58) e (4.59) é possível construir os ábacos da Figura 4.11 e Figura 4.12. Os mesmos tem como objetivo demonstrar através da variação da V_{BUS} e da D , quais níveis de I_{RMS} e V_{DS} em que a chave do conversor irá operar. O que pode ser observado é que quanto maior o valor da V_{BUS} e da D , menor será o nível da I_{RMS} , porém maiores serão as medidas da V_{DS} da chave. Quanto menor o valor da V_{BUS} e da D , maior será o nível da I_{RMS} , porém menores serão as medidas da V_{DS} . Com isso nota-se a necessidade de se analisar os parâmetros da V_{BUS} e da D para determinar um melhor projeto para o conversor.

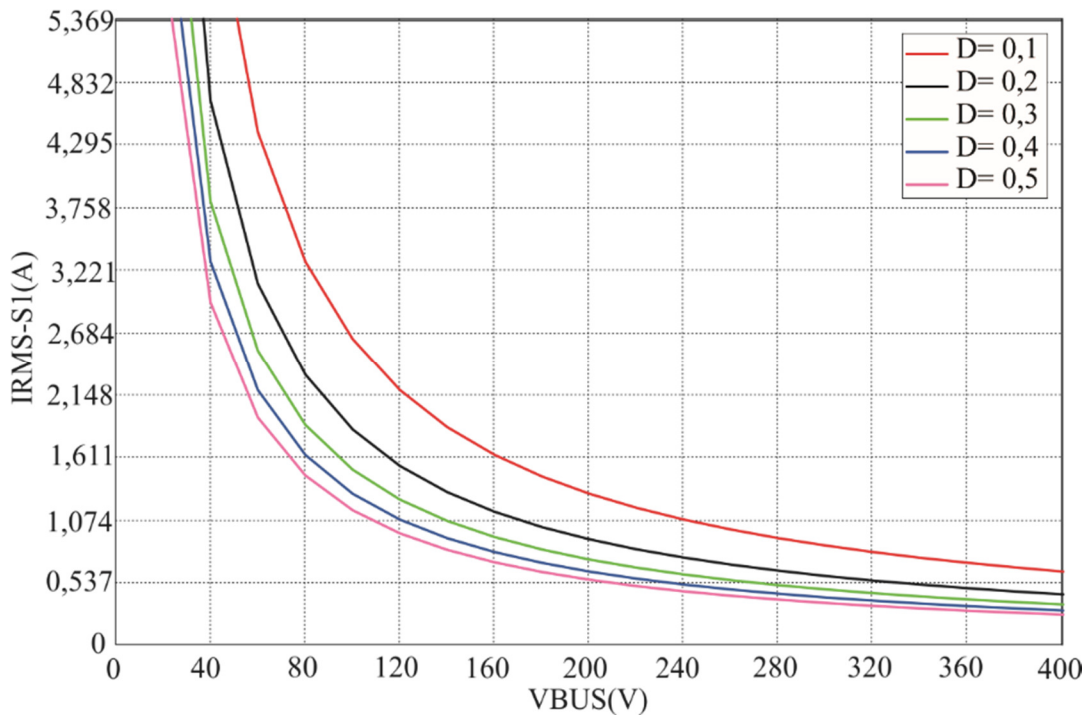


Figura 4.11 - Ábaco para projeto da corrente no interruptor compartilhado.

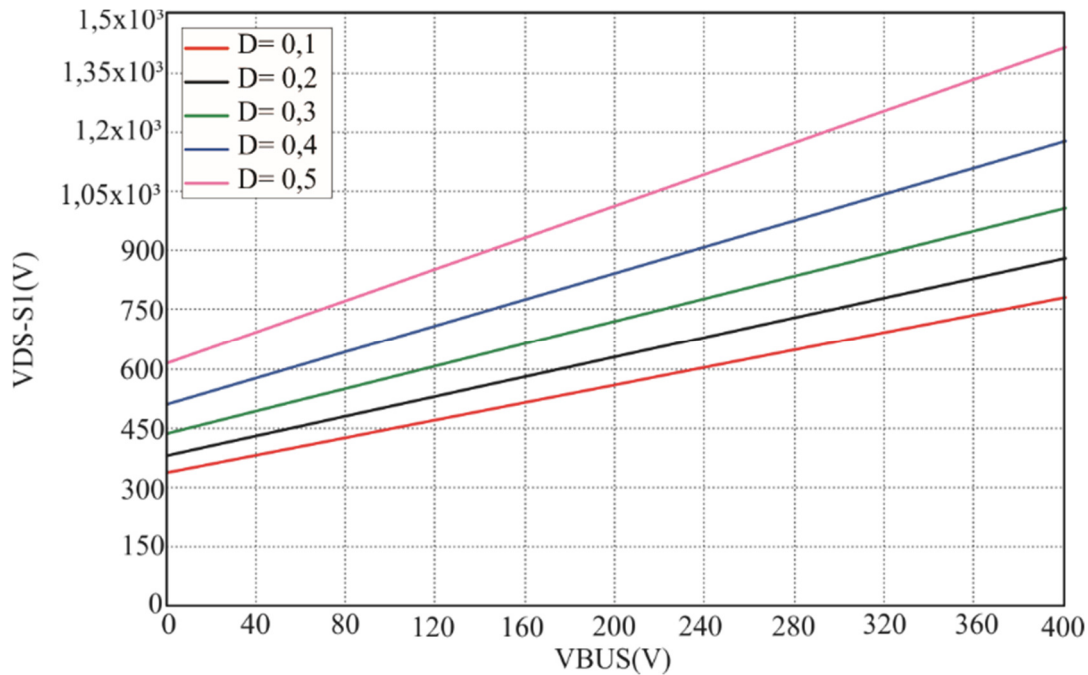


Figura 4.12 - Ábaco para projeto da tensão no interruptor compartilhado.

4.3.5 Projeto da Ponte Retificadora

O dimensionamento dos diodos do circuito é realizado por meio da corrente média que circula por cada dispositivo e da tensão de bloqueio a que são submetidos. A corrente que circula pelos diodos da ponte retificadora (D_1 , D_2 , D_3 e D_4) é a corrente de entrada do circuito, que pode ser calculada a partir de (4.60), onde considera-se o conversor como uma resistência equivalente (R_{eqcon}).

$$I_{IN} = \frac{V_{REDEpico}}{R_{eqcon}} \quad (4.60)$$

O valor médio da corrente de entrada (I_{avg_in}) é obtido através de (4.61).

$$I_{avg_in} = \frac{V_{REDEpico} \cdot D^2}{\pi \cdot L_{F1} \cdot f_s} \quad (4.61)$$

Devido que cada diodo conduz corrente apenas durante meio ciclo de cada período da rede, a corrente média em cada diodo da ponte retificadora (I_{avg_D1-D4}) é a metade do valor obtido através de (4.61).

$$I_{avg_D1-D4} = \frac{I_{avg_in}}{2} \quad (4.62)$$

A tensão de bloqueio que cada diodo da ponte retificadora deverá ter de suportar é a própria $V_{REDEpico}$.

4.3.6 Projeto do Diodo de Saída do Flyback PFC

A corrente média que circula através do diodo D_5 , pode ser determinada por (4.63). A tensão de bloqueio (V_{D5}) é a soma da $V_{REDEpico}$ refletida do primário para o secundário do *Flyback* PFC com a V_{BUS} conforme (4.64).

$$I_{avg_D5} = \frac{V_{REDEpico} \cdot D^2 \cdot m}{4 \cdot L_{F1} \cdot f_s} \quad (4.63)$$

$$V_{D5_pico} = -V_{REDEpico} \cdot n_1 - V_{BUS} \quad (4.64)$$

4.3.7 Projeto do Diodo D_{PC}

A corrente média do diodo D_{PC} é a mesma corrente média do primário do *Flyback* PC (I_{avg_PC}), determinada por (4.65).

$$I_{avg_DPC} = \frac{V_{BUS} \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot L_{Fly_1}} \quad (4.65)$$

A tensão de bloqueio do D_{PFC} (V_{DPC}) é a soma da $V_{REDEpico}$ com a V_{BUS} refletida do secundário do *Flyback* PFC para o primário.

$$V_{DPC} = -V_{REDEpico} - \frac{V_{BUS}}{n_1} \quad (4.66)$$

4.3.8 Projeto do Diodo D_{PFC}

A corrente média no diodo D_{PFC} é a mesma corrente média da entrada (I_{avg_in}), demonstrada por (4.61).

A tensão de bloqueio do D_{PFC} (V_{DPFC}) é a soma da V_{BUS} com a tensão de saída (V_{LEDs}) refletida do secundário do *Flyback* PC para o primário.

$$V_{DPFC} = -V_{BUS} - \frac{V_{OUT}}{n_2} \quad (4.67)$$

4.3.9 Projeto do Diodo de Saída do *Flyback* PC

A corrente média que circula pelo diodo de saída do *Flyback* PC (D_6) é determinada através de (4.68).

$$I_{avg_D6} = I_O \quad (4.68)$$

A tensão reversa que o D_6 deve suportar é a soma da V_{OUT} com a V_{BUS} refletida do primário para o secundário do conversor *Flyback* PC, como pode-se notar em (4.69).

$$V_{D6} = -V_{BUS} \cdot n_2 - V_{OUT} \quad (4.69)$$

4.4 Considerações Sobre as Perdas

As perdas nos diodos do conversor (P_D) são caracterizadas pelo produto da queda de tensão em condução (V_D) e da corrente média que circula em cada dispositivo (I_D). Sendo assim, deve-se utilizar na implementação do driver diodos que possuam baixa tensão de condução.

$$P_D = V_D \cdot I_D \quad (4.70)$$

As perdas em condução no MOSFET (P_M) são caracterizadas pelo produto da resistência em condução (R_{on}) do MOSFET pelo quadrado da corrente eficaz (I_{RMS}) em S_I . Os valores das perdas por comutação podem ser desconsiderados visto que serão muito pequenos quando comparados com as perdas em geral (COSTA, 2009).

$$P_M = R_{on} \cdot I_{RMS}^2 \quad (4.71)$$

Devido a isso nota-se que a escolha do MOSFET com resistência de condução relativamente baixa, pode elevar significativamente o rendimento do driver. As perdas totais do conversor (P_T) por causa dos dispositivos semicondutores contidos no driver *BFIB-ST* são definidas pela soma de (4.70) e (4.71) utilizadas para cada componente ($D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6, D_{PC}, D_{PFC}$ e S_1).

4.5 Projeto do Driver Bi-Flyback com Sobretensão

A topologia proposta foi projetada para as seguintes especificações apresentadas na Tabela 4.1, e os resultados de projeto são apresentados na Tabela 4.2. Após definir-se a V_{BUS} e a D , é possível observar os esforços de corrente e de tensão em que S_I está submetido conforme a Figura 4.13 e Figura 4.14 respectivamente.

Tabela 4.1 – Parâmetros de entrada do projeto.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Número de LEDs	N_{LEDs}	30
Corrente de saída	I_O	651 mA
Potência de saída	P_{OUT}	63 W
Ripple de corrente nos LEDs	ΔI_O	50%
Tensão de entrada	V_{REDE}	220 V _{RMS}
Frequência da rede	f_r	60 Hz
Frequência de comutação	f_s	60 KHz
Rendimento estimado do conversor PFC	η_{PFC}	93 %
Rendimento estimado do conversor PC	η_{PC}	93 %
Tensão de barramento	V_{BUS}	140 V

Tabela 4.2 - Resultados de projeto.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Coefficiente de amortecimento	ζ	0,707
Razão cíclica	D	0,3
Indutância do filtro de entrada	L_F (mH)	3,73
Indutância do PFC	L_{F1} e L_{F2} (μ H)	498
Indutância do primário do PC	L_{Fly_1} (μ H)	233
Indutância do secundário do PC	L_{Fly_2} (μ H)	388
Relação de transformação	n_2	0,77
Capacitor do filtro de entrada	C_F (nF)	188,34
Capacitor de saída	C_{OUT} (μ F)	1,92
Capacitor de barramento	C_{BUS} (μ F)	85,9

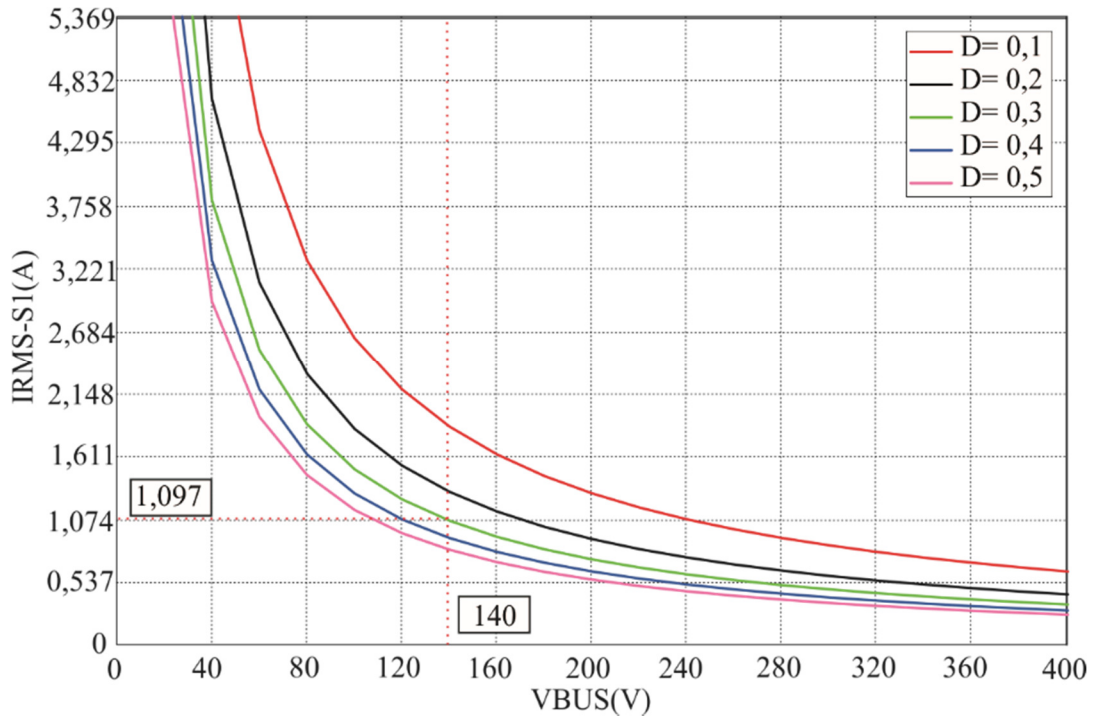


Figura 4.13 - Ábaco do esforço de corrente em S_I .

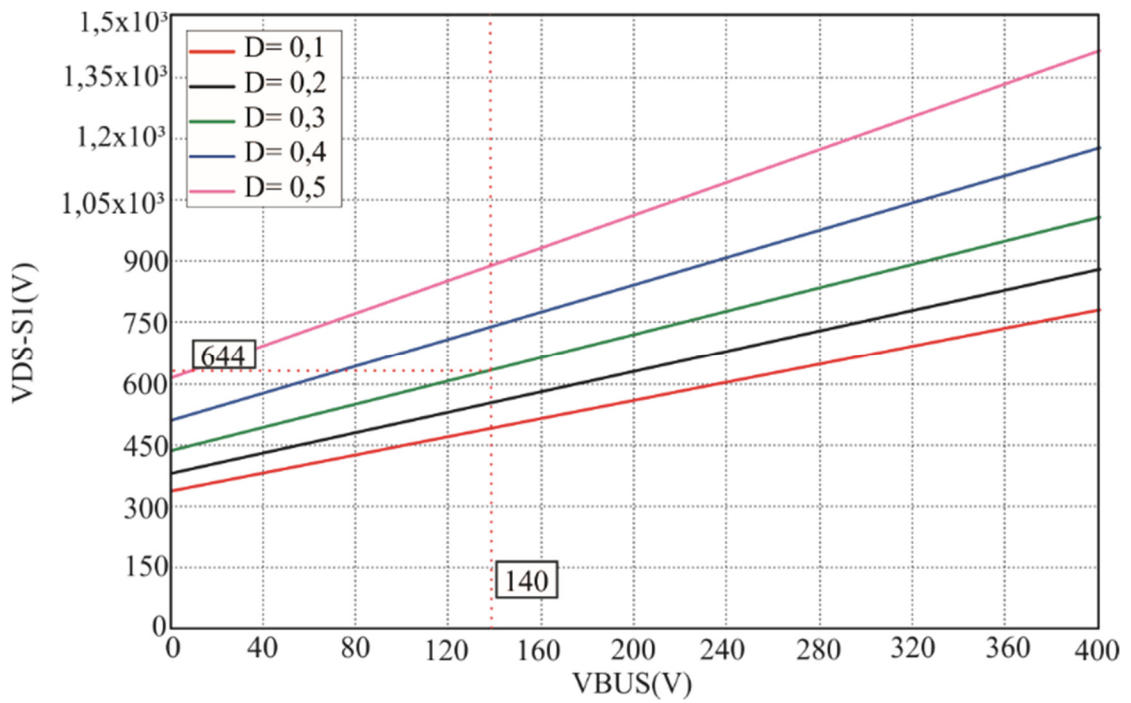


Figura 4.14 - Ábaco do esforço de tensão em S_I .

4.6 Conclusão

Neste capítulo foi abordado o projeto da topologia proposta, resultante da integração de dois conversores *flyback* aplicados no estágio PFC e PC. Foram analisadas as etapas de operação e a sequência das mesmas.

É apresentado o projeto detalhado de cada um dos componentes da topologia proposta, os valores projetados resultaram em valores mínimos para os componentes do circuito. Isto significa que componentes com especificações mais amplas podem ser empregados.

CAPÍTULO 5

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 Introdução

O presente capítulo irá demonstrar através de um fluxograma o passo à passo dos principais pontos da metodologia de projeto proposta a fim de se obter os parâmetros do conversor. Logo em seguida, são apresentados os resultados experimentais referentes a topologia *BFIB-ST* implementada.

5.2 Sistema Implementado

O fluxograma da Figura 5.1 apresenta os passos para o projeto do conversor *BFIB-ST*. Vale ressaltar que a análise apresentada posteriormente é baseada nas definições e considerações demonstradas nos capítulos 3 e 4.

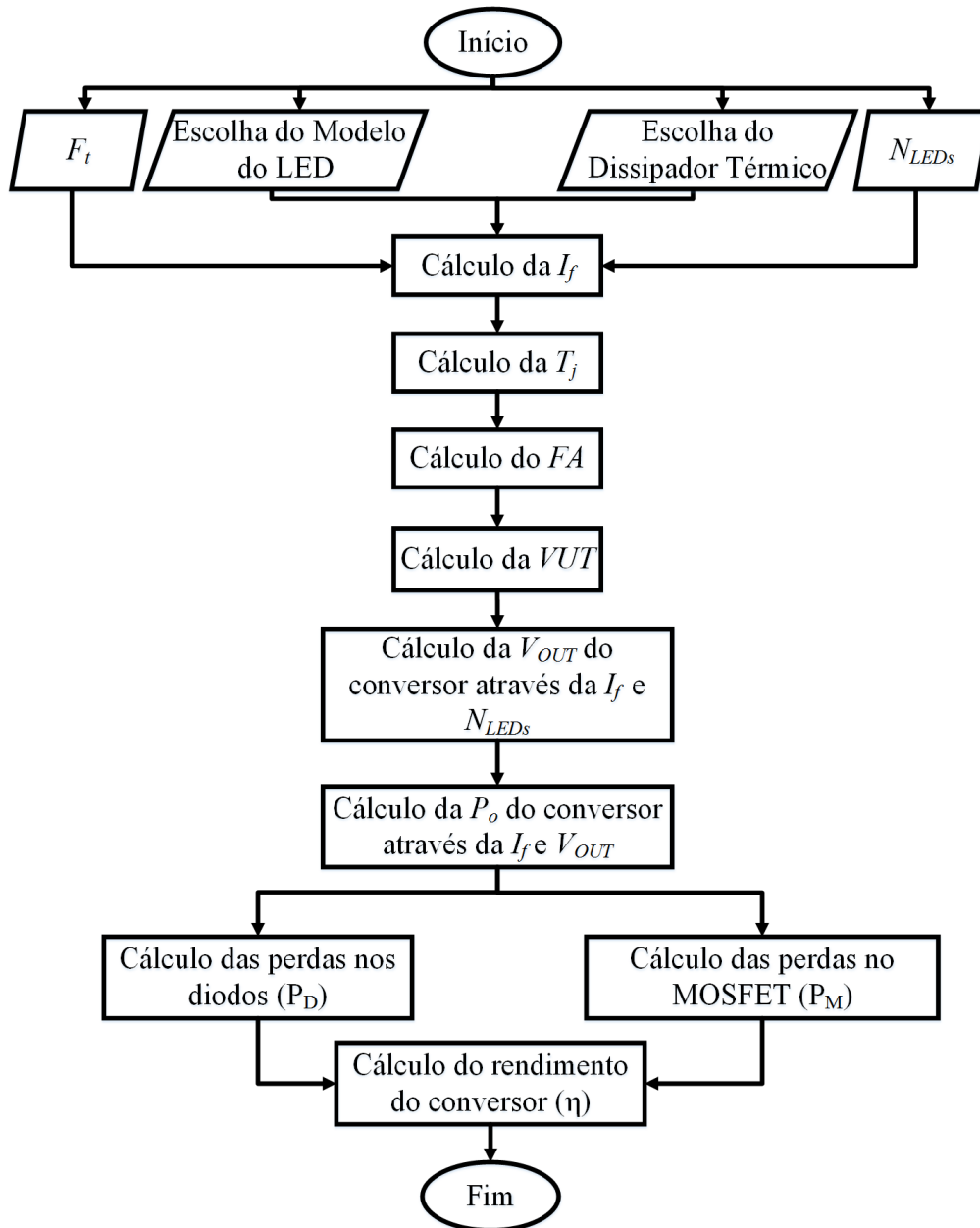


Figura 5.1 - Fluxograma com metodologia de projeto.

A topologia projetada no capítulo 4 foi montada para obtenção dos resultados experimentais. A Figura 5.2 mostra o circuito completo do conversor proposto. A Tabela 4.3 traz a descrição dos componentes utilizados na montagem do protótipo. Deve-se lembrar que os componentes cujos modelos estão listados na tabela são apenas sugestões. Podem ser utilizados modelos de outros fabricantes, desde que possuam especificações equivalentes.

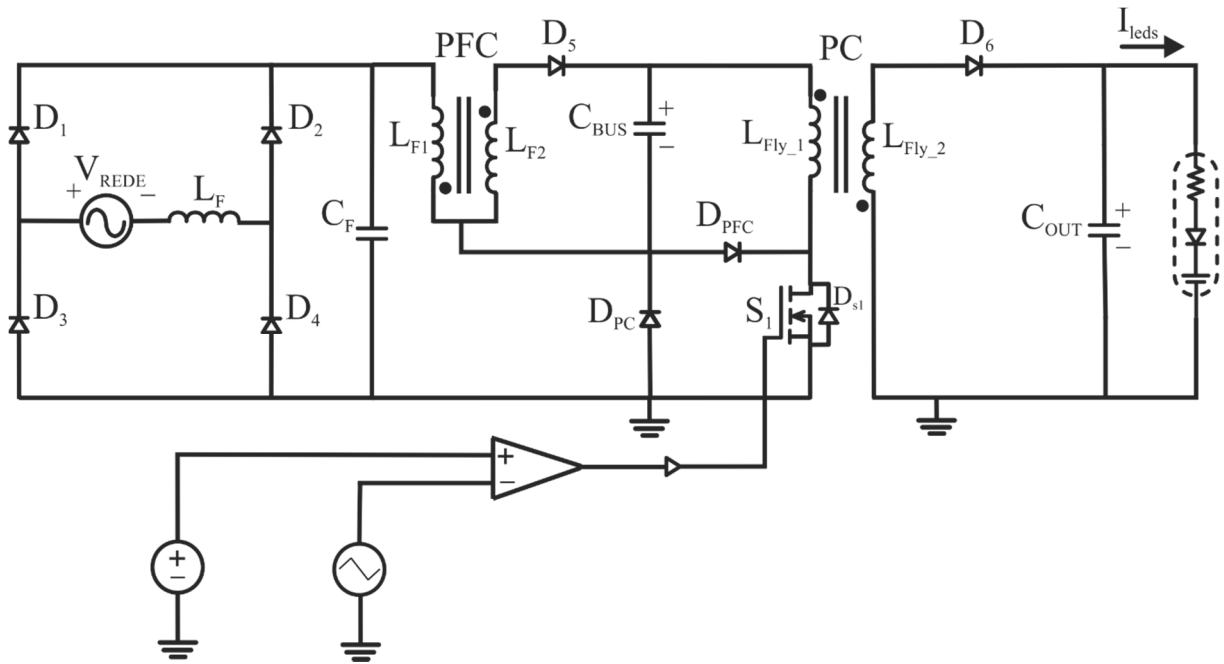


Figura 5.2 - Circuito completo da topologia proposta.

Tabela 4.3 - Componentes utilizados na montagem do protótipo.

Driver BFIB-ST	
C_{BUS}	Eletrolítico (100 μ F/400V)
C_{OUT}	Polipropileno (2,2 μ F/400V)
C_F	Polipropileno (220nF/1000V)
$D_1 - D_4$	UF4007 (1A/1000V)
D_5	MUR160 (1A/600V)
D_6	MUR160 (1A/600V)
D_{PC}	MUR160 (1A/600V)
D_{PFC}	MUR160 (1A/600V)
Indutor	Núcleo EE 25/10/6
L_F	3,7mH - 94 esp. - AWG 26
Flyback PC	Núcleo EE 30/15/14
L_{Fly_1}	235 μ H - 41 esp. - AWG 22
L_{Fly_2}	341 μ H - 52 esp. - AWG 22
Flyback PFC	Núcleo EE 40/17/12
$L_{F1} - L_{F2}$	507 μ H - 30 esp. - AWG 18
S_1	FQA8N100C (8A/1000V)

Na Figura 5.3 é apresentado uma foto do protótipo implementado.

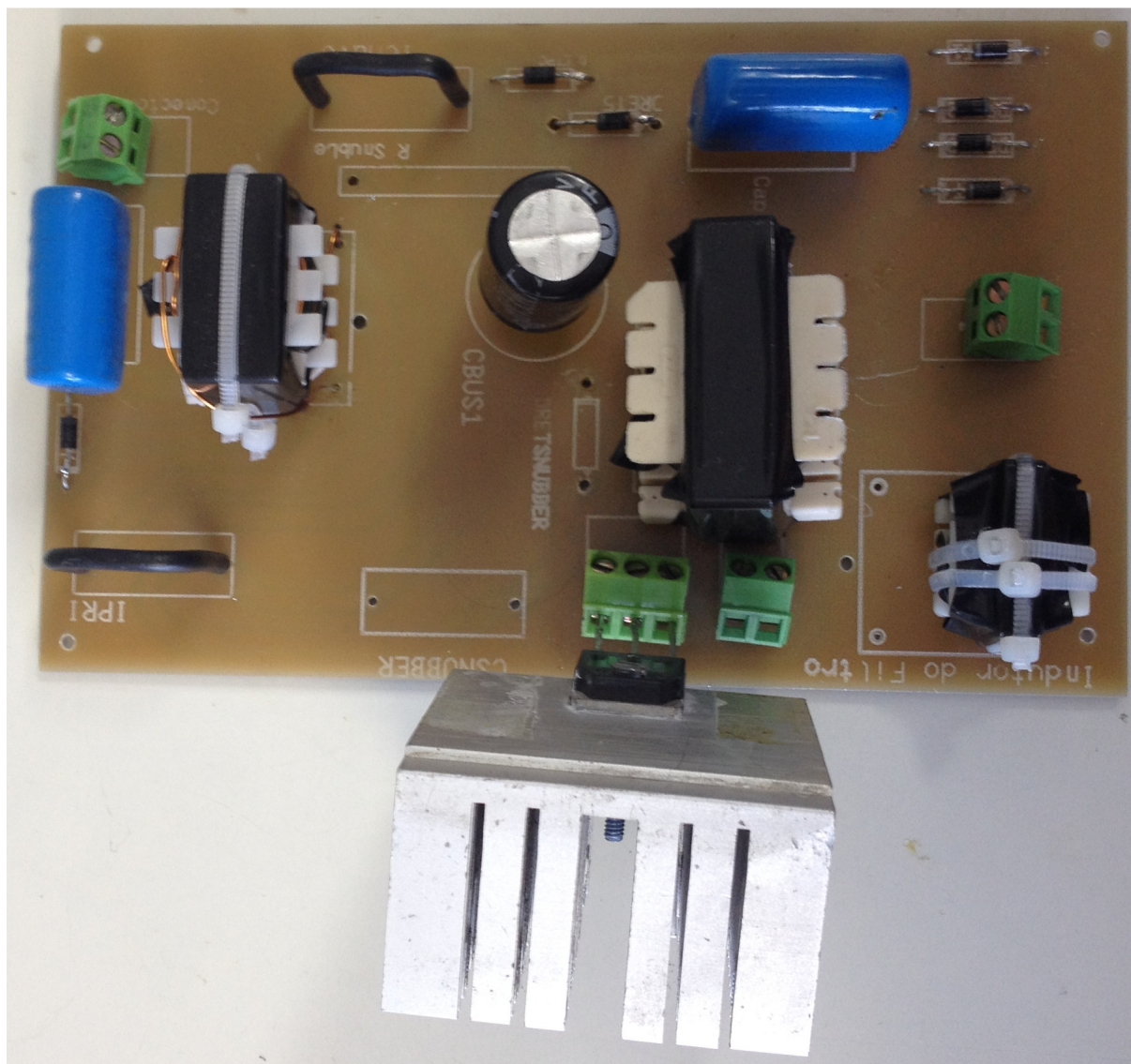


Figura 5.3 - Foto do protótipo implementado.

5.3 Análise dos Resultados Experimentais

Na Figura 5.4, são demonstradas as formas de onda da corrente, tensão e potência nos LEDs. Observa-se que o valor médio da corrente de saída ficou aproximadamente em torno de

649mA e o valor médio da potência de saída em 59,2W, esses valores contêm um erro aceitável em relação aqueles definidos em projeto.

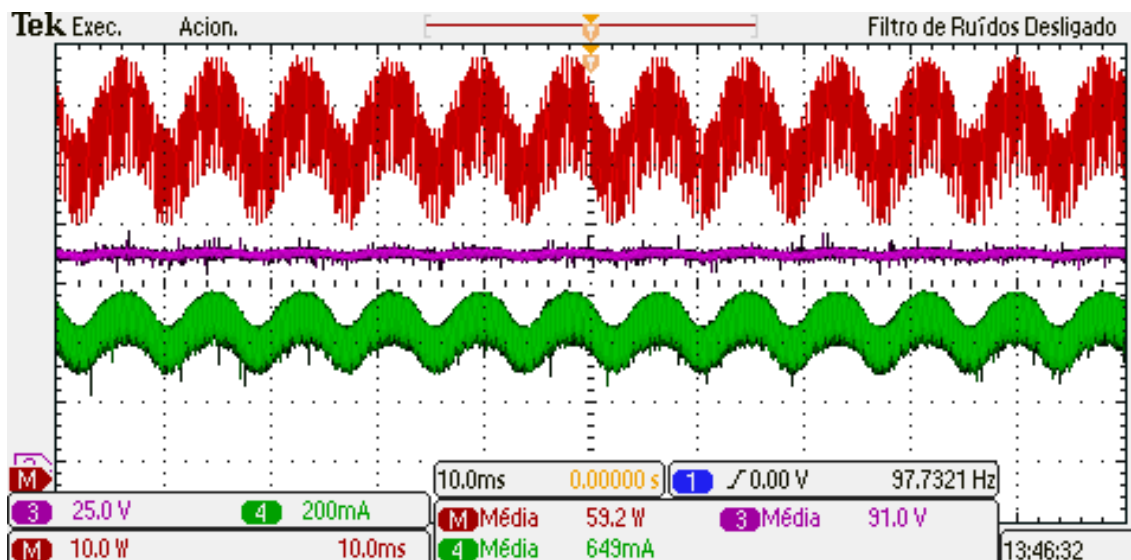


Figura 5.4- Corrente de saída (CH 4 - 200mA/div), tensão de saída (CH 3 – 25V/div) e potência de saída (CH M – 10W/div) – Escala de tempo 10ms/div.

A Figura 5.5 traz o valor da ondulação de corrente nos LEDs que é de 248mA. Nota-se que essa ondulação é menor do que 50% do valor da corrente dos LEDs, sendo que para esse valor de ondulação a eficácia luminosa dos mesmos não é prejudicada, além de apresentar um nível de cintilamento aceitável (BENDER, 2012).

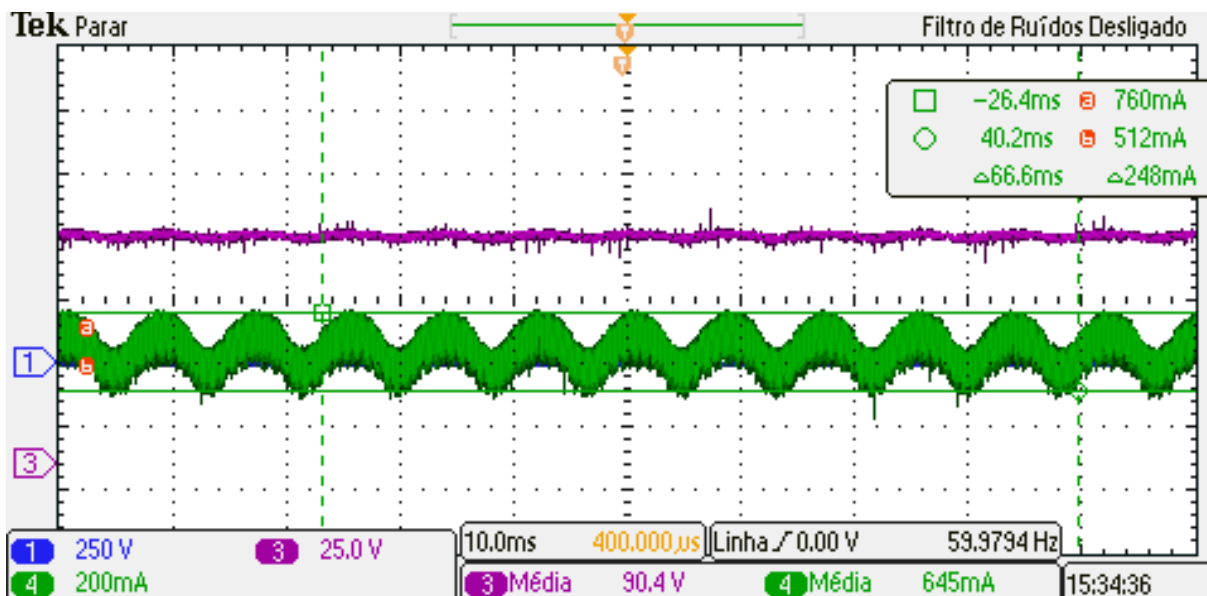


Figura 5.5 – Corrente de saída (CH 4 – 200mA/div) e tensão de saída (CH 3 – 25V/div) – Escala de tempo 10ms/div.

Na Figura 5.6 são apresentados os valores de tensão, corrente e potência de entrada do sistema. Como pode observar-se, o valor da potência de entrada ficou em 71,5W, sendo assim, o rendimento desta topologia é de aproximadamente 82,79%. O que pode-se salientar é que para obter um rendimento mais elevado seria necessário a implementação de um circuito de *snubber*, assim diminuindo os picos de tensão reversa entre dreno e *source* (VDS) na chave, com isso possibilitando o uso de um interruptor com menores níveis de tensão e com a tecnologia CoolMOS, o que resultaria na diminuição das perdas por condução e comutação no Mosfet.

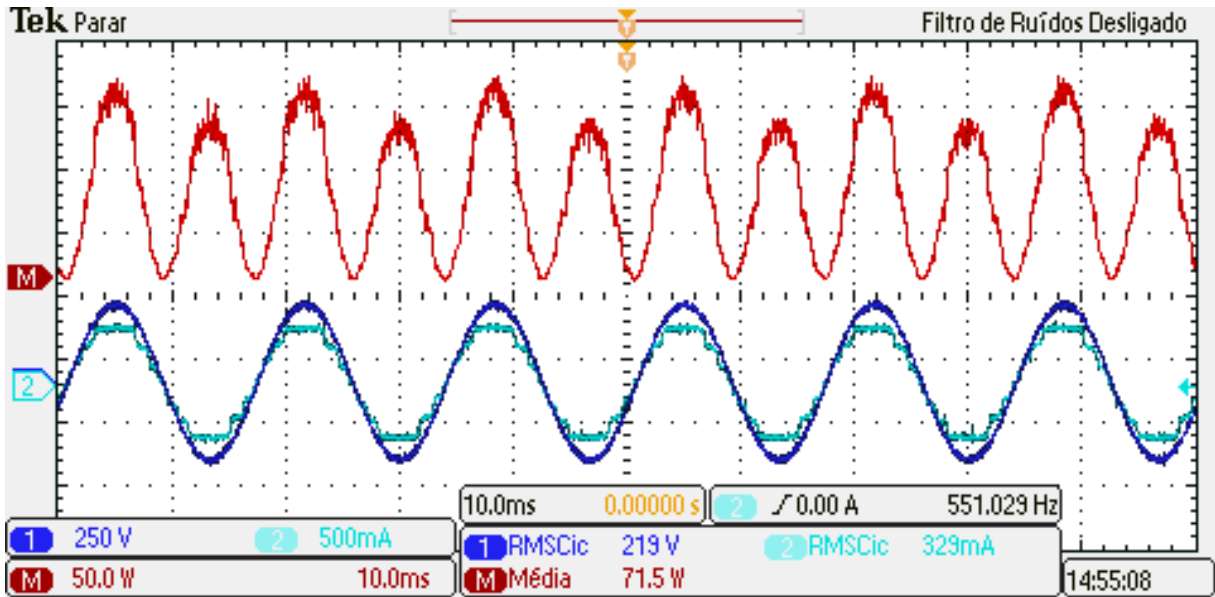


Figura 5.6 – Corrente de entrada (CH 2 – 500mA/div), tensão de entrada (CH 1 – 250V/div) e potência de entrada (CH M – 50W/div) – Escala de tempo 10ms/div.

O conteúdo harmônico da corrente de entrada é demonstrado na Figura 5.7, onde é feita uma comparação com a norma IEC 61000-3-2 Classe C. Pode-se observar que o conversor proposto está dentro do especificado pela norma, embora apresente o valor de algumas harmônicas muito próximo do limite imposto pela norma, principalmente a 13^ª, 15^ª e 19^ª harmônicas. O fator de potência (FP) obtido com esta topologia foi de 0,997 e a THD da corrente de entrada é de 7,333%.

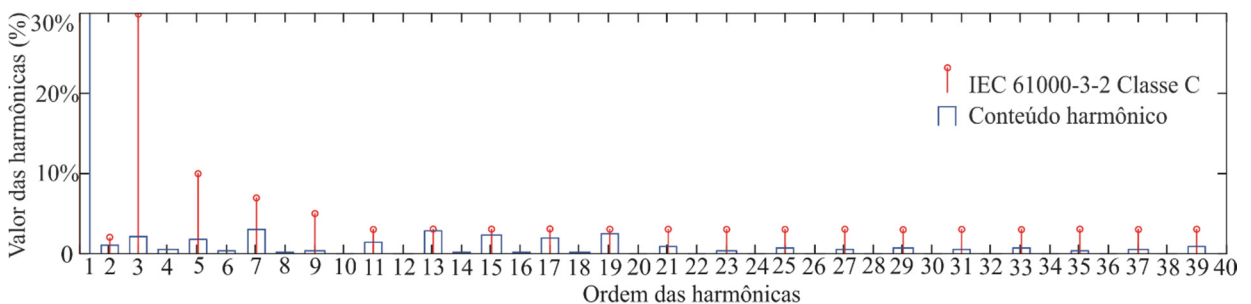


Figura 5.7 - Conteúdo harmônico da corrente de entrada do conversor.

A Figura 5.8 e Figura 5.9 traz os esforços de tensão e corrente no interruptor do conversor. Onde o valor máximo da corrente no interruptor ficou em 2,98A e da tensão de bloqueio que pode atingir valores de até 825V. Entretanto a tensão nominal sobre o mesmo

ficou em torno de 685V, enquanto que a corrente eficaz é de aproximadamente 908mA, esses valores ficaram próximos aos projetados. O valor da tensão nominal sobre o interruptor pode ser melhor visto na Figura 5.9 onde são demonstradas as formas de onda na escala de tempo de 10 μ s por divisão.

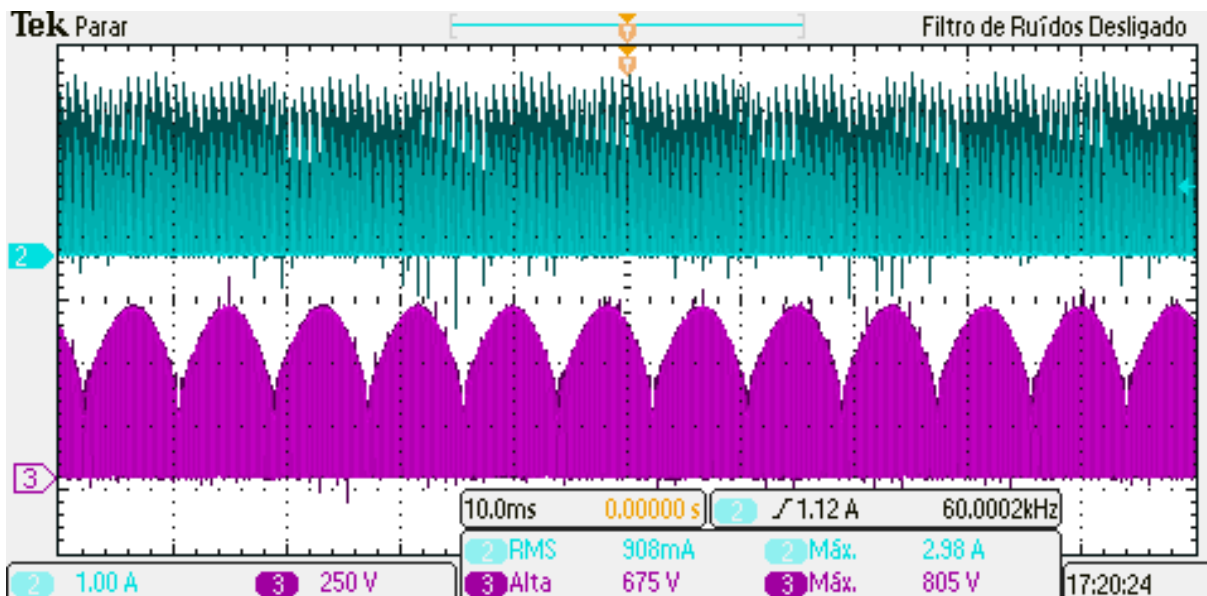


Figura 5.8 – Corrente sobre o interruptor S₁ (CH – 2 1A/div) e tensão no interruptor S₁ (CH – 3 250V/div) – Escala de tempo 10ms/div.

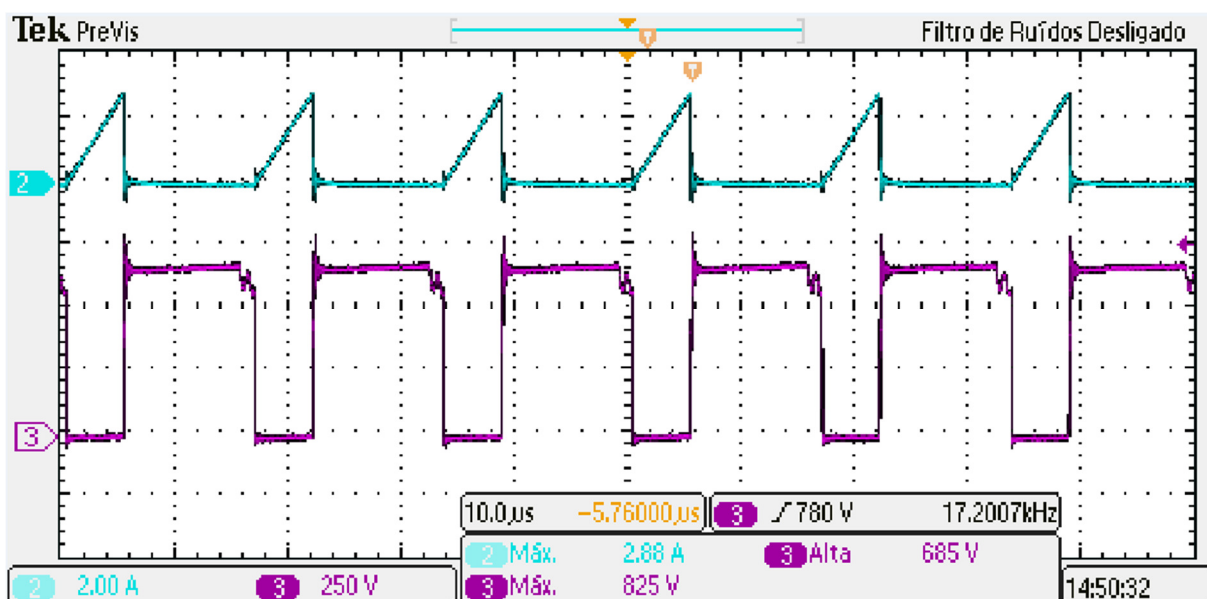


Figura 5.9 – Corrente sobre o interruptor S₁ (CH – 2 2A/div) e tensão no interruptor S₁ (CH – 3 250V/div) – Escala de tempo 10 μ s/div.

A Figura 5.10 mostra a tensão sobre o C_{BUS} , que é próxima do valor de projeto.

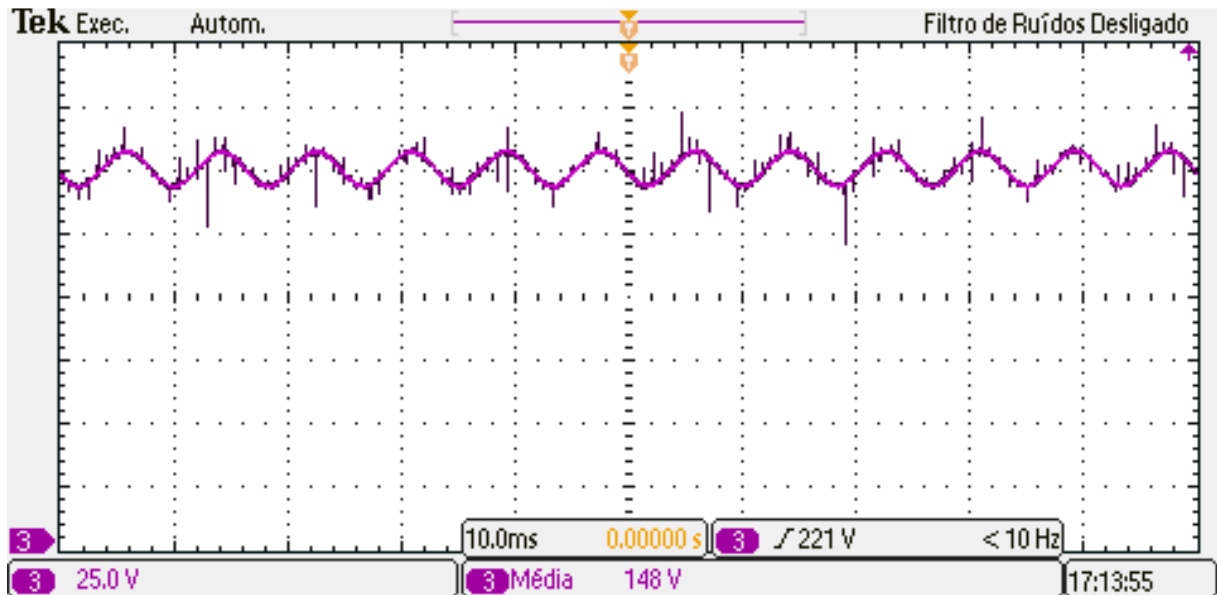


Figura 5.10 – Tensão sobre o capacitor de barramento (CH 3 – 25V/div) – Escala de tempo 10ms/div.

Na Figura 5.11 são apresentadas as correntes no enrolamento primário e secundário do indutor do *flyback* PFC. Os valores das correntes de pico ficaram aproximadamente em 4,88A e 4,44A para o primário e secundário, respectivamente. Os valores eficazes das correntes ficaram em 680mA para o primário e 877mA para o secundário.

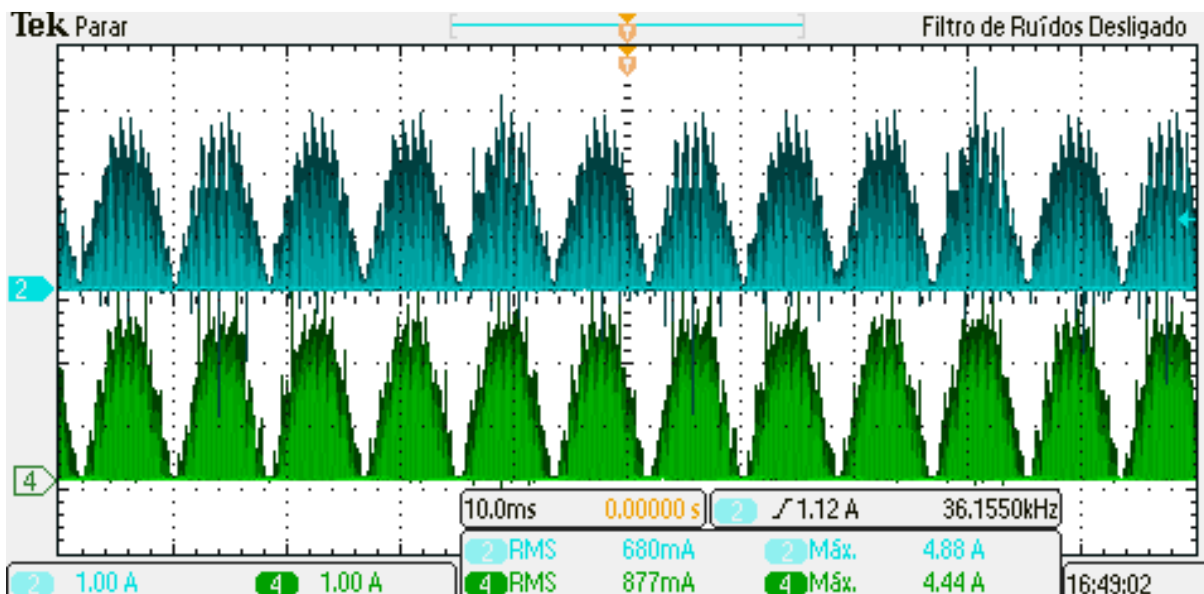


Figura 5.11 – Corrente no enrolamento primário L_{F1} (CH 2 – 1A/div) e corrente no enrolamento secundário L_{F2} (CH 4 – 1A/div) – Escala de tempo 10ms/div.

Na Figura 5.12 são demonstradas as mesmas formas de onda das correntes no enrolamento primário e no secundário do indutor do *flyback* PFC em uma escala de tempo de $10\mu\text{s}$, onde pode ser comprovada a operação em DCM do mesmo. Um valor mais preciso pode ser observado das correntes máximas do lado primário e secundário que são respectivamente 3,66A e 4,02A.

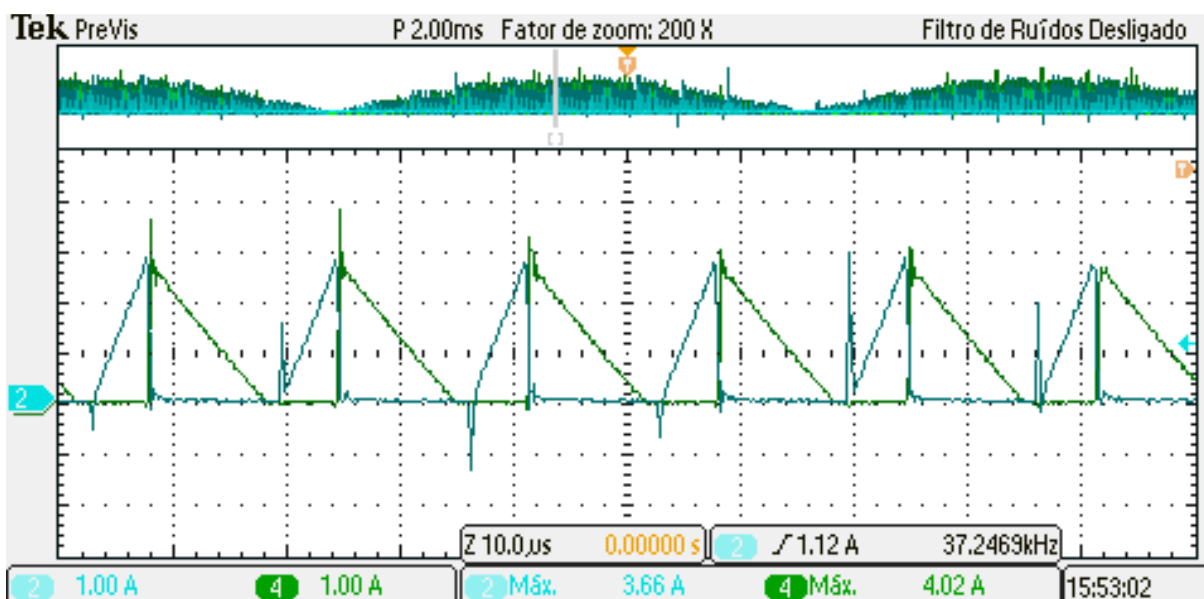


Figura 5.12 – Corrente no enrolamento primário L_{F1} (CH 2 – 1A/div) e corrente no enrolamento secundário L_{F2} (CH 4 – 1A/div) – Escala de tempo $10\mu\text{s}$ /div.

A Figura 5.13 traz as correntes no enrolamento primário e secundário do indutor do *flyback* PC. Os valores das correntes de pico ficaram aproximadamente em 2,98A e 3,2A para o primário e secundário, respectivamente. Os valores eficazes das correntes ficaram em 901mA para o primário e 1A para o secundário.

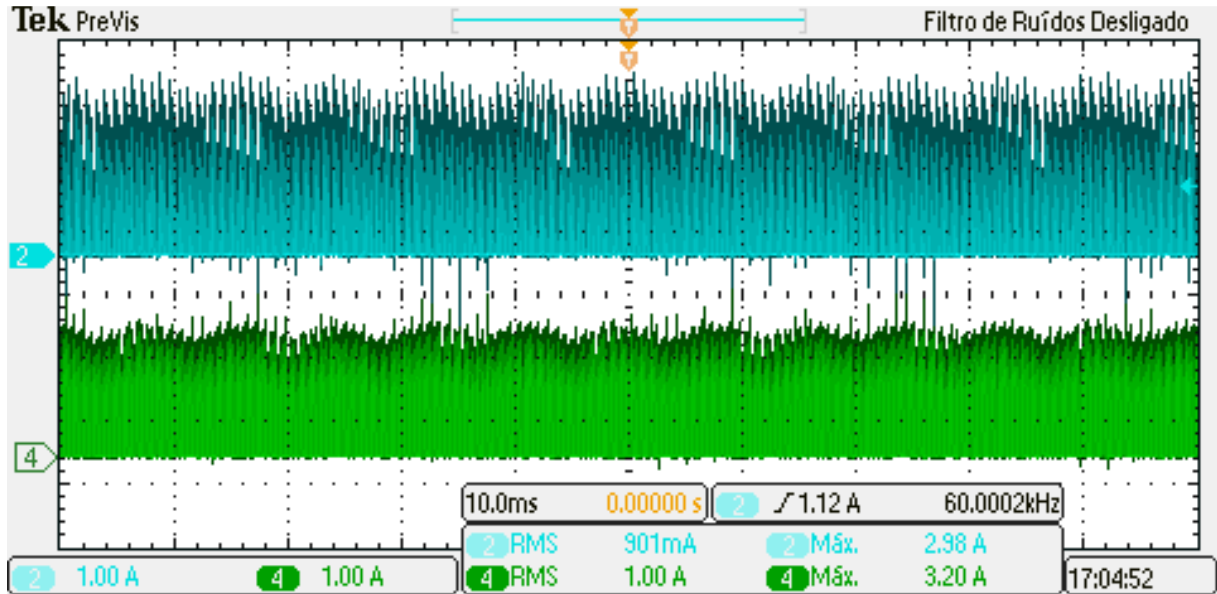


Figura 5.13 – Corrente no enrolamento primário L_{Fly-1} (CH 2 – 1A/div) e corrente no enrolamento secundário L_{Fly-2} (CH 4 – 1A/div) – Escala de tempo 10ms/div.

Na Figura 5.14 são demonstradas as mesmas formas de onda das correntes no enrolamento primário e no secundário do indutor do *flyback* PC em uma escala de tempo de 10 μ s, onde pode ser comprovada a operação em DCM do mesmo. Um valor mais preciso pode ser observado das correntes máximas do lado primário e secundário que são respectivamente 3,06A e 3,12A.

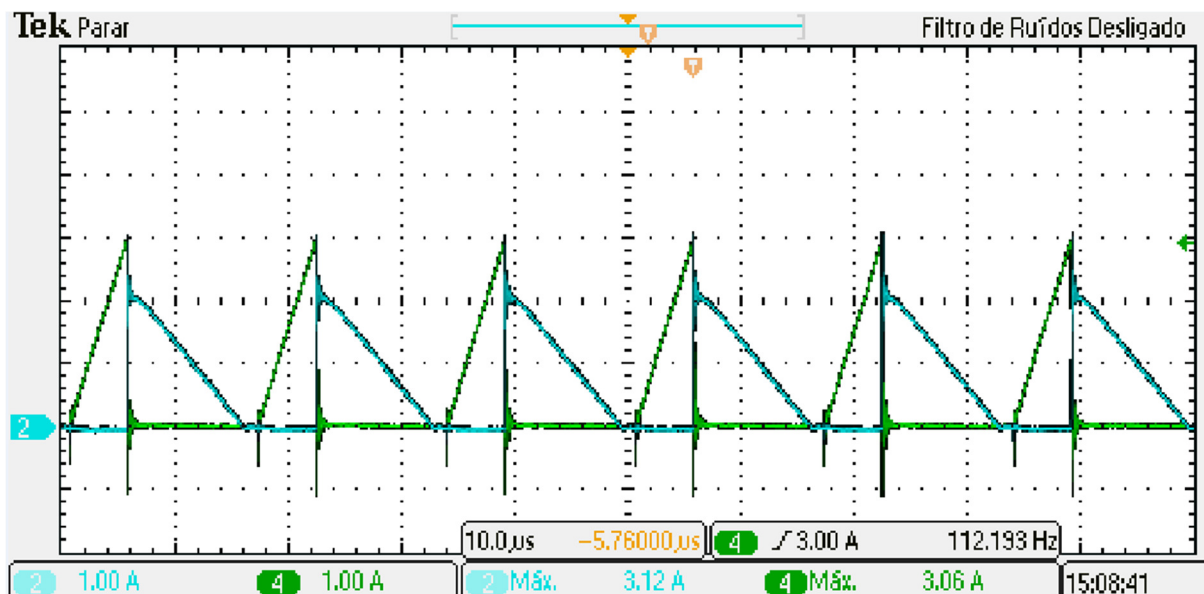


Figura 5.14 – Corrente no enrolamento primário L_{Fly_1} (CH 4 – 1A/div) e corrente no enrolamento secundário L_{Fly_2} (CH 2 – 1A/div) – Escala de tempo 10μs/div.

A Tabela 5.1 apresenta um comparativo entre os esforços calculados e os obtidos experimentalmente no interruptor para a topologia proposta.

Tabela 5.1 – Comparação entre os esforços calculados e medidos no interruptor durante o funcionamento do conversor.

Interruptor	Tensão		Corrente	
	Calculado	Experimental	Calculado	Experimental
S_1	644V	685V	1,097A	908mA

Como pode ser observado, os valores obtidos na prática estão muito próximos aos calculados, validando a metodologia proposta.

5.4 Conclusão

Neste capítulo foram demonstrados os resultados experimentais para o conversor BFIB-ST proposto. A topologia implementada apresentou uma operação conforme o especificado, com um fator de potência bastante próximo do unitário, além de atender à norma IEC 61000-3-2 Classe C, referente à distorção harmônica na corrente de entrada. Com relação a sua eficiência a mesma poderia ser melhorada com o uso de Mosfets com novas tecnologias como os de Silicon Carbide com menor resistência em condução e reduzidas capacitâncias em relação ao utilizado.

6 CONCLUSÃO GERAL

O presente trabalho desenvolvido nesta dissertação demonstrou uma metodologia de otimização de sistemas de iluminação que empregam LEDs. Inicialmente foi feita uma revisão bibliográfica tratando dos assuntos referentes aos princípios de operação, aspectos construtivos, fotométricos, principais campos de utilização, características elétricas, térmicas e aspectos referentes a vida útil dos LEDs.

Foi apresentado os meios de transferência de calor por condução, radiação, convecção, convecção forçada e natural, juntamente com uma metodologia de projeto para o cálculo da resistência térmica de dissipadores a partir de suas medidas de área e do número de aletas do mesmo. Também é demonstrada uma rotina de otimização com o objetivo principal de reduzir o comprimento de dissipadores de calor através do aumento do número de aletas, mantendo a resistência térmica do dissipador otimizado igual ao do original. A rotina de otimização se mostrou válida, porém com a restrição referente a altura mínima das aletas.

Para a metodologia de otimização de sistemas de iluminação pública empregando LEDs foi desenvolvido um algoritmo em um software matemático com o objetivo principal de chegar-se ao projeto ótimo, levando-se em consideração características referentes a fluxo luminoso, temperatura de junção, número de LEDs, corrente direta, volume e vida útil da luminária. A metodologia de otimização proposta foi comprovada através de um exemplo de projeto, onde os resultados obtidos através do algoritmo matemático confirmaram a teoria proposta.

Um dos principais focos deste trabalho é a teoria referente ao cálculo da vida útil de LEDs através de parâmetros de corrente direta e temperatura de junção dos mesmos. O ganho central apresentado pela teoria em relação a trabalhos já existentes na área, é o cálculo da vida útil de sistemas de iluminação que utilizam LEDs através de parâmetros eletrotérmicos, isso traz ao projetista uma maior alternativa de otimização do projeto.

Foram montados dois protótipos com o objetivo de validar a teoria proposta para os cálculos de vida útil dos LEDs. Os resultados práticos obtidos até o presente momento dos testes acelerados de vida útil juntamente com os gráficos de extrapolação matemática plotados conforme a norma IES TM-21-11 validam a teoria proposta neste trabalho.

A topologia BFIB proposta foi então apresentada, sendo feita uma discussão individual das etapas de operação, apresentando o funcionamento e a metodologia de projeto.

O conversor proposto foi implementado, sendo os resultados obtidos satisfatórios, comprovando a metodologia de projeto utilizada. O conversor atendeu os requisitos da norma para sistemas de iluminação.

O conversor trabalhou com um fator de potência de 0,997, uma THD da corrente de entrada de 7,33% e rendimento de 82,79%. Como pôde ser observado, o conversor BFIB demonstrou um alto fator de potência, elevada eficiência e a THD da corrente de entrada atendeu a norma.

Conclui-se assim que o trabalho realizado demonstra uma boa contribuição para a realização de projetos otimizados de sistemas de iluminação que empregam LEDs, pois engloba diferentes variáveis com o objetivo principal de encontrar o projeto ótimo para o sistema de iluminação requerido.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ADEYANJU, A. A.; COMPTON, W. Theoretical Determination of a Thermoelectric Module and Heat Sink Sizing. **International Journal of Electrical and Power Engineering**, p. 66-72, 2010.

ALMEIDA, P. S. An Experimental Study On The Photometrical Impacts Of Several Current Waveforms On Power White LEDs. **11th COBEP**, Natal, RN, 2011.

ALMEIDA, P. S. **Conversor Integrado SEPIC-Buck-Boost aplicado ao acionamento de LEDs de potência em iluminação pública**. Universidade Federal de Juiz de Fora. Juiz de Fora, p. 157. 2012.

BENDER, V. C. **METODOLOGIA DE PROJETO ELETROTÉRMICO DE LEDS APLICADA AO DESENVOLVIMENTO DE SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA**. [S.l.]. 2012.

BENDER, V. C. et al. Metodologia de Projeto Eletrotérmico de LEDs Aplicada ao Desenvolvimento de Sistemas de Iluminação. **Eletrônica de Potência**, p. 991-1000, 2013.

BIBER, C. LED Light Emission as a Function of Thermal Conditions. **24th IEEE SEMI-THERM Symposium**, 2008.

BISOGNO, F. **Topologia para Iluminação Fluorescente utilizando conversores eletrônicos integrados empregando compartilhamento de chave semicondutora**. Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, p. 230. 2001.

BISOGNO, F. E. **Topologia para Iluminação Fluorescente Utilizando Conversor Boost Push-Pull Integrado com um Único Interruptor**. Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria. 2001.

BOWERS, B. **Historical review of artificial light sources**. [S.l.]: IEE Proceedings, v. 127, 1980. n. 3.

BRIDGELUX. Bridgelux ES Array Series Product Data Sheet DS11. **Bridgelux**, 2010. Disponível em: <http://www.bridgelux.com/assets/files/Bridgelux_ES_Array_Data_Sheet.pdf>. Acesso em: 18 Junho 2012.

BRIDGELUX. Bridgelux RS Array Series Product Data Sheet DS15. **Bridgelux**, 2010. Disponível em:

<http://www.bridgelux.com/assets/files/Bridgelux_RS_Array_Data_Sheet.pdf>. Acesso em: 11 June 2012.

BULLOUGH, J. D. Lighting answers: LED Lighting Systems. National Lighting Product Information Program, 7, 2003.

BUSO, S. et al. Performance Degradation of High-Brightness Light Emitting Diodes under DC and Pulsed Bias. **IEEE Transactions device and material reliability**, 2008.

BYUNGJIN, M. A.; KIM, J. Complex-Stress Accelerated Lifetime Test for High-Power Light-Emitting Diodes. **Electronics Letters**, v. 48, n. 8, January 2012.

CAMARGO, J. **Análises do Desempenho Térmico e Vida Útil de Transformadores Alimentando Cargas não Lineares**. Universidade Federal de Uberlândia. Uberlândia, p. 140. 2005.

CARDESIN, J. et al. LED Permanent Emergency Lighting System Based on a Single Magnetic Component. **IEEE Transactions on Power Electronics**, May 2009.

ÇENGEL, Y. A. **Transferência de Calor e Massa: uma abordagem prática**. Terceira. ed. Nevada: McGraw-Hill Interamericana Editores, S.A de C. V., 2007.

CHANG, M. H. Light Emitting Diodes Reliability Review. **Microelectronics Reliability Journal**, p. 762-782, 2012.

CHEN, H. T.; TAO, X. H.; HUI, S. Y. R. Estimation of Optical Power and Heat-Dissipation Coefficient for the Photo-Electro-Thermal Theory for LED Systems. **IEEE Trans. on Power Electronics**, v. 27, p. 2176-2183, 2012.

COSETIN, M. R. Circuitos de Acionamento para Iluminação Semicondutora Empregando Topologias Integradas com Capacitores de Longa Vida Útil, Santa Maria, Julho 2013.

COSTA, G. J. C. D. **Iluminação econômica: cálculo e avaliação**. [S.l.]: EDIPUCRS 561 p., 2005.

COSTA, R. E. **Sistematização do Projeto de Reatores Eletrônicos para Alimentação de Lâmpadas de Vapor de Sódio em Alta Pressão para Iluminação Pública**. Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, p. 120. 2009.

CRAFORD, M. G. Current State of the Art in High Brightness LEDs, 6 March 2007.

CREE. CREE. **CREE Product family data sheet Xlamp XR-E LED**, 2012. Acesso em: 14 Junho 2012.

CREE. <http://www.creeled.com.br>. **CREE**, 2015. Disponível em: <<http://www.creeled.com.br/pasta-termica-adesiva-star922>>. Acesso em: 18 Março 2015.

CULHAM, M. J. R.; MUZYCHKA, Y. S. Optimization of Plate Fin Heat Sinks Using Entropy Generation Minimization. **IEEE**, 2001.

DALLA COSTA, M. A. et al. Autonomous Street Lighting System based on Solar Energy and LEDs. **IEEE International Conference on Industrial Technology**, March 2010.

DOE, U. S. **Solid-State Lighting Research and Development: Manufacturing Roadmap**. U.S. Department of Energy. [S.l.]. 2012.

ENGINEERING ToolBox. **http://www.engineeringtoolbox.com/air-properties-d_156.html**, 2014. Disponível em: <http://www.engineeringtoolbox.com/air-properties-d_156.html>. Acesso em: 15 Dezembro 2014.

GARDNER, N. F. et al. Blue-emitting InGaN–GaN double-heterostructure light-emitting diodes reaching maximum quantum efficiency above 200A/cm². **Applied Physics Letters**, 2007.

GOEKING, W. www.osetoreletrico.com.br. **Lâmpadas e LEDs - Revista o Setor Elétrico**, 28 Maio 2013. Disponível em: <www.osetoreletrico.com.br/web/article/176-lampadas-e-leds.html>.

HAITZ, R. et al. The case for a National research program on Semiconductor Lighting, 1999.

HARRIS, J. B. Electric Lamps, Past and Present. **History of Technology**, August 1993. 161-171.

[HTTP://WWW.FARNELLNEWARK.COM.BR](http://www.farnellnewark.com.br). **http://www.farnellnewark.com.br**, 2013. Disponível em: <<http://www.farnellnewark.com.br>>. Acesso em: 10 Novembro 2014.

HUI, S. Y. R.; CHEN, H.; TAO, X. An Extended Photo-Electro-Thermal Theory for LED Systems: A Tutorial from Device Characteristic to System Design for General Lighting. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 27, 2012. In Press.

HUI, S. Y. R.; QIN, Y. X. A General Photo-Electro-Thermal Theory for Light Emitting Diode (LED) Systems. **IEEE Transactions Power Electronics**, August 2009. 1967-1976.

IES TM-21-11. **Projecting Long Term Lumen Maintenance of LED Light Sources**. IES. [S.l.]. 2011.

INTERNATIONAL ENERGY AGENCY. **The potential to lower global lighting energy consumption**. [S.l.]. 2005.

JIANMIN, Z.; WEI, Y. Experimental Investigation on the Performance Characteristics of White LEDs used in Illumination Application. **IEEE Power Electronics Specialists Conference**, p. 1436-1440, 2007.

KIM, M. et al. Origin of efficiency droop in GaN-based light-emitting diodes. **Applied Physics Letters**, 30 October 2007.

KRAMES, M. et al. Status and Future of High-Power Light-Emitting Diodes for Solid-State Lighting. **Journal of Display Technology**, 3, 2007.

KREITH, F.; MANGLIK, R.; BOHN, M. **Principles of Heat Transfer**. 7a. ed. Stamford: Cengage Learning, 2011.

KUO, Y. **Theory Arrhenius Tech Seminar**. [S.l.]. 2009.

LAUBSCH, A. et al. High-Power and High-Efficiency InGaN-Based Light Emitters. **IEEE Transactions on Electron Devices**, 57, January 2010.

LUXEON. Power light source Luxeon Rebel: LXML-PWN1-0080. **Folha de Especificação**, 2008.

MARCHESAN, T. B. **Integração de Conversores Estáticos Aplicados a Sistemas de Iluminação Pública**. Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, p. 187. 2007.

MELO, M. F. D. **Sistema de Geração Distribuída de Energia Fotovoltaica Integrado a um Sistema de Iluminação Pública à Base de LEDs**. Santa Maria: [s.n.], 2014.

MENDONÇA, M.; OLIVEIRA, V.; FINOCCHIO, M. A. Estudo da Vida Útil de Transformadores de Tecnologia a Seco com Resina Epóxi. **SICITE**, Cornélio Procópio, 2013. 7.

OSRAM. Laboratory Record: red LED breaks through the 200lm/W barrier. **OSRAM Opto Semiconductors**, 2011. Disponível em: <<http://www.osram-os.com>>. Acesso em: 17 Maio 2012.

OTT, M. Capabilities and Reliability of LEDs and Laser Diodes. **What's new in Electronics**, vol. 20(6); 2000., 2000.

PHILIPS LIGHTING. **Understanding Power LED Lifetime Analysis**. [S.l.]. 2012.

PHILIPS LUMILEDS. Technical Datasheet. **Philips Lumileds**, 2008. Disponível em: <<http://www.philipslumileds.com/uploads/54/DS51-pdf>>. Acesso em: 2 Julho 2012.

PHILIPS LUMILEDS, 2010. Disponível em: <http://ritelites.com/yahoo_site_admin/assets/docs/WP_on_LED_life.3482523.pdf>. Acesso em: 30 Maio 2012.

PHILIPS LUMILEDS. LUXEON Rebel General Purpose White Portfolio - Technical Datasheet DS64, 2011. Disponível em: <<http://www.philipslumileds.com/pdfs/DS64.pdf>>. Acesso em: 17 Maio 2012.

PINTO, R. A. **Projeto e Implementação de Lâmpadas para Iluminação de Interiores empregando diodos emissores de luz (LEDS)**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, p. 129. 2008.

PINTO, R. A. **Sistemas Eletrônicos para iluminação de exteriores empregando diodos emissores de luz (LEDs)**. Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria. 2010.

PINTO, R. A. **Sistemas Eletrônicos para Iluminação de Exteriores Empregando Diodos Emissores de Luz (LEDs) Alimentados pela Rede Elétrica e por Baterias**. Santa Maria: [s.n.], 2012.

SÁ JUNIOR, E. M. **Estudo de estruturas de reatores eletrônicos para LEDs de Iluminação**. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, p. 199. 2010.

SAGUATTI, D. et al. Investigation of Efficiency-Droop Mechanisms in Multi-Quantum-Well InGaN/GaN Blue Light-Emitting Diodes. **IEEE Transactions on Electron Devices**, May 2012. 1402-1409.

SCHUBERT, E. F. **Light-Emitting Diodes**. 1a. ed. ed. [S.l.]: Cambridge University Press, 2003.

SCHUBERT, E. F. **Light-emitting diodes**. 2a. ed. ed. Cambridge: Cambridge University Press, 2006.

SEESMART. **How to Choose the Right LED Lighting Product Color Temperature**. [S.l.]. 2010.

SERI, L. How to Select a Heat Sinking. **Electronics Cooling**, 1995.

SHAILESH, K. R. et al. **Application of Accelerated Life Testing Principles to Project Long Term Lumen Maintenance of LED Luminaires**. Emerging Trends in Electrical Engineering and Energy Management (ICETEEEM), 2012 International Conference on. Chennai: IEEE. 2012. p. 483-488.

STEIGERWALD, D. A. et al. Illumination With Solid State Lighting Technology. **IEEE Journal on selected topics in quantum electronics**, March/April 2002.

TSAO, J. Y. Solid State Lighting. **IEEE Circuits & Devices Magazine**, May/June 2004. 28-37.

U. S. DEPARTMENT ENERGY. **Thermal Management of White LEDs**. [S.l.]: [s.n.]. 2009. p. 2.

U. S. DEPARTMENT OF ENERGY. **Thermodynamics, heat transfer and fluid flow**. Washington: U.S. Department of Energy, v. 2, 1992. 80 p.

U. S. DEPARTMENT OF ENERGY. Color Quality of White LEDs. **Energy Efficiency and Renewable Energy**, January 2008.

VARGAS LUZ, P. C. **Sistema Eletrônico Isolado com Elevado Fator de Potência e Reduzidas Capacitâncias para Alimentação de LEDs Aplicado à Iluminação Pública.**

Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, p. 147. 2013.

VÁZQUEZ, M. et al. Degradation of AlInGaP red LEDs Under Drive Current and Temperature Accelerated Life Tests. **Microelectronics Reliability**, p. 1559-1562, 2010.

WWW.VISERATECH.COM. www.viseratech.com. Acesso em: Dezembro 2014.

ZORPETTE, G. Let There be Light. **IEEE Spectrum**, September 2002.

APÊNDICE A

ARTIGOS PUBLICADOS

1) Guisso, R. A., Barth, N. D., Nascimento, V. A., Bender, V. C., Marchesan, T. B.;
“Sistemas de Iluminação Utilizando LEDs: Uma Análise da Vida Útil e da Dissipação de Calor”
Congresso Brasileiro de Automática (CBA), 2014.

2) Nascimento, V. A., Iaronka, O., Guisso, R. A., Bender, V. C., Marchesan, T. B.;
“Otimização dos Sistemas de Iluminação a LEDs Empregando Dissipadores de Calor”
Seminário de Redes Elétricas Inteligentes (REI), 2014.

APÊNDICE B

TRABALHOS FUTUROS

Recomenda-se a elaboração de novos trabalhos com o intuito de complementar o estudo desenvolvido. Conforme segue:

- Estudo para otimização de dissipadores de calor com aletas de altura reduzida.
- Realização de testes práticos de vida útil acelerados para os LEDs com diferentes níveis de corrente direta e temperatura de junção, fazendo comparações entre ambos.
- Evitar a utilização do capacitor eletrolítico no driver ou apresentar soluções alternativas para o aumento da vida útil do mesmo.