

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

ZITO PALHANO DA FONSECA

**SISTEMAS ELETRÔNICOS COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA
DE ESTÁGIO ÚNICO E SEM CAPACITORES ELETROLÍTICOS PARA
ACIONAR LEDS DE POTÊNCIA**

DISSERTAÇÃO

**PONTA GROSSA
2014**

ZITO PALHANO DA FONSECA

**SISTEMAS ELETRÔNICOS COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA
DE ESTÁGIO ÚNICO E SEM CAPACITORES ELETROLÍTICOS PARA
ACIONAR LEDS DE POTÊNCIA**

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

Orientador: Prof. Dr. Claudinor Bitencourt Nascimento.

Co-Orientador: Prof. Dr. Mauricio dos Santos Kaster.

PONTA GROSSA

2014

Ficha catalográfica elaborada pelo Departamento de Biblioteca
da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Campus Ponta Grossa
n.43/14

F676 Fonseca, Zito Palhano da

Sistemas eletrônicos com elevado fator de potência de estágio único e sem capacitores eletrolíticos para acionar LEDs de potência. / Zito Palhano da Fonseca. -- 2014.

182 f. : il. ; 30 cm.

Orientador: Prof. Dr. Claudinor Bitencourt Nascimento.

Co-Orientador: Prof. Dr. Mauricio dos Santos Kaster

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta Grossa, 2014.

1. Diodos emissores de luz. 2. Fator de potência. 3. Capacitores. 4. Iluminação. I. Nascimento, Claudinor Bitencourt. II. Kaster, Mauricio dos Santos. III. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. IV. Título.

CDD 621.38



Ministério da Educação
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Campus Ponta Grossa
Diretoria do Campus Ponta Grossa
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Mestrado em Engenharia Elétrica



TERMO DE APROVAÇÃO

SISTEMAS ELETRÔNICOS COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA DE ESTÁGIO ÚNICO E SEM CAPACITORES ELETROLÍTICOS PARA ACIONAR LEDS DE POTÊNCIA

por

ZITO PALHANO DA FONSECA

Esta Dissertação foi apresentada em 29 de Agosto de 2014 como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. O candidato foi arguido pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho aprovado.

Dr. Claudinor Bitencourt Nascimento (UTFPR)
Prof. Orientador

Dr. Arnaldo José Perin (UFSC)
Membro titular

Dr. Carlos Henrique Illa Font (UTFPR)
Membro titular

Dr. Eloi Agostini Junior (UTFPR)
Membro titular

- A folha de aprovação assinada encontra-se na secretaria do curso -

Dedico este trabalho aos meus queridos
pais e amigos.

AGRADECIMENTOS

Inicio os meus agradecimentos ao professor Claudinor Bitencourt Nascimento, pela confiança em mim dedicada, pelos anos em que trabalhamos juntos, desde a graduação até a pós-graduação. Não o agradeço somente por sua competente orientação, mas como também por sua amizade, carinho e apoio.

Aos meus pais Valdenez da Fonseca e Marli da Fonseca, pelo apoio aos meus estudos, pelo suporte emocional e por estarem presentes em todos os momentos importantes da minha vida. Aos meus irmãos Roberlei da Fonseca e Ariane da Fonseca, pela amizade, carinho e amor.

Aos meus colegas, que de certa forma contribuíram para a elaboração deste trabalho, em especial aos colegas e amigos Francisco José Viglus, Paulo da Silva Costa, Marcelo Henrique Granza, Marcelo Pedroso e Pécio Luiz Karam de Miranda, pelos momentos alegres compartilhados.

Aos professores que tiveram papel fundamental para minha formação no programa de pós-graduação.

Aos professores do departamento de eletrônica da UTFPR-PG, pelos anos de amizade, durante minha passagem como professor colaborador neste departamento.

Aos professores do departamento de informática da UEPG, pela amizade que cultivamos a cada dia.

Aos funcionários do departamento de eletrônica e pós-graduação Rose Maria Hass e Tiago Oliveira. Em especial a Rose Maria Hass, pela amizade que criamos durante minha passagem pela instituição.

A UTFPR campus Ponta Grossa, pela estrutura fornecida para a elaboração deste trabalho.

RESUMO

FONSECA, Zito Palhano. **Sistemas eletrônicos com elevado fator de potência de estágio único e sem capacitores eletrolíticos para acionar LEDs de potência.** 2014. 185 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta Grossa. 2014.

Este trabalho propõe a utilização de dois conversores de estágio único e elevado fator de potência para acionar LEDs de potência sem a utilização de capacitores eletrolíticos no barramento CC. Ambas as topologias podem operar com entrada universal, dimerização da corrente de saída e comando auto-oscilante. No entanto o número de dispositivos semicondutores é maior em relação aos conversores estáticos de energia convencionais. A correção do fator de potência do primeiro conversor proposto é obtida através de uma conexão direta realizada por um indutor inserido entre o estágio inversor de saída e dois capacitores conectados antes do estágio retificador de entrada criando um caminho alternativo para a corrente fornecida pela fonte de alimentação CA entre estes estágios. O segundo conversor realiza a correção do fator de potência através de dois indutores acoplados magneticamente conectados na entrada da ponte retificadora. Estes indutores também operam em conjunto com os dois capacitores de entrada e, por possuírem acoplamento subtrativo, processam energia de forma complementar propiciando um volume de núcleo reduzido em relação ao indutor da primeira topologia proposta. Em ambas as topologias apresentadas, a corrente da fonte de alimentação CA fornece energia instantânea com o dobro da frequência de comutação aplicada ao estágio inversor, permitindo a redução do filtro LC necessário na entrada do sistema. As correntes contínuas aplicadas aos LEDs das duas topologias são obtidas através de pontes retificadoras com filtros capacitivos conectados entre os estágios inversores e os pontos centrais de dois capacitores dos barramentos CC. Resultados de simulação e experimentais utilizando 12 LEDs conectados em série com potência total de 45 W, alimentados em 127 V e 220 V são apresentados para validarem as metodologias de projetos propostas.

Palavras-chave: LEDs. Estágio integrado. Correção de fator de potência. Capacitor eletrolítico. Sistema de iluminação.

ABSTRACT

FONSECA, Zito Palhano. **Electronic systems with high power factor of single stage and without electrolytic capacitors for power LEDs**. 2014. 185 f.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta Grossa. 2014.

Two single-stages high-power-factors converters without DC bus electrolytic capacitors for power LEDs applications are proposed in this work. The power factor correction of the first proposed topology is obtained through direct link of one boost inductor connected between the output inverter stage and two capacitors placed before of input bridge rectifier. In the second proposed lighting system, the power factor correction is performed by two magnetically coupled inductors placed at input bridge rectifier that also operate with the two input capacitors and the output inverter stage. In this case, the coupled inductors magnetic fluxes are complementary and their core is reduced when compared with the inductor of the first proposal. In both converters the input voltage provides instantaneous ripple current with twice switching frequency of the output inverter and the input filter inductor is reduced. To obtain continuous current on the LEDs, one output rectifier placed between output inverter stage and a neutron point (NP) of the two DC bus capacitors is used. The LEDS current is limited by a serie inductor. Through steady-state operation the main theoretical waveforms as well as the converters design methodologies are presented. To verify the theoretical analysis carried out, simulation and experimental results are also presented. To verify the theoretical analysis, also simulation and experimental results using 12 LEDs connected in series with a power of 45 W, supplied at 127 V and 220 V are presented to validate the methodology proposed projects.

Keywords: LEDs. Single stage. Power factor correction, Electrolytic capacitor, Lighting system.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Constituição de um LED.....	25
Figura 2: Detalhes da recombinação e da emissão de fótons em um LED, quando polarizado por uma corrente diretamente.....	26
Figura 3: Composição de cores para obter luz branca.....	26
Figura 4: Espectro resultante da luz branca através de LED azul e camada de fósforo.	27
Figura 5: Depreciação da emissão de luz no decorrer do tempo de operação.	28
Figura 6: Variação de IRC sobre determinados objetos.....	29
Figura 7: Impactos ambientais causados por iluminação artificial.....	30
Figura 8: Lei de Haitz.	31
Figura 9: Classificação dos LEDs.....	31
Figura 10: Escala de evolução dos sistemas de iluminação artificiais.	33
Figura 11: LED de potência Luxeon K2 (Philips-LumiLEDs).	34
Figura 12: Modelo elétrico ideal e real.	35
Figura 13: LEDs conectados em série utilizando resistor como limitador de corrente.	36
Figura 14: LEDs conectados em paralelo utilizando resistores como limitador de corrente.....	36
Figura 15: LEDs conectados em série-paralela utilizando resistor como limitador de corrente.....	37
Figura 16: LEDs conectados na corrente alternada em anti-paralelo utilizando resistor e capacitor como limitador de corrente.....	37
Figura 17: Conexão de LEDs: (a) conexão serial série-paralela; (b) Conexão matricial com um único resistor; (c) Conexão matricial com resistor em cada LED. .	38
Figura 18: Circuito de proteção utilizando SRC.....	39
Figura 19: Circuito de proteção utilizando DIAC's.	39
Figura 20: Circuito de proteção em curto-circuito e em aberto.....	40
Figura 21: Diodo zener operando como proteção para LEDs.	41
Figura 22: Circuitos baseados em fontes lineares.....	44
Figura 23: Conversores estáticos clássico: (a) Buck, (b) Boost, (c) Buck-boost, (d) Cúk, (e) SEPIC e (f) Zeta.	44
Figura 24: Topologias de conversores de estágio único: (a) Reator <i>charge-pump voltage source</i> , (b) Reator <i>charge-pump current source</i> e (c) Reator <i>charge pump continuos input current</i>	46
Figura 25: Reator com conexão direta de dois capacitores (C_{in1} e C_{in2}) e com dois indutores conectados antes da ponte retificadora e sem indutor de filtro L_f	48
Figura 26: Reator com conexão direta de dois capacitores (C_{in1} e C_{in2}) e com dois indutores acoplados magneticamente conectados antes da ponte retificadora.	48
Figura 27: Reator Low Frequency Square Wave Current Ballast de estágio único proposto por (FUERBACK, A. L, 2011).	49

Figura 28: Reator com indutores de entrada acoplados modificado para acionar LEDs de potência.	49
Figura 29: Reator com conexão direta do indutor LB com os dois capacitores Cin1, Cin2 e o estágio inversor modificado para acionar LEDs de potência.	50
Figura 30: Circuito análogo para retificação de ciclo positivo da corrente i_{LL}	51
Figura 31: Circuito análogo para retificação de ciclo negativo da corrente i_{LL}	51
Figura 32: Primeira etapa de operação.	54
Figura 33: Segunda etapa de operação.	55
Figura 34: Terceira etapa de operação.	55
Figura 35: Quarta etapa de operação.	56
Figura 36: Quinta etapa de operação.	57
Figura 37: Sexta etapa de operação.	57
Figura 38: Formas de onda teóricas do conversor em regime permanente de operação.	58
Figura 39: Formas de onda teóricas do conversor, considerando que as corrente i_{LB} e i_{LL} anulam-se no mesmo instante.	59
Figura 40: Formas de onda de tensão e de corrente dos capacitores C_B : (a) ondulação da tensão $v_B(t)$ em 120Hz; (b) corrente $i_{CB}(t)$ em 60Hz e (c) corrente $i_{CB}(t)$ na frequência de comutação f_s	64
Figura 41: Circuito equivalente para cálculo do capacitor C_L	65
Figura 42: Formas de onda teóricas do circuito apresentado na Figura 41.	66
Figura 43: Formas de onda teóricas das tensões e das correntes dos interruptores.	69
Figura 44: Modelo de simulação computacional do reator eletrônico com conexão direta do indutor LB com os dois capacitores Cin1, Cin2 e o estágio inversor modificado para acionar LEDs de potência operando em 127 V e 220 V.	75
Figura 45: Tensão e corrente de entrada fornecidas pela rede. (a) 127 V, (b) 220 V.	75
Figura 46: Correntes no indutor LB: (a) e (b) em baixa frequência, (c) e (d) em alta frequência.	76
Figura 47: Corrente do indutores LL: (a) corrente i_{L_L} em baixa frequência operando em 127 V, (b) corrente i_{L_L} em baixa frequência operando em 220 V, (c) corrente i_{L_L} em alta frequência operando em 127 V, (b) corrente i_{L_L} em alta frequência operando em 220 V.	76
Figura 48: Corrente entregue aos LEDs, (a) 127 V e (b) 220 V.	77
Figura 49: Tensão entregue aos LEDs, (a) 127 V e (b) 220 V.	77
Figura 50: Tensão e corrente sobre um dos interruptores eletrônicos, na frequência de comutação. (a) 127 V, (b) 220 V.	77
Figura 51: Detalhe da comutação suave: (a) entrada de condução em 127 V; (b) entrada de condução em 220 V; (c) bloqueio do interruptor em 127 V; (d) bloqueio do interruptor em 220 V.	78
Figura 52: Tensão de barramento CC em regime permanente. (a) 127 V, (b) 220 V.	78
Figura 53: Primeira etapa de operação.	81
Figura 54: Segunda etapa de operação.	82

Figura 55: Terceira etapa de operação	82
Figura 56: Quarta etapa de operação.	83
Figura 57: Quinta etapa de operação.....	84
Figura 58: Sexta etapa de operação.	84
Figura 59: Formas de onda teóricas do conversor em regime permanente de operação.	85
Figura 60: Formas de onda teóricas do conversor, considerando que as corrente i_{Lin1} e i_{LL} zeram-se no mesmo instante.	86
Figura 61: Formas de onda teóricas das tensões e correntes dos interruptores.....	90
Figura 62: Modelo de simulação computacional do conversor com indutores de entrada acoplados. modificado para acionar LEDs de potência operando em 127 V e 220 V.....	94
Figura 63: Tensão e corrente de entrada fornecidas pela rede. (a) 127 V, (b)220 V.	94
Figura 64: Envoltória em baixa frequência das correntes dos indutores acoplados: (a) e (c) correntes i_{Lin1} e i_{Lin2} operando em 127 V, (b) e (d) correntes i_{Lin1} e i_{Lin2} operando em 220 V.....	95
Figura 65: Correntes dos indutores L_{in1} e L_{in2} : (a) correntes $i_{L_{in1}}$ e $i_{L_{in2}}$ em baixa frequência operando em 127 V, (b) correntes $i_{L_{in1}}$ e $i_{L_{in2}}$ em baixa frequência operando em 220 V, (c) correntes $i_{L_{in1}}$ e $i_{L_{in2}}$ em alta frequência operando em 127 V, (d) correntes $i_{L_{in1}}$ e $i_{L_{in2}}$ em alta frequência operando em 220 V.....	95
Figura 66: Corrente do indutores L_L : (a) corrente i_{L_L} em baixa frequência operando em 127 V, (b) corrente i_{L_L} em baixa frequência operando em 220 V, (c) corrente i_{L_L} em alta frequência operando em 127 V, (d) corrente i_{L_L} em alta frequência operando em 220 V.....	96
Figura 67: Corrente entregue aos LEDs. (a) 127 V, (b) 220 V.	96
Figura 68: Tensão entregue aos LEDs. (a) 127 V, (b) 220 V.	97
Figura 69: Tensão e corrente sobre um dos interruptores eletrônicos, na frequência de comutação. (a) 127 V, (b) 220 V.	97
Figura 70: Detalhe da comutação suave: (a) entrada em condução em 127 V; (b) entrada em condução em 220 V; (c) bloqueio do interruptor em 127 V; (d) bloqueio do interruptor em 220 V.....	97
Figura 71: Tensão de barramento CC em regime permanente. (a) 127 V, (b) 220 V.	98
Figura 72: Diagrama elétrico do circuito de potência e comando de frequência fixa implementado.....	100
Figura 73: Tensão e corrente entregues pela rede elétrica e tensão e corrente aplicadas aos LEDs. (a) Operando em 127 V (C1: 10v/div; C2: 80v/div; C3: 700mA/div; C4: 300mA/div), (b) operando em 220 V(C1: 100v/div; C2: 200mA/div; C3: 10v/div; C4: 300mA/div).....	101
Figura 74: Espectro harmônico da corrente de entrada em 127 V e 220 V.....	102
Figura 75: Corrente no indutor L_B em baixa e alta frequência. (a) Operando em 127 V (C2: 500mA/div), (b) operando em 220 V(C4: 300mA/div).	103
Figura 76: Corrente no indutor L_L em baixa e alta frequência. (a) Operando em 127 V (C4: 500mA/div), (b) operando em 220 V(C4: 600mA/div).	103

Figura 77: tensão e corrente em um dos interruptores, na frequência de comutação e em baixa frequência. (a) Operando em 127 V (C3: 60v/div; C2: 1A/div), (b) operando em 220 V(C3: 100v/div; C4: 800mA/div).	104
Figura 78: tensão de barramento para o conversor com indutor série. (a) Operando em 127 V (C3: 60v/div), (b) operando em 220 V(C3: 100v/div).....	104
Figura 79: Tensão e corrente entregues pela rede elétrica e tensão e corrente aplicadas aos LEDs durante o processo de partida. (a) Operando em 127 V (C1: 70v/div; C2: 600mA/div; C3: 10v/div; C4: 300mA/div), (b) operando em 220 V(C1: 90v/div; C2: 700mA/div; C3: 20v/div; C4: 300mA/div).	105
Figura 80: Corrente de L_B durante o processo de partida. (a) Operando em 127 V (C2: 800 mA/div), (b) operando em 220 V(C3: 300 mA/div).	105
Figura 81: Corrente de L_L durante o processo de partida. (a) Operando em 127 V (C4: 1 A/div), (b) operando em 220 V(C4: 1 A/div).	106
Figura 82: tensão e corrente entregue aos LEDs durante o processo de partida. (a) Operando em 127 V (C3: 10v/div; C4: 300 mA/div), (b) operando em 220 V(C3: 10v/div; C4: 300 mA/div).	106
Figura 83: tensão de barramento durante o processo de partida. (a) Operando em 127 V (C3: 100v/div), (b) operando em 220 V(C3: 100v/div).....	107
Figura 84: Diagrama elétrico do circuito de potência e comando de frequência fixa implementado.....	107
Figura 85: Tensão e corrente entregues pela rede e corrente nos LEDs. (a) Operando em 127 V (C1: 10v/div; C2: 80v/div; C3: 700mA/div; C4: 300mA/div), (b) operando em 220 V(C1: 100v/div; C2: 200mA/div; C3: 10v/div; C4: 300mA/div). ...	108
Figura 86: Espectro harmônico da corrente de entrada. (a) Operando em 127 V, (b) operando em 220 V.	109
Figura 87: Corrente no indutor L_{in1} e L_{in2} em baixa e alta frequência. (a) Operando em 127 V (C3: 500mA/div; C4: 500mA/div), (b) operando em 220 V(C3: 500mA/div; C4: 500mA/div).....	110
Figura 88: Corrente no indutor L_L em baixa e alta frequência. (a) Operando em 127 V (C1: C4: 500mA/div), (b) operando em 220 V(C4: 600mA/div).	110
Figura 89: tensão e corrente em um dos interruptores, na frequência de comutação e em baixa frequência. (a) Operando em 127 V (C2: 1A/div; C3: 60v/div), (b) operando em 220 V(C3: 90v/div; C4: 400mA/div).	111
Figura 90: tensão de barramento para o conversor com indutores de entrada acoplados. (a) Operando em 127 V (C3: 60v/div), (b) operando em 220 V(C3: 100v/div).....	111
Figura 91: Tensão e corrente entregues pela rede elétrica e tensão e corrente aplicadas aos LEDs durante o processo de partida. (a) Operando em 127 V (C1: 70v/div; C2: 600mA/div; C3: 10v/div; C4: 300mA/div), (b) operando em 220 V(C1: 90v/div; C2: 900mA/div; C3: 20v/div; C4: 300mA/div).	112
Figura 92: Corrente de L_{in1} e L_{in2} durante o processo de partida. (a) Operando em 127 V (C2: 600 mA/div), (b) operando em 220 V(C3: 300 mA/div).....	112
Figura 93: Corrente de L_L durante o processo de partida. (a) Operando em 127 V (C4: 1 A/div), (b) operando em 220 V(C4: 1 A/div).	113
Figura 94: tensão e corrente entregue aos LEDs durante o processo de partida. (a) Operando em 127 V (C3: 10v/div; C4: 300 mA/div), (b) operando em 220 V(C3: 10v/div; C4: 300 mA/div).	113

Figura 95: tensão de barramento durante o processo de partida. (a) Operando em 127 V (C3: 100v/div), (b) operando em 220 V(C3: 100v/div).....	114
Figura 96: Driver auto-oscilante IR2153.....	128
Figura 97: Circuito de comando completo baseado no IR2153.....	129

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Índice de reprodução de cor para diferentes fontes de luz.....	29
Tabela 2: Percentual harmônico máximo permitido para cada componente harmônico.....	45
Tabela 3: Dados de projeto do conversor <i>interleaved</i> com conexão direta do indutor LB com os dois capacitores Cin1, Cin2 e o estágio inversor em 127 V.	73
Tabela 4: Valores calculados dos parâmetros que compõe o conversor com conexão direta do indutor LB com os dois capacitores Cin1, Cin2 e o estágio inversor em 127 V e 220 V.....	74
Tabela 5: Comparação de valores simulados e calculados para o conversor eletrônico com indutor série operando em 127 V e 220 V.....	79
Tabela 6: Dados de projeto do conversor com indutores de entrada acoplados.....	93
Tabela 7: Valores calculados dos parâmetros que compõe o conversor com indutores de entrada acoplados, operando em 127 V e 220 V.	93
Tabela 8: Comparação de valores simulados e calculados para o conversor com indutores acoplados operando em 127 V e 220 V.....	98
Tabela 9: Valores paramétricos que constituem o conversor reator eletrônico com indutor série operando em 127 V e 220 V.....	101
Tabela 10: Valores paramétricos que constituem o conversor com indutores de entrada acoplados em 127 V e 220 V.	108
Tabela 11: Especificação dos componentes do circuito de comando para frequência fixa.....	129

LISTA DE SIMBOLOS

Símbolo	Significado	Unidade
C_3 e C_{FILT}	Capacitância de filtro do CI IR2153 e IR2104	F
C_B , C_{B1} e C_{B2}	Capacitâncias de barramento	F
C_d	Capacitância do circuito ressonante do estágio inversor	F
C_{in1} e C_{in2}	Capacitâncias de filtragem/CFP	F
C_L	Capacitância de filtro da carga	F
C_{PWM}	Capacitância de filtro do sinal PWM	F
C_r	Capacitância de partida para lâmpadas fluorescentes	F
C_{STRAP}	Capacitância de bootstrap	F
C_t	Capacitância do oscilador	F
D_1 , D_2 , D_3 e D_4	Diodos retificadores de entrada	-
D_5 , D_6 , D_7 e D_8	Diodos retificadores de saída	-
D_B	Diodo bootstrap	-
D_{rl1} e D_{rl2}	Diodos de roda livre do interruptor eletrônico	-
L_B , L_{in1} e L_{in2}	Indutâncias boost	H
L_f	Indutância do filtro de entrada	H
L_L	Indutância de filtro para carga	H
L_r	Indutâncias do circuito ressonante	H
R_B	Resistor limitador de tensão de barramento	Ω
R_{G1} e R_{G2}	Resistor de gate	Ω
R_L e R_{LAMP}	Resistência da lâmpada	Ω
R_{S1} e R_{S2}	Resistor de source	Ω
R_T	Resistor do oscilador	Ω
V_{LED}	Tensão dos LEDs	V
I_{LED}	Corrente dos LEDs	A
$ V_B $	Tensão de barramento sobre capacitores C_{B1} e C_{B2}	V
V_B	Tensão de barramento	V
f_s	Frequência de Comutação	Hz
η	Rendimento	%
V_p	Tensão de entrada	V
α	Relação entre frequências	-
C_{S1}	Capacitor de comutação suave	F
I_{Smin}	Corrente mínima no interruptor	A
t_c	Tempo de transição entre etapas	s
V_P	Tensão de pico	V
$v_{cin1}(t)$ e $v_{cin2}(t)$	Tensão nos capacitores C_{in1} e C_{in2}	V
$v_{Lin1}(t)$ e $v_{Lin2}(t)$	Tensão nos indutores L_{in1} e L_{in2}	V
$v_{LB}(t)$	Tensão no indutor L_B	V
$i_{Lin1}(t)$ e $i_{Lin2}(t)$	Corrente nos indutores L_{in1} e L_{in2}	A
$i_{LB}(t)$	Corrente no indutor L_B	A
$v_{LL}(t)$	Tensão no indutor L_L	V
t_{1B}	Instante de tempo para o indutor L_B	s
t_{1L}	Instante de tempo para o indutor L_L	s
t_{2L}	Instante de tempo para o indutor L_L	s
t_{2B}	Instante de tempo para o indutor L_B	s
T_S	Período de comutação	s

$i_S(t)$	Corrente sobre o interruptor	A
I_P	Corrente de pico da entrada de tensão	A
P_{in}	Potência de entrada	W
P_{out}	Potência de saída	W
$i_{C_L}(t)$	Corrente no capacitor dos LEDs	A
$i_{C_B}(t)$	Corrente no capacitor de barramento	A
$v_{C_L}(t)$	Tensão no capacitor dos LEDs	V
$v_{C_B}(t)$	Tensão no capacitor de barramento	V
i_{D_C}	Corrente nos diodos da ponte retificadora dos LEDs	A
i_D	Corrente nos diodos da ponte retificadora	A
S_1 e S_2	Interruptores eletrônicos	-
T	tempo	s
Ae	Área da perna central do núcleo	cm ²
Aw	Área de janela do carretel	cm ²
AeAw	Produto das áreas do núcleo	cm ⁴
Bmáx	Densidade do fluxo magnético máxima	T
Jmáx	Densidade de corrente máxima	A/cm ²
Kw	Fator de utilização da janela	
N _{esp}	Número de espiras	
i_t	Comprimento médio de uma espira	
T	Período	s
T	Tempo	s
S _{cond}	Seção do cobre	cm ²
S _{cu_cond}	Seção do cobre do condutor	cm ²
N _{cond}	Número de condutores em paralelo	
A _{wmin}	Área mínima da janela do carretel	cm ²

LISTA DE SIGLAS E ACRÔNIMOS

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
LED	"Light Emitting Diode"
IV	Infravermelho
SiC	Carboneto de silício
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
CFP	Correção de Fator de Potência
Si	Silício
Ge	Germânio
GaAs	Arsenieto de gálio
GaP	Fosfeto de gálio
RGB	"Red Green Blue"
InGaN	Índio nitreto de gálio
IRC	Índice de Reprodução de Cor
EUA	Estados Unidos da América
HB	"High Bright"
UV	Ultravioleta
IR	Infravermelho
TFFC	"Thin Film Flip Chip"
SCR	"Silicon Controlled Rectifier"
DIAC	"Diode for Alternating Current"
PWM	"Pulse Width Modulation"
PFM	"Pulse Frequency Modulation"
TRIAC	"Triode for Alternating Current"
GPRS	"General Packet Radio Service"
IEC	"International Electrotechnical Commission"
MCD	Modo de Condução Descontínua
MCC	Modo de Condução Contínua
SEPIC	"Single Ended Primary Inductance Converter"
ZVS	"Zero Voltage Switching"
MCCr	Modo de Condução Crítica
THD	Taxa de distorção harmônica

LISTA DE SÍMBOLOS DE GRANDEZAS DE UNIDADES FÍSICAS

<i>Símbolo</i>	<i>Significado</i>
A	Ampère
V	Volts
W	Watts
F	Faraday
H	Henry
Hz	Hertz
S	Segundos
Lm	Lúmen
Ω	Ohm
$^{\circ}\text{C}$	Graus Celsius
N	Nano
M	Mili
M	Micro
H	Hora
cm^2	centímetro ao quadrado
cm^4	centímetro á quarta
A/cm^2	Ampère por centímetro ao quadrado
lm/W	lúmen por watt
T	Tesla
Cm	Centímetro

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO GERAL	19
CAPÍTULO 2 - ILUMINAÇÃO DE ESTADO SÓLIDO	24
2.1 INTRODUÇÃO	24
2.2 CARACTERÍSTICAS DOS LEDs.....	24
2.2.1 Funcionamento dos LEDs	25
2.2.2 Obtenção de Luz Branca nos LEDs	26
2.2.3 Redução da Emissão de Luz.....	27
2.2.4 Índice de Reprodução de Cor (IRC)	28
2.2.5 Benefícios Ambientais	29
2.2.6 Lei de Haitz	30
2.2.7 Classificação dos LEDs.....	31
2.3 CONEXÃO DOS LEDS	35
2.4 PROTEÇÃO PARA LEDS CONECTADOS EM SÉRIE	38
2.5 CIRCUITOS PARA DIMERIZAÇÃO DE LEDS.....	41
2.6 ENTRADA UNIVERSAL PARA ILUMINAÇÃO DE ESTADO SÓLIDO	42
2.7 CIRCUITOS PARA ACIONAMENTO DE LEDS	43
2.8 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES INTEGRADOS PARA LEDS DE POTÊNCIA	46
2.8.1 Conversores de estágio único propostos	47
2.9 CONCLUSÃO	51
CAPÍTULO 3 - REATOR ELETRÔNICO DE ESTÁGIO ÚNICO USANDO INDUTOR SÉRIE CONECTADO DIRETAMENTE AO INVERSOR E SEM CAPACITORES ELETROLÍTICOS.....	53
3.1 INTRODUÇÃO	53
3.2 CONSIDERAÇÕES	53
3.3 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO EM REGIME PERMANENTE.....	53
3.4 FORMAS DE ONDA TEÓRICAS	58
3.5 ANÁLISE MATEMÁTICA	58
3.5.1 Intervalo de t_0-t_1	59
3.5.2 Intervalo de t_1-t_2	60
3.5.3 Cálculo da Corrente Média no Indutor LB	60
3.5.4 Cálculo de LB	62
3.5.5 Cálculo de LL	62
3.5.6 Cálculo dos Capacitores CB1 e CB2	63
3.5.7 Cálculo de CL	65
3.5.8 Cálculo da Corrente Eficaz no Indutor LB	66
3.5.9 Fator de Potência	67
3.5.10 Corrente Média e Eficaz nos Interruptores	68
3.5.11 Corrente Média e Eficaz nos Diodos da Ponte Retificadora de Entrada	70
3.5.12 Corrente Média e Eficaz nos Diodos da Ponte Retificadora dos LEDs	71
3.5.13 Cálculo dos Capacitores C_{in1} e C_{in2}	72
3.5.14 Cálculo dos Capacitores de Comutação Suave	72
3.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA 127 V E 220 V COM FREQUÊNCIA FIXA	73
3.6.1 Resultado simulado para 127 V e 220 V	73
3.7 CONCLUSÃO	79

CAPÍTULO 4 - REATOR ELETRÔNICO DE ESTÁGIO ÚNICO USANDO INDUTORES DE ENTRADA ACOPLADOS E SEM CAPACITORES ELETROLÍTICOS.....	80
4.1 INTRODUÇÃO	80
4.2 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	80
4.3 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO EM REGIME PERMANENTE.....	80
4.4 FORMAS DE ONDA TEÓRICAS	85
4.5 ANÁLISE MATEMÁTICA	85
4.5.1 Intervalo de t_0-t_1	86
4.5.2 Intervalo de t_1-t_2	86
4.5.3 Cálculo da corrente média no indutor Lin1	87
4.5.4 Cálculo de Lin1	88
4.5.5 Cálculo da corrente eficaz no indutor Lin1	89
4.5.6 Fator de Potência	90
4.5.7 Corrente Média e Eficaz nos Interruptores.....	90
4.5.8 Corrente Média e Eficaz nos Diodos da Ponte Retificadora de entrada.....	91
4.5.9 Corrente Média e Eficaz nos Diodos da Ponte Retificadora dos LEDs	92
4.5.10 Cálculo dos Capacitores C_{in1} e C_{in2}	92
4.5.11 Cálculo dos Capacitores de Comutação Suave	92
4.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	92
4.6.1 Resultado simulado para 127 V e 220 V	93
4.7 CONCLUSÃO.....	99
CAPÍTULO 5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA 127 V E 220 V.....	100
5.1 INTRODUÇÃO	100
5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA 127 V E 220 V PARA TOPOLOGIA COM INDUTOR SÉRIE	100
5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA 127 V E 220 V PARA TOPOLOGIA COM INDUTORES DE ENTRADA ACOPLADOS	107
5.4 CONCLUSÃO.....	114
CONCLUSÃO GERAL.....	115
REFERÊNCIAS.....	117
APÊNDICE A - CIRCUITO DE COMANDO PARA FREQUÊNCIA FIXA	127
APÊNDICE B - PROJETO DOS DOIS CONVERSORES PROPOSTOS OPERANDO EM 127 V E 220 V	130

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO GERAL

Desde os primórdios da humanidade o homem preocupa-se com o conforto dos ambientes onde habita. Conforto este que envolve desde construções até a iluminação utilizada nos ambientes quando há ausência de luz natural. Neste sentido, a primeira forma de iluminação artificial surgiu quando o homem passou a ter controle sobre o fogo. Desde então, a humanidade tem utilizado algumas formas de iluminação artificial e desenvolvendo novos métodos para melhorar a sua eficiência.

Após descobrir como controlar o fogo, um bom período de tempo se passou até surgir uma nova forma de iluminação, ainda baseada no fogo, porém utilizando algum tipo de combustível animal ou vegetal para queima. Com o avanço tecnológico da indústria petrolífera, surgiram os primeiros queimadores baseados em combustíveis fósseis, denominados de lampião. Vários anos se passaram desde a descoberta do lampião, até o surgimento da primeira lâmpada com base na eletricidade. Ao contrário do que se imagina, a primeira lâmpada baseada em eletricidade não é a incandescente, e sim a lâmpada a arco, onde era composta por dois eletrodos de carvão, um pontiagudo e outro com uma cavidade, que ao circular uma corrente elétrica por ambos quando eram aproximados geravam um arco elétrico e, conseqüentemente luz, (LIENHARD, 2010). Poucos anos após a descoberta da iluminação baseada em eletricidade, surgiu a primeira lâmpada incandescente que, ao contrário da lâmpada a arco, não exigia tanta manutenção. A primeira lâmpada incandescente era composta por um filamento de platina que, ao ser percorrido por uma corrente elétrica criava o fenômeno da incandescência. (LIENHARD, 2010).

Seguindo a linha tecnológica do desenvolvimento da iluminação artificial, poucos anos após a descoberta da iluminação incandescente surgiram os primeiros testes com lâmpadas usando gases. Esses testes foram a base para lâmpadas de vapor de sódio, vapor de mercúrio, xênon, MH (Iodeto Metálico), e lâmpadas fluorescentes.

As formas de iluminação citadas anteriormente evoluíram com o passar dos anos e atualmente possuem eficiência luminosa muito superior às incandescentes. Porém, nos últimos anos, a iluminação de estado sólido através do uso de LED

(*Light Emitting Diode*) vem se destacando, devido as suas características físicas e eficiência luminosa.

A primeira publicação citando a eletroluminescência foi escrita por Henry Joseph Round em 1907, que descobriu ao usar SiC (carboneto de silício) e um eletrodo, juntamente com corrente elétrica gerava luz. Porém, foi somente na década de 1960 que surgiram os primeiros LEDs comerciais com luz visível e não visível, sendo eles: IV (infravermelhos), vermelho e amarelo. Poucos anos depois, na década de 1970, surgiram os LEDs violetas e azuis. Ainda nesta década surgiu o LED de alto brilho, com utilização em fibras óticas. Essa descoberta melhorou a eficiência na comunicação em todo o mundo. (SCHUBERT, 2008; GILBERT, 2009).

Os LEDs possuem as mesmas características dos diodos tradicionais, ou seja, permite passagem de corrente elétrica em apenas um sentido. Quando polarizados diretamente podem entrar em condução resultando na emissão de luz. Os LEDs assim como os sistemas de iluminação artificiais baseados em gases e arco, necessitam de um circuito eletrônico para o seu acionamento e estabilização da corrente.

Os LEDs podem ser acionados através de circuitos alimentados em CC (Corrente Contínua) ou em CA (Corrente Alternada). Em ambas formas de alimentação pode-se utilizar os reguladores lineares ou conversores estáticos de energia elétrica (conversores chaveados). Os circuitos CC-CC necessitam possuir algumas características importantes tais como, elevado rendimento, dimerização, corrente e tensão aplicada à carga sem ondulações, menor peso e volume e longa vida útil (compatível com a vida útil dos LEDs). Quando o circuito de acionamento dos LEDs é conectado diretamente à rede elétrica, para que o sistema seja considerado eficiente, as seguintes condições devem ser satisfeitas: realizar a CFP (Correção de Fator de Potência), possuir elevado rendimento, poder operar com entrada universal de tensão elétrica, executar dimerização da corrente da carga, apresentar corrente e tensão de saída sem ou com poucas ondulações, elevada vida útil e reduzido peso e volume. (CHIU, 2010; HONGBO, 2011, FONSECA, 2011; CONG, 2011; HONGTAO, 2011).

Boa parte das necessidades requeridas para um circuito de acionamento para LEDs é obtida através da utilização de conversores estáticos, que processam em elevada frequência a energia fornecida pelas fontes de alimentação. Desta forma, estes conversores apresentam algumas vantagens em relação aos reguladores

lineares, como reduzido peso e volume e correção inerente do fator de potência quando na operação no modo de condução descontínua. No entanto, boa parte dos conversores clássicos como, por exemplo, os conversores *Buck*, *Boost*, e *Buck-Boost*, apresentam elevada ondulação na tensão de saída do barramento CC. Ao se conectar uma carga diretamente ao barramento CC, naturalmente a ondulação é refletida para a mesma. No caso dos LEDs, pode haver prejuízo quanto ao fluxo luminoso produzido, bem como em relação à sua vida útil. A solução mais simples para a redução da ondulação é o aumento do valor da capacitância do barramento CC. Neste caso, normalmente são utilizados capacitores eletrolíticos que possuem elevadas capacitâncias com tamanhos reduzidos. Como estes capacitores têm que filtrar praticamente toda a corrente alternada imposta pelo conversor, eles acabam operando com correntes eficazes mais elevadas, reduzindo a sua vida útil. Quanto maior for a capacitância, a tensão de operação e a temperatura de operação de um capacitor eletrolítico, menor será a sua vida útil (MADDULA, 2005; WANG, 2010).

Uma das soluções para resolver este problema é a utilização de capacitores de filmes metalizados. Porém, à medida que se aumenta o valor das suas capacitâncias e a tensão de operação, aumenta-se também o seu peso, custo e volume. Em sistemas eletrônicos para iluminação, como o peso e volume são fundamentais quando se deseja uma aplicação comercial, a utilização dos capacitores de filmes metalizados é descartada. No entanto, segundo o fabricante (EPCOS, 2012) atualmente já está disponível no mercado capacitores de polipropileno e de poliéster com valores de até 110 μF / 450 V e 220 μF / 63 V, com peso e volumes reduzidos, sendo nestes casos, boas soluções para as aplicações com LEDs.

Como solução para a redução do valor dos capacitores de barramento, algumas topologias alternativas de conversores podem ser utilizadas. Os conversores *interleaved* reduzem a ondulação dos indutores, reduzindo o valor do capacitor de barramento, porém necessitam de uma quantidade de interruptores maior com estratégias de comutação mais complexas. (MAO, 2007; WANG, 2006; ILLIC, 2005 e SCHITTLER, 2011). Outras soluções são a utilização de topologias isoladas que, neste caso, podem aumentar o volume e reduzir o rendimento dos conversores. (HUBER, 2009; CHUANG, 2010; WANG, 2010). As topologias com estágios integrados, sem isolamento na saída, são muito eficazes na alimentação de lâmpadas fluorescentes. (MOO, 2009; EKKARAVARODOME, 2012; HESIEH, 2009;

QIAN, 1997 E 2000; NASCIMENTO, 2005 E 2008; PEREIRA, 2004). Porém não são muito exploradas nas aplicações com LEDs, podendo ser uma boa opção para estes tipos de aplicações.

Quanto à qualidade de energia, é importante que os sistemas eletrônicos utilizados para alimentar LEDs atendam as normas como, por exemplo, a IEC 61000-3-2 classe C, principalmente em relação à correção do fator de potência e distorção harmônica da corrente de entrada. Normalmente, um conversor *Boost* é utilizado para realizar a correção do fator de potência de um determinado conversor, seja ele integrado ao estágio de saída ou não. No entanto, a sua utilização fica limitada para o caso de alimentações de entrada em 220 V. Assim, com estas topologias, para reduzir a tensão de saída em níveis abaixo de 50 V, é necessário utilizar um transformador. (HUBER, 2009; CHUANG, 2010; WANG, 2010). No caso de conversores com características abaixadoras como o *Buck* (QU, 2011; GACIO, 2011 e QIN, 2008), é necessário operar no modo MCD (Modo de Condução Descontínua) com razão cíclica reduzida o que acarreta em uma grande ondulação de corrente no capacitor de barramento CC, assim refletindo na ondulação da corrente dos LEDs. Neste caso, a solução mais simples é a utilização de capacitâncias de barramento extremamente elevadas ($C_B > 1000 \mu\text{F}$). Para operar no modo MCC (Modo de Condução Contínua), um conversor *Flyback* normalmente é utilizado, sendo este o de maior aplicação em alimentações de LEDs (SÁ JUNIOR, 2007; HU, 2009; CHUANG, 2010; WANG, 2010). Outras configurações, como por exemplo, o conversor SEPIC não isolado têm se apresentado como uma boa solução na alimentação de LEDs em CA, porém, ainda com a necessidade de utilizar capacitores eletrolíticos (HONGBO, M, 2011; CHUANG, 2008).

Este trabalho propõe a utilização de dois conversores de estágio único para realizar a correção do fator de potência e acionar e controlar a corrente de LEDs de potência. As topologias propostas apresentam características de funcionamento que reduzem o valor dos capacitores de barramento para níveis que se possam utilizar capacitores de polipropileno e desta forma aumentando a vida útil do conjunto LED/conversor.

O trabalho é estruturado em 5 (cinco) capítulos distribuídos da seguinte maneira:

- O capítulo 2 apresenta uma síntese sobre os conceitos básicos dos LEDs e formas de acionamento;

- O Capítulo 3 apresenta a primeira topologia proposta onde é utilizado um indutor conectado diretamente entre o estágio inversor e o estágio de entrada. Neste capítulo é apresentada a análise de operação em regime permanente, o modelo matemático e os resultados de simulação.
- O Capítulo 4 apresenta a segunda topologia proposta onde são utilizados indutores acoplados magneticamente antes da ponte retificadora e com estágio único. No decorrer do capítulo são apresentadas as etapas de operação para regime permanente, modelo matemático para obtenção dos valores dos elementos que compõem o circuito e resultados de simulação numérica.
- O capítulo 5 apresenta os resultados experimentais necessários para validar a metodologia adotada no trabalho. Os resultados experimentais são apresentados para os dois conversores propostos, ambos operando em 127 V e 220 V.

CAPÍTULO 2 - ILUMINAÇÃO DE ESTADO SÓLIDO

2.1 INTRODUÇÃO

Sistemas de iluminação com LEDs vêm sendo cada vez mais utilizados para substituir lâmpadas convencionais como as incandescentes, fluorescentes ou de vapor de sódio. Embora os LEDs tenham sido principalmente utilizados em sinais de trânsito, iluminação interna de veículos, iluminação de ambientes arquitetônicos e painéis luminosos com cores plenas, suas aplicações como lâmpadas vem apresentando um crescimento expressivo nos últimos anos (CARVALHO, 2007; CRAFT, 1992).

Os LEDs de alto brilho ou HB-LED combinam elevada eficiência e durabilidade (que pode chegar a 100.000 horas, que é no mínimo 100 vezes maior que as lâmpadas convencionais) (AOYAMA, 2008). Atualmente, já é possível encontrar comercialmente alguns LEDs que possuem eficácia luminosa superior a 100 lm/W, que é elevada se comparada com a eficácia luminosa das lâmpadas fluorescentes e de algumas lâmpadas de descarga de alta intensidade (HID – High Intensity Discharge). (USDOE, 2009).

Pesquisas recentes veem sendo realizadas para melhorar seu desempenho e, com isso, têm permitido uma maior aplicação na Indústria da Iluminação. Deste modo, há uma tendência de torná-los uma das fontes de luz mais dominante, pois eles são capazes de fornecer a luz em diferentes comprimentos de onda, com altos níveis de brilho, entre outras características.(CHER, 2014; XUEHUI, 2013; USDOE 2014).

Este capítulo apresenta o funcionamento dos LEDs, as suas características ópticas e térmicas, os tipos de LEDs, os modos de conexão, proteção quando conectados em série, modos de dimerização, entrada universal, quando conectados a rede de energia elétrica e circuitos para acionar LEDs de potência. Por fim, são apresentadas as propostas de dois conversores estáticos de energia para acionar LEDs de potência.

2.2 CARACTERÍSTICAS DOS LEDs

Uma fonte de luz LED é um pequeno dispositivo composto de camadas de material semicondutor (SÁ JUNIOR, 2007). O invólucro em que o LED é depositado

pode conter apenas uma ou múltiplas pastilhas que são montadas sobre um material condutor de calor e encapsuladas numa única lente. Os LEDs podem ser utilizados separadamente ou serem conectados em forma de matriz para produzir luz. A Figura 1 apresenta como um LED é constituído (SÁ JUNIOR, 2007).

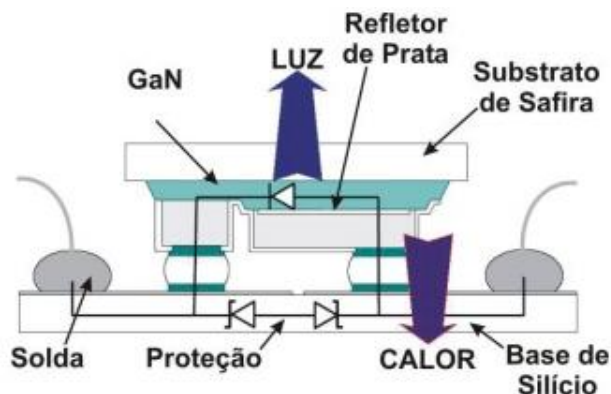


Figura 1: Constituição de um LED.
Fonte: SÁ JUNIOR, (2007)

2.2.1 Funcionamento dos LEDs

O funcionamento de um LED para produzir luz reside no material semiconductor em que este é feito. O material é normalmente dopado com algumas impurezas, a fim de criar as junções PN semelhantes as de um diodo. Quando polarizados diretamente, as lacunas e os elétrons, também conhecidos como portadores de carga, fluem para a junção. No momento em que o elétron se encontra com uma lacuna, ocorre a recombinação próximo à região de depleção. Essa recombinação exige que a energia que esses elétrons livres possuem seja dissipada, o que ocorre na forma de calor ou, no caso dos LEDs, através de fótons de luz (SÁ JUNIOR, 2007; BRITTO, 2009).

No silício (Si) e no germânio (Ge), que são os elementos básicos dos diodos e transistores, a maior parte da energia é liberada na forma de calor, sendo desta forma insignificante a luz emitida. Outros materiais, como o arsenieto de gálio (GaAs) ou o fosfato de gálio (GaP), possuem uma maior concentração de fótons, tornando-os assim mais eficientes em relação a emissão de luz, quando comparados a Si e Ge, e desta forma a luz emitida é o suficiente para gerar luz com elevada eficiência (SÁ JUNIOR, 2007; BRITTO, 2009). A Figura 2 mostra os detalhes da recombinação dos elétrons e lacunas na estrutura do material do LED.

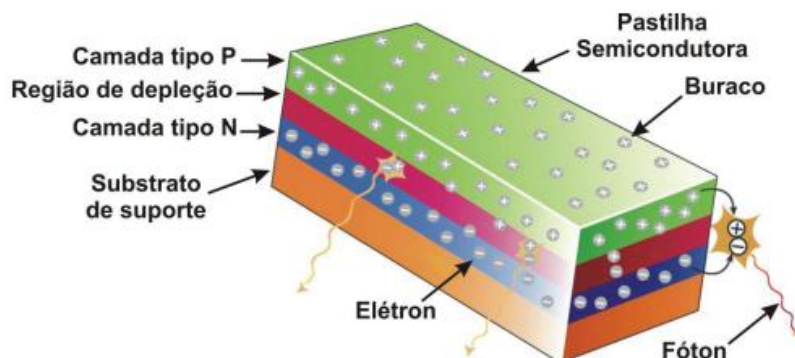


Figura 2: Detalhes da recombinação e da emissão de fótons em um LED, quando polarizado por uma corrente diretamente.

Fonte: SÁ JUNIOR, (2007)

2.2.2 Obtenção de Luz Branca nos LEDs

A luz branca dos LEDs pode ser produzida através de três maneiras. A primeira maneira consiste em combinar a luz de LEDs RGB (R= *red*= vermelho, G= *green*= verde e B= *blue*= azul) conforme apresentado na Figura 3 (OSRAM, 2012). Este modo de obtenção da cor branca é mais flexível, pois é possível ajustar a intensidade luminosa de cada um dos LEDs, afim de se obter a coloração desejada.



Figura 3: Composição de cores para obter luz branca.

Fonte: OSRAM, (2012).

A segunda maneira e menos comum consiste em combinar um LED ultravioleta com vermelho, verde e azul fosforescente. Por fim, o método mais convencional é a adição de um fósforo fotoluminescente combinado com um LED InGaN (Índio nitreto de gálio), o que cria uma luz de cor azul-branco (REA, 2000). A Figura 4 apresenta a obtenção de cor branca através desta combinação de elementos.

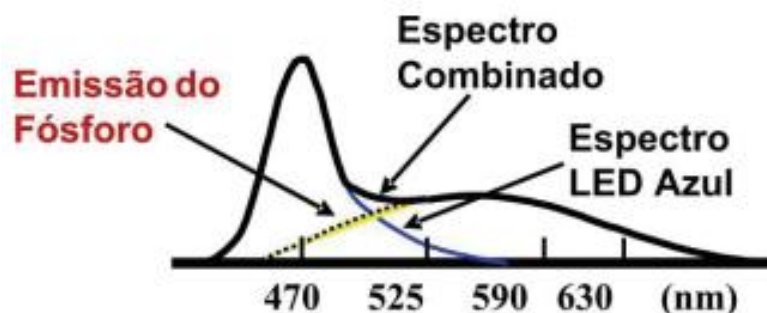


Figura 4: Espectro resultante da luz branca através de LED azul e camada de fósforo.
 Fonte: KERN, (2004).

A utilização dos LEDs brancos se generalizou principalmente para fins decorativos ou para aplicações de sinalização. No entanto, com o desenvolvimento de LEDs de cores *Warm* (quentes), a sua utilização em aplicações de iluminação geral, vem crescendo. Algumas das vantagens e desvantagens de conversão de LEDs brancos, baseados em fósforo e RGB são apresentadas no Quadro 1, onde se torna claro que, apesar dos RGB LEDs brancos serem mais flexíveis, quanto a reprodução de cores intermediárias, os LEDs brancos a base de fósforo, devido ao seu baixo custo e eficiência luminosa mais elevadas, têm aplicação mais ampla (REA, 2000; KERN, 2004).

	Vantagens	Desvantagens
Conversão por fósforo	Tecnologia mais madura. Processos de fabricação de alto volume. Relativamente elevado fluxo luminoso. Relativamente elevada eficácia. Comparativamente menor custo.	Alta Temperatura de cor correlacionada (aspecto frio / azul). Temperatura de cor correlacionada mais quente, pode ser menos disponível ou mais caro. Pode ter variação de cor em feixe.
RGB	Flexibilidade de cores, e diferentes tons de branco.	LEDs acionados individualmente respondem de forma diferente, temperatura de funcionamento, e tempo de operação. É necessário controle para a consistência da cor e isso adiciona um maior custo. Muitas vezes tem baixa pontuação de IRC, apesar da boa reprodução de cor.

Quadro 1: Algumas vantagens e desvantagens de conversão de fósforo e RGB

Fonte: USDOE, (2012).

2.2.3 Redução da Emissão de Luz

Assim como para a maioria dos dispositivos produtores de luz artificial, a produção de luz por LEDs também diminuiu ao longo do tempo. A principal causa para a redução da emissão de luz em LEDs é o aumento na temperatura da junção P-N. Quando a remoção de calor emitido pelos LEDs é feita de forma inadequada

pelo dissipador, em conjunto com uma potencial elevação da temperatura ambiente, podem em curto prazo reduzir a emissão de luz. Em alguns raros casos, os LEDs deixam de funcionar por completo, porém na maioria das vezes continua funcionando com emissão de luz reduzida.

A Figura 5 demonstra que nem todos os LEDs podem operar inúmeras horas sem depreciação de seu fluxo luminoso. Apenas LEDs de potência possuem essa característica, devido a sua constituição.

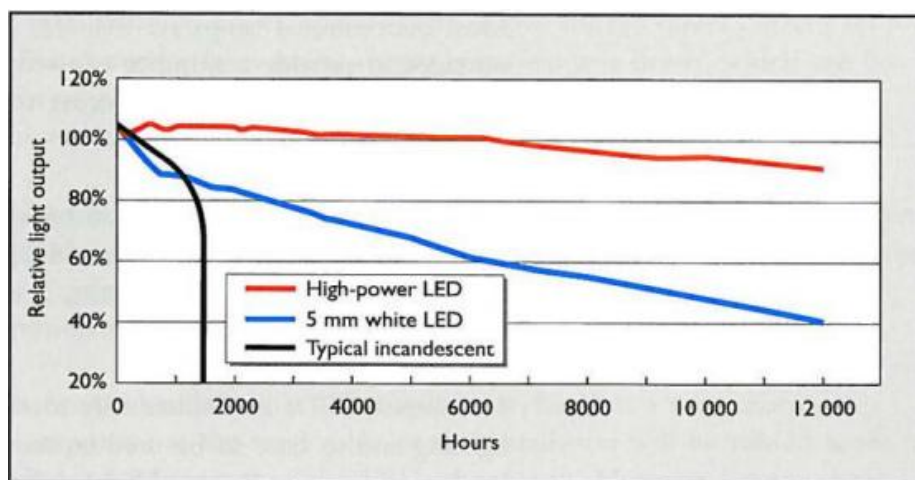


Figura 5: Depreciação da emissão de luz no decorrer do tempo de operação.
Fonte: FOSTER, (2005).

2.2.4 Índice de Reprodução de Cor (IRC)

Um mesmo objeto quando imposto à diferentes fontes de luz, refletem as ondas de formas distintas e desta forma gera uma impressão de possuir tonalidades de cor diferentes. A capacidade de uma lâmpada de reproduzir cores é denominada IRC (Índice de Reprodução de Cor). O IRC é dado por uma escala de 0% à 100%. O sol possui IRC de 100%, pois consegue reproduzir perfeitamente as cores sobre um certo objeto iluminado, para a capacidade de percepção do olho humano. Para uma lâmpada possuir um bom IRC, sua capacidade de reproduzir cores deve ser acima de 80%. A Figura 6 apresenta a variação do IRC em um determinado objeto, onde pode-se observar que um IRC entre 60% e 70% é considerado ruim, entre 80% e 90% é bom e acima de 90% é excelente (OSRAM, 2012).



Figura 6: Variação de IRC sobre determinados objetos.
Fonte: OSRAM, (2012).

A Tabela 2 apresenta os respectivos IRC das fontes de luz artificiais utilizadas nos dias atuais, incluindo a iluminação artificial por estado sólido.

Tabela 1: Índice de reprodução de cor para diferentes fontes de luz.

Fonte de Luz	IRC %
Incandescente	100
Halógenas	100
Fluorescente Compacta	80
Vapor Metálico	70
Mista	50
Mercúrio	40
Sódio	25
LED	70 a 90

Fonte: OSRAM, (2012).

2.2.5 Benefícios Ambientais

Lâmpadas à base de LED estão fornecendo aos consumidores de todo o mundo uma alternativa rentável e eficiente em relação ao consumo de energia em relação às lâmpadas convencionais como as fluorescentes compactas e iluminação incandescente.

Estudos realizados pelo departamento de energia dos EUA (USDOE, 2014) apresentam os resultados sobre impactos ambientais relacionados com iluminação artificial. Este estudo avaliou não só o uso, mas também a fabricação, transporte e descarte de LEDs, lâmpadas fluorescentes compactas e lâmpadas incandescentes em todo o ciclo de vida destes produtos. A conclusão destes estudos apontaram que os LEDs apresentam impactos ambientais menores quando comparados à iluminação incandescente, assim como têm uma ligeira vantagem em relação às lâmpadas fluorescentes compactas. A Figura 7 apresenta um gráfico, onde se podem observar as vantagens ambientais dos LEDs em relação às outras formas de iluminação artificial e uma progressão da iluminação de estado sólido para 2017.

A iluminação por estado sólido consome menor energia em relação às lâmpadas fluorescentes compactas, onde este fator se torna primordial para determinar o impacto ambiental que este tipo de iluminações causa no globo. Com a evolução da iluminação de estado sólido nos próximos anos, tudo indica que os LEDs irão ter enorme vantagem sobre as atuais formas de iluminação artificial (USDOE, 2014).

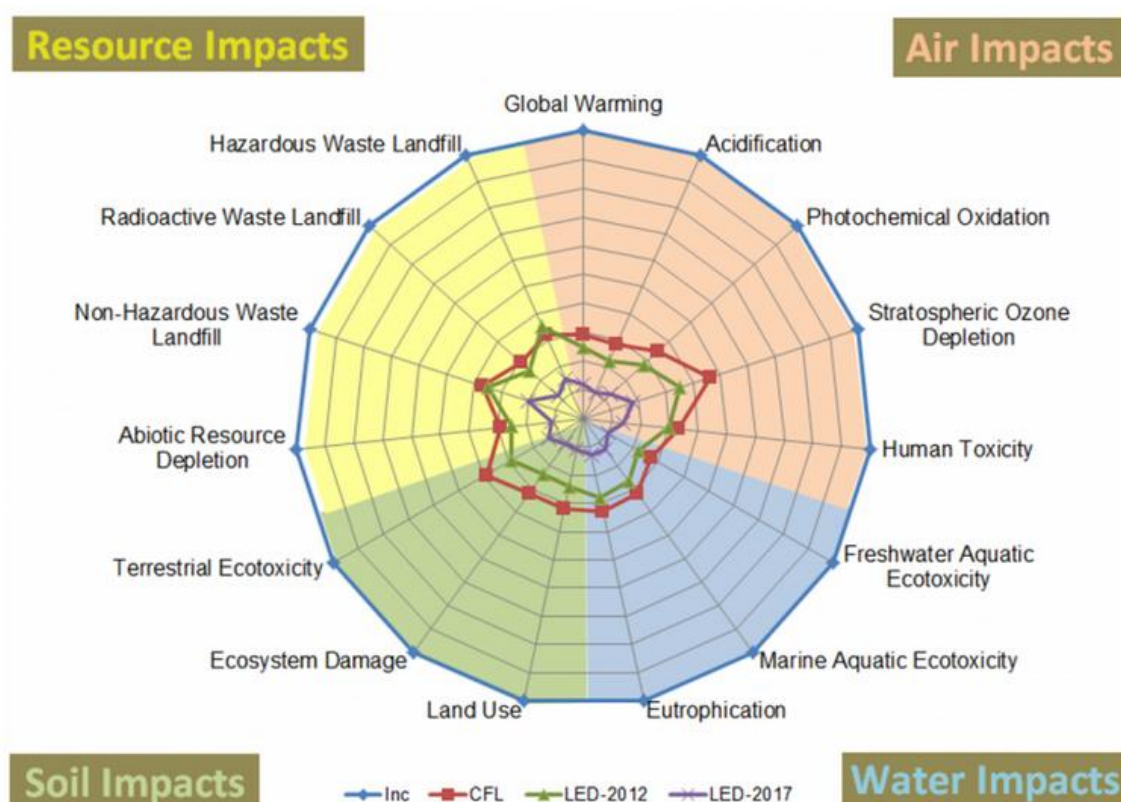


Figura 7: Impactos ambientais causados por iluminação artificial.

Fonte: USDOE, (2014).

2.2.6 Lei de Haitz

A lei de Haitz, nomeada em homenagem a Dr. Roland Haitz cientista aposentado da *Agilent Technologies*, diz que a cada década o custo por lúmen cai por um fator de 10 e a quantidade de luz produzida pelo LED aumenta por um fator de 20. A Lei de Haitz é comparada com a lei de Moore, onde diz que o número de transistores de um circuito integrado dobra a cada 18 a 24 meses. Baseando-se na Lei de Haitz, os LEDs irão se tornar a tecnologia predominante ganhando o espaço de outras fontes de iluminação tradicionais. A Figura 8 ilustra a lei de Haitz. (TSIATMAS, 2014).

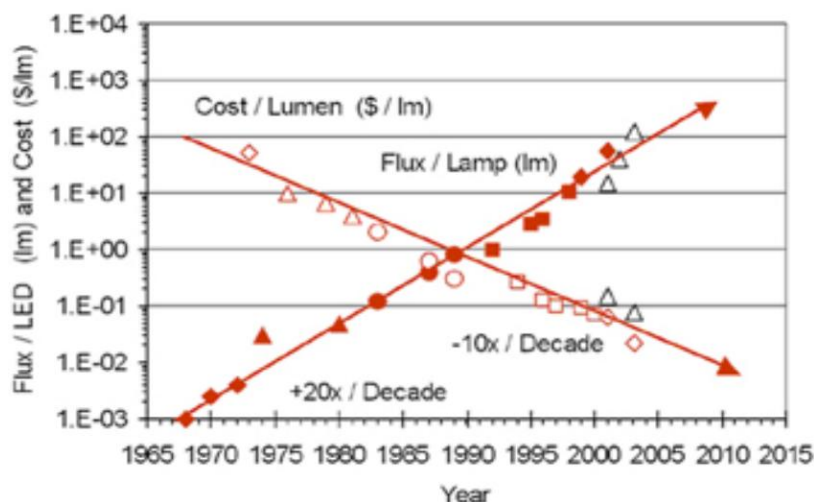


Figura 8: Lei de Haitz.
Fonte: TSIATMAS, (2014).

2.2.7 Classificação dos LEDs

Os LEDs podem ser classificados em três categorias: indicadores, de alto brilho (HB-LEDs) e de potência. A Figura 9 ilustra exemplos de LEDs em cada um destes grupos.



LEDs indicativos

LEDs de alto-brilho

LEDs de Potência

Figura 9: Classificação dos LEDs.
Fonte: Autoria própria.

Os LEDs indicadores são mais comuns e geralmente possuem um invólucro colorido que tem a função de filtro óptico. Já os LEDs de alto brilho emitem luz em um comprimento de onda específico e não necessitam de filtros ópticos. Assim, estes LEDs são geralmente transparentes e possuem uma eficiência maior quando comparados aos LEDs indicadores, o que permite a extração de um fluxo luminoso maior. Os LEDs de alto brilho já são muito empregados em aplicações sem a necessidade de reflexão da luz e em aplicações com baixa luminosidade como, por exemplo, em semáforos, em painéis eletrônicos e em lanternas. Os LEDs de potência são caracterizados pela necessidade da utilização de dissipador e por suportarem potências maiores ou iguais a 1 W. Estes LEDs já são utilizados para

iluminação em ambientes internos, sendo aplicados em projetos arquitetônicos e vitrines, substituindo as lâmpadas halógenas. Atualmente, encontra-se disponível módulos planares de LEDs compostos por vários semicondutores em um único encapsulamento, que podem ser chamados de LEDs de alta potência e que possuem uma potência acima de até 100 W (SÁ JUNIOR, 2007).

Atualmente, os LEDs comerciais apresentam eficiência luminosa comparável a algumas fontes de iluminação convencional, como as lâmpadas fluorescentes, e muito superiores a outras, como as incandescentes. Assim, a eficiência luminosa de alguns LEDs comerciais está em torno dos 100 lm/W, e em laboratório já alcança os 150 lm/W (BRITTO, 2009; LI, 2009). Segundo (CRAWFORD, 2009), o Departamento de Energia dos EUA (Estados Unidos da América) almeja alcançar a eficiência luminosa de 163 lm/W em 2015, que é aproximadamente dez vezes a eficiência de uma lâmpada incandescente e duas vezes a de uma fluorescente. Porém em fevereiro de 2013 a empresa CREE, lançou a notícia de que bateu o recorde de eficiência luminosa realizando testes em laboratório. Com um LED operando com temperatura de cor de 4.401 K e 350 mA, foi possível obter uma eficiência de 276 lm/W (CREE, 2013).

Isso demonstra que a tecnologia LED está sendo desenvolvida muito mais rapidamente do que se imaginava. Sendo assim, daqui a poucos anos o custo de produção será reduzido e haverá uma popularização deste tipo de iluminação. A Figura 10 apresentada pelo Departamento de energia dos EUA demonstra uma escala de evolução dos tipos de iluminação artificial no decorrer dos anos. Claramente é observado que a iluminação de estado sólido em poucos anos irá substituir as outras formas de iluminação, pois sua eficiência luminosa é superior às atualmente conhecidas.

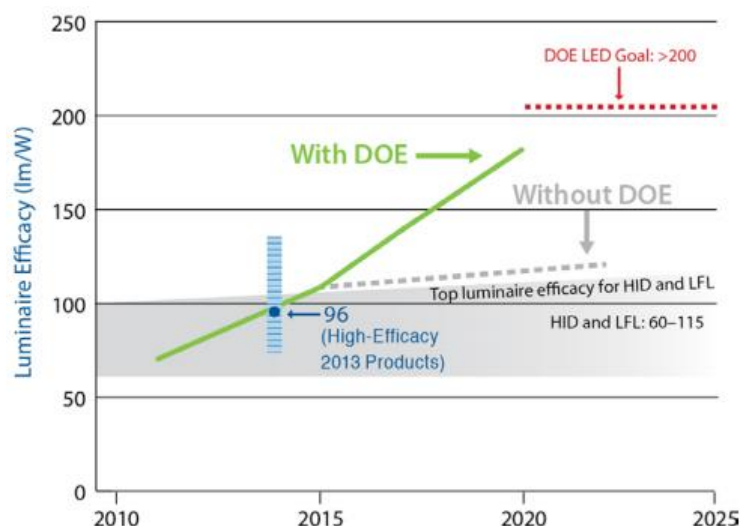


Figura 10: Escala de evolução dos sistemas de iluminação artificiais.
Fonte: USDOE, (2014).

Todas as fontes de luz alimentadas por energia elétrica convertem energia elétrica em energia radiante e calor, em várias proporções. Os atuais LEDs geralmente emitem baixo IR ou UV (ultravioleta), ou não emitem, mas convertem entre 15% a 25% da potência em luz visível. O restante é convertido em calor, que deve ser conduzido da junção do LED para a placa de circuito impresso, dissipador, invólucro ou luminária (SÁ JUNIOR, 2007).

O excesso de calor afeta o desempenho do LED em curto e longo prazo. Em curto prazo, que é reversível, ocasiona mudança de cor e reduz a intensidade luminosa. Em longo prazo acelera a depreciação do fluxo luminoso e encurta o tempo de uso do componente. O tempo de uso é definido como o tempo em que ocorre uma redução de 30% da luminosidade inicial do LED, o que difere da definição de tempo de vida ou vida útil (SÁ JUNIOR, 2007; BRITTO, 2009; USDOE, 2014).

Vários estudos vêm sendo realizados para melhorar a transferência de calor dos LEDs para melhorar a sua eficiência e vida útil. Algumas pesquisas procuram melhores materiais e formatos de dissipadores para dissipar o calor, assim como também levantar o modelo térmico dos LEDs em operação e temperatura de junção (CHEN, 2014; MOON, 2010; XUEHUI, 2013; JUNTUNEN, 2012).

Os LEDs de potência combinam elevada eficiência e durabilidade (que pode chegar a 100.000 horas, que é no mínimo 100 vezes maior que as lâmpadas convencionais) (AOYAMA, 2008; LIANGCHEN, 2008; NARENDRAN, 2005; MING, 2012).

Continuamente a indústria aumenta a durabilidade dos LEDs operando em alta temperatura. O LED Luxeon K2 (Philips-LumiLEDs) que será utilizado nesse trabalho, mostrado na Figura 11, mantém até 70% do seu fluxo luminoso em 50.000 horas para uma corrente de até 1.000 mA e para uma temperatura de junção de 120 °C. Em 2007 a Philips-LumiLEDs lançou o LED Luxeon K2 com TFFC (Thin Film Flip Chip), que possui uma fina pastilha semicondutora e, conseqüentemente, reduz as resistências térmicas (5,5 °C/W) e aumenta a extração do calor da junção semicondutora. Este LED pode operar com uma temperatura na junção semicondutora de até 185 °C.

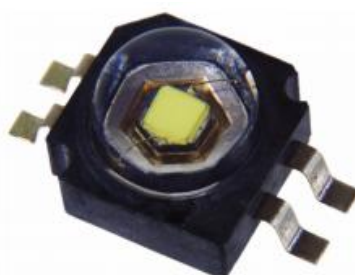


Figura 11: LED de potência Luxeon K2 (Philips-LumiLEDs).

Fonte: Autoria própria.

Vários fabricantes desenvolvem LEDs brancos para aplicações em iluminação. Entre estas companhias destacam-se: LumiLEDs, GELcore, Nichia Corporation, Osram Opto Semiconductors, Cree Lighting Corporation, Edson Opto e Seoul Semiconductor que possui uma linha de LEDs de potência com conexão direta na rede elétrica (110 V ou 220 V) (SEOUL SEMICONDUCTOR, 2006).

Atualmente uma nova forma de montar LEDs de potência denominada COB LED (*Chips on-board*) surgiu, esta é a uma nova tecnologia de encapsulamento do LED (JUNTUNEN, 2014; JUNTUNEN, 2013 e HUI, 2011). Ao contrário dos LEDs de potência convencionais, onde um LED de potência é montado para se obter a potência desejada, os COB LEDs contêm múltiplos LEDs incorporados num único encapsulamento, assim formando um módulo de LEDs ficando com o aspecto de um pequeno painel. Este tipo de montagem gera uma iluminação uniforme e com ângulo mais aberto evitando o desconforto causado pelo forte brilho concentrado, como acontece hoje com as lâmpadas de LEDs de potência.

Uma das suas vantagens está no seu tamanho e eficiência. Como o COB LED é montado em uma única base de alumínio, o calor pode ser extraído mais rapidamente em relação aos LEDs convencionais. Desta forma é possível

prolongar a vida útil e melhorar a eficiência do LED (JUNTUNEN, 2014; JUNTUNEN, 2013 e HUI, 2011).

A Figura 12 demonstra o símbolo elétrico e seu modelo elétrico real equivalente, onde é ilustrada sua resistência interna, sua tensão de ruptura e um diodo ideal representando sua unidirecionalidade.

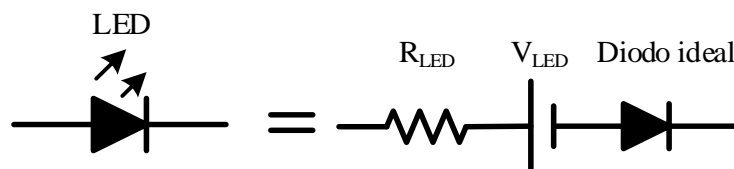


Figura 12: Modelo elétrico ideal e real.
Fonte: Autoria própria.

2.3 CONEXÃO DOS LEDS

A luminosidade emitida por um único LED ainda não alcançou valores suficientes para que este possa ser aplicado em iluminação de ambientes, substituindo diretamente uma lâmpada incandescente ou fluorescente compacta. Porém, ultimamente já se encontram comercialmente um único encapsulamento com vários LEDs conectados em série e paralelo. Então com a utilização de vários LEDs operando simultaneamente é possível atingir e até ultrapassar a iluminação necessária de um determinado ambiente. Deste modo será apresentado seis modos distintos de conexão para LEDs: conexão série, conexão paralela, conexão antiparalelo, conexão matricial, conexão série-paralela e conexão serial série-paralela.

Quando se utiliza a conexão em série, todos os LEDs do circuito ficam submetido a mesma corrente. Isso se caracteriza como vantagem, pois a luz emitida pelos LEDs é proporcional a corrente de polarização direta, ou seja, o brilho é proporcional a todos os LEDs. Outra vantagem que caracteriza esse tipo de conexão é a soma das tensões dos LEDs, que resulta em uma tensão de operação maior em relação aos outros tipos de conexão. Porém, quando é desejável tensões menores, como é o caso de circuitos de alimentação de baterias, é desejável outro tipo de conexão, geralmente a conexão paralela (RODRIGUES, C. R. S, 2012). A Figura 13 apresenta a conexão série utilizando um resistor como limitador de corrente.

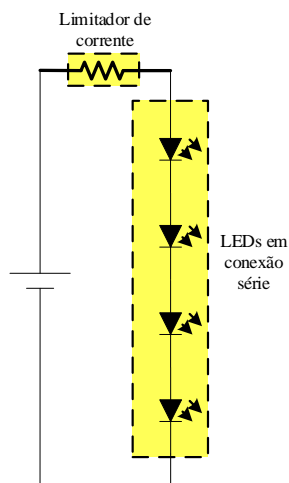


Figura 13: LEDs conectados em série utilizando resistor como limitador de corrente.

Fonte: Autoria própria.

Quando se utiliza a conexão paralela todos os LEDs são submetidos à mesma diferença de potencial. Porém, a tensão de condução de cada LED pode variar dependendo do modelo. Como consequência desse desequilíbrio de tensão de condução dos LEDs, torna-se difícil manter o equilíbrio entre os braços e controlar a corrente entregue. Então, pode haver uma diferença na intensidade luminosa de cada LED. Algumas soluções são apresentadas para se resolver o desequilíbrio de correntes. Algumas das soluções são: circuito de espelho de corrente, circuitos ressonantes chaveados e utilização de múltiplos indutores (SINAN, 2012a; LI, 2013; SINAN, 2012b; HONGTAO, 2011; BADDELA, 2004; CHOI, 2011; HU, 2011; WANG, 2011 e THOMAS, 2009). A Figura 14 apresenta o modo de conexão paralela utilizando resistores como limitadores de correntes.

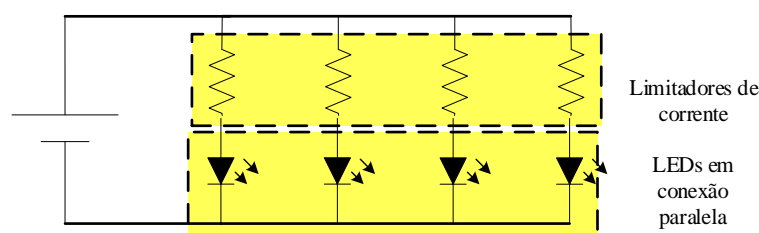


Figura 14: LEDs conectados em paralelo utilizando resistores como limitador de corrente.

Fonte: Autoria própria.

A conexão série-paralela é um misto entre os dois modos apresentados anteriormente. Considerando que cada braço possui o mesmo número de LEDs conectados em série, a tensão aplicada em cada braço não é tão elevada quanto a

conexão série e tão baixa quanto a paralela. Este modo de conexão apresenta os mesmos inconvenientes apresentados na conexão paralela, ou seja, desequilíbrio de corrente e tensão. A Figura 15 apresenta o modo de conexão série-paralela utilizando resistores como limitadores de correntes.

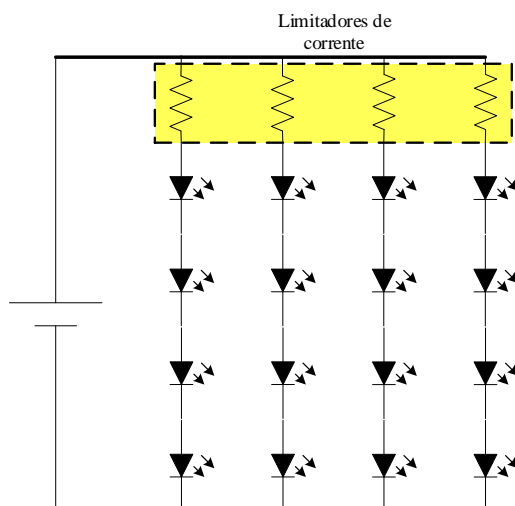


Figura 15: LEDs conectados em série-paralela utilizando resistor como limitador de corrente.
Fonte: Autoria própria.

Para conectar os LEDs em antiparalelo, é essencial que a tensão de alimentação seja alternada, pois a cada ciclo um LED entra em condução. Para esse modo de condução é aconselhável conectar os LEDs em série, pois exige uma tensão de alimentação muito elevada. Para esse tipo de conexão deve-se colocar um resistor ou capacitor operando como elemento limitador de corrente. A Figura 16 demonstra esse tipo de conexão com limitador a base de capacitor e de resistor.

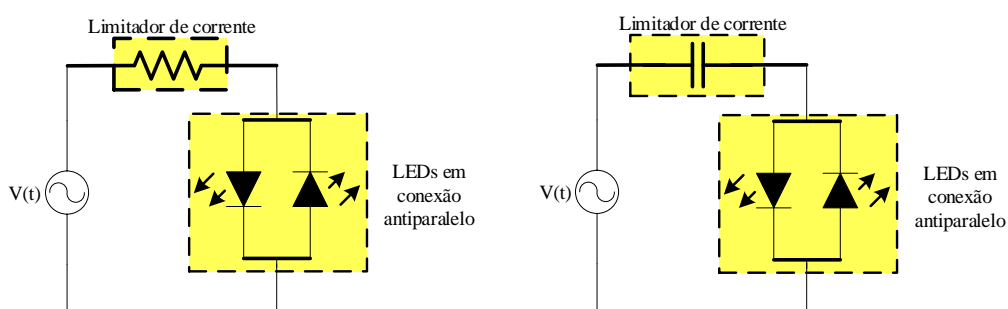


Figura 16: LEDs conectados na corrente alternada em anti-paralelo utilizando resistor e capacitor como limitador de corrente.
Fonte: Autoria própria.

Um dos maiores fabricantes de lâmpadas e sistemas de iluminação, a OSRAM, realizou um estudo sobre o desequilíbrio da corrente em grupos de LEDs submetidos à conexão paralela (OSRAM, 2004). As topologias utilizadas são apresentadas nas Figura 17. (a), Figura 17. (b) e Figura 17. (c).

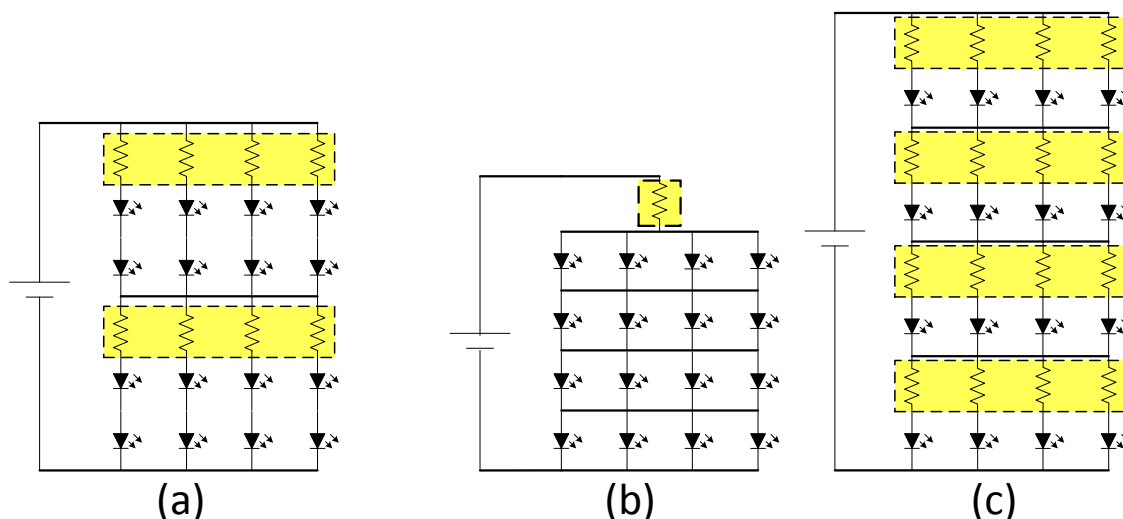


Figura 17: Conexão de LEDs: (a) conexão serial série-paralela; (b) Conexão matricial com um único resistor; (c) Conexão matricial com resistor em cada LED.
Fonte: Autoria própria.

A Figura 17 (a) apresenta a conexão serial série-paralela. Esse modo de conexão apresenta um misto das características apresentadas na conexão série paralela, pois ao contrário da conexão série-paralela, quando um dos LEDs presentes nos braços série é danificado, apenas uma parte do circuito deixa de funcionar, diferentemente do que ocorre na conexão série-paralelo, onde se um dos LEDs danificar, o braço todo deixa de funcionar. As Figura 17 (b) e (c) demonstram a conexão matricial com um resistor como limitador e com cada LED tendo um resistor como limitador de corrente.

Nas estruturas apresentadas na Figura 17 (b) e Figura 17 (c) existem alguns benefícios se comparadas com as anteriores, como por exemplo, se um LED entrar em falha, os LEDs restantes continuam a funcionar, o que não é o caso da ligação em série, por exemplo. Uma falha em um dos LEDs leva a mais corrente nos LEDs conectados em paralelo. No entanto, uma vez que a corrente total passaria então a ser distribuída entre os outros três caminhos, uma distribuição desigual de brilho surgiria no restante dos LEDs, porém a desigualdade de brilho é essencialmente compensada por um aumento na corrente que flui através dos LEDs restantes no mesmo caminho (RODRIGUES, 2012).

2.4 PROTEÇÃO PARA LEDS CONECTADOS EM SÉRIE

Quando se tem vários LEDs conectados em série é certo de que, caso ocorra uma falha em pelo menos um LED, todo o conjunto de LEDs deixará de funcionar.

Deste modo se faz necessária a inserção de algum tipo de circuito de proteção, para manter o restante dos LEDs conectados em série em operação (AGOSTINI, 2008). Uma proposta de proteção para LEDs é apresentada por (CHEN, 2006), onde é representada pela Figura 18.

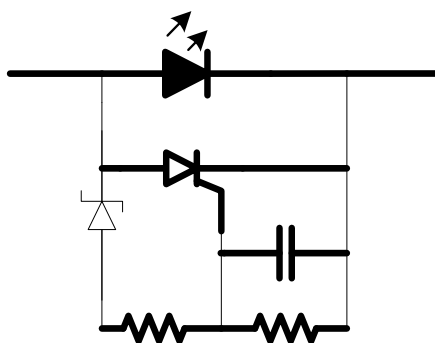


Figura 18: Circuito de proteção utilizando SRC.
Fonte: Autoria própria.

O circuito apresentado na Figura 18 possui o seu princípio de funcionamento baseado na elevada impedância que o LED apresenta quando entra em falha. Basicamente quando o LED entra em falha o SCR presente no circuito entra em condução, devido ao sinal de gatilho gerado pela atuação dos resistores, capacitor e diodo zener, que compõem o circuito. Quando o SCR entra em condução ele assume a corrente que circulava até então pelo LED, deste modo o circuito continua em operação (AGOSTINI, 2008).

Outra solução para uma eventual falha dos LEDs conectados em série é apresentada na Figura 19.

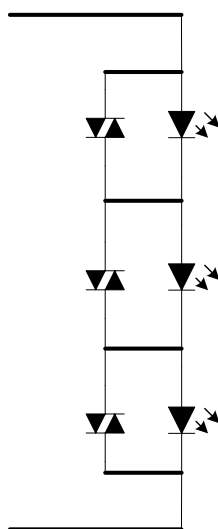


Figura 19: Circuito de proteção utilizando DIAC's.
Fonte: Autoria própria.

Na Figura 19 é inserido em paralelo a um grupo de LEDs um Diac. Caso ocorra uma falha nos LEDs, o Diac assume o papel antes destinado a carga. Quando a tensão de disparo do Diac é alcançada, ele entra em condução e fornece corrente aos demais LEDs conectados como carga (RODRIGUES, 2012).

Pode-se observar que o custo de aplicação do circuito apresentado na Figura 19 é reduzido, se comparado ao apresentado na Figura 18, pois o número de componentes é reduzido. Esta estrutura é interessante, pois garante o funcionamento da carga até o LED defeituoso ser substituído, o que não ocorre em lâmpadas incandescentes e fluorescentes compactas, trazendo assim o benefício de não haver a necessidade de substituir o equipamento todo, e sim apenas o elemento defeituoso, assim beneficiando em redução de custos. (RODRIGUES, 2012).

A Figura 20 demonstra o funcionamento do circuito para as duas situações possíveis, em curto-circuito e em circuito aberto.

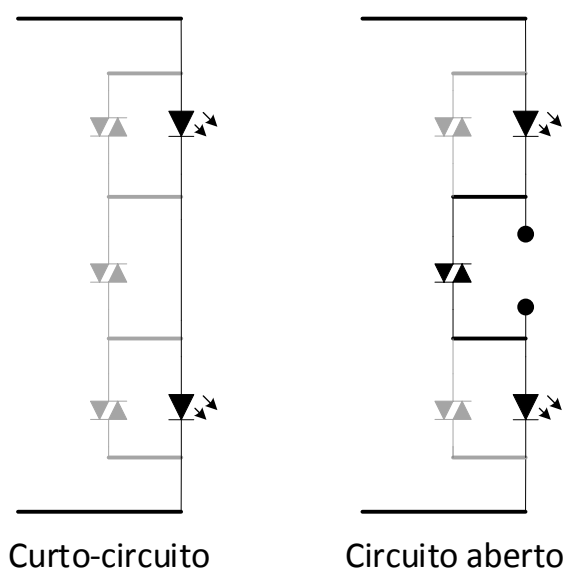


Figura 20: Circuito de proteção em curto-circuito e em aberto.
Fonte: Autoria própria.

Alguns LEDs já possuem de fábrica uma proteção incorporada, que consiste num diodo zener conectado em antiparalelo com o LED, conforme é demonstrado na Figura 21 (AGOSTINI, 2008). Porém esse tipo de proteção traz como desvantagem, que quando entra em atuação o consumo de energia do diodo zener é igual ou superior, ao do LED em operação. Em contrapartida não necessita de um circuito de proteção separadamente, pois já o traz integrado em si (STEIGERWALD, 2002, AGOSTINI, 2008).

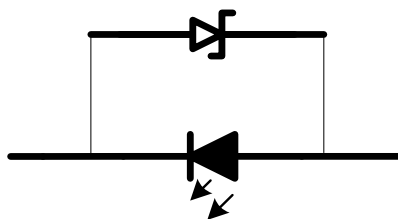


Figura 21: Diodo zener operando como proteção para LEDs.
Fonte: Autoria própria.

2.5 CIRCUITOS PARA DIMERIZAÇÃO DE LEDS

A dimerização é definida pela variação do fluxo luminoso emitido por uma fonte de luz artificial baseada em energia elétrica. A dimerização em sistemas de iluminação é uma alternativa muito eficiente, pois pode reduzir o consumo de energia elétrica em um determinado ambiente, onde não há necessidade da iluminação nominal que o sistema pode oferecer. Esta dimerização, quando aplicada em LEDs, é executada através da variação linear da corrente contínua aplicada na iluminação de estado sólido. A variação da corrente entregue aos LEDs pode ser executada através de PWM (*Pulse Width Modulation*), PFM (*Pulse Frequency Modulation*), utilização de *dimmer* convencionais que se utilizam de TRIAC (*Triode for Alternating Current*) e variação CC.

Alguns trabalhos apresentam sistemas inteligentes para dimerização, onde a variação do fluxo luminoso é executada através de comunicação *Wireless*, GPRS (*General Packet Radio Service*) e controle remoto, assim como também sistemas adaptativos para dimerização (LI, 2012 e ZHANG, 2012).

A dimerização por PWM, PFM e por *dimmer* convencional com TRIACs, geralmente utilizam conversores estáticos como sistema para regular a tensão e corrente para os LEDs (CONG, 2011; ZHANG, 2012; HONGBO, 2012 e WENSONG, 2011). Quando é utilizado um conversor estático tradicional com dimerização para acionar iluminação de estado sólido a CFP geralmente é executada, porém quando é utilizado um *dimmer* convencional a base de TRIAC para controlar o fluxo luminoso, a CFP não é executada, deixando assim o sistema inviável para a comercialização. No entanto, (JONG, 2012 e JUNMING, 2014) apresentam sistemas onde mesmo utilizando sistemas com TRIAC a CFP a dimerização é executada até um certo nível de potência de saída.

Quando se utiliza a dimerização por variação CC, é comum utilizar uma fonte de alimentação linear para acionar a carga, porém esse tipo de circuito traz algumas desvantagens tais como peso e o volume dos elementos magnéticos elevados e baixo rendimento. Porém pode-se fazer um misto entre conversores chaveados e lineares, como é apresentado em (FONSECA, 2011) e desta forma conseguir um rendimento próximo a 90%.

2.6 ENTRADA UNIVERSAL PARA ILUMINAÇÃO DE ESTADO SÓLIDO

Com a globalização, um sistema eletrônico com entrada universal de tensão pode ser necessário, pois nos diferentes países e até mesmo diferentes regiões do mesmo país, existem diferentes níveis de tensão que a concessionária de energia entrega ao usuário. No Brasil é possível observar que a tensão de alimentação dos diferentes estados são distintas, muitos deles operando com bivolt, ou seja, 110/127 e 220 V.

Até antes da década de 1970, a tensão de distribuição não era padronizada, assim gerando prejuízos ao consumidor. Até então, a lâmpada incandescente era a mais utilizada nas residências e, como não havia a padronização, a vida útil de uma mesma lâmpada variava de estado para estado (CUNHA, 2010). Já no cenário global existe uma grande discrepância, em relação à tensão e frequência entregue ao consumidor. Em países como o Estado Unidos da América e Canadá a tensão entregue para o usuário é de 120 V.

A padronização mundial da tensão da rede de energia fornecida é inviável economicamente, pois basicamente todos os países deveriam mudar ou adaptar seus geradores de energia elétrica, visto que em alguns países a frequência adotada para sua rede de energia elétrica é 50 Hz. Um exemplo de país onde se utiliza de uma frequência de 50 Hz é o Paraguai, onde a binacional Itapu fornece uma frequência de 50 Hz para o país e 60 Hz para o Brasil. Como a padronização é inviável, então a grande maioria dos fabricantes já fornecem seus circuitos eletrônicos com pelo menos uma seleção manual de tensão, tornando assim o sistema bivolt, assim como também fornecem sistemas com entrada universal de tensão.

No caso de sistemas de iluminação para estado sólido, existem vários trabalhos onde se utilizam de conversores estáticos clássicos para operar com

entrada universal, ou seja, sem nenhum ajuste manual. Alguns exemplos de conversores são o *Buck*, *Buck-Boost*, SEPIC (*Single Ended Primary Inductance Converter*), Zeta e Cúk (DE BRITTO, 2008; SHRIVASTAVA, 2012a; SHRIVASTAVA, 2012b; HONGBO, 2011; ZHONGMING, 2008; SINGH, 2013; SINGH, 2014).

No caso dos conversores clássicos, para realizar a entrada universal de tensão elétrica é necessário uma malha de controle para gerar a variação da razão cíclica do interruptor. Porém, nos casos dos conversores que operam em ponte, onde a razão cíclica deve ser constante, ou seja, com comando eletrônico simétrico, como é o caso de conversores como o *Half-Bridge* e *Full-Bridge*, a entrada universal pode ser executada através de PFM.

2.7 CIRCUITOS PARA ACIONAMENTO DE LEDS

Os LEDs, assim como as lâmpadas de descargas, não podem ser ligados diretamente às fontes de alimentação, sejam elas CC ou CA, pois necessitam de um circuito para o controle da corrente que flui entre seus terminais. Deste modo, uma polarização direta sobre os seus terminais acarretaria em um grande aumento na temperatura de junção podendo danificar o semicondutor. Geralmente, o circuito para acionar e estabilizar a corrente de um LED pode ser um regulador linear ou um conversor estático de energia elétrica, conforme os exemplos apresentados na Figura 22 e Figura 23 respectivamente. Outras topologias de conversores estáticos como *Buck²*, *Buck³*, o *Boost-Buck²*, o *Boost²-Buck*, o *Boost³-Buck*, o *Boost-Buck³*, o *Buck³-Boost*, o *Boost³-Buck³*, cada um com suas características particulares, também podem ser utilizados para alimentar LEDs (DEMIAN, 2007; YU, 2009; CHIU, 2010; ALI, 2010; HUANG, 2008; DE BRITTO, 2008, BRITTO, 2009; AGOSTINI, 2006).

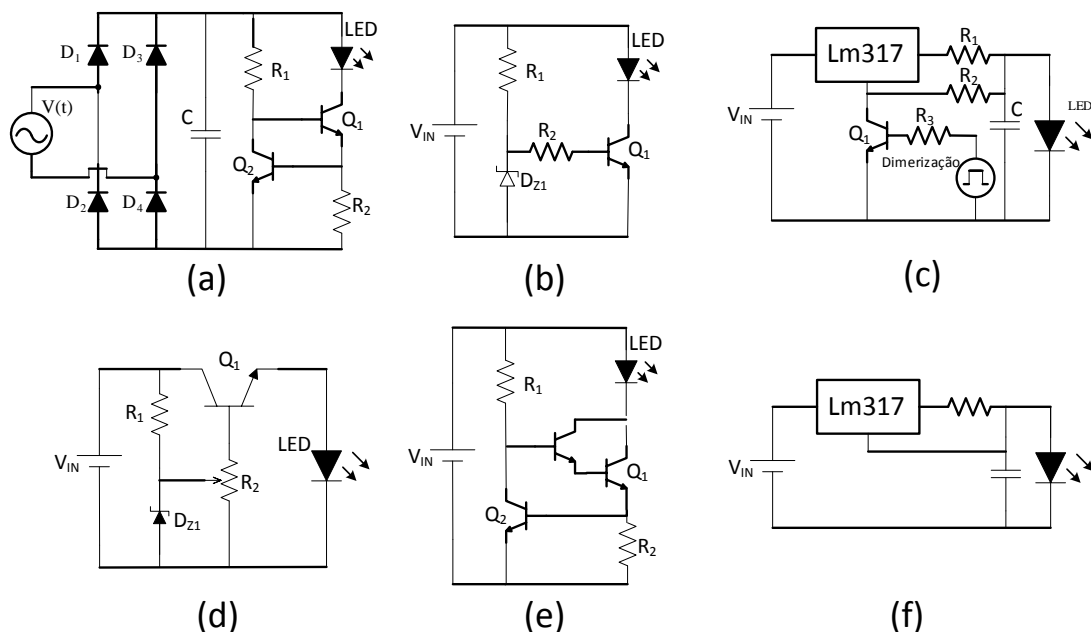


Figura 22: Circuitos baseados em fontes lineares.
Fonte: Autoria própria.

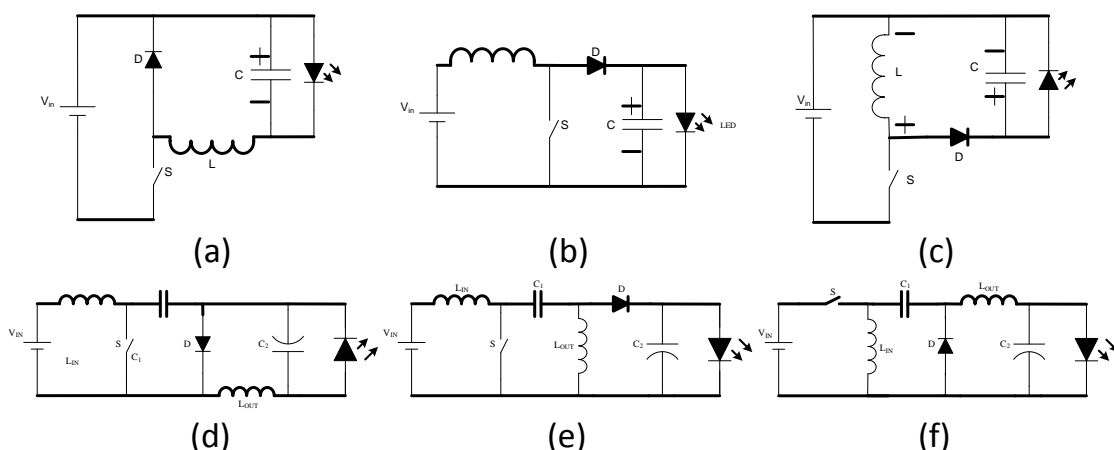


Figura 23: Conversores estáticos clássico: (a) Buck, (b) Boost, (c) Buck-boost, (d) Cúk, (e) SEPIC e (f) Zeta.
Fonte: Autoria própria.

Atualmente, por possuírem vantagens em relação aos reguladores lineares, os conversores chaveados, em suas diversas configurações, têm sido muito mais utilizados. Quando energizados através de uma alimentação CA, estes conversores possuem um estágio de retificação na entrada para transformar a tensão alternada em tensão contínua. Ainda quando alimentados em CA, assim como nos casos de reatores eletrônicos convencionais, os conversores para LEDs também necessitam realizar a correção do fator de potência e satisfazer a norma IEC 61000-3-2 classe C, que exige correção para lâmpadas com potência acima de 25W. Nestes casos, quando o conversor opera em Modo de Condução Descontínua (MCD), a correção do fator de potência ocorre de forma inerente, necessitando em algumas

configurações apenas de um pequeno filtro LC na entrada. A Tabela 2 apresenta os limites das harmônicas impostas pela norma IEC 61000-3-2 classe C (NASCIMENTO, 2005). Nos casos das alimentações de lâmpadas tradicionais como as fluorescentes, além do estágio de entrada, do estágio para a correção do fator de potência, também existe a necessidade do estágio inversor de saída. Nestes casos, estes sistemas são conhecidos como conversores de duplo estágio. Quando a CFP é obtida através dos interruptores do estágio inversor, sem utilizar um conversor CC-CC clássico, estes sistemas são caracterizados como conversores integrados ou de estágio único. A Figura 24 apresenta alguns exemplos de conversores de único estágio, conhecidos na literatura como *charge-pumps*, para alimentar lâmpadas de descargas (NASCIMENTO, 2005). As topologias integradas não são muito exploradas nas aplicações com LEDs e podem se apresentar como uma boa alternativa para estes tipos de aplicação, principalmente quando se deseja reduzir os custos relacionados ao comando dos interruptores. Nestes casos, para que um sistema de iluminação com LEDs tenha vantagens, é necessário que o mesmo seja duradouro e possua elevado rendimento.

Tabela 2: Percentual harmônico máximo permitido para cada componente harmônico.

Harmônica [n]	IEC 61000-3-2 Classe C [% da amplitude máxima do harmônico de corrente permitida]
3	$30 \times \lambda$
5	10
7	7
9	5
11	3
13	3
$15 \leq n \leq 39$	3
$\lambda =$ Fator de potência	

Fonte: Autoria própria.

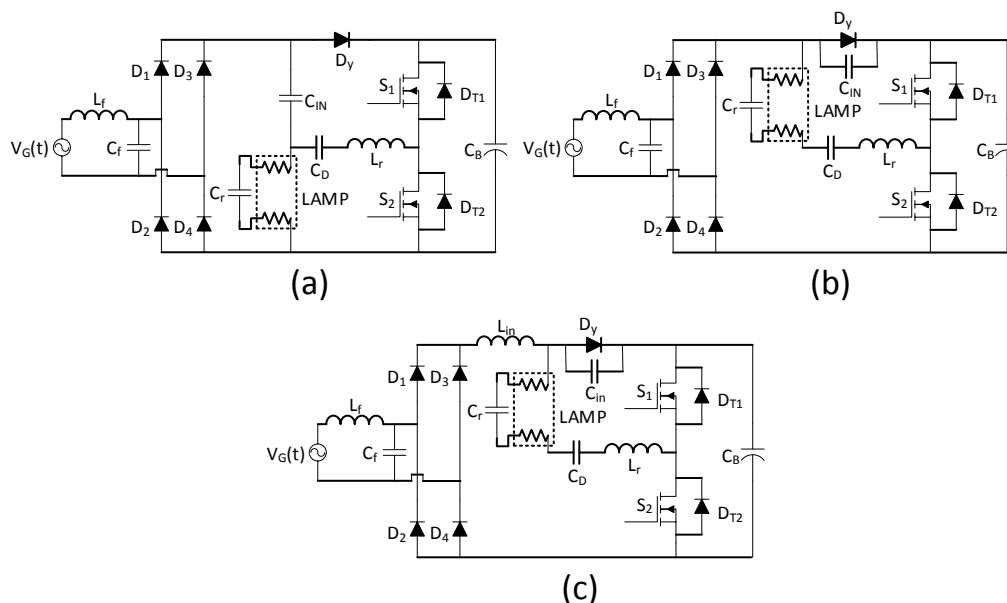


Figura 24: Topologias de conversores de estágio único: (a) Reator *charge-pump voltage source*, (b) Reator *charge-pump current source* e (c) Reator *charge pump continuous input current*.

Fonte: Autoria própria.

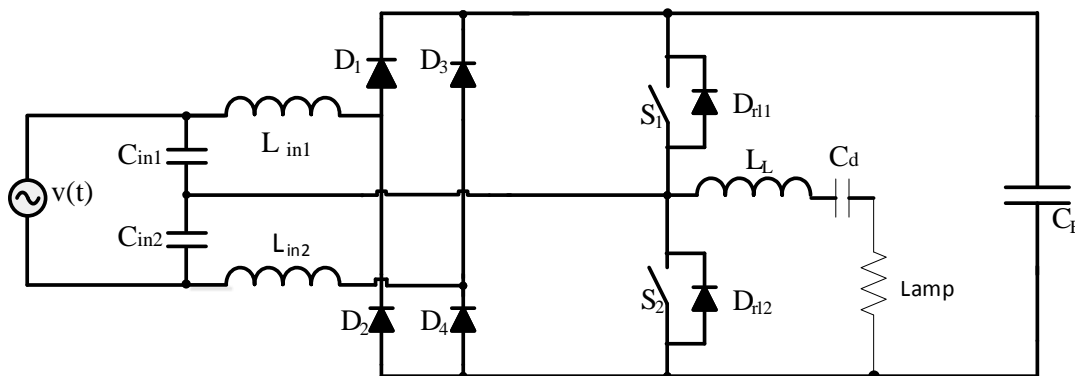
2.8 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES INTEGRADOS PARA LEDs DE POTÊNCIA

Topologias de único estágio são normalmente utilizadas para acionar lâmpadas de descargas onde uma tensão alternada em alta frequência é produzida por um estágio inversor meia ponte na saída do sistema para alimentar a carga. No caso de se utilizar tais configurações para alimentar LEDs, para que não haja perdas da eficácia luminosa, é necessário fornecer uma corrente contínua e com pouca ondulação. Portanto, a tensão alternada fornecida pelo estágio inversor deve ser convertida novamente em contínua. As principais soluções encontradas na literatura utilizam transformadores isoladores associados às topologias clássicas como conversor de onda completa e meia onda isolados (CHENG, 2014; CHANG, 2014; TOROK, 2011; YIJIE, 2013; CHUN, 2013). Nestes casos, tanto o volume como a eficiência do sistema podem ser prejudicadas. Uma outra alternativa é a utilização de uma ponte retificadora inserida junto ao estágio inversor que se apresentam como as propostas deste trabalho. Sendo assim, nesta secção é apresentada a evolução topológica das duas topologias de estágio único propostas.

2.8.1 Conversores de estágio único propostos

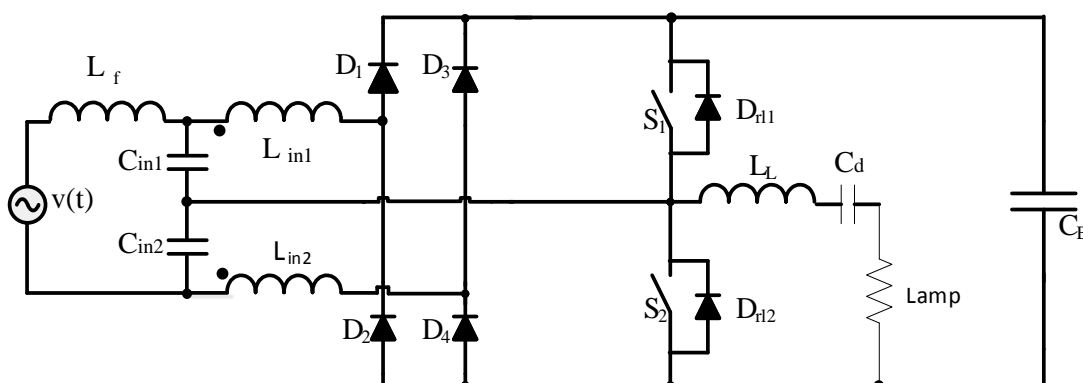
As estruturas *charge-pump* e *interleaved* (NASCIMENTO, 2005; PEREIRA, 2004; QIAN, 1997, QIAN, 2000; DUMS, 2005) são amplamente utilizadas na alimentação de lâmpadas fluorescentes. São topologias de estágio único e elevado FP. Essas técnicas tiveram grande difusão nos fim dos anos 90 e contribuíram para a evolução tecnológica de muitas outras estruturas aplicadas em sistemas de iluminação (PEREIRA, 2004; DUMS, 2005). O estágio único é caracterizado pela integração do estágio inversor com estágio CFP, reduzindo desta forma, o número de componentes eletrônicos e elementos magnéticos. Nestas estruturas, a correção do fator de potência é executada com a inserção de um ou mais capacitores associados a um ou mais indutores inseridos em pontos estratégicos do circuito, de forma que a fonte de tensão de entrada, através destes elementos, passa a fornecer corrente ao circuito em alta frequência, aumentando o ângulo de condução dos diodos da ponte retificadora. Esse efeito é conhecido como efeito *dither* (NASCIMENTO, 2005). A energia fornecida pela fonte de entrada é armazenada por estes elementos e entregue ao barramento CC. Desta forma, a tensão de barramento torna-se suficientemente elevada, caracterizando uma ação *boost*, realizando a CFP no sistema. A Figura 25 e Figura 26 ilustram topologias de estágio único apresentadas por (NASCIMENTO, 2005), onde pode-se perceber que os conversores propostos apresentam poucos componentes podendo ser comparados aos reatores que não apresentam correção de fator de potência. O trabalho de (LIU, 1989) demonstra que para um conversor *boost* operando em MCD (Modo de Condução Descontínua), uma relação entre a tensão de barramento V_B e a tensão de entrada V_p influencia na TDH da corrente de entrada, distorcendo-a de forma considerável na proporção em que a relação V_p/V_B se aproxima de um.

Através da Figura 25 é possível observar que os indutores L_{in1} e L_{in2} não são acoplados, dispensando ou reduzindo consideravelmente o uso de um indutor de filtro na entrada CA. Isto é possível, pois a ação *interleaved* destes indutores, que operam em MCD, tornam a corrente da fonte de entrada senoidal e com poucas ondulações em alta frequência.



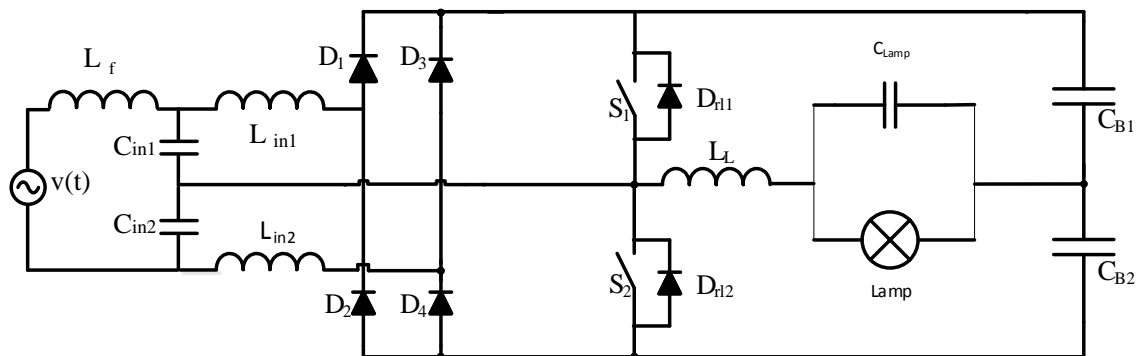
**Figura 25: Reator com conexão direta de dois capacitores (C_{in1} e C_{in2}) e com dois indutores conectados antes da ponte retificadora e sem indutor de filtro L_f .
Fonte: Autoria própria.**

Com o acoplamento dos indutores L_{in1} e L_{in2} , conforme apresentado na Figura 26, perde-se a ação *interleaved* e se faz necessária a inserção ou o aumento do indutor de filtro na entrada do conversor. Por outro lado, a corrente nos indutores operam sempre de forma complementar no modo de condução crítica (MCCr). Portanto, além da redução das correntes eficazes destes indutores, o volume do núcleo é reduzido pela metade.

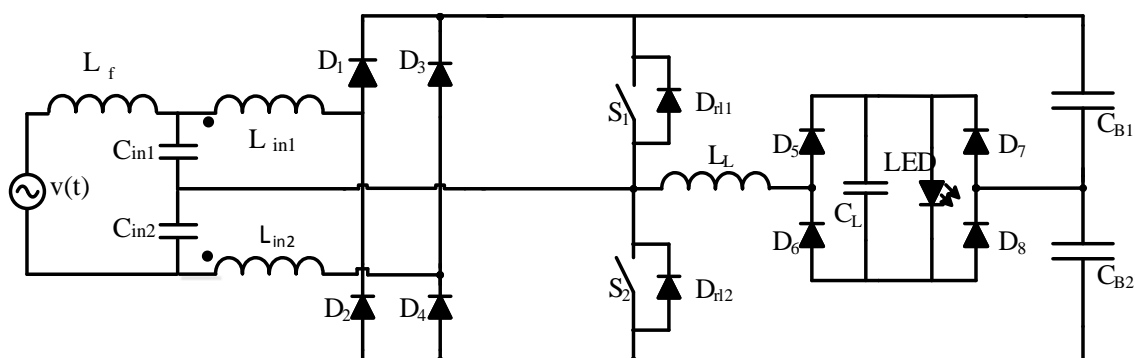


**Figura 26: Reator com conexão direta de dois capacitores (C_{in1} e C_{in2}) e com dois indutores acoplados magneticamente conectados antes da ponte retificadora.
Fonte: Autoria própria.**

Com poucas modificações das topologias ilustradas nas Figura 25 é possível obter a estrutura apresentada por (FUERBACK, 2011), apresentada na Figura 27, onde se utiliza uma topologia de estágio integrado para lâmpadas de vapor metálico com comando assimétrico para acionar a carga de forma sincronizada com a rede elétrica. As mesmas modificações podem ser aplicadas à Figura 26. Com a inserção de uma ponte retificadora na saída do estágio inversor é possível acionar LEDs, conforme apresentado na Figura 28.



**Figura 27: Reator Low Frequency Square Wave Current Ballast de estágio único proposto por (FUERBACK, A. L., 2011).
Fonte: Autoria própria.**



**Figura 28: Reator com indutores de entrada acoplados modificado para acionar LEDs de potência.
Fonte: Autoria própria.**

O conversor apresentado pela Figura 28 possui os indutores L_{in1} e L_{in2} acoplados magneticamente, porém esses indutores podem ser substituídos por um único indutor interligado diretamente ao estágio inversor (NASCIMENTO, 2005), conforme apresentado na Figura 29.

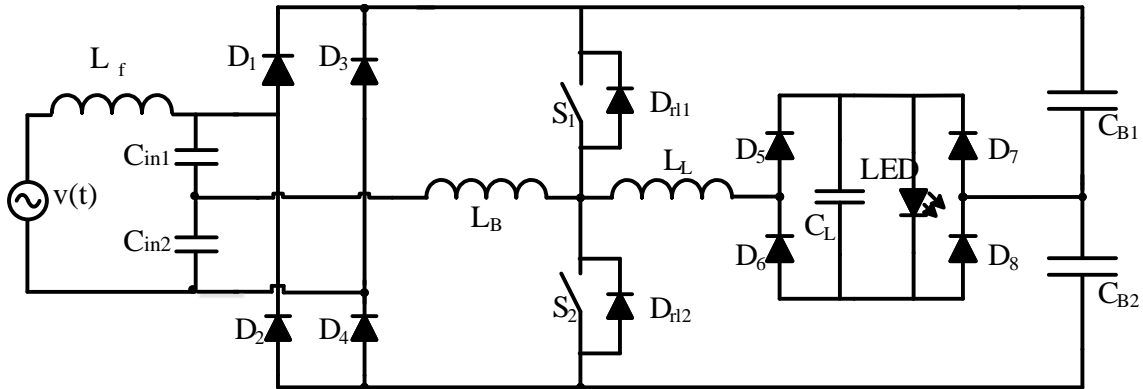


Figura 29: Reator com conexão direta do indutor L_B com os dois capacitores C_{in1} , C_{in2} e o estágio inversor modificado para acionar LEDs de potência.
Fonte: Autoria própria.

Os conversores apresentados na Figura 28 e Figura 29 possuem estágio integrado, com correção do fator de potência, sem transformador isolador. Os indutores L_B , L_{in1} e L_{in2} realizam a conexão do estágio inversor de saída com o estágio de entrada, ativando a correção do fator de potência do sistema. Os capacitores C_{in1} e C_{in2} , conectados aos indutores L_B , L_{in1} e L_{in2} , criam um caminho alternativo para as correntes de L_B , L_{in1} e L_{in2} , dobrando a frequência da corrente instantânea fornecida pela fonte de alimentação de entrada em relação à frequência de comutação dos interruptores S_1 e S_2 . O indutor L_L tem a função de limitar a corrente fornecida para os LEDs.

Para ambos os conversores da Figura 28 e Figura 29 a corrente de L_L depende exclusivamente das tensões dos capacitores C_{B1} e C_{B2} . Sua forma de onda é aproximada para uma triangular simétrica com frequência de comutação f_s . Para obter uma corrente contínua (I_{LED}) nos LEDs, é utilizado um retificador com filtro capacitivo conectado entre o indutor L_L e os capacitores de barramento C_{B1} e C_{B2} .

Na apresentação das etapas de operação dos conversores, será possível observar que toda a energia fornecida pelos capacitores C_{B1} e C_{B2} ao indutor L_L e conseqüentemente aos LEDs, durante um intervalo de funcionamento, é novamente recebida por eles em outro intervalo, fazendo com que haja um equilíbrio de energia entregue e recebida entre L_L e C_{B1} e C_{B2} . Assim, para manter a tensão de saída em níveis que ativam a correção do fator de potência do sistema, os capacitores C_{B1} e C_{B2} recebem energia somente dos indutores L_B , L_{in1} e L_{in2} . Desta forma, os valores das capacitâncias destes elementos tornam-se reduzidos, quando comparados aos conversores clássicos, possibilitando assim a utilização de capacitores não polarizados.

Para facilitar a análise do sistema, será utilizada uma carga análoga a ponte completa com filtro e LEDs de potência. A Figura 30 e Figura 31 apresentam os sistemas análogos a carga completa.

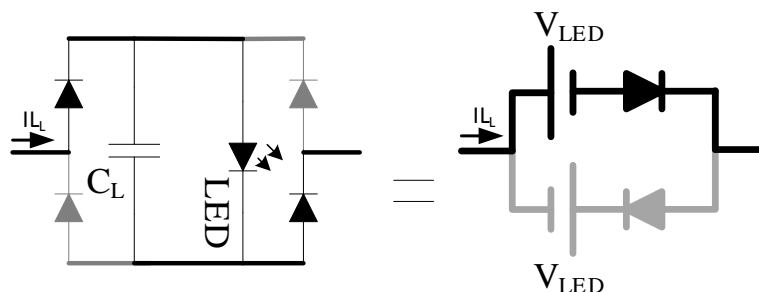


Figura 30: Circuito análogo para retificação de ciclo positivo da corrente i_{LL} .
Fonte: Autoria própria.

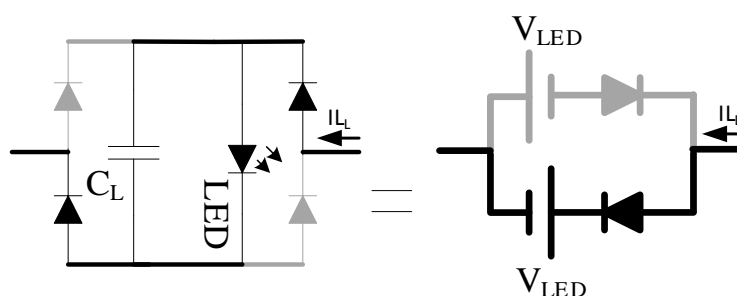


Figura 31: Circuito análogo para retificação de ciclo negativo da corrente i_{LL} .
Fonte: Autoria própria.

2.9 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentadas as características dos LEDs, seus benefícios, modos de dimerização, diferentes modos de se obter entrada universal, modos de conexão dos LEDs, levantando sua vantagens e desvantagens para conexão em corrente contínua e corrente alternada. Outros modos de conexão não convencionais também foram demonstrados neste capítulo, levantando suas vantagens em relação aos métodos básicos, os modos de ligação demonstrados foram: série-paralela, serial série-paralela e conexão matricial.

Além dos métodos de conexão foram demonstrados circuitos de proteção, para LEDs operando em corrente contínua, porém não serão implementado circuitos de proteção nesse trabalho.

Foram apresentadas estruturas de conversores eletrônicos clássicas e modificadas com elevada correção de fator de potência, com o objetivo de acionar e controlar LEDs de potência.

Ainda nesse capítulo foram apresentadas estruturas de estágio único utilizadas para acionar lâmpadas fluorescentes e de vapor metálico, baseadas nos trabalhos de (NASCIMENTO, 2005a) e (FUERBACK, 2011), onde através de algumas modificações pode-se chegar nas duas estruturas propostas neste trabalho.

CAPÍTULO 3 - REATOR ELETRÔNICO DE ESTÁGIO ÚNICO USANDO INDUTOR SÉRIE CONECTADO DIRETAMENTE AO INVERSOR E SEM CAPACITORES ELETROLÍTICOS

3.1 INTRODUÇÃO

A topologia proposta apresentada na Figura 29 possui características de funcionamento que reduzem o valor dos capacitores de barramento para valores menores que 56 μF , podendo, desta forma, utilizar capacitores de polipropileno, que naturalmente possuem vida útil muito mais elevada se comparados com os capacitores eletrolíticos. Essa estrutura também apresenta elevada CFP, pouca ondulação na carga e possibilidade de operar com entrada universal de tensão elétrica. Para validar a metodologia de projeto, resultados de simulação serão apresentados.

3.2 CONSIDERAÇÕES

Para o desenvolvimento matemático do conversor proposto serão consideradas as condições expressas pelas equações (3.01) à (3.06). O projeto do conversor será realizado considerando o momento de máxima transferência de energia, ou seja, no valor de pico da tensão de alimentação de entrada.

$$v(t) = V_p \sin(\omega t) \quad (3.01)$$

$$v_{c_{in1}}(t) = v_{c_{in2}}(t) = \frac{V_p}{2} \quad (3.02)$$

$$v_{L_B}(t) = L_B \frac{di_{L_B}(t)}{dt} \quad (3.03)$$

$$v_{L_L}(t) = L_L \frac{di_{L_L}(t)}{dt} \quad (3.04)$$

$$v_{C_{B1}}(t) = v_{C_{B2}}(t) = |v_B| \quad (3.05)$$

$$V_{LED} = r_{LED} I_{LED} + V_{LED_{on}} \quad (3.06)$$

3.3 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO EM REGIME PERMANENTE

Para demonstrar o princípio de funcionamento do conversor, as seguintes situações serão consideradas:

- A frequência de comutação f_s é muito maior que a frequência da rede f_{60Hz} . Assim, a tensão de entrada $v(t)$ e as tensões sobre os capacitores $v_{CB1}(t)$ e $v_{CB2}(t)$ serão consideradas constantes;
- As tensões sobre os capacitores C_{in1} e C_{in2} serão iguais à metade da tensão da fonte $v(t)$;
- As etapas serão apresentadas para o semi-ciclo positivo da rede;
- Os interruptores S_1 e S_2 são comandados de forma complementar com 180° de defasagem;
- A ponte retificadora de saída, juntamente com a carga, será considerada um diodo em série com uma tensão V_{LED} como apresentado nas Figuras 29 e 30.

Primeira etapa (t_0-t_1): Antes desta etapa, D_4 e D_{r11} estavam conduzindo e os indutores L_B e L_L fornecendo energia para C_{B2} e C_{B1} . Em t_0 , a corrente $i_{L_B}(t)$ torna-se igual a zero, o diodo D_4 bloqueia e D_1 passa a conduzir $i_{L_B}(t)$. Nesta etapa, a fonte $v(t)$, além de fornecer energia para L_B , juntamente com L_L também fornece energia para C_{B1} e para os LEDs. Esta etapa termina quando a corrente $i_{L_L}(t)$ torna-se igual a zero e D_{r11} bloqueia. A Figura 32 apresenta esta etapa de operação. (3.07) e (3.08) representam as principais equações desta etapa.

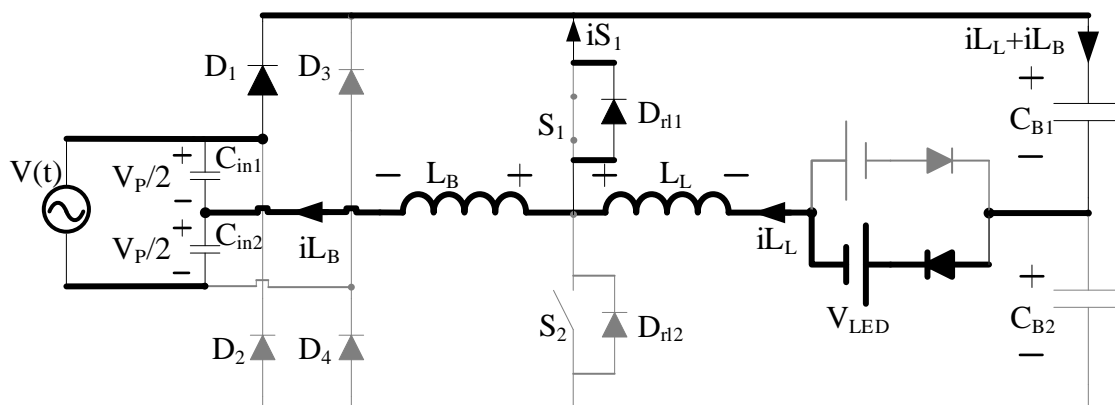


Figura 32: Primeira etapa de operação.

Fonte: Autoria própria.

$$v_{L_B}(t) = \frac{V_P}{2} \quad (3.07)$$

$$v_{L_L}(t) = V_{LED} + |v_B| \quad (3.08)$$

Segunda etapa (t_1-t_2): Em t_1 , S_1 entra em condução e assume a corrente de L_B que continua recebendo energia de $v(t)$ através da condução de D_1 . Nesta etapa, C_{B1} fornece energia para L_L e para os LEDs. Esta etapa termina quando S_1 é

comandado a bloquear e S_2 comandado a conduzir. A Figura 33 apresenta esta etapa de operação. (3.09) e (3.10) representam as principais equações desta etapa.

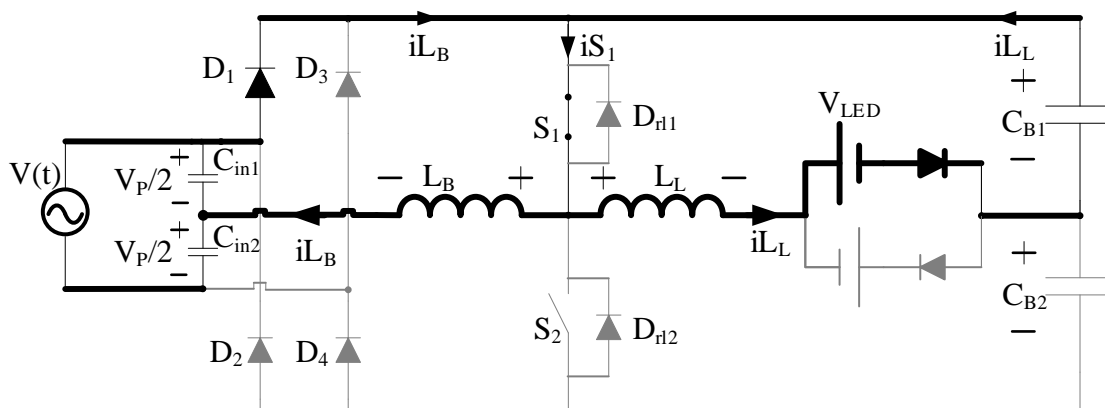


Figura 33: Segunda etapa de operação.
Fonte: Autoria própria.

$$v_{L_B}(t) = \frac{V_P}{2} \quad (3.09)$$

$$v_{L_L}(t) = |v_B| - V_{LED} \quad (3.10)$$

Terceira etapa (t_2-t_3): Em t_2 , S_1 é comandado a bloquear e D_{r12} passa a conduzir as correntes $i_{L_B}(t)$ e $i_{L_L}(t)$. Durante este intervalo, toda energia acumulada por L_B nas duas etapas anteriores é fornecida para C_{B1} e C_{B2} através da condução de D_1 . Parte da energia acumulada em L_L na etapa anterior é entregue à C_{B2} e aos LEDs. Esta etapa termina quando $i_{L_B}(t)$ torna-se igual a zero e D_1 bloqueia. A Figura 34 apresenta esta etapa de operação. (3.11) e (3.12) representam as principais equações desta etapa.

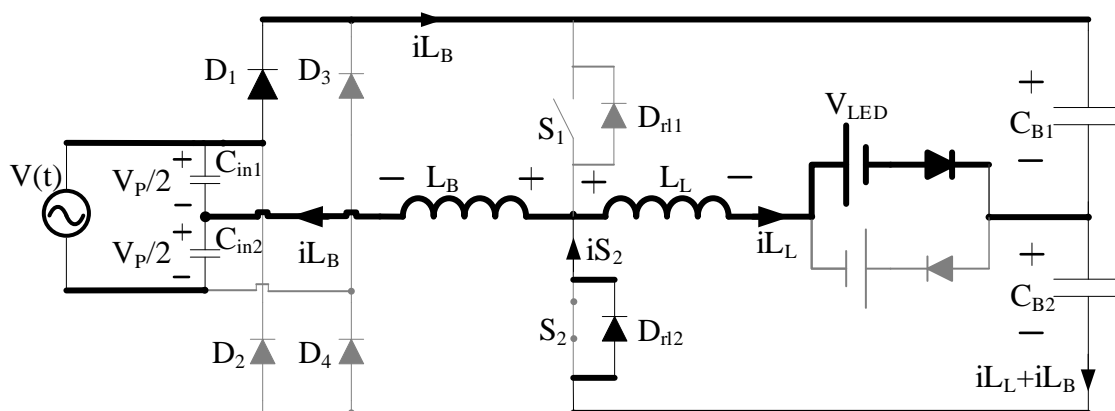


Figura 34: Terceira etapa de operação
Fonte: Autoria própria.

$$v_{L_B}(t) = \frac{V_P}{2} - 2|v_B| \quad (3.11)$$

$$v_{L_L}(t) = -V_{LED} - |v_B| \quad (3.12)$$

Quarta etapa (t_3-t_4): Em t_3 , a corrente $i_{L_B}(t)$ torna-se igual a zero, o diodo D_1 bloqueia e D_4 entra em condução permitindo que $v(t)$ forneça energia para L_B , como também, juntamente com L_L para C_{B2} e para os LEDs. Esta etapa termina quando a corrente $i_{L_L}(t)$ torna-se igual a zero e S_2 entra em condução. A Figura 35 apresenta esta etapa de operação. (3.13) e (3.14) representam as principais equações desta etapa.

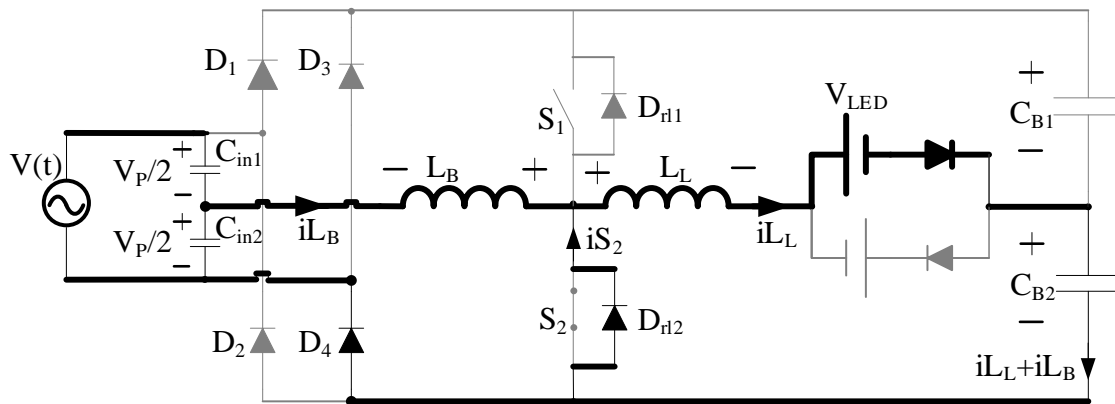


Figura 35: Quarta etapa de operação.
Fonte: Autoria própria.

$$v_{L_B}(t) = -\frac{V_P}{2} \quad (3.13)$$

$$v_{L_L}(t) = -V_{LED} - |v_B| \quad (3.14)$$

Quinta etapa (t_4-t_5): Em t_4 , S_2 entra em condução e assume a corrente de L_B que continua recebendo energia de $v(t)$ através da condução de D_4 . Nesta etapa, C_{B2} fornece energia para L_L e para os LEDs. Esta etapa termina quando S_2 é comandado a bloquear e S_1 comandado a conduzir. A Figura 36 apresenta esta etapa de operação. (3.15) e (3.16) representam as principais equações desta etapa.

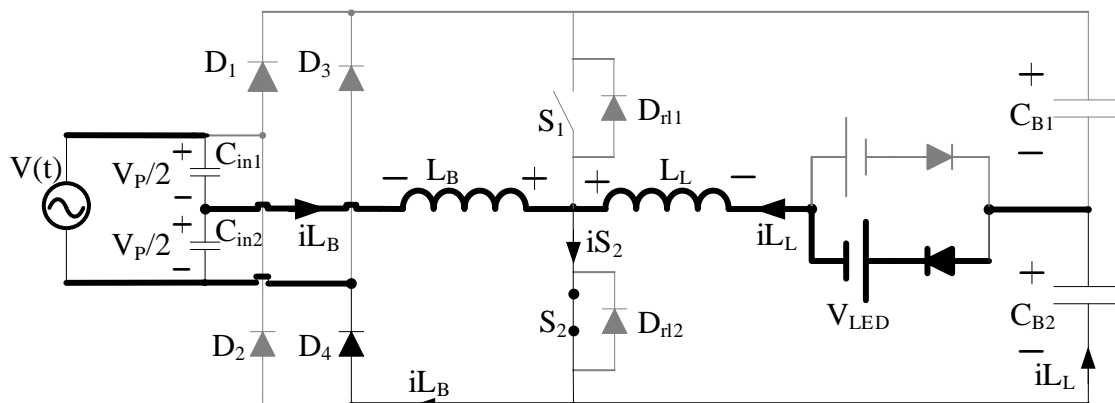


Figura 36: Quinta etapa de operação.
Fonte: Autoria própria.

$$v_{L_B}(t) = -\frac{V_P}{2} \quad (3.15)$$

$$v_{L_L}(t) = V_{LED} - |v_B| \quad (3.16)$$

Sexta etapa (t_5-t_6): Em t_5 , S_2 é comandado a bloquear e D_{r11} passa a conduzir as correntes $i_{L_B}(t)$ e $i_{L_L}(t)$. Durante este intervalo, toda energia acumulada por L_B nas duas etapas anteriores é fornecida para C_{B1} e C_{B2} através da condução de D_4 . Parte da energia acumulada em L_L na etapa anterior é entregue à C_{B1} e aos LEDs. Esta etapa termina quando $i_{L_B}(t)$ torna-se igual a zero e D_4 bloqueia. A Figura 37 apresenta esta etapa de operação. (3.17) e (3.18) representam as principais equações desta etapa.

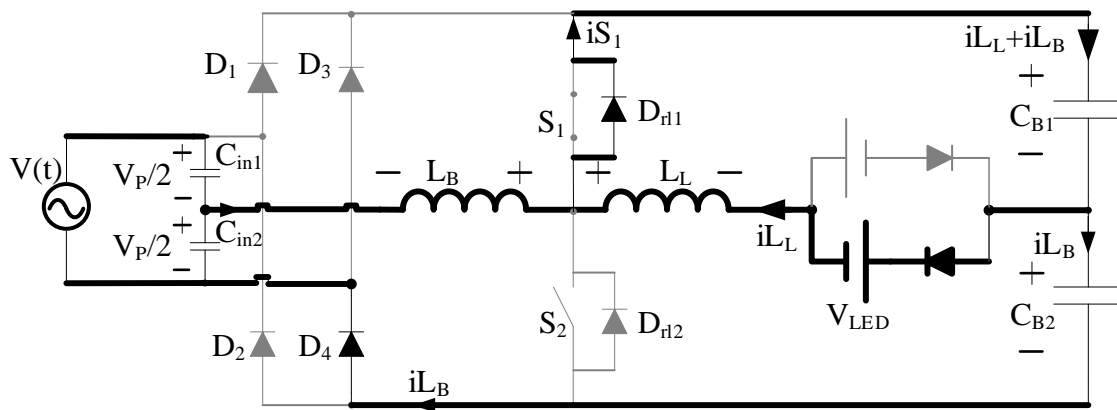


Figura 37: Sexta etapa de operação.
Fonte: Autoria própria.

$$v_{L_B}(t) = 2|v_B| - \frac{V_P}{2} \quad (3.17)$$

$$v_{L_L} = |v_B| + V_{LED} \quad (3.18)$$

3.4 FORMAS DE ONDA TEÓRICAS

A Figura 38 apresenta as formas de onda teóricas em regime permanente do conversor proposto.

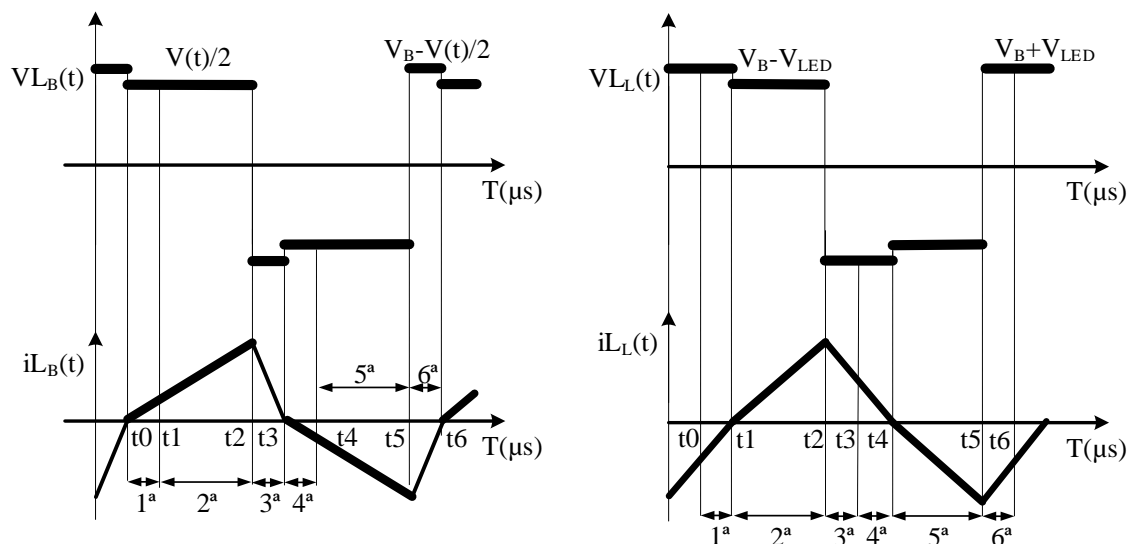


Figura 38: Formas de onda teóricas do conversor em regime permanente de operação. Fonte: Autoria própria.

3.5 ANÁLISE MATEMÁTICA

A análise matemática é realizada através da observação das etapas de operação, as quais representam o princípio de funcionamento do reator. Através da análise matemática, será possível definir os parâmetros principais do reator apresentado. Através das etapas de operação pode-se perceber que as correntes de L_B e L_L , não atingem zero ao mesmo tempo, porém essa defasagem entre os sinais é muito pequena e desta forma, pode-se considerar que ambas as correntes atingem zero no mesmo instante e com isso, reduzem para 4 as etapas de operação. A Figura 39 ilustra esta 4 etapas de operação. Através da Figura 39 pode-se observar que não há a necessidade de analisar todas as etapas, visto que algumas são repetitivas em termos de análise matemática e, desta forma, não tem influência nos resultados das grandezas que serão calculadas. Sendo assim, serão utilizadas somente as etapas que estão entre os tempos t_0 e t_2 . Neste intervalo, ocorre a variação de carga no indutor L_B , permitindo que as equações definidas nestas etapas determinem o seu valor. O projeto do conversor será realizado considerando o momento de máxima transferência de energia, ou seja, no valor de pico da tensão

de alimentação de entrada. Outro fator importante a ser lembrado, é a aproximação realizada com relação ao valor da tensão sobre os capacitores C_{in1} e C_{in2} . Supõe-se que estes capacitores apresentam valores elevados o suficiente para manter a tensão, sobre seus terminais, constante e igual a metade da tensão de entrada, durante um período de comutação.

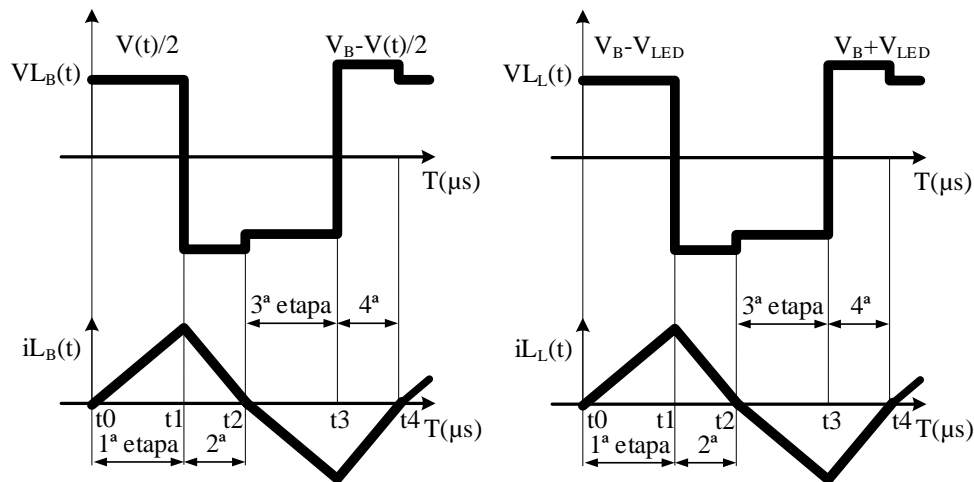


Figura 39: Formas de onda teóricas do conversor, considerando que as corrente i_{L_B} e i_{L_L} anulam-se no mesmo instante.

Fonte: Autoria própria.

3.5.1 Intervalo de t_0-t_1

Manipulando as equações (3.03) e (3.07) e integrando até a corrente de pico, obtém-se a primeira parcela da corrente de pico de L_B que é representada pela equação (3.19).

$$I_{L_{B_P}} = \frac{V_P}{2L_B} t_{1_B} \quad (3.19)$$

Onde:

- t_{1_B} é o instante para o intervalo de integração;
- V_P é a tensão de pico da entrada de energia.

Manipulando as equações (3.4) e (3.08) e integrando até a corrente de pico obtém-se a primeira parcela da corrente de pico de L_L que é representada pela equação (3.20).

$$I_{L_{L_P}} = \frac{|v_B| - V_{LED}}{L_L} t_{1_L} \quad (3.20)$$

Onde:

- t_{1_L} é o instante para o intervalo de integração;
- $|V_B|$ é a tensão sobre um dos capacitores de barramento C_{B1} e C_{B2} .

3.5.2 Intervalo de t_1 - t_2

Trabalhando-se com a equação (3.07) juntamente com (3.09) e sabendo que $t_{2B} = \frac{T_S}{2}$, obtêm-se a segunda parcela da corrente de pico de L_B que é representada pela equação (3.21).

$$I_{L_{BP}} = \frac{(4|v_B| - V_P)(T_S - 2t_{1B})}{4L_B} \quad (3.21)$$

Onde:

- T_S é período de comutação.

Trabalhando com a equação (3.08) juntamente com (3.10) e sabendo que $t_{2L} = \frac{T_S}{2}$, obtêm a segunda parcela da corrente de pico de L_L que é representada pela equação (3.22).

$$I_{L_{LP}} = \frac{(|v_B| + V_{LED})(T_S - 2t_{1L})}{2L_L} \quad (3.22)$$

Igualando as equações (3.19) e (3.21), encontra-se o instante de tempo t_{1B} para $I_{L_{BP}}$.

$$t_{1B} = \frac{(4|v_B| - V_P)T_S}{8|v_B|} \quad (3.23)$$

Igualando as equações (3.20) e (3.22), encontra-se o instante de tempo t_{1L} para $I_{L_{LP}}$.

$$t_{1L} = \frac{(|v_B| + V_{LED})T_S}{4|v_B|} \quad (3.24)$$

Considerando que cada capacitor C_{in1} e C_{in2} conduzem a metade da corrente $i_{L_B}(t)$, têm-se:

$$I_P = \frac{I_{L_{BP}}}{2} \quad (3.25)$$

$$I_{L_{BP}} = 2I_P \quad (3.26)$$

3.5.3 Cálculo da Corrente Média no Indutor L_B

Os cálculos apresentados na sequência, para se obter a corrente média em L_B , levam em consideração apenas o intervalo de $T_S/2$, pois como pode se observa na Figura 39, a corrente entregue a este indutor opera nos dois ciclos, desta forma

se considerado o intervalo de 0 a T_s , a corrente média é nula. As equações (3.27) e (3.28), apresentam estas considerações.

$$I_{L_{B_{AVG}}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s/2} I_{L_B}(t) dt \quad (3.27)$$

$$I_{L_{B_{AVG}}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} I_{L_B}(t) dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s/2} I_{L_B}(t) dt \quad (3.28)$$

Para o primeiro intervalo de integração de 0 a t_1 tem-se que $I_{L_B}(t) = \frac{I_{L_{Bp}}}{t_1} t$:

Então obtêm-se (3.29):

$$I_{L_{B_{AVG1}}} = \frac{I_{L_{Bp}} t_1}{2T_s} \quad (3.29)$$

Para o segundo intervalo de integração de t_1 a $T_s/2$ tem-se que $I_{L_B}(t) = \frac{I_{L_{Bp}}}{T_s - 2t_1} (-2t + T_s)$.

Então obtêm-se (3.30):

$$I_{L_{B_{AVG2}}} = \frac{I_{L_{Bp}} (T_s - 2t_1)}{4T_s} \quad (3.30)$$

Manipulando (3.29) e (3.30), obtêm-se a corrente média em L_B , que é representada pela equação (3.31).

$$I_{L_{B_{AVG}}} = \frac{I_{L_{Bp}}}{4} \quad (3.31)$$

A máxima potência média entregue por $v(t)$, na frequência de comutação f_s pode ser calculada por (3.32), ou seja:

$$P_{in} = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} V_p \cdot i(t) dt \quad (3.32)$$

Onde:

- P_{in} é a potência de entrada do conversor;
- I_p é o pico da corrente de entrada.

No entanto, considerando $f_s \gg f_{60Hz}$, tem-se que:

$$P_{in} = V_p I_{AVG} \quad (3.33)$$

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} \quad (3.34)$$

Onde:

- I_{AVG} é a corrente média fornecida pela rede na frequência de comutação;
- P_{out} é a potência média de saída do conversor, ou seja, a potência dos LEDs;
- η é a relação de potência de saída sobre a de entrada, que gera o rendimento da estrutura.

Igualando (3.33) com (3.34) se obtém (3.35):

$$I_{AVG} = \frac{P_{out}}{\eta V_P} \quad (3.35)$$

Sabendo que a potência de saída é a mesma entregue aos LEDs, então a equação (3.36), representa essa relação.

$$P_{out} = V_{LED} I_{LED} \quad (3.36)$$

Sabendo-se que a corrente instantânea fornecida pela fonte $v(t)$ possui o dobro da frequência de comutação f_s e que a corrente média da fonte de entrada é o dobro da corrente média do indutor L_B para a frequência de comutação, tem-se (3.37):

$$I_{L_{Bp}} = 8I_{AVG} \quad (3.37)$$

Manipulando (3.35) e (3.36) juntamente com (3.37), se obtém $I_{L_{Bp}}$, que é expressa por (3.38).

$$I_{L_{Bp}} = \frac{8P_{out}}{\eta V_P} \quad (3.38)$$

3.5.4 Cálculo de L_B

Manipulando-se as equações (3.20), (3.23) e (3.38), se obtém a equação (3.39), que se utiliza para o cálculo de L_B .

$$L_B = \frac{\eta(V_P)^2(4|v_B| - V_P)}{128|v_B|V_{LED}I_{LED}f_s} \quad (3.39)$$

Onde:

- f_s é a frequência de comutação entregue aos interruptores S_1 e S_2 .

3.5.5 Cálculo de L_L

Seguindo os passos utilizados para obter L_B , pode-se calcular L_L , porém considerando que a corrente média de $i_{L_L}(t)$ durante o intervalo t_0 à t_2 é igual à corrente dos LEDs (I_{LED}). Assim, obtêm-se as seguintes equações:

$$I_{LLAVG} = \frac{I_{LLp}}{2} \quad (3.40)$$

$$I_{LLAVG} = I_{LED} \quad (3.41)$$

$$I_{LLp} = 2I_{LED} \quad (3.42)$$

Manipulando as equações (3.20), (3.24) e (3.42), encontra-se o valor de L_L dado pela equação (3.43).

$$L_L = \frac{|v_B|^2 - (V_{LED})^2}{8I_{LED}|v_B|f_s} \quad (3.43)$$

3.5.6 Cálculo dos Capacitores C_{B1} e C_{B2}

Considerando que a energia entregue pelo capacitor C_{B1} de 0 a t_1 é igual a energia recebida entre t_3 e t_4 , em relação à L_L , toda a energia para manter V_B dependente somente de L_B . Logo, ao se obter a média de $i_{LB}(t)$ de t_1 a t_2 e de t_3 a t_4 na frequência de f_s e considerando que a média varia de 0 a π , pode-se obter a ondulação de V_B em função da média de $i_{LB}(t)$ em baixa frequência.

Para o cálculo de C_B se utiliza a análise da Figura 40, onde apresenta as formas de onda relacionadas aos capacitores C_B . Pode-se observar, através da Figura 40(a), que o valor máximo da ondulação da tensão sobre os capacitores Δv_{C_B} ocorre em $\pi/4$. Assim, sabendo que a corrente média dos capacitores C_B é igual ao dobro do valor médio da corrente $i_{LB}(t)$ do intervalo de t_1 a t_2 , ao obter I_{LBAVG} , determina-se I_{C_BAVG} .

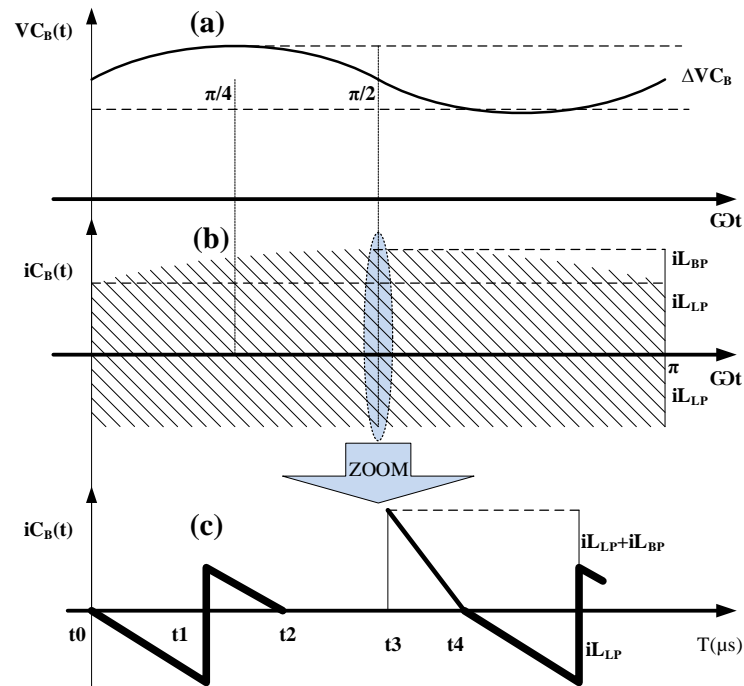


Figura 40: Formas de onda de tensão e de corrente dos capacitores C_B : (a) ondulação da tensão $v_B(t)$ em 120Hz; (b) corrente $i_{CB}(t)$ em 60Hz e (c) corrente $i_{CB}(t)$ na frequência de comutação fs.

Fonte: Autoria própria.

Tem-se que $i_c(t) = i_{L_B}(t) + i_{L_L}(t)$

Como $i_{L_B}(t)$ de t_1 a t_2 é igual à t_3 a t_4 , o capacitor C_B recebe 2 vezes o valor da corrente média de $i_{L_B}(t)$ de t_1 a t_2 .

Por (3.30) tem-se t_{1B} para $\frac{T_s}{2}$.

Sabendo que $I_{L_{B_{AVG2}}}$ varia senoidalmente de 0 a π , tem-se:

$$I_{L_{B_{AVG2}}} = \frac{I_{L_{Bp}}(T_s - 2t_{1B})}{2T_s} \sin(\omega t) \quad (3.44)$$

E então pode-se obter (3.45):

$$I_{L_{B\pi}}(t) = \frac{2P_{out}(T_s - 2t_{1B})}{\eta V_P T_s} \sin(\omega t) \quad (3.45)$$

Sabendo que a corrente média do capacitor C_B para $T_s/2$ é o dobro da corrente do indutor L_B , $I_{C_{B_{MED\pi}}}(t) = 2I_{L_{B\pi}}(t)$ tem-se:

$$I_{C_{B_{MED\pi}}}(t) = \frac{4P_{out}}{\eta V_P} \left(1 - \frac{2t_{1B}}{T_s}\right) \sin(\omega t) \quad (3.46)$$

Manipulando (3.23), se obtém (3.47):

$$\frac{t_{1B}}{T_s} = \frac{4|v_B| - V_P}{8|v_B|} \quad (3.47)$$

Substituindo (3.47) em (3.46) e integrando-se o resultado de 0 a $\pi/4$, tem-se (3.48):

Como $i_{C_B}(t) = C_B \frac{dv_C(t)}{dt}$, então:

$$C_{B1} = C_{B2} = \frac{0,58 P_{out}}{\eta 2\pi f_{60Hz} |v_B| \Delta v_{C_B}} \quad (3.48)$$

3.5.7 Cálculo de C_L

Para o cálculo do capacitor de saída C_L do retificador que alimenta os LEDs, é utilizado o circuito equivalente ao indutor L_L , o estágio de retificação e os LEDs, apresentados na Figura 41. Neste circuito, a saída do inversor é considerada uma fonte de corrente ideal $i_{L_L}(t)$.

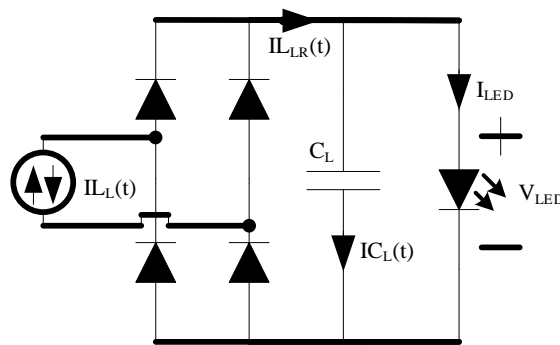
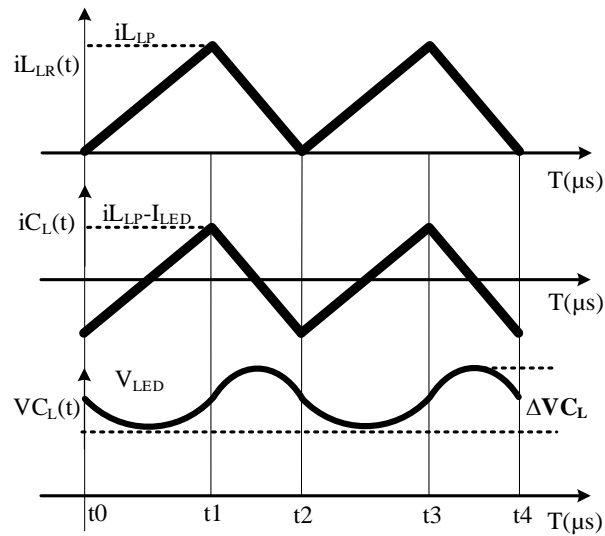


Figura 41: Circuito equivalente para cálculo do capacitor C_L .
Fonte: Autoria própria.

Através da Figura 42 é possível observar as formas de onda das correntes $i_{L_{LR}}(t)$, $i_{C_L}(t)$ e a ondulação da tensão do capacitor C_L , Δv_{C_L} .



**Figura 42: Formas de onda teóricas do circuito apresentado na Figura 41.
Fonte: Autoria própria.**

Sabendo que a corrente $i_{L_{LR}}(t)$ é igual a corrente $i_{L_L}(t)$ retificada, pode-se afirmar que:

$$i_{C_L}(t) = i_{L_{LP}}(t) - I_{LED} \quad (3.49)$$

Tem-se que $i_{L_{LP}} = i_{L_L}$ de 0 a t_2

E que:

$$i_{C_L}(t) = [i_{L_{LP}}(t) - I_{LED}] \left(\frac{2t - t_{1L}}{t_{1L}} \right) \quad (3.50)$$

Através da equação (3.51) é possível integrar a equação (3.46) de $t_1/2$ a t_1 , conforme a equação (3.52) e obter C_L apresentado na equação (3.53).

$$i_{C_L}(t) = C_L \frac{dv_{C_L}(t)}{dt} \quad (3.51)$$

$$C_L \int_{\Delta v_{C_L}}^0 dv_{C_L}(t) = \int_{t_{1L}/2}^{t_{1L}} [i_{L_{LP}}(t) - I_{LED}] \left(\frac{2t - t_{1L}}{t_{1L}} \right) dt \quad (3.52)$$

Sabendo que $i_{L_{LP}} = 2I_{LED}$, então:

$$C_L = \frac{I_{LED} (|v_B| + V_{LED})}{8|v_B|f_S \Delta v_{C_L}} \quad (3.53)$$

3.5.8 Cálculo da Corrente Eficaz no Indutor L_B

Para o cálculo da corrente eficaz que circula pelo indutor L_B , utiliza-se as equações (3.54) e (3.55). Como a corrente I_{L_B} aparece durante todo o período de

comutação, pode-se perceber que o intervalo de integração considerado é de 0 a $T_s/2$, porem esse intervalo é dobrado para facilitar a análise matemática.

$$I_{LB_{RMS}} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} I_{LB}(t)^2 dt} \quad (3.54)$$

$$I_{LB_{RMS}} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \left(\int_0^{t_1} I_{LB}(t)^2 dt + \int_{t_1}^{T_s/2} I_{LB}(t)^2 dt \right)} \quad (3.55)$$

Para o primeiro intervalo de integração de 0 à t_1 tem-se que $I_{LB}(t) = \frac{I_{LBp}}{t_1} t$:

Então:

$$I_{LB_{RMS1}} = \frac{2I_{LBp}^2 t_1}{3T_s} \quad (3.56)$$

Para o segundo intervalo de integração de t_1 à $T_s/2$ tem-se que $I_{LB}(t) = \frac{I_{LBp}}{T_s - 2t_1} (-2t + T_s)$.

Então:

$$I_{LB_{RMS2}} = \frac{I_{LBp}^2 (T_s - 2t_1)}{3T_s} \quad (3.57)$$

Manipulando (3.56) e (3.57), juntamente com (3.38) se obtém a corrente eficaz em L_B , que é representada pela equação (3.58).

$$I_{LB_{RMS}} = \frac{8V_{LED}I_{LED}}{V_P\sqrt{3}\eta} \quad (3.58)$$

3.5.9 Fator de Potência

A equação (3.59) representa o pico da corrente de entrada de alimentação do sistema.

$$I_P = \frac{I_{LBp}}{2} \quad (3.59)$$

Substituindo (3.01) em (3.59), obtém-se a equação (3.60), que descreve o comportamento da corrente de entrada para todo o período da rede elétrica que alimenta o conversor.

$$I_p(t) = \frac{I_{LBP}}{2} \sin(\omega t) \quad (3.60)$$

Conhecendo as equações que descrevem a tensão e a corrente na entrada do circuito, é possível calcular a potência real fornecida pela rede elétrica ao circuito eletrônico, representada pela equação (3.61).

$$P_{in} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (v(t) \cdot I_p(t)) \cdot d(\omega t) \quad (3.61)$$

Resolvendo a equação (3.61), com os valores indicados pelas equações (3.01) e (3.60), obtêm-se a expressão que representa a potência real aplicada ao conversor (DO, 2003 e DUMS, 2005).

$$P_{in} = \frac{V_P I_{LBP}}{4} \quad (3.62)$$

Por fim, para provar que com um projeto adequado do filtro de entrada, alto fator de potência pode ser conseguido, a equação (3.64) mostra que, se desconsiderada a ondulação da corrente de entrada no dobro da frequência de comutação o fator de potência é unitário, ou seja, não existe defasagem entre a tensão e a corrente, nem distorção harmônica da corrente (DUMS, 2005). Para isso, procede-se o equacionamento a partir do conceito de fator de potência, ou seja, a razão entre a potência real e a potência aparente (3.63).

$$FP = \frac{P_{in}}{v(t)_{RMS} \cdot i(t)_{RMS}} \quad (3.63)$$

Substituindo (3.38) em (3.62), chega-se na equação (3.34) e obtendo o módulo dos valores de tensão de entrada (3.01) e de corrente de entrada (3.60), e passando estes para valores eficazes, tem-se a equação para o cálculo do fator de potência cujo resultado é unitário (DO, 2003 e DUMS, 2005).

$$FP = \frac{\frac{P_{out}}{\eta}}{\frac{V_P}{\sqrt{2}} \cdot \frac{2P_{out}}{\eta\sqrt{2}V_P}} = 1 \quad (3.64)$$

3.5.10 Corrente Média e Eficaz nos Interruptores

Nesta secção é apresentada uma metodologia para o cálculo da corrente média e eficaz dos interruptores, buscando desta forma dimensionamento dos interruptores.

Através da análise das etapas de operação e da Figura 43 é possível observar que a corrente i_S é composta pela soma das correntes i_{L_B} e i_{L_L} , a equação (3.65) representa essa expressão matemática.

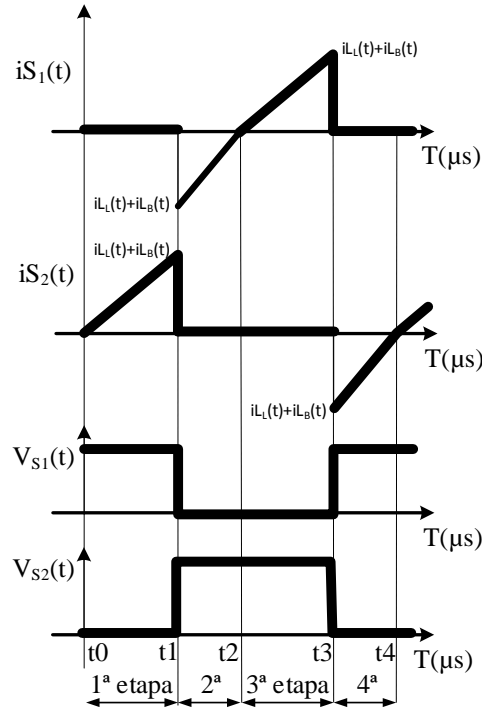


Figura 43: Formas de onda teóricas das tensões e das correntes dos interruptores.
Fonte: Autoria própria.

$$i_S = i_{L_B} + i_{L_L} \quad (3.65)$$

Para o cálculo da corrente média que circula pela interruptor, integra-se a equação (3.65), como é demonstrado pelas equações (3.66) e (3.67).

$$i_{S_{AVG}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s/4} [I_{L_B}(t) + I_{L_L}(t)] dt \quad (3.66)$$

$$i_{S_{AVG}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s/4} I_{L_B}(t) dt + \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s/4} I_{L_L}(t) dt \quad (3.67)$$

Para o intervalo de integração de 0 à $T_s/4$ tem-se que $I_{L_B}(t) = \frac{I_{L_Bp}}{T_s/4} t$ e $I_{L_L}(t) = \frac{I_{L_Lp}}{T_s/4} t$, e sabendo que as equações (3.38) e (3.42) representam as correntes de pico de L_B e L_L , obtém a equação (3.68).

$$i_{S_{AVG}} = \frac{I_{LED}(8V_{LED} + 2)}{V_p 8\eta} \quad (3.68)$$

Para calcular a corrente eficaz do interruptor a equação (3.65) é utilizada. Assim as equações (3.69) e (3.70) apresentam a corrente eficaz para os intervalos de integração.

$$i_{S_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s/4} [I_{L_B}(t) + I_{L_L}(t)]^2 dt} \quad (3.69)$$

Para o intervalo de integração de 0 à $T_s/4$ tem-se os mesmos intervalos apresentados para a corrente média. Sabendo que as equações (3.38) e (3.42) representam as correntes de pico de L_B e L_L , obtém-se a equação (3.70).

$$i_{S_{RMS}} = \frac{I_{LED}(8V_{LED} + 2\eta V_P)}{2\sqrt{3}\eta V_P} \quad (3.70)$$

3.5.11 Corrente Média e Eficaz nos Diodos da Ponte Retificadora de Entrada

A corrente que circula em cada diodo é a mesma que circula pelo indutor L_B , durante o semi-ciclo que o diodo estiver operando. Assim, conhecendo a corrente média e a corrente eficaz em cada indutor na frequência de comutação, o valor da corrente eficaz e da corrente média em cada diodo para a máxima transferência de potência é facilmente obtido.

A corrente eficaz que cada diodo conduz pode ser obtida pela relação (3.72).

$$i_{D_{RMS}} = \frac{i_{L_B_{RMS}}}{2\sqrt{2}} \quad (3.72)$$

Substituindo (3.58) em (3.72), obtém-se:

$$i_{D_{RMS}} = \frac{4V_{LED}I_{LED}}{V_P\sqrt{6}\eta} \quad (3.73)$$

Para a corrente média entregue aos diodos da ponte retificadora, pode-se utilizar a equação (3.73), juntamente com a equação (3.74), que representa a equação da corrente média para um retificador meia onda operando em baixa frequência. Desta forma obtém-se (3.75).

$$i_{D_{AVG}} = \frac{i_{D_{RMS}} \cdot \sqrt{2}}{2\pi} \quad (3.74)$$

$$i_{D_{AVG}} = \frac{4V_{LED}I_{LED} \cdot \sqrt{2}}{\eta V_P \pi \sqrt{6}} \quad (3.75)$$

3.5.12 Corrente Média e Eficaz nos Diodos da Ponte Retificadora dos LEDs

Os diodos conectados entre o indutor L_L e os capacitores de barramento devem suportar os mesmo níveis de corrente de pico imposto ao indutor L_L , porém no caso da corrente média e eficaz deve-se resolver de forma algébrica.

Como um diodo processa metade da corrente média de L_L , e tem-se a equação (3.41), obtêm-se a equação (3.76).

$$i_{DC_{AVG}} = \frac{I_{LED}}{2} \quad (3.76)$$

As equações (3.77) e (3.78) representam o intervalo de integração que deve ser satisfeito para o calculo da corrente eficaz aplicada no indutor L_L .

$$I_{LL_{RMS}} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} I_{LL}(t)^2 dt} \quad (3.77)$$

$$I_{LL_{RMS}} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \left(\int_0^{t_1} I_{LL}(t)^2 dt + \int_{t_1}^{T_s/2} I_{LL}(t)^2 dt \right)} \quad (3.78)$$

Para o primeiro intervalo de integração de 0 à t_1 tem-se que $I_{LL}(t) = \frac{I_{LLp}}{t_1} t$:

Então obtêm-se (3.79):

$$I_{LL_{RMS1}} = \frac{2I_{LLp}^2 t_1}{3T_s} \quad (3.79)$$

Para o segundo intervalo de integração de t_1 à $T_s/2$ tem-se que

$$I_{LL}(t) = \frac{I_{LLp}}{T_s - 2t_1} (-2t + T_s).$$

Então obtêm-se (3.80):

$$I_{LL_{RMS2}} = \frac{I_{LLp}^2 (T_s - 2t_1)}{3T_s} \quad (3.80)$$

Manipulando (3.79) e (3.80), juntamente com (3.42) se obtém a corrente eficaz em L_L , que é representada pela equação (3.81).

$$I_{LL_{RMS}} = \frac{2I_{LED}}{\sqrt{3}} \quad (3.81)$$

Conhecendo os intervalos de integração apresentados pela equação (3.78), para a corrente eficaz aplicada ao indutor L_L e sabendo que os diodos processam a

energia de L_L no intervalo de 0 à $T_s/2$, chega-se na equação (3.82) para a corrente eficaz aplicada a esses diodos.

$$i_{DC_{RMS}} = \frac{2I_{LED}}{\sqrt{6}} \quad (3.82)$$

3.5.13 Cálculo dos Capacitores C_{in1} e C_{in2}

Os capacitores C_{in1} e C_{in2} operam com metade da tensão entregue pela rede elétrica, pois estão posicionados como um divisor de tensão na entrada do conversor. Desta forma para ocorrer o equilíbrio de carga entre eles, seus valores de capacitâncias são iguais. Para se obter o cálculo dos capacitores de entrada C_{in1} e C_{in2} , se utiliza a equação (3.83) apresentada por (DUMS, J. F, 2005).

$$C_{in1} = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 \alpha^2 L_B} \quad (3.83)$$

Onde α representa uma relação entre a frequência de ressonância dos capacitores C_{in1} e C_{in2} em relação ao indutor L_B e a frequência de comutação do circuito, onde originalmente remete a equação (3.84).

$$\alpha = \frac{1}{2\pi f_s \sqrt{C_{in1} L_B}} \quad (3.84)$$

De acordo com (DUMS, J. F, 2005), para topologias de estágio único se $\alpha=0,3$, obtém-se tensão de barramento elevada o suficiente para que o fator de potência seja próximo da unidade.

Pode-se observar que a equação (3.83) é dependente de L_B , porém aplicando a equação (3.39) juntamente com (3.83), pode-se obter uma equação não mais dependente de L_B , representada pela equação (3.85).

$$C_{in1} = \frac{128|v_B|V_{LED}I_{LED}f_s}{4\pi^2 f_s^2 \alpha^2 \eta [V_p]^2 (4|v_B| - V_p)} \quad (3.85)$$

3.5.14 Cálculo dos Capacitores de Comutação Suave

Uma das razões da redução do rendimento final da estrutura é devido a comutação dos interruptores eletrônicos. Desta forma é necessário algum tipo de comutação suave para reduzir as perdas. Como a corrente que circula pelos interruptores é atrasada em relação à tensão, a melhor opção para redução de perdas é a técnica de comutação suave por tensão nula ZVS (*Zero Voltage*

Switching), onde são adicionados pequenos capacitores em paralelo aos interruptores.

O cálculo do capacitor de comutação suave deve ser feito considerando um tempo para a realização da transição de tensão inferior ao tempo morto, previsto na operação do conversor. Este cálculo pode ser obtido através do trabalho de (DUMS, J. F, 2005)

3.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA 127 V E 220 V COM FREQUÊNCIA FIXA

Para consolidar a metodologia proposta, visto que todos os parâmetros que constituem o conversor estudado já podem ser determinados através das equações obtidas nas seções anteriores, são apresentados a seguir os resultados de simulação.

3.6.1 Resultado simulado para 127 V e 220 V

As especificações de projeto do reator proposto são apresentadas a seguir na Tabela 3.

Tabela 3: Dados de projeto do conversor *interleaved* com conexão direta do indutor LB com os dois capacitores Cin1, Cin2 e o estágio inversor em 127 V.

Parâmetros	127 V Valor	220 V Valor
V_p	180 V	311 V
f_s	45 kHz	35 kHz
$ V_B $	120 V	175 V
I_{LED}	1 A	1 A
V_{LED}	45 V	45 V
P_{out}	45 W	45 W
Δv_{C_B}	0,1 $ V_B $	0,1 $ V_B $
Δv_{C_L}	0,05 V_{LED}	0,05 V_{LED}
η	90 %	90 %
f_{120Hz}	120 Hz	120 Hz

Fonte: Autoria própria.

A Tabela 4 apresenta os valores dos parâmetros utilizados no conversor. Utilizando as equações (3.39), (3.43), (3.48) e (3.53), encontra-se os valores de L_B , L_L , C_{B1} e C_L .

Tabela 4: Valores calculados dos parâmetros que compõe o conversor com conexão direta do indutor L_B com os dois capacitores C_{in1} , C_{in2} e o estágio inversor em 127 V e 220 V.

Parâmetros	127 V Valor	220 V Valor
L_f	1,1 mH	1,42 mH
C_{in1} e C_{in2}	470 nF	220 nF
S_1 e S_2	IRF840	IRF840
L_B	287 μ H	960 μ H
C_{B1} e C_{B2}	56 μ F	25 μ F
L_L	286 μ H	583 μ H
C_L	1,8 μ F	2 μ F

Fonte: Autoria própria.

Como pode-se observar através da Figura 38 a corrente dos indutores L_B e L_L não são triangulares simétricas e é desconsiderada sua variação senoidal na frequência da rede e, desta forma, deve ser feito ajustes no valor calculado do indutor L_B ou na frequência de comutação. Então optou-se por adequar o indutor, para fornecer a energia suficiente para manter a saída nos valores pretendidos. Portanto, o valor adequado do indutor L_B para o sistema fica em torno de 330 μ H para 127 V e 1,12 mH para 220 V, gerando uma diferença de aproximadamente 16% entre o valor calculado e utilizado em simulação.

A Figura 44 apresenta o circuito do reator simulado utilizando pulsos de comando para os interruptores com frequência fixa. Observa-se que, para representar os LEDs é utilizado o modelo apresentado pela Figura 12. Através da simulação, espera-se que os resultados encontrados validem a metodologia de projeto aplicada.

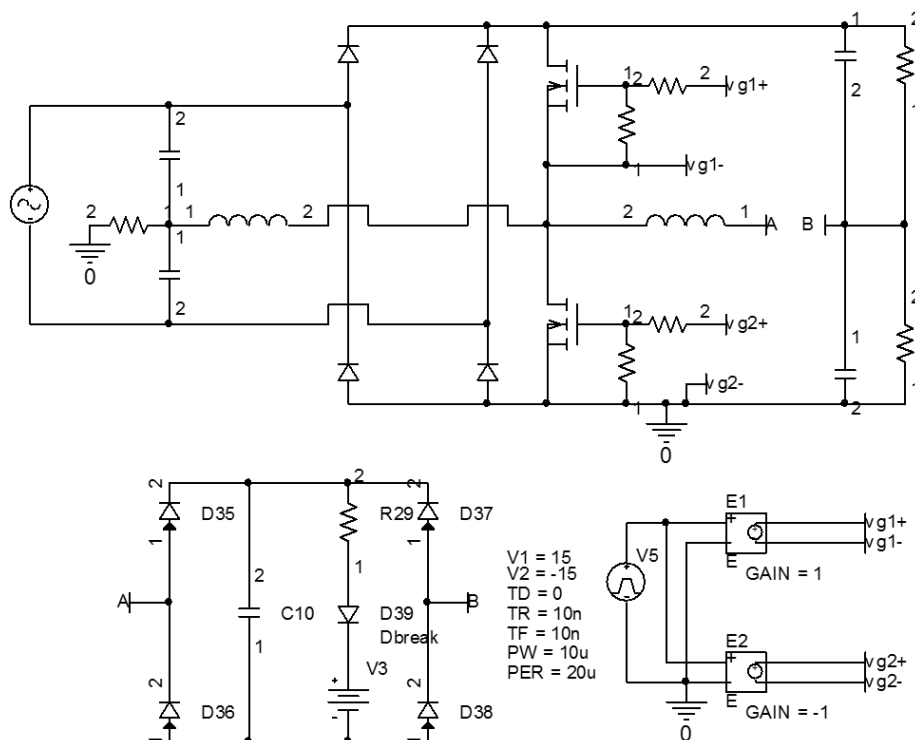


Figura 44: Modelo de simulação computacional do reator eletrônico com conexão direta do indutor LB com os dois capacitores Cin1, Cin2 e o estágio inversor modificado para acionar LEDs de potência operando em 127 V e 220 V.

Fonte: Autoria própria.

A Figura 45 apresenta a tensão e a corrente fornecidas pela fonte de alimentação de entrada em 127 V e 220 V. A TDH (taxa de distorção harmônica) da corrente para 127 V é igual a 11%, e para 220 V a THD é igual a 15%, sendo que em nenhum dos dois casos as harmônicas individuais ultrapassam os limites da IEC 61000-3-2 para aplicações Classe C. Pode-se observar que a corrente de entrada possui forma senoidal, possui baixa THD e esta em fase com a tensão de entrada, logo o fator de potência é elevado.

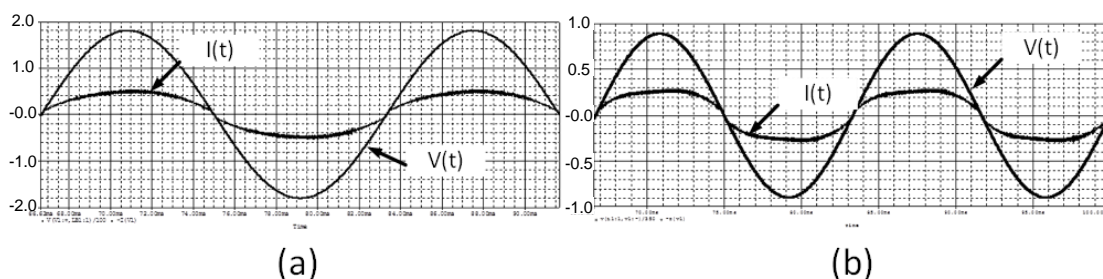


Figura 45: Tensão e corrente de entrada fornecidas pela rede. (a) 127 V, (b) 220 V.

Fonte: Autoria própria.

A Figura 46 (a) e Figura 46 (b) apresentam as correntes no indutor L_B em baixa frequência, para 127 V e 220 V e a Figura 46 (c) e Figura 46 (d) as correntes no indutor L_B em alta frequência.

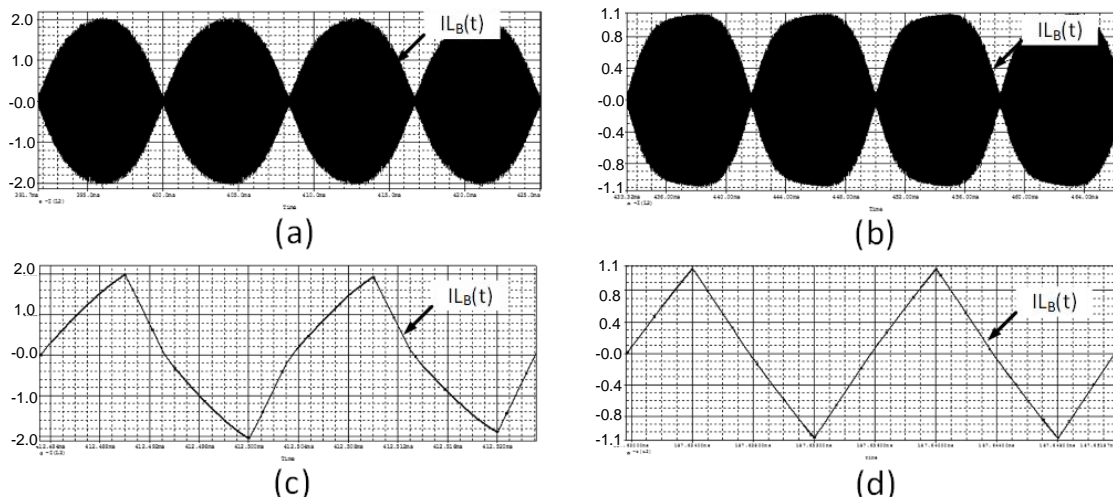


Figura 46: Correntes no indutor L_B : (a) e (b) em baixa frequência, (c) e (d) em alta frequência. Fonte: Autoria própria.

A Figura 47(a) e Figura 47(b) apresentam a envoltória da corrente no indutor L_L em baixa frequência e a Figura 47(c) e Figura 47(d) em alta frequência, para 127 V e 220 V. Em ambos os casos a corrente de pico é em torno de 2 A.

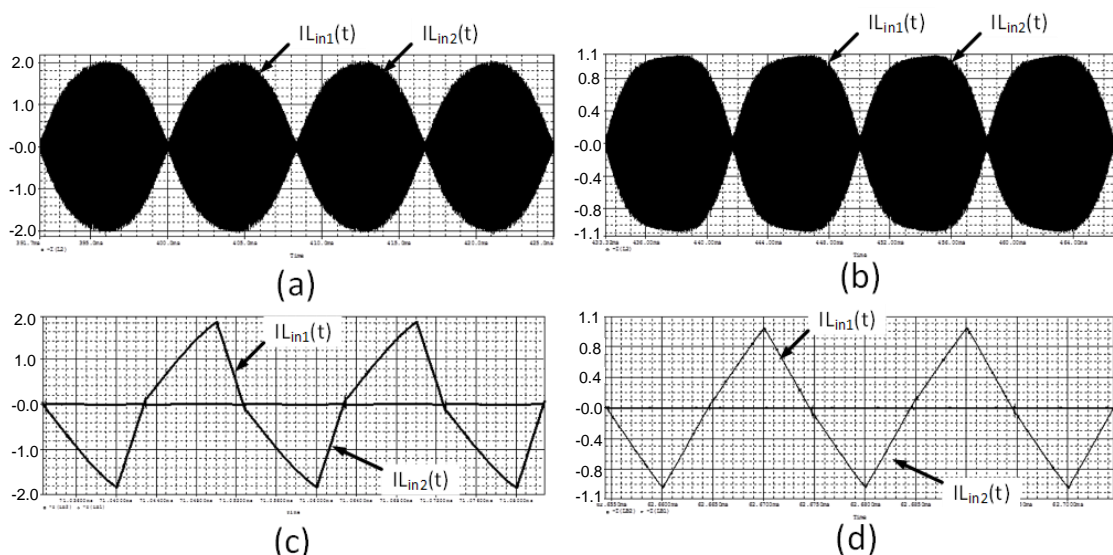


Figura 47: Corrente do indutores L_L : (a) corrente i_{L_L} em baixa frequência operando em 127 V, (b) corrente i_{L_L} em baixa frequência operando em 220 V, (c) corrente i_{L_L} em alta frequência operando em 127 V, (d) corrente i_{L_L} em alta frequência operando em 220 V. Fonte: Autoria própria.

A Figura 48 (a) e Figura 48 (b), apresentam a corrente entregue aos LEDs em 127 V e 220 V. As correntes possuem 10% de ondulação e suas correntes médias são de 1 A.

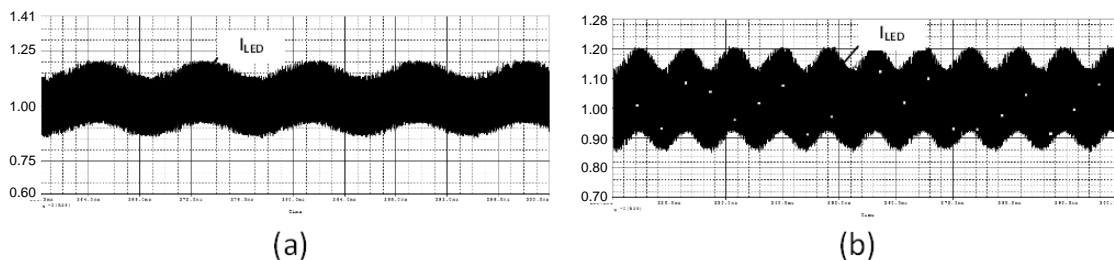


Figura 48: Corrente entregue aos LEDs, (a) 127 V e (b) 220 V.
Fonte: Autoria própria.

A Figura 49 (a) e Figura 49 (b), apresentam a tensão entregue aos LEDs, os valores médios são de 45V com ondulações aproximadamente de 5%.

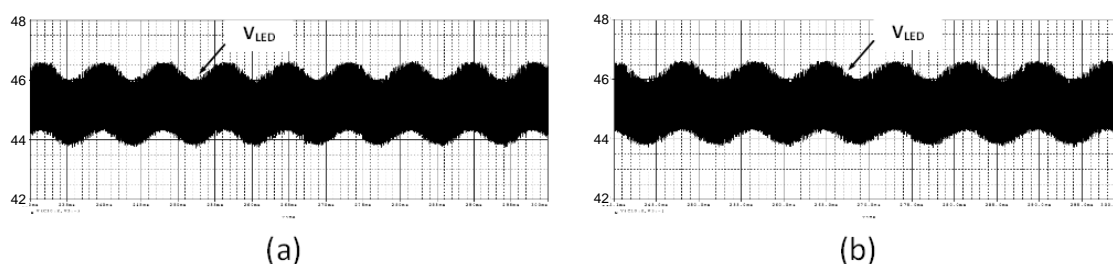


Figura 49: Tensão entregue aos LEDs, (a) 127 V e (b) 220 V.
Fonte: Autoria própria.

A Figura 50(a) e Figura 50(b), apresentam as tensões e correntes em um dos interruptores em 127 V e 220 V respectivamente. A comutação dos interruptores é suave e que o valor médio da tensão dos capacitores C_{B1} e C_{B2} operando em 127 V é de 120V e em 220 V é 170 V.

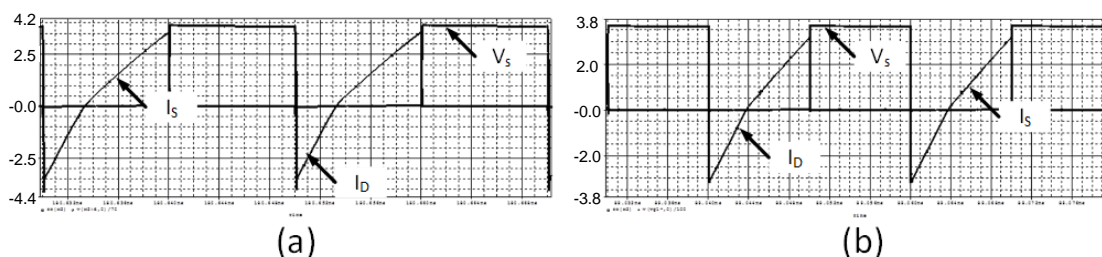


Figura 50: Tensão e corrente sobre um dos interruptores eletrônicos, na frequência de comutação. (a) 127 V, (b) 220 V.
Fonte: Autoria própria.

A Figura 51, apresenta o detalhe da comutação suave em um dos interruptores em 127 V e 220 V. Pode-se perceber através da Figura 51 que no momento em que a corrente que circula pelo interruptor eletrônico está próxima de atingir o valor zero, uma pequena corrente surge neste instante, isso ocorre devido a existência de uma capacitância intrínseca no interruptor eletrônico.

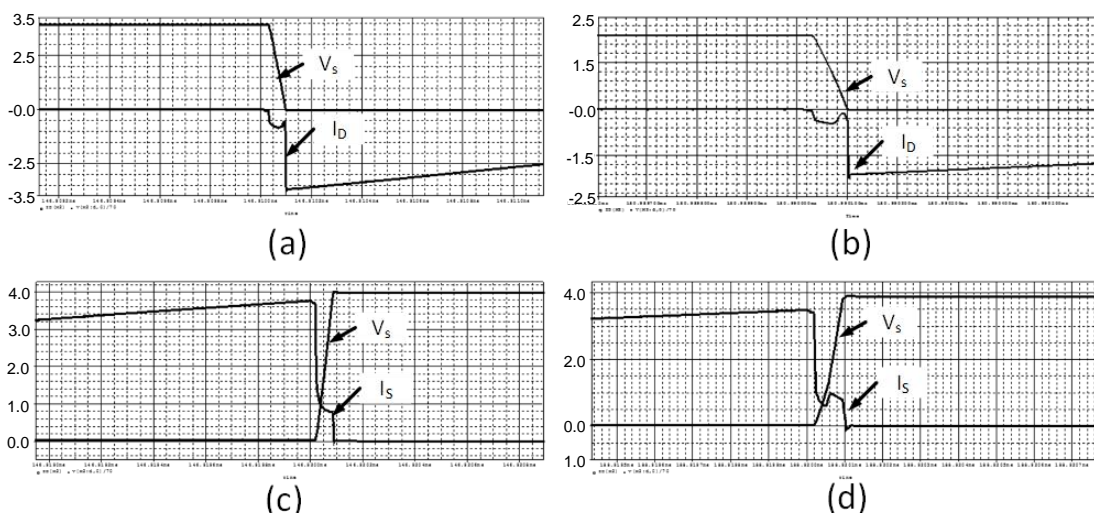


Figura 51: Detalhe da comutação suave: (a) entrada de condução em 127 V; (b) entrada de condução em 220 V; (c) bloqueio do interruptor em 127 V; (d) bloqueio do interruptor em 220 V. Fonte: Autoria própria.

A Figura 52 (a) e Figura 52 (b) apresentam as tensões de barramento CC do conversor operando em 127 V e 220 V. Pode-se observar que, a tensão de barramento é a soma das tensões dos capacitores C_{B1} e C_{B2} . Assim como projetado é possível verificar que em 127 V a tensão de barramento se encontra em 240 V e, operando em 220 V, a tensão de barramento é em torno de 340 V.

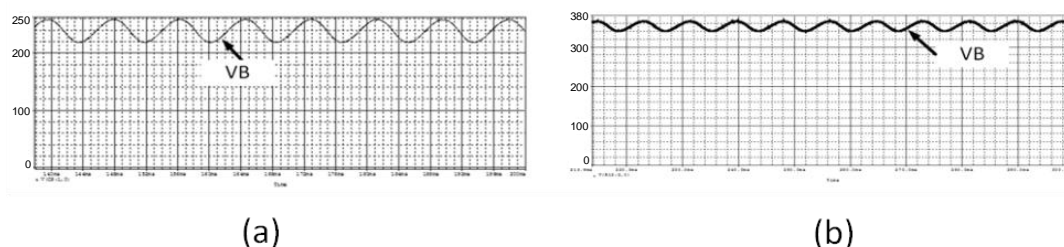


Figura 52: Tensão de barramento CC em regime permanente. (a) 127 V, (b) 220 V. Fonte: Autoria própria.

Para validar os cálculos apresentados a Tabela 5 apresenta uma comparação dos valores de pico e eficazes nos indutores L_B e L_L e nos diodos da ponte retificadora de entrada e nos diodos da ponte retificadora de saída, calculados e simulados computacionalmente. Através da Tabela 5 é possível verificar que os valores calculados e simulados são muito próximos, com exceção das correntes em L_B , isso ocorre pelo fato de que a metodologia adotada é em relação a máxima transferência de energia, desta forma descartando sua variação senoidal na frequência da rede.

Tabela 5: Comparação de valores simulados e calculados para o conversor eletrônico com indutor série operando em 127 V e 220 V.

Parâmetros	127 V	127 V	220 V	220 V
	Simulado	Calculado	Simulado	Calculado
i_{LB_P}	2 A	2,222 A	1,16 A	1,286 A
i_{LB_RMS}	916 mA	1,283 A	518 mA	742 mA
i_{LL_P}	2,1 A	2 A	2,09 A	2 A
i_{LL_RMS}	1,17 A	1,155 A	1,155 A	1,155 A
i_{D_P}	2 A	2,222 A	1,16 A	1,286 A
i_{D_RMS}	460 mA	454 mA	261 mA	263 mA
i_{DC_P}	2,1 A	2,222 A	2,09 A	2A
i_{DC_RMS}	835 mA	816 mA	817 mA	816 mA

Fonte: Autoria própria.

3.7 CONCLUSÃO

Uma nova topologia de reator eletrônico com estágio integrado e elevado fator de potência para LEDs de potência foi apresentada. Através das etapas de operação foi possível obter as principais formas de ondas teóricas bem como realizar a análise matemática do conversor. Com a análise matemática, foi possível apresentar todas as equações que determinam os parâmetros que constituem o mesmo. Resultados de simulação comprovaram a metodologia de projeto apresentada. Como destaque desta topologia, pode-se citar os pequenos valores dos capacitores do barramento CC.

CAPÍTULO 4 - REATOR ELETRÔNICO DE ESTÁGIO ÚNICO USANDO INDUTORES DE ENTRADA ACOPLADOS E SEM CAPACITORES ELETROLÍTICOS

4.1 INTRODUÇÃO

A topologia proposta na Figura 28 apresenta características de funcionamento semelhantes ao conversor apresentado no capítulo anterior. Neste sentido, muitos dos conceitos já apresentados são repetidos neste capítulo. Conforme já discutido anteriormente, a utilização de indutores acoplado na entrada da ponte retificadora apresentam a vantagem da redução do volume do núcleo projetado. Sendo assim, este capítulo tem como principal objetivo comprovar a metodologia dos parâmetros que constituem a topologia proposta.

4.2 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Para o desenvolvimento matemático do conversor proposto serão consideradas as condições expressas pelas equações que se seguem:

- O projeto do conversor será realizado considerando o momento de máxima transferência de energia, ou seja, no valor de pico da tensão de alimentação de entrada. Desta forma a equação (4.01), (4.02), (4.03), (4.04), (4.05) e (4.06), representam essa condição.

$$v(t) = V_p \sin(\omega t) \quad (4.01)$$

$$v_{c_{in1}}(t) = v_{c_{in2}}(t) = \frac{v(t)}{2} \quad (4.02)$$

$$v_{L_{in1}}(t) = L_{in1} \frac{di_{L_{in1}}(t)}{dt} = v_{L_{in2}}(t) = L_{in2} \frac{di_{L_{in2}}(t)}{dt} \quad (4.03)$$

$$v_{L_L}(t) = L_L \frac{di_{L_L}(t)}{dt} \quad (4.04)$$

$$v_{C_{B1}}(t) = v_{C_{B2}}(t) = |v_B| \quad (4.05)$$

$$V_{LED} = r_{LED} I_{LED} + V_{LED_{on}} \quad (4.06)$$

4.3 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO EM REGIME PERMANENTE

Para demonstrar o princípio de funcionamento do conversor, as seguintes situações serão consideradas:

- A frequência de comutação f_s é muito maior que a frequência da rede f_{60Hz} . Assim, a tensão de entrada $v(t)$ e as tensões sobre os capacitores $v_{CB1}(t)$ e $v_{CB2}(t)$ serão consideradas constantes;
- As tensões sobre os capacitores C_{in1} e C_{in2} serão iguais à metade da tensão da fonte $v(t)$;
- As etapas serão apresentadas para o semi-ciclo positivo da rede;
- Os interruptores S_1 e S_2 são comandados de forma complementar com 180° de defasagem;
- A ponte retificadora de saída, juntamente com a carga, será considerada um diodo em série com uma tensão V_{LED} .

Primeira etapa (t_0-t_1): Antes desta etapa, D_4 e D_{r11} estavam conduzindo e os indutores L_{in2} e L_L fornecendo energia para C_{B2} e C_{B1} . Em t_0 , a corrente $i_{L_{in2}}(t)$ torna-se igual a zero, o diodo D_4 bloqueia e D_1 passa a conduzir $i_{L_{in1}}(t)$. Nesta etapa, a fonte $v(t)$, além de fornecer energia para L_{in1} , juntamente com L_L também fornece energia para C_{B1} e para os LEDs. Esta etapa termina quando a corrente $i_{L_L}(t)$ torna-se igual a zero e D_{r11} bloqueia. A Figura 53 apresenta esta etapa de operação. As equações (4.07) e (4.08) representam essas etapas de operação.

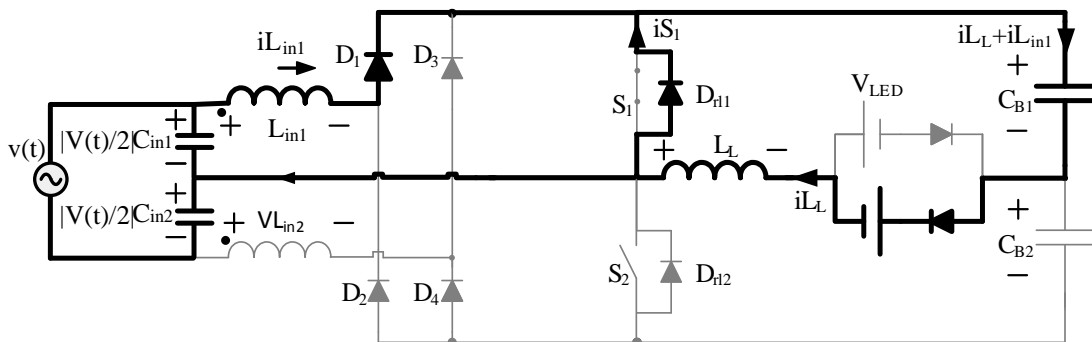


Figura 53: Primeira etapa de operação.
Fonte: Autoria própria.

$$v_{L_{in1}}(t) = \frac{V_P}{2} \quad (4.07)$$

$$v_{L_L}(t) = V_{LED} + |v_B| \quad (4.08)$$

Segunda etapa (t_1-t_2): Em t_1 , S_1 entra em condução e assume a corrente de L_{in2} que continua recebendo energia de $v(t)$ através da condução de D_1 . Nesta

etapa, C_{B1} fornece energia para L_L e para os LEDs. Esta etapa termina quando S_1 é comandado a bloquear e S_2 comandado a conduzir. As equações (4.09) e (4.10) representam essas etapas de operação.

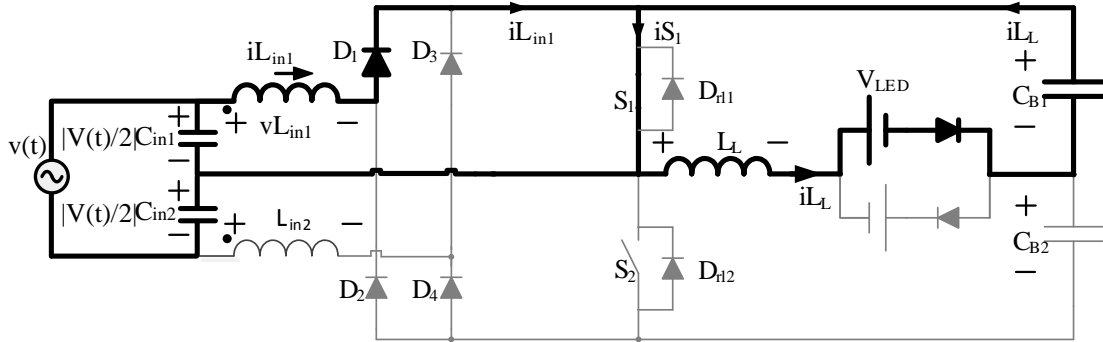


Figura 54: Segunda etapa de operação.
Fonte: Autoria própria.

$$v_{L_{in1}}(t) = \frac{V_P}{2} \quad (4.09)$$

$$v_{L_L}(t) = |v_B| - V_{LED} \quad (4.10)$$

Terceira etapa (t_2-t_3): Em t_2 , S_1 é comandado a bloquear e D_{rl2} passa a conduzir as correntes $i_{L_{in1}}(t)$ e $i_{L_L}(t)$. Durante este intervalo, toda energia acumulada por L_{in1} nas duas etapas anteriores é fornecida para C_{B1} e C_{B2} através da condução de D_1 . Parte da energia acumulada em L_L na etapa anterior é entregue à C_{B2} e aos LEDs. Esta etapa termina quando $i_{L_{in1}}(t)$ torna-se igual a zero e D_1 bloqueia. A Figura 55 apresenta esta etapa de operação. As equações (4.11) e (4.12) representam essas etapas de operação.

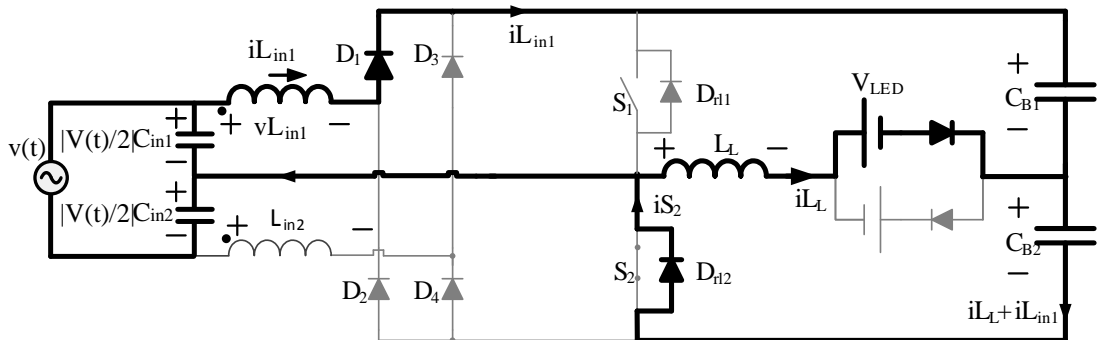


Figura 55: Terceira etapa de operação
Fonte: Autoria própria.

$$v_{L_{in1}}(t) = \frac{V_P}{2} - 2|v_B| \quad (4.11)$$

$$v_{L_L}(t) = -V_{LED} - |v_B| \quad (4.12)$$

Quarta etapa (t_3-t_4): Em t_3 , a corrente $i_{L_{in1}}(t)$ torna-se igual a zero, o diodo D_1 bloqueia e D_4 entra em condução permitindo que $v(t)$ forneça energia para L_{in2} , como também, juntamente com L_L para C_{B2} e para os LEDs. Esta etapa termina quando a corrente $i_{L_L}(t)$ torna-se igual a zero e S_2 entra em condução. A Figura 56 apresenta esta etapa de operação. As equações (4.13) e (4.14) representam essas etapas de operação.

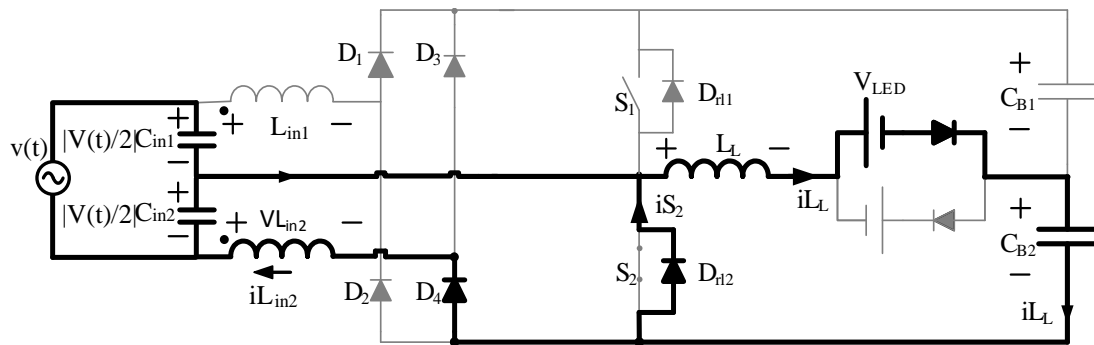


Figura 56: Quarta etapa de operação.
Fonte: Autoria própria.

$$v_{L_{in2}}(t) = -\frac{V_P}{2} \quad (4.13)$$

$$v_{L_L}(t) = -V_{LED} - |v_B| \quad (4.14)$$

Quinta etapa (t_4-t_5): Em t_4 , S_2 entra em condução e assume a corrente de L_{in2} que continua recebendo energia de $v(t)$ através da condução de D_4 . Nesta etapa, C_{B2} fornece energia para L_L e para os LEDs. Esta etapa termina quando S_2 é comandado a bloquear e S_1 comandado a conduzir. A Figura 57 apresenta esta etapa de operação. As equações (4.15) e (4.16) representam essas etapas de operação.

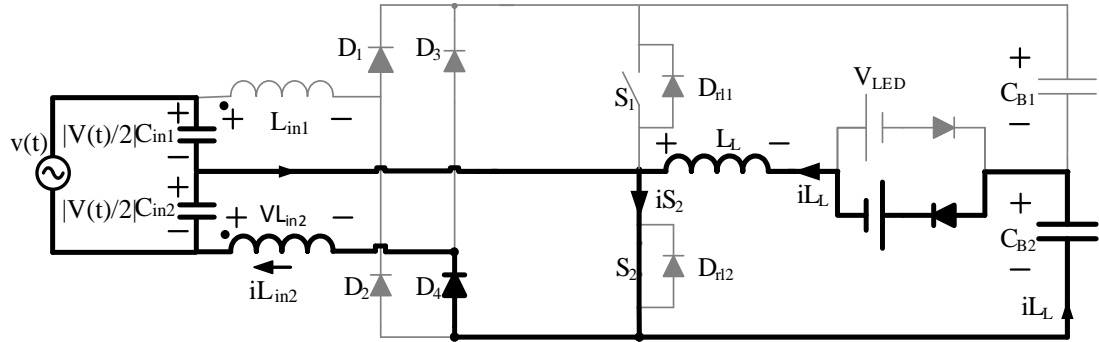


Figura 57: Quinta etapa de operação.
Fonte: Autoria própria.

$$v_{L_{in2}}(t) = -\frac{V_P}{2} \quad (4.15)$$

$$v_{L_L}(t) = V_{LED} - |v_B| \quad (4.16)$$

Sexta etapa (t_5-t_6): Em t_5 , S_2 é comandado a bloquear e D_{rl1} passa a conduzir as correntes $i_{L_{in2}}(t)$ e $i_{L_L}(t)$. Durante este intervalo, toda energia acumulada por L_{in2} nas duas etapas anteriores é fornecida para C_{B1} e C_{B2} através da condução de D_4 . Parte da energia acumulada em L_L na etapa anterior é entregue à C_{B1} e aos LEDs. Esta etapa termina quando $i_{L_{in2}}(t)$ torna-se igual a zero e D_4 bloqueia. A Figura 58 apresenta esta etapa de operação. As equações (4.17) e (4.18) representam essas etapas de operação.

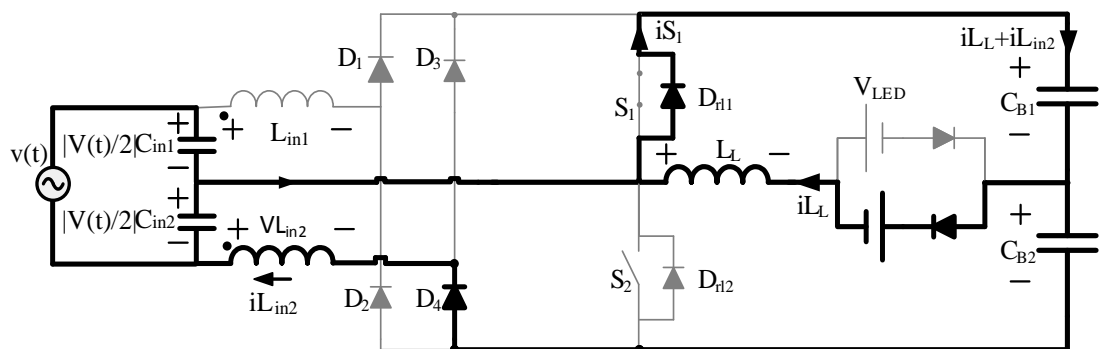


Figura 58: Sexta etapa de operação.
Fonte: Autoria própria.

$$v_{L_{in2}}(t) = 2|v_B| - \frac{V_P}{2} \quad (4.17)$$

$$v_{L_L} = |v_B| + V_{LED} \quad (4.18)$$

4.4 FORMAS DE ONDA TEÓRICAS

A Figura 59 apresenta as formas de onda teóricas em regime permanente do conversor proposto.

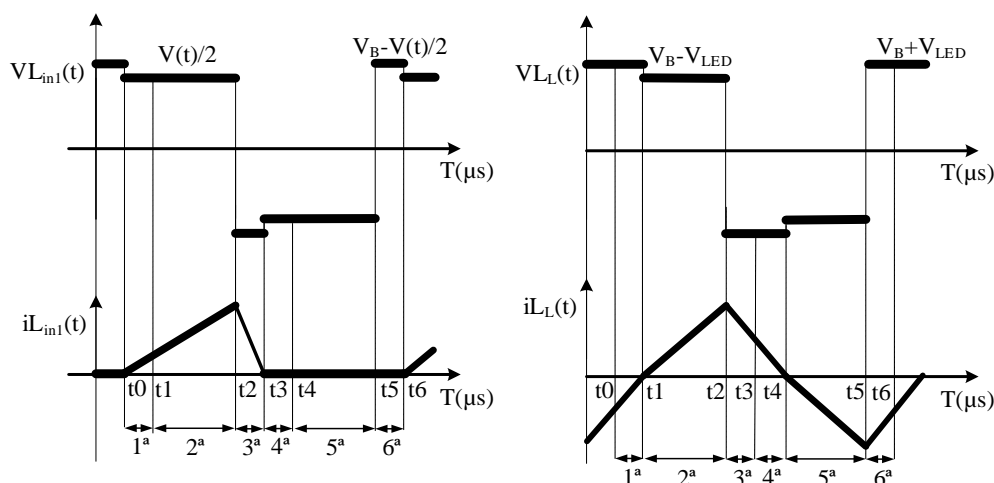
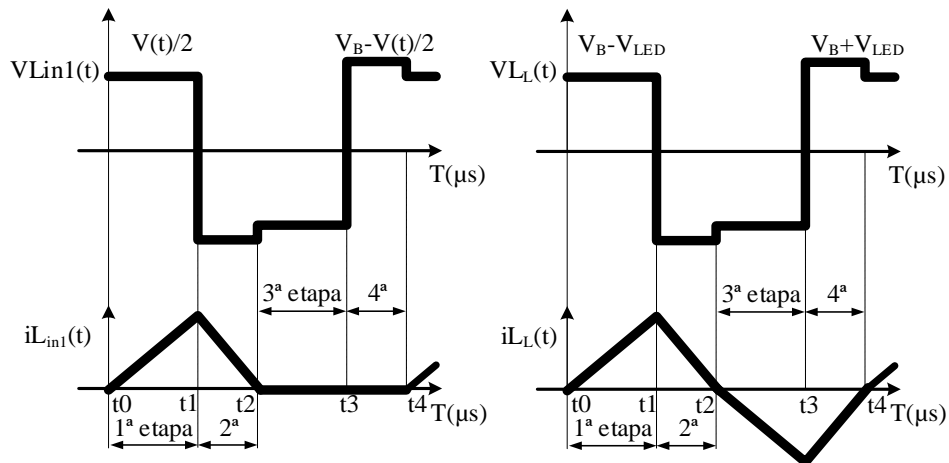


Figura 59: Formas de onda teóricas do conversor em regime permanente de operação.
Fonte: Autoria própria.

4.5 ANÁLISE MATEMÁTICA

A análise matemática é realizada através da observação das etapas de operação, as quais representam o princípio de funcionamento do reator. Através da análise matemática, será possível definir os parâmetros principais do reator apresentado. Levando em consideração a mesma análise levantada no capítulo anterior, onde as correntes dos indutores zeram-se no mesmo, a Figura 60 apresenta os novos intervalos a serem considerados. Pode-se observar que não há a necessidade de analisar todas as etapas, visto que algumas são repetitivas em termos de análise matemática e, desta forma, não tem influência nos resultados das grandezas que serão calculadas. Sendo assim, serão utilizadas somente as etapas que estão entre os tempos t_0 e t_2 . Neste intervalo, ocorre a variação de carga no indutor L_{in1} , permitindo que as equações definidas nestas etapas determinem o seu valor. O projeto do conversor será realizado considerando o momento de máxima transferência de energia, ou seja, no valor de pico da tensão de alimentação de entrada.



**Figura 60: Formas de onda teóricas do conversor, considerando que as correntes $i_{L_{in1}}$ e i_{L_L} zeram-se no mesmo instante.
Fonte: Autoria própria.**

4.5.1 Intervalo de t_0-t_1

Manipulando as equações (4.07) e (4.03), e integrando até a corrente de pico, obtêm-se a primeira parcela da corrente de pico de L_{in1} que é representada pela equação (4.19).

$$I_{L_{in1P}} = \frac{V_P}{2L_{in1}} t_{1in1} \quad (4.19)$$

Manipulando as equações (4.08) e (4.04), e integrando até a corrente de pico, obtêm-se a primeira parcela da corrente de pico de L_L que é representada pela equação (4.20).

$$I_{L_{LP}} = \frac{|v_B| - V_{LED}}{L_L} t_{1L} \quad (4.20)$$

4.5.2 Intervalo de t_1-t_2

Trabalhando com a equação (4.03) juntamente com (4.09) e sabendo que $t_{2in1} = \frac{T_S}{2}$, obtêm-se a segunda parcela da corrente de pico de L_{in1} que é representada pela equação (4.21).

$$I_{L_{in1P}} = \frac{(4|v_B| - V_P)(T_S - 2t_{1in1})}{4L_{in1}} \quad (4.21)$$

Trabalhando com a equação (4.08) juntamente com (4.10) e sabendo que $t_{2L} = \frac{T_S}{2}$, obtêm-se a segunda parcela da corrente de pico de L_L que é representada pela equação (4.22).

$$I_{L_{LP}} = \frac{(|v_B| + V_{LED})(T_S - 2t_{1L})}{2L_L} \quad (4.22)$$

Igualando as equações (4.19) e (4.21), encontra-se o instante t_{1in1} para $I_{L_{in1P}}$.

$$t_{1in1} = \frac{(4|v_B| - V_P)T_S}{8|v_B|} \quad (4.23)$$

Igualando as equações (4.20) e (4.22), encontra-se o instante de tempo t_{1L} para $I_{L_{LP}}$.

$$t_{1L} = \frac{(|v_B| + V_{LED})T_S}{4|v_B|} \quad (4.24)$$

Considerando que cada capacitor C_{in1} e C_{in2} conduz a metade da corrente dos indutores acoplados, têm-se:

$$I_P = \frac{I_{L_{in1P}}}{2} \quad (4.25)$$

$$I_{L_{in1P}} = 2I_P \quad (4.26)$$

4.5.3 Cálculo da corrente média no indutor L_{in1}

Os cálculos apresentados na sequência, para se obter a corrente média em L_{in1} , levam em consideração apenas o intervalo de $T_S/2$. As equações (4.27) e (4.28), apresentam estas considerações.

$$I_{L_{in1AVG}} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S/2} I_{L_{in1}}(t) dt \quad (4.27)$$

$$I_{L_{in1AVG}} = \frac{1}{T_S} \int_0^{t_1} I_{L_{in1}}(t) dt + \frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{T_S/2} I_{L_{in1}}(t) dt \quad (4.28)$$

Para o primeiro intervalo de integração, de 0 à t_1 , tem-se que $I_{L_{in1}}(t) = \frac{I_{L_{in1P}}}{t_1} t$:

Então obtêm-se (4.29):

$$I_{L_{in1AVG1}} = \frac{I_{L_{in1P}} t_1}{2T_S} \quad (4.29)$$

Para o segundo intervalo de integração, de t_1 à $T_S/2$, tem-se que $I_{L_{in1}}(t) =$

$$\frac{I_{L_{in1P}}}{T_S - 2t_1} (-2t + T_S).$$

Então obtêm-se (4.30):

$$I_{L_{Bin1}AVG2} = \frac{I_{L_{in1p}}(T_s - 2t_1)}{4T_s} \quad (4.30)$$

Manipulando (4.29) e (4.30) se obtém a corrente média em L_{in1} , que é representada pela equação (4.31).

$$I_{L_{in1}AVG} = \frac{I_{L_{in1p}}}{4} \quad (4.31)$$

A potência média entregue por $v(t)$, na frequência de comutação f_s , pode ser calculada por (4.32), ou seja:

$$P_{in} = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} |v(t)|i(t)dt \quad (4.32)$$

No entanto, considerando $f_s \gg f_{60Hz}$, tem-se que:

$$P_{in} = V_P I_{AVG} \quad (4.33)$$

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} \quad (4.34)$$

Igualando (4.33) com (4.34) se obtém (4.35):

$$I_{AVG} = \frac{P_{out}}{\eta V_P} \quad (4.35)$$

A potência de saída é expressa pela equação (4.36).

$$P_{out} = V_{LED} I_{LED} \quad (4.36)$$

Sabendo-se que a corrente instantânea fornecida pela fonte $v(t)$ possui o dobro da frequência de comutação f_s , tem-se (4.37):

$$I_{L_{in1p}} = 8I_{AVG} \quad (4.37)$$

Manipulando (4.35) e (4.36) juntamente com (4.37), se obtém $I_{L_{in1p}}$, que é expressa por (4.38).

$$I_{L_{in1p}} = \frac{8P_{out}}{\eta V_P} \quad (4.38)$$

4.5.4 Cálculo de L_{in1}

Manipulando-se as equações (4.19), (4.23) e (4.38), se obtém a equação (4.39), que se utiliza para o cálculo de L_{in1} .

$$L_{in1} = \frac{\eta V_P^2 (4|v_B| - V_P)}{128|v_B|P_{out}f_s} \quad (4.39)$$

Como pode ser observado na metodologia apresentada anteriormente, já era esperado que a equação (4.39), que determina o valor dos indutores L_{in} é a mesma apresentada na equação (3.39), que determina o valor de L_B da topologia apresentada no capítulo 3. Neste sentido, como a análise se repete para todos os outros parâmetros do circuito, não há a necessidade de se repetir a análise matemática. Logo, os valores de L_L , C_B , C_L e C_{in} são obtidos através das equações (3.43), (3.48), (3.53) e (3.85), respectivamente.

4.5.5 Cálculo da corrente eficaz no indutor L_{in1}

Para o cálculo da corrente eficaz que circula pelo indutor L_{in1} , utiliza-se as equações (4.40) e (4.41). Como a corrente $I_{L_{in1}}$ aparece somente durante metade do período de comutação, pode-se perceber que o intervalo de integração considerado é de 0 a $T_s/2$.

$$I_{L_{in1}RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s/2} I_{L_{in1}}(t)^2 dt} \quad (4.40)$$

$$I_{L_{in1}RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{t_1} I_{L_{in1}}(t)^2 dt + \int_{t_1}^{T_s/2} I_{L_{in1}}(t)^2 dt \right)} \quad (4.41)$$

Para o primeiro intervalo de integração de 0 à t_1 tem-se que

$$I_{L_{in1}}(t) = \frac{I_{L_{in1p}}}{t_1} t:$$

Então obtêm-se (4.42):

$$I_{L_{in1}RMS1} = \frac{I_{L_{in1p}}^2 t_1}{3T_s} \quad (4.42)$$

Para o segundo intervalo de integração de t_1 à $T_s/2$ tem-se que

$$I_{L_{in1}}(t) = \frac{I_{L_{in1p}}}{T_s - 2t_1} (-2t + T_s).$$

Então obtêm-se (4.43):

$$I_{L_{in1}RMS2} = \frac{I_{L_{in1p}}^2 (T_s - 2t_1)}{6T_s} \quad (4.43)$$

Manipulando (4.46) e (4.47) se obtém a corrente eficaz em L_{in1} , que é representada pela equação (4.48).

$$I_{L_{in1}RMS} = \frac{8P_{out}}{V_P\sqrt{6}\eta} \quad (4.44)$$

4.5.6 Fator de Potência

Para verificar o fator de potência do conversor proposto neste capítulo, a equação (3.64) proposta no capítulo anterior pode ser utilizada.

4.5.7 Corrente Média e Eficaz nos Interruptores

Nesta seção é apresentada uma metodologia para o cálculo da corrente média e eficaz dos interruptores, buscando desta forma o dimensionamento dos interruptores.

Através da análise das etapas de operação e da Figura 61 é possível observar que a corrente i_S em um dos interruptores é composta pela soma das correntes $i_{L_{in1}}$ e i_{L_L} . A equação (4.45) representa esse expressão matemática.

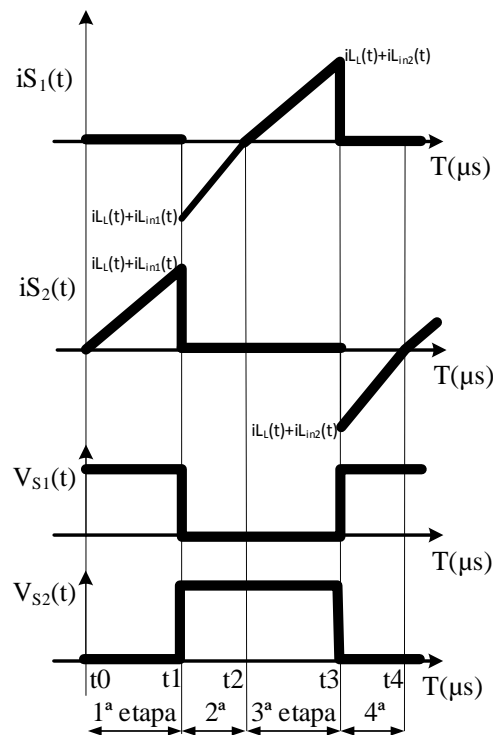


Figura 61: Formas de onda teóricas das tensões e correntes dos interruptores.
Fonte: Autoria própria.

$$i_S = i_{L_{in1}} + i_{L_L} \quad (4.45)$$

Para o calculo da corrente média que circula pela interruptor, integra-se a equação (4.45), como é demonstrado pelas equações (4.46) e (4.47).

$$i_{S_{AVG}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s/4} [I_{L_{in1}}(t) + I_{L_L}(t)] dt \quad (4.46)$$

$$i_{S_{AVG}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s/4} I_{L_{in1}}(t) dt + \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s/4} I_{L_L}(t) dt \quad (4.47)$$

Para o intervalo de integração de 0 à $T_s/4$ tem-se que $I_{L_{in1}}(t) = \frac{I_{L_{in1p}}}{T_s/4} t$ e $I_{L_L}(t) = \frac{I_{L_Lp}}{T_s/4} t$, e sabendo que as equação (4.38) e (3.42) representam as correntes de pico de L_{in1} e L_L , obtêm-se a equação (4.48).

Então:

$$i_{S_{AVG}} = \frac{I_{LED}(8V_{LED} + 2)}{V_p \eta 8} \quad (4.48)$$

Para calcular a corrente eficaz do interruptor a equação (4.45) é utilizada, assim como a equação (4.49) que representa o intervalo de integração.

$$i_{S_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s/4} [I_{L_{in1}}(t) + I_{L_L}(t)]^2 dt} \quad (4.49)$$

Para o intervalo de integração de 0 à $T_s/4$ tem-se os mesmos intervalos apresentados para a corrente média. Sabendo que as equações (4.38) e (3.42) representam as correntes de pico de L_{in1} e L_L , obtêm-se a equação (4.50).

$$i_{S_{RMS}} = \frac{I_{LED}(8V_{LED} + 2\eta V_p)}{2\sqrt{3}\eta V_p} \quad (4.50)$$

4.5.8 Corrente Média e Eficaz nos Diodos da Ponte Retificadora de entrada

A corrente que circula em cada diodo é a mesma que circula pela soma dos indutores L_{in1} e L_{in2} , durante o semi-ciclo que o diodo estiver operando. Assim, conhecendo a corrente média e a corrente eficaz em cada indutor, e como a alimentação é senoidal, o valor da corrente eficaz e da corrente média em cada diodo é facilmente obtido.

Sabendo que a corrente eficaz da soma das correntes $i_{L_{in1}}$ e $i_{L_{in2}}$ se iguala a corrente i_{L_B} , pode-se utilizar a equação (3.73) apresentada no capítulo anterior, para definir a corrente eficaz dos diodos da ponte retificadora de entrada.

Para a corrente média entregue aos diodos da ponte retificadora, pode-se utilizar a equação (3.75), utilizada para o conversor demonstrado no capítulo anterior.

4.5.9 Corrente Média e Eficaz nos Diodos da Ponte Retificadora dos LEDs

Para se obter a expressão matemática que define a corrente média e eficaz, dos diodos em ponte que fornecem corrente contínua aos LEDs pode-se utilizar as equações (3.76) e (3.77), apresentadas no capítulo anterior.

4.5.10 Cálculo dos Capacitores C_{in1} e C_{in2}

Para se obter a expressão matemática que define o valor dos capacitores de entrada do conversor, pode-se utilizar as mesmas considerações do capítulo anterior.

4.5.11 Cálculo dos Capacitores de Comutação Suave

Assim como demonstrado no capítulo anterior, a estrutura apresentada neste capítulo também necessita de uma técnica para redução de perdas durante a comutação dos interruptores. Desta forma se escolheu a técnica ZVS, por inserção de um capacitor em paralelo com o interruptor. O cálculo deste capacitor de comutação suave deve ser feito, seguindo a metodologia apresentada no capítulo anterior. Este cálculo é apresentado pela equação (3.86).

4.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para consolidar a metodologia proposta, visto que todos os parâmetros que constituem a topologia estudada já podem ser determinados através das equações obtidas nas seções anteriores, serão apresentados a seguir os resultados de simulação. Busca-se, através desta simulação, a comprovação tanto da correção do

fator de potência da corrente de entrada, ou seja, o comportamento do reator em regime permanente tem que satisfazer as normas técnicas.

4.6.1 Resultado simulado para 127 V e 220 V

As especificações de projeto do reator proposto são apresentadas a seguir na Tabela 6.

Tabela 6: Dados de projeto do conversor com indutores de entrada acoplados.

Parâmetros	127 V	220 V
	Valor	Valor
V_p	180 V	311 V
f_s	45 kHz	35 kHz
$ V_B $	120 V	175 V
I_{LED}	1 A	1 A
V_{LED}	45 V	45 V
P_{out}	45 W	45 W
Δv_{C_B}	0,1 $ V_B $	0,1 $ V_B $
Δv_{C_L}	0,05 V_{LED}	0,05 V_{LED}
η	90 %	90 %
f_{120Hz}	120 Hz	120 Hz

Fonte: Autoria própria.

A Tabela 7 apresenta os valores dos parâmetros utilizados no conversor. Utilizando as equações (4.35), (4.39), (4.44) e (4.49), encontra-se os valores de L_{in1} , L_L , C_{B1} e C_L . Assim como apresentado no capítulo anterior é necessário fazer ajustes nos indutores L_{in1} e L_{in2} e, desta forma, se obtém os valores expressos na Tabela 7.

Tabela 7: Valores calculados dos parâmetros que compõe o conversor com indutores de entrada acoplados, operando em 127 V e 220 V.

Parâmetros	127 V	220 V
	Valor	Valor
L_f	1,1 mH	1,42 mH
C_{in1} e C_{in2}	470 nF	220 nF
S_1 e S_2	IRF840	IRF840
L_{in1} e L_{in2}	287 μ H	960 μ H
C_{B1} e C_{B2}	56 μ F	25 μ F
L_L	286 μ H	583 μ H
C_L	1,8 μ F	2 μ F

Fonte: Autoria própria.

As mesmas considerações aplicadas em relação ao valor final do indutor L_B se aplicam aos indutores L_{in1} e L_{in2} , e desta forma como o funcionamento da estrutura é parecido, adota-se os mesmo valores de indutância para 127 V e 220 V da topologia anterior.

A Figura 62 apresenta o circuito do reator simulado utilizando pulsos de comando para os interruptores com frequência fixa. Através da simulação, espera-se que os resultados encontrados validem a metodologia de projeto aplicada.

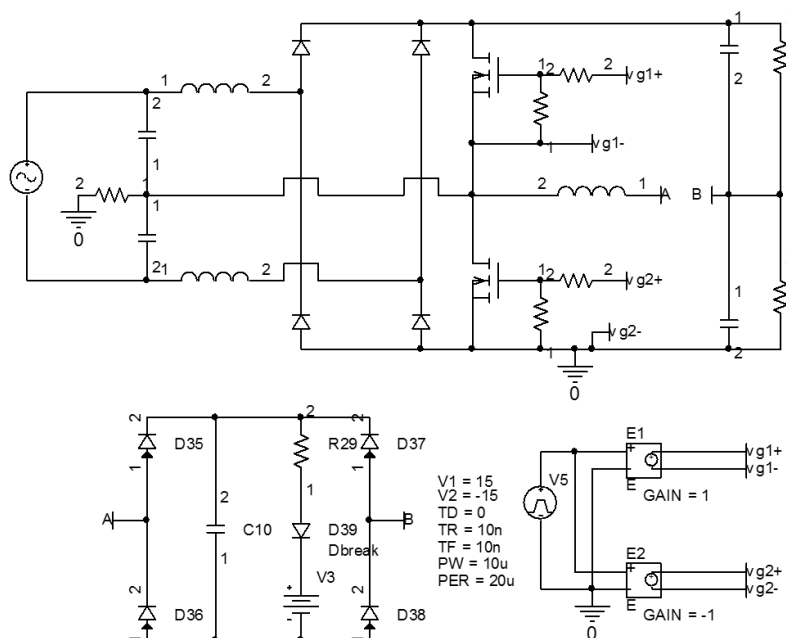


Figura 62: Modelo de simulação computacional do conversor com indutores de entrada acoplados, modificado para acionar LEDs de potência operando em 127 V e 220 V. Fonte: Autoria própria.

A Figura 63 (a) e Figura 63 (b) apresentam as tensões e correntes fornecidas pela fonte de alimentação de entrada, operando em 127 V e 220 V. A TDH (taxa de distorção harmônica) para 127 V da corrente é igual a 11% e para 220 V 15%, sendo que nenhuma harmônica individual ultrapassou os limites da IEC 61000-3-2 para aplicações Classe C. Pode-se observar que a corrente de entrada possui forma senoidal, possui baixa THD e esta em fase com a tensão de entrada, logo o fator de potência é elevado.

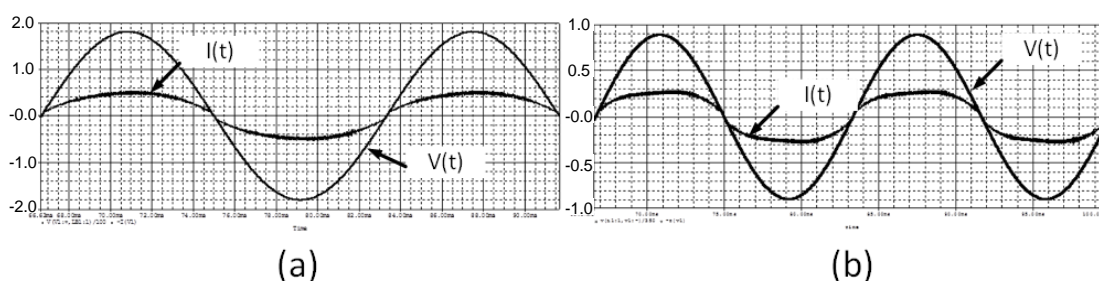


Figura 63: Tensão e corrente de entrada fornecidas pela rede. (a) 127 V, (b) 220 V. Fonte: Autoria própria.

A Figura 64 (a) apresenta a corrente no indutor L_{in1} em baixa frequência e a Figura 64 (b) a corrente no indutor L_{in2} .

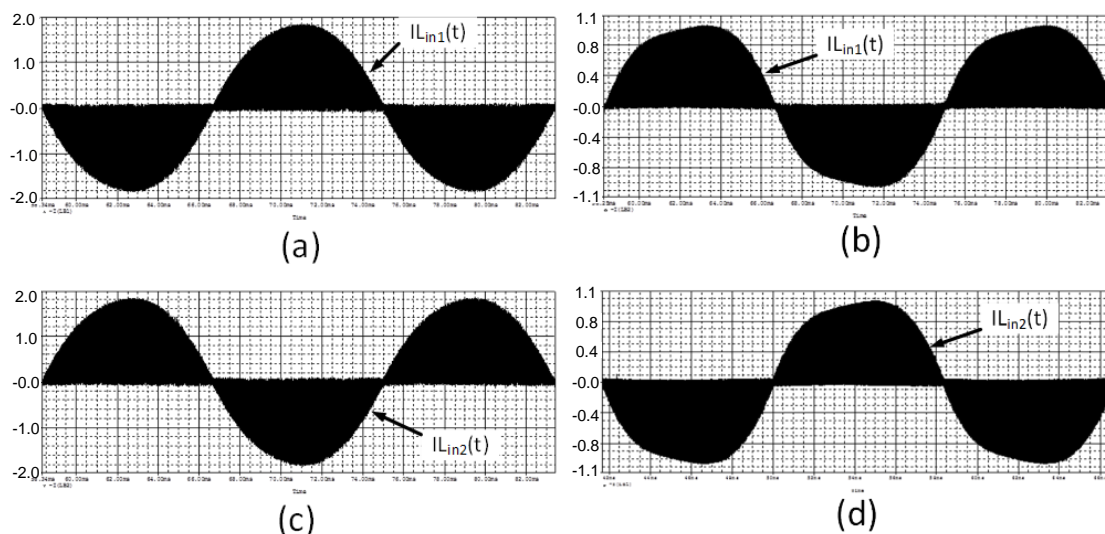


Figura 64: Envoltória em baixa frequência das correntes dos indutores acoplados: (a) e (c) correntes i_{Lin1} e i_{Lin2} operando em 127 V, (b) e (d) correntes i_{Lin1} e i_{Lin2} operando em 220 V. Fonte: Autoria própria.

A Figura 65 (a) apresenta a junção das correntes nos indutores L_{in1} e L_{in2} em baixa frequência para 127 V e a Figura 65 (b) para 220 V. A Figura 65 (c) apresenta as correntes presentes nos indutores L_{in1} e L_{in2} em alta frequência para 127 V e a Figura 65 (d) para 220 V. Pode-se observar através Figura 65 (c) e Figura 65 (d) que ocorre a junção das correntes nos indutores i_{Lin1} e i_{Lin2} , formando assim um único sinal.

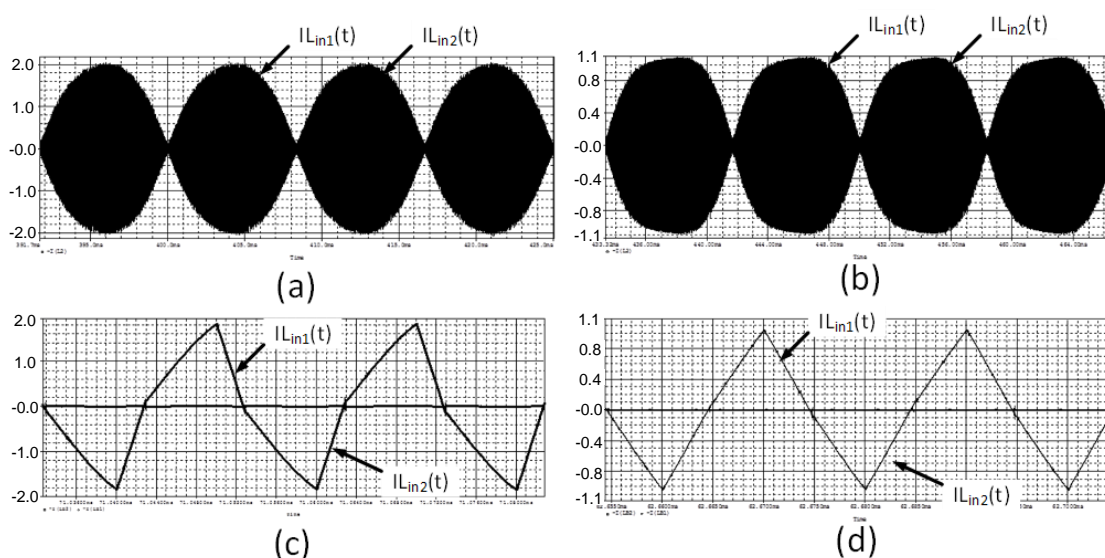


Figura 65: Correntes dos indutores L_{in1} e L_{in2} : (a) correntes i_{Lin1} e i_{Lin2} em baixa frequência operando em 127 V, (b) correntes i_{Lin1} e i_{Lin2} em baixa frequência operando em 220 V, (c) correntes i_{Lin1} e i_{Lin2} em alta frequência operando em 127 V, (d) correntes i_{Lin1} e i_{Lin2} em alta frequência operando em 220 V. Fonte: Autoria própria.

A Figura 66 (a) apresenta a envoltória da corrente no indutor L_L em baixa frequência para 127 V e a Figura 66 (b). A Figura 66 (c) apresenta a corrente em L_L em alta frequência operando em 127 V e a Figura 66 (d) para 220 V. Em ambos os casos é possível observar que a corrente de pico é aproximadamente 2A.

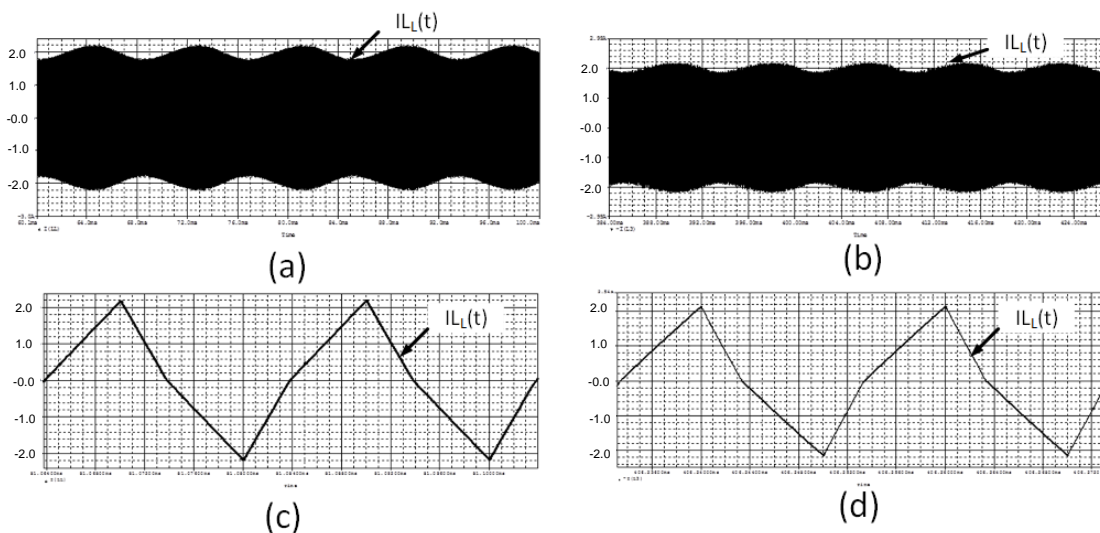


Figura 66: Corrente dos indutores LL: (a) corrente i_{L_L} em baixa frequência operando em 127 V, (b) corrente i_{L_L} em baixa frequência operando em 220 V, (c) corrente i_{L_L} em alta frequência operando em 127 V, (d) corrente i_{L_L} em alta frequência operando em 220 V.

Fonte: Autoria própria.

A Figura 67 (a) apresenta a corrente entregue aos LEDs para 127 V e a Figura 67 (b) para 220 V, pode-se observar que a corrente possui 10% de ondulação, e sua corrente média é de 1A.

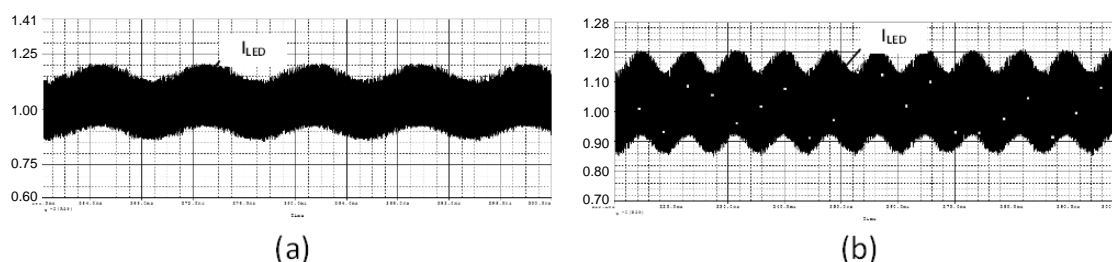
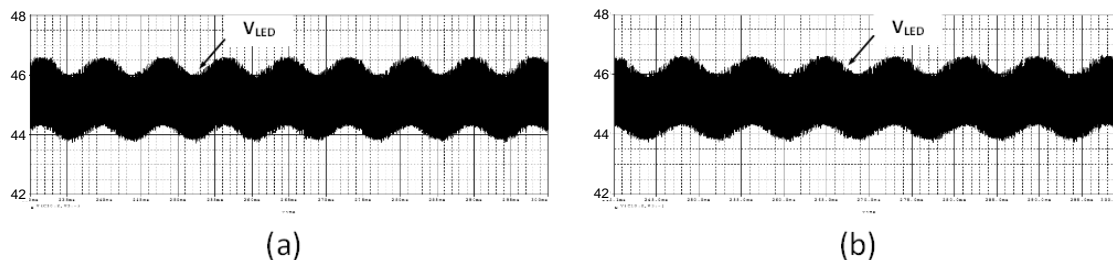


Figura 67: Corrente entregue aos LEDs. (a) 127 V, (b) 220 V.

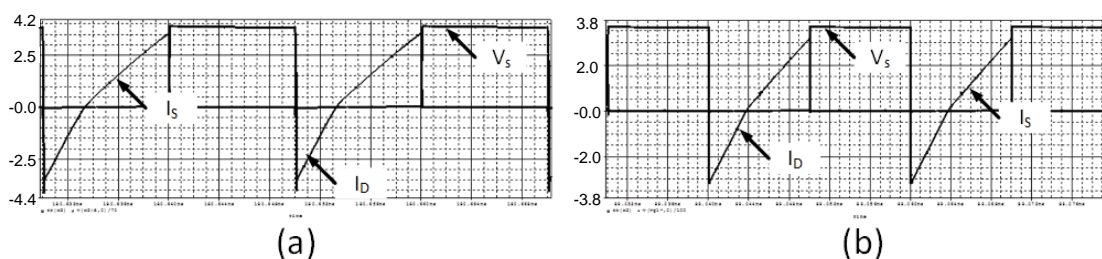
Fonte: Autoria própria.

A Figura 68 (a) apresenta a tensão entregue aos LEDs para 127 V e a Figura 68 (b) para 220 V, pode-se observar que a corrente possui 5% de ondulação, e sua tensão média é de 45V.



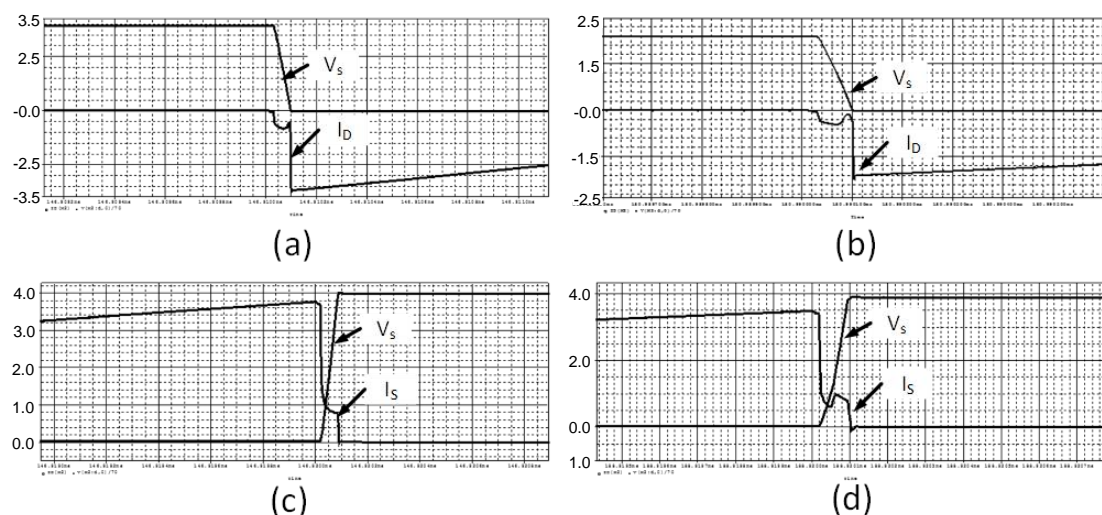
(a) (b)
Figura 68: Tensão entregue aos LEDs. (a) 127 V, (b) 220 V.
 Fonte: Autoria própria.

A Figura 69 (a) apresenta a tensão e a corrente em um dos interruptores na frequência de comutação, operando em 127 V e a Figura 69 (b) operando em 220 V.



(a) (b)
Figura 69: Tensão e corrente sobre um dos interruptores eletrônicos, na frequência de comutação. (a) 127 V, (b) 220 V.
 Fonte: Autoria própria.

A Figura 70, apresenta o detalhe da comutação suave em um dos interruptores em 127 V e 220 V. Pode-se observar claramente que a comutação é ZVS.



(a) (b) (c) (d)
Figura 70: Detalhe da comutação suave: (a) entrada em condução em 127 V; (b) entrada em condução em 220 V; (c) bloqueio do interruptor em 127 V; (d) bloqueio do interruptor em 220 V.
 Fonte: Autoria própria.

A Figura 71 (a) e (b) apresentam a tensão de barramento CC do conversor operando em 127 V e 220 V. Pode-se observar que, a tensão de barramento é a

soma das tensões dos capacitores C_{B1} e C_{B2} , assim como projetado é possível verificar que em 127 V a tensão de barramento se encontra em 240V e operando em 220 V, a tensão de barramento é em torno de 340V.

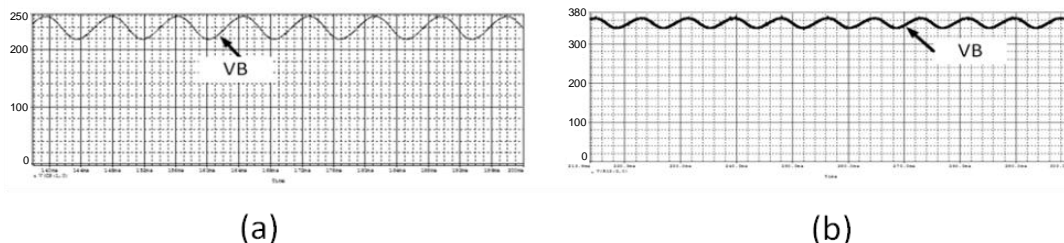


Figura 71: Tensão de barramento CC em regime permanente. (a) 127 V, (b) 220 V. Fonte: Autoria própria.

Para validar os cálculos apresentados a Tabela 8 apresenta uma comparação dos valores de pico e eficazes nos indutores L_{in1} e L_L e nos diodos da ponte retificadora de entrada e nos diodos da ponte retificadora de saída, calculados e simulados computacionalmente. Através da Tabela 8 é possível verificar que os valores calculados e simulados são muito próximos, com exceção das correntes em L_{in1} , isso ocorre pelo fato de que a metodologia adotada é em relação a máxima transferência de energia, desta forma descartando sua variação senoidal na frequência da rede.

Tabela 8: Comparação de valores simulados e calculados para o conversor com indutores acoplados operando em 127 V e 220 V.

Parâmetros	127 V	127 V	220 V	220 V
	Simulado	Calculado	Simulado	Calculado
i_{Lin1_P}	2 A	2,222 A	1,16 A	1,286 A
i_{Lin1_RMS}	650 mA	907 mA	367 mA	525 mA
i_{LL_P}	2,1 A	2 A	2,09 A	2 A
i_{LL_RMS}	1,17 A	1,155 A	1,155 A	1,155 A
i_{D_P}	2 A	2,222 A	1,16 A	1,286 A
i_{D_RMS}	460 mA	454 mA	261 mA	263 mA
i_{Dc_P}	2,1 A	2,222 A	2,09 A	2A
i_{Dc_RMS}	835 mA	816 mA	817 mA	816 mA

Fonte: Autoria própria.

4.7 CONCLUSÃO

Foi apresentado um reator eletrônico com estágio integrado com indutores acoplados e sem capacitores eletrolíticos, utilizado para acionar e controlar LEDs de potência.

Com os resultados de simulação por computador, constatou-se a metodologia de projeto adotada.

Neste capítulo foi apresentado um reator eletrônico que, além de naturalmente possuir vantagens em relação aos reatores eletromagnéticos, permite que os LEDs operem com potência nominal durante todo o tempo da sua vida útil e por não utilizar capacitores de barramento eletrolíticos aumenta a vida útil também do reator, tendo como consequência um melhor aproveitamento dos mesmos.

CAPÍTULO 5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA 127 V E 220 V

5.1 INTRODUÇÃO

Para verificação em laboratório dos resultados obtidos através da análise matemática e simulação, foram montados protótipos para alimentar doze LEDs em série.

Para implementação prática de um reator eletrônico utilizado para alimentar LEDs de potência, além do projeto do circuito de potência (conversor), é necessário que outros circuitos, não menos importantes, sejam definidos e dimensionados para que, em conjunto, possam garantir o bom funcionamento da carga.

Portanto, utilizando como base o trabalho de (PEREIRA, 2003), foi elaborado o projeto empregando o circuito *boot-strap* utilizado como circuito de comando dos interruptores. Desta forma os protótipos foram projetados com circuito de frequência fixa para o comando dos interruptores.

5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA 127 V E 220 V PARA TOPOLOGIA COM INDUTOR SÉRIE

O diagrama esquemático do circuito de potência utilizado para esta implementação é apresentado na Figura 72. Os valores dos parâmetros utilizados no circuito de potência são apresentados na Tabela 9.

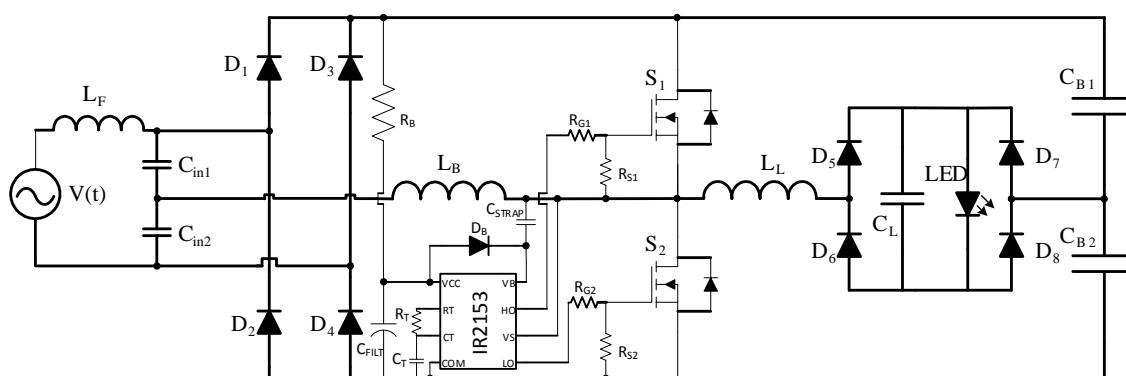


Figura 72: Diagrama elétrico do circuito de potência e comando de frequência fixa implementado.

Fonte: Autoria própria.

Tabela 9: Valores paramétricos que constituem o conversor reator eletrônico com indutor série operando em 127 V e 220 V.

Parâmetros	127 V	220 V
	Valor	Valor
L_f	665 μ H Núcleo E30/14- 54esp/ 22 AWG	2,35 mH Núcleo E30/14- 101esp/ 22 AWG
C_{in1}, C_{in2}	470 nF	220 nF
S_1 e S_2	IRF840	IRF840
D_1, D_2, D_3 e D_4	MUR160	MUR160
D_4, D_5, D_6 e D_7	BYV28	BYV28
L_B	330 μ H/Núcleo E30/14- 38esp/ 22 AWG	1,12 mH/Núcleo E30/14- 75esp/ 24 AWG
C_{B1} e C_{B2}	56 μ F/250 V	25 μ F/250 V
L_L	290 μ H/Núcleo E30/14- 30esp/ 22 AWG	583 μ H/Núcleo E30/14- 61esp/ 22 AWG
C_L	1,8 μ F	2 μ F
F_s	45 kHz	35 kHz

Fonte: Autoria própria.

Na Figura 73 (a) e (b) tem-se a tensão de entrada, a corrente de entrada do reator e a tensão e corrente aplicadas aos LEDs, operando em 127 V e 220 V. A TDH total da corrente de entrada para 127 V é aproximadamente 20%, e para 220 V 26,6% com nenhum harmônico individual fora das especificações da norma IEC 61000-3-2 classe C, conforme a Figura 74(a) e (b). Através da Figura 73 (a) pode-se perceber pelo canal M3, que o rendimento para este conversor operando em 127 V é em torno de 88% e para 220 V através da Figura 73(b) utilizando o canal M3, observa-se que o rendimento é em torno de 92%.

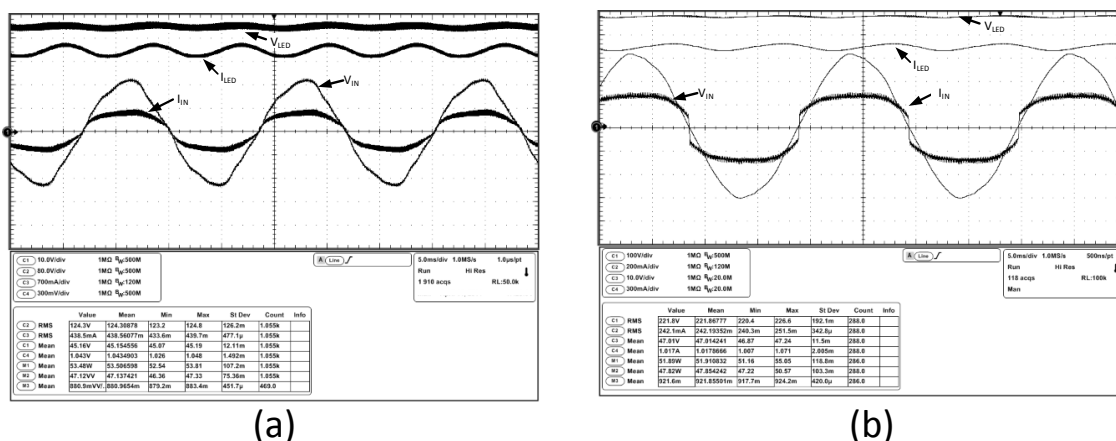
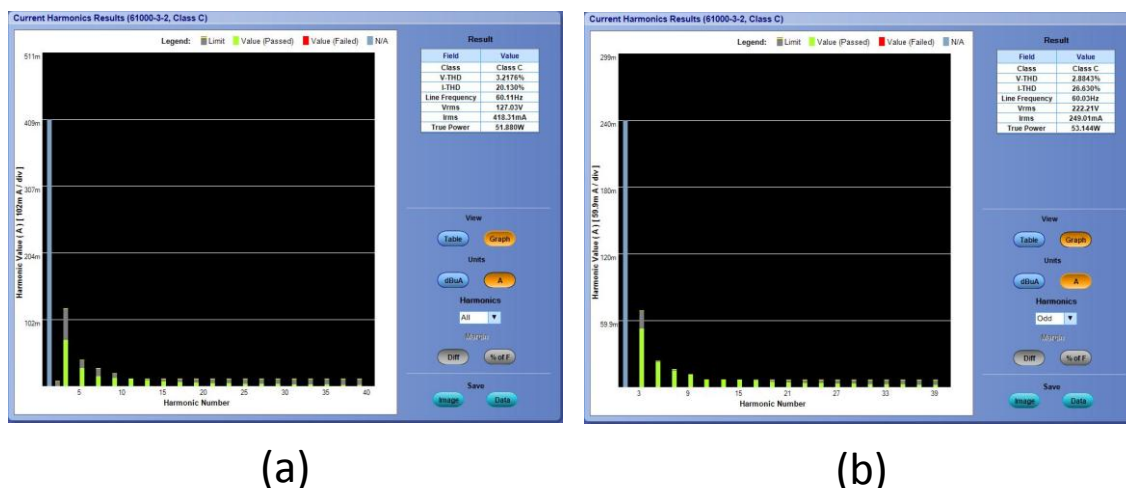


Figura 73: Tensão e corrente entregues pela rede elétrica e tensão e corrente aplicadas aos LEDs. (a) Operando em 127 V (C1: 10v/div; C2: 80v/div; C3: 700mA/div; C4: 300mA/div), (b) operando em 220 V (C1: 100v/div; C2: 200mA/div; C3: 10v/div; C4: 300mA/div).

Fonte: Autoria própria.

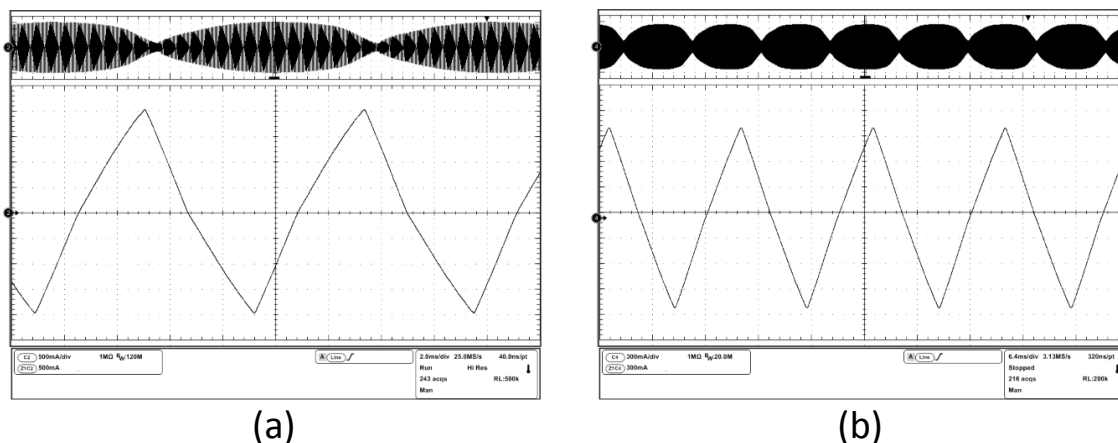


**Figura 74: Espectro harmônico da corrente de entrada em 127 V e 220 V.
Fonte: Autoria própria.**

Utilizando como base a Figura 74 (a) e Figura 74 (b) e a Figura 73(a) e (b), pode-se calcular o FP da estrutura operando nos dois níveis de tensão. A equação (5.1) apresenta a relação entre o ângulo de defasagem da corrente e da tensão de entrada com a TDH medida. Através da análise dos resultados experimentais da Figura 73 (a) e Figura 73 (b), pode-se extrair o ângulo de defasagem nas duas tensões de alimentação, onde operando em 127 V o ângulo apresentado é em torno de $1,0^\circ$ e operando em 220 V o ângulo apresentado é em torno de $1,15^\circ$. Desta forma, obtém-se que o FP para a estrutura com indutor série operando em 127 é em torno de 98,01% e para o mesmo conversor operando em 220 V o FP calculado é aproximadamente 96,6%. Sendo que ambos os valores de FP estão acima do valor limite de 92%.

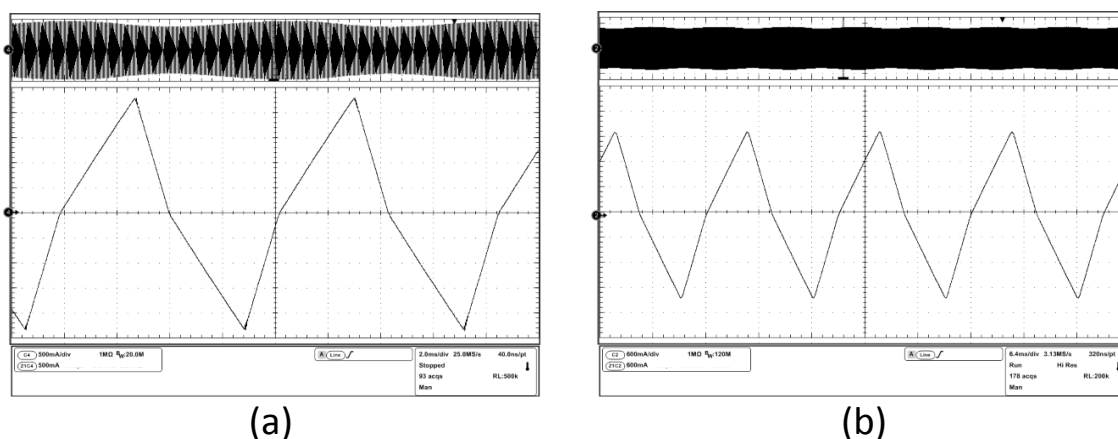
$$FP = \frac{\cos(\theta)}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (5.1)$$

A Figura 75 (a) e a Figura 75 (b) apresentam as correntes no indutor L_B em baixa e alta frequência. Através dos valores expressos na figura pode-se perceber que a corrente entregue a L_B é simétrica, assim como o esperado através da simulação computacional.



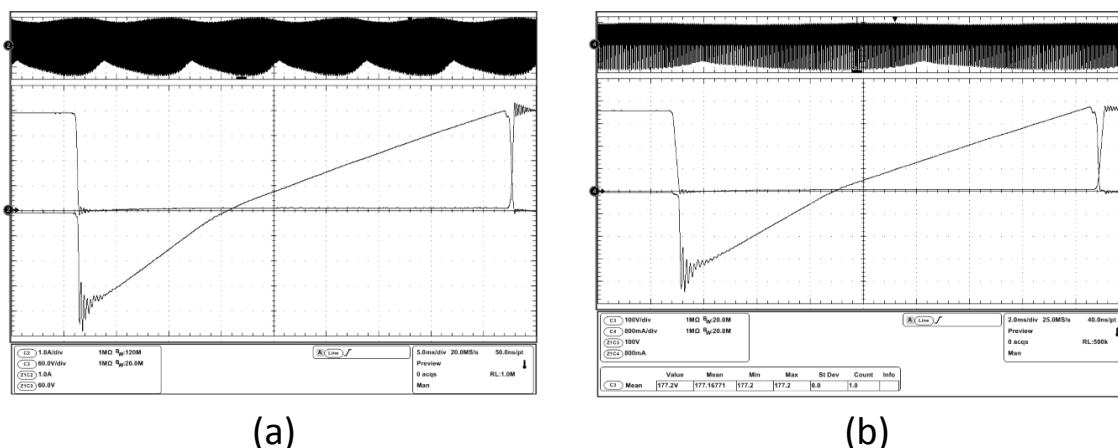
**Figura 75: Corrente no indutor LB em baixa e alta frequência. (a) Operando em 127 V (C2: 500mA/div), (b) operando em 220 V (C4: 300mA/div).
Fonte: Autoria própria.**

A Figura 76 apresenta a corrente do indutor L_L em baixa e alta frequência, operando em 127 V e 220 V, através da escala de medidas é possível observar que a corrente de pico deste indutor é em torno de 2A.



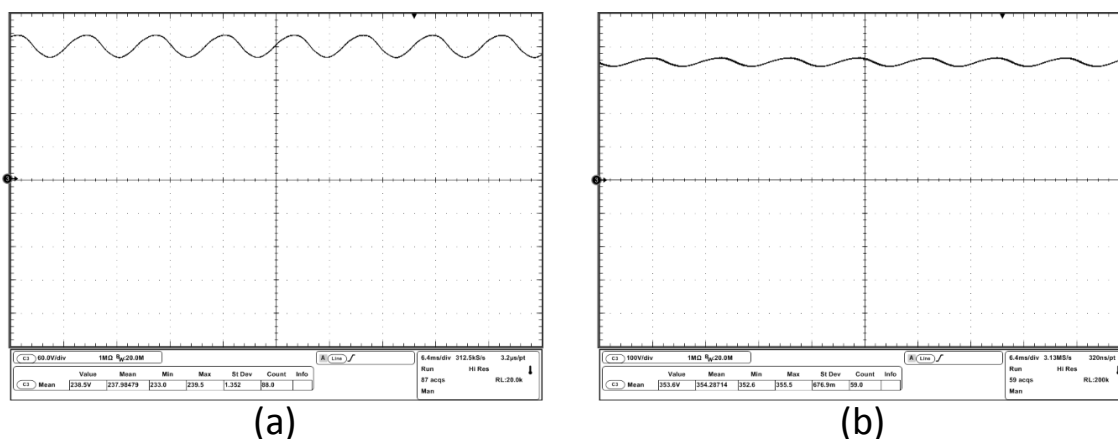
**Figura 76: Corrente no indutor LL em baixa e alta frequência. (a) Operando em 127 V (C4: 500mA/div), (b) operando em 220 V (C4: 600mA/div).
Fonte: Autoria própria.**

A Figura 77 apresenta a tensão e a corrente em um dos interruptores em baixa e alta frequência. Pode-se observar que em ambos os casos de alimentação a comutação dos interruptores é suave.



**Figura 77: tensão e corrente em um dos interruptores, na frequência de comutação e em baixa frequência. (a) Operando em 127 V (C3: 60v/div; C2: 1A/div), (b) operando em 220 V(C3: 100v/div; C4: 800mA/div).
Fonte: Autoria própria.**

A Figura 78 apresenta a tensão de barramento do conversor com indutor série, operando em 127 V e 220 V. Através da Figura 78 (a) observa-se que a tensão de barramento para o conversor operando em 127 V é em torno de 240V, já a Figura 78 (b) mostra a forma de onda do conversor operando em 220 V, onde neste caso a tensão de barramento é aproximadamente 350 V. Em ambos os casos o valor obtido se aproxima do valor de projeto.



**Figura 78: tensão de barramento para o conversor com indutor série. (a) Operando em 127 V (C3: 60v/div), (b) operando em 220 V (C3: 100v/div).
Fonte: Autoria própria.**

A Figura 79 (a) e Figura 79 (b) apresentam as correntes e tensões entregues aos LEDs, corrente e tensão da entrada do conversor, com este operando em 127 V e 220 V, durante o processo de partida. Pode-se observar através da Figura 79 (b) que durante o processo de partida o conversor operando em 220 V ainda não apresenta CFP, isso ocorre devido a tensão de barramento ainda não ter atingido

valor suficientemente elevado para o FP ser próximo do unitário. Porém em regime permanente a tensão de barramento chega ao seu valor nominal, como pode ser observado pela Figura 78. Desta forma fornecendo condições para que ocorra a CFP.

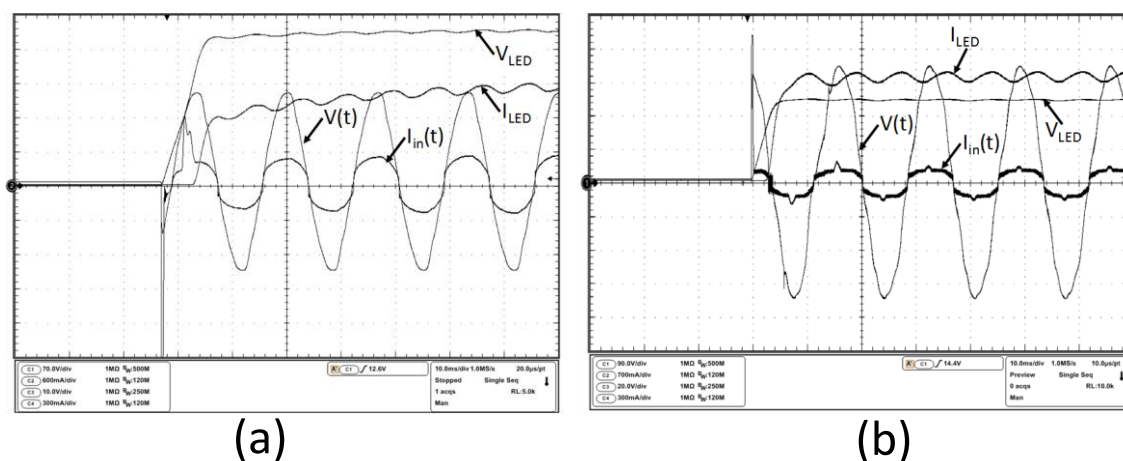


Figura 79: Tensão e corrente entregues pela rede elétrica e tensão e corrente aplicadas aos LEDs durante o processo de partida. (a) Operando em 127 V (C1: 70v/div; C2: 600mA/div; C3: 10v/div; C4: 300mA/div), (b) operando em 220 V (C1: 90v/div; C2: 700mA/div; C3: 20v/div; C4: 300mA/div).

Fonte: Autoria própria.

A Figura 80 mostra a corrente no indutor L_B em baixa frequência, para o conversor operando em 127 V e 220 V, durante o processo de partida. Pode-se observar que durante o estágio de partida a corrente L_B cresce até atingir o seu valor nominal em regime permanente.

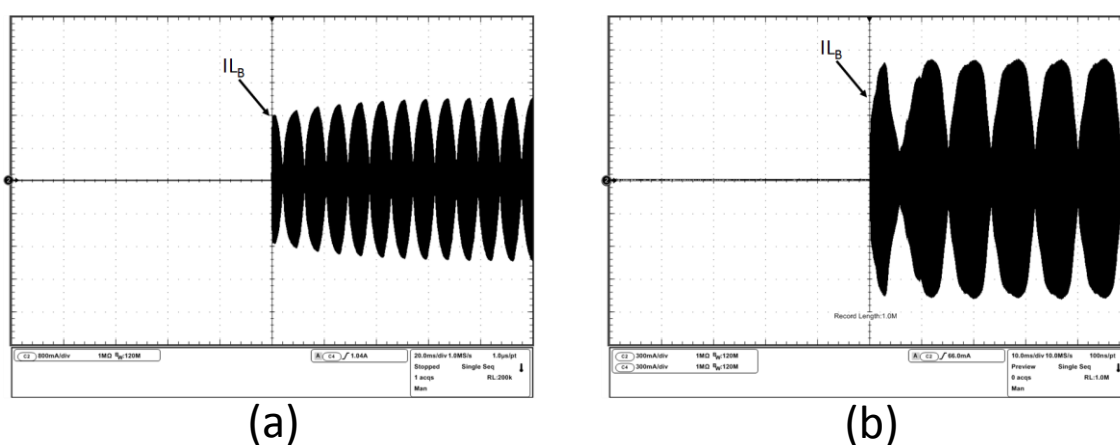


Figura 80: Corrente de L_B durante o processo de partida. (a) Operando em 127 V (C2: 800 mA/div), (b) operando em 220 V (C3: 300 mA/div).

Fonte: Autoria própria.

A Figura 81 mostra a corrente no indutor L_L em baixa frequência, para o conversor operando em 127 V e 220 V, durante o processo de partida. Pode-se observar que durante o estágio de partida não existe nenhum pico de corrente e que essas corrente crescem até atingir o seu valor nominal em regime permanente.

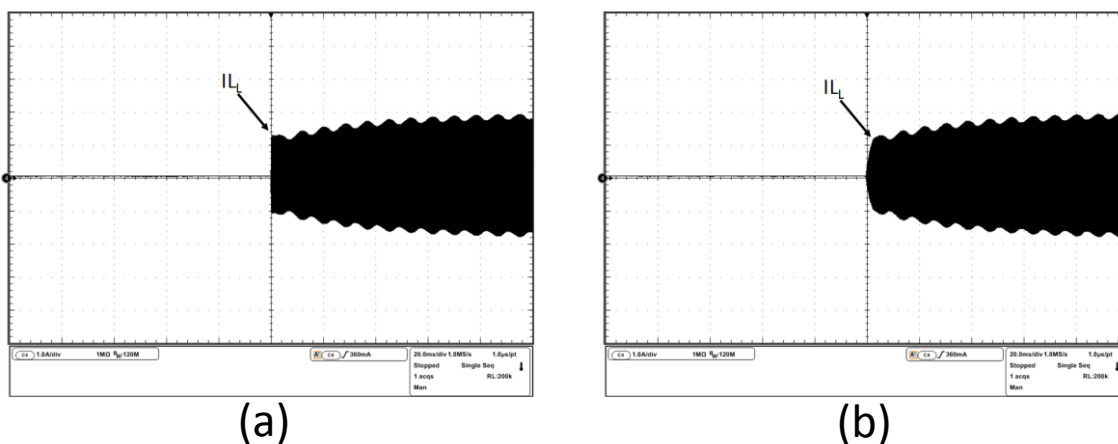


Figura 81: Corrente de L_L durante o processo de partida. (a) Operando em 127 V (C4: 1 A/div), (b) operando em 220 V (C4: 1 A/div).
Fonte: Autoria própria.

A Figura 82 mostra a tensão e a corrente entregue aos LEDs para o conversor operando em 127 V e 220 V, durante o processo de partida. Pode-se observar que não existe nenhum pico de tensão e de corrente e que essas grandezas crescem até entrar em regime permanente.

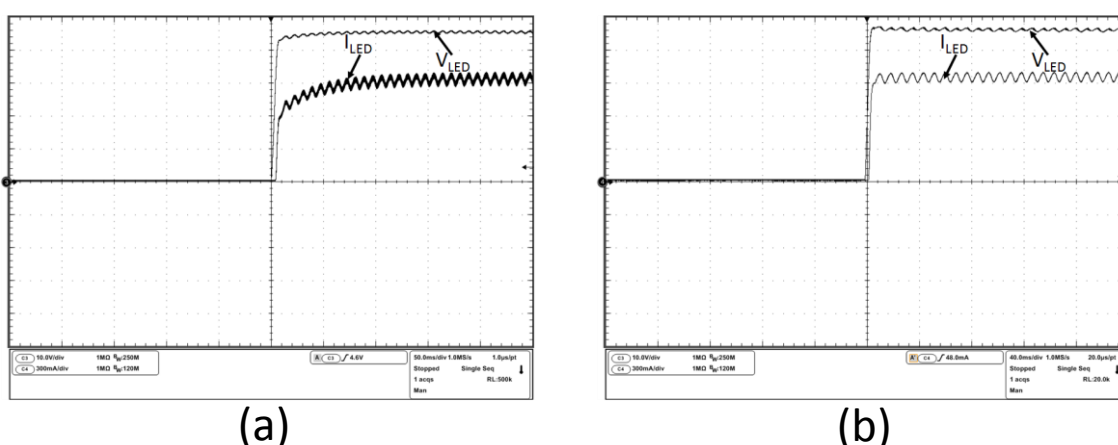
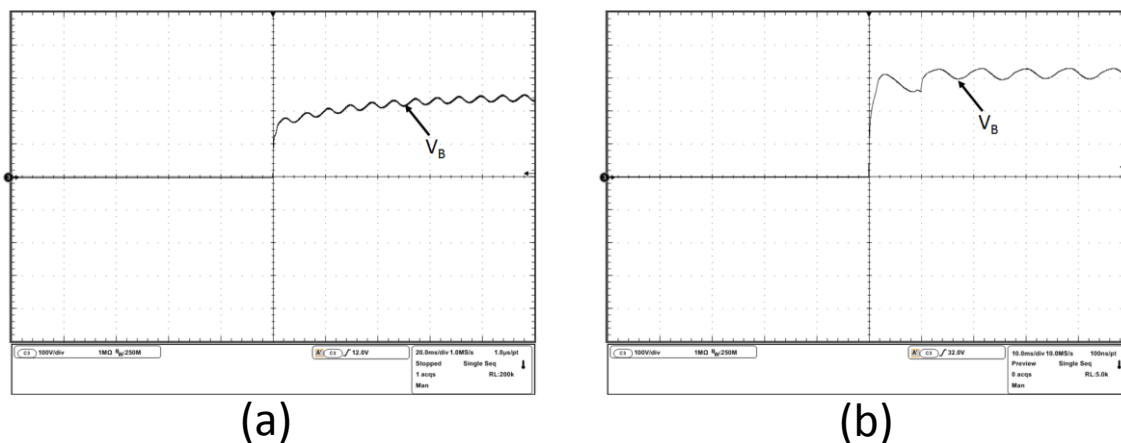


Figura 82: tensão e corrente entregue aos LEDs durante o processo de partida. (a) Operando em 127 V (C3: 10v/div; C4: 300 mA/div), (b) operando em 220 V (C3: 10v/div; C4: 300 mA/div).
Fonte: Autoria própria.

A Figura 83 mostra a tensão de barramento para o conversor operando em 127 V e 220 V, durante o processo de partida. Pode-se observar que não existe

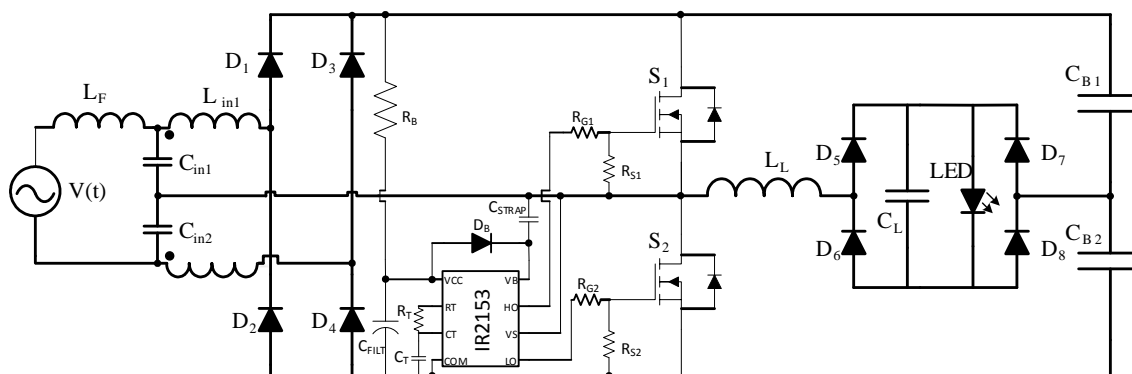
nenhum pico de tensão e que as tensões crescem até atingir o seus valores nominais.



**Figura 83: tensão de barramento durante o processo de partida. (a) Operando em 127 V (C3: 100v/div), (b) operando em 220 V (C3: 100v/div).
Fonte: Autoria própria.**

5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA 127 V E 220 V PARA TOPOLOGIA COM INDUTORES DE ENTRADA ACOPLADOS

O diagrama esquemático do circuito de potência utilizado para esta implementação é apresentado na Figura 72. Os valores dos parâmetros utilizados no circuito de potência são apresentados na Tabela 9.



**Figura 84: Diagrama elétrico do circuito de potência e comando de frequência fixa implementado.
Fonte: Autoria própria.**

Tabela 10: Valores paramétricos que constituem o conversor com indutores de entrada acoplados em 127 V e 220 V.

Parâmetros	127 V	220 V
	Valor	Valor
L_f	665 μ H Núcleo E30/14- 54esp/ 22 AWG	2,35 mH Núcleo E30/14- 101esp/ 22 AWG
C_{in1}, C_{in2}	470 nF	220 nF
S_1 e S_2	IRF840	IRF840
D_1, D_2, D_3 e D_4	MUR160	MUR160
D_4, D_5, D_6 e D_7	BYV28	BYV28
L_{in1} e L_{in2}	330 μ H/Núcleo E30/14- 38esp/ 23 AWG	1,12 mH/Núcleo E30/14- 75esp/ 26 AWG
C_{B1} e C_{B2}	56 μ F/250 V	25 μ F/250 V
L_L	290 μ H/Núcleo E30/14- 30esp/ 22 AWG	583 μ H/Núcleo E30/14- 61esp/ 22 AWG
C_L	1,5 μ F	2 μ F
F_s	45 kHz	35kHz

Fonte: Autoria própria.

Na Figura 85 (a) e (b) têm-se a tensão de entrada, a corrente de entrada do reator e a tensão e corrente aplicadas aos LEDs, operando em 127 V e 220 V. A TDH total da corrente de entrada para 127 V é aproximadamente 12%, e para 220 V 20,13% com nenhum harmônico individual fora das especificações da norma IEC 61000-3-2 classe C, conforme a Figura 86 (a) e (b). Através da Figura 85 (a) pode-se perceber pelo canal M3, que o rendimento para este conversor operando em 127 V é em torno de 88% e para 220 V através da Figura 85 (b) utilizando o canal M3, observa-se que o rendimento é em torno de 91%.

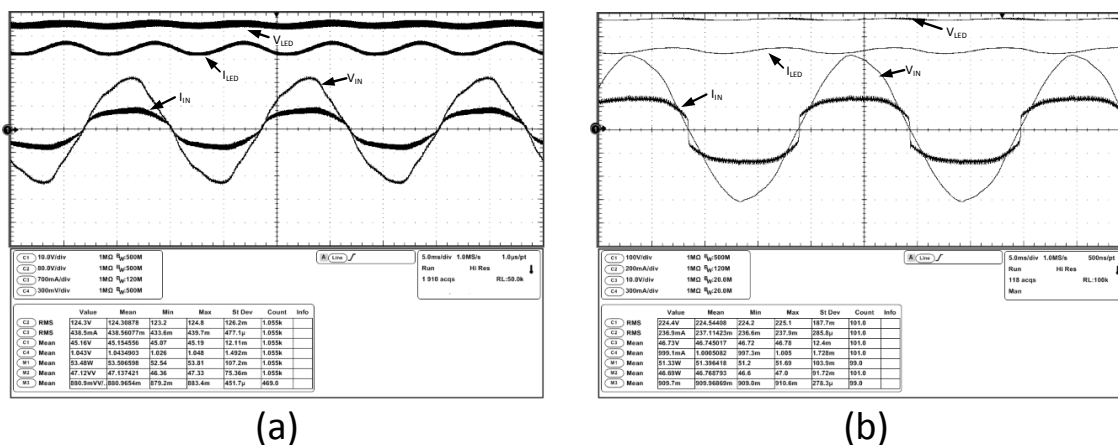


Figura 85: Tensão e corrente entregues pela rede e corrente nos LEDs. (a) Operando em 127 V (C1: 10v/div; C2: 80v/div; C3: 700mA/div; C4: 300mA/div), (b) operando em 220 V (C1: 100v/div; C2: 200mA/div; C3: 10v/div; C4: 300mA/div).

Fonte: Autoria própria.

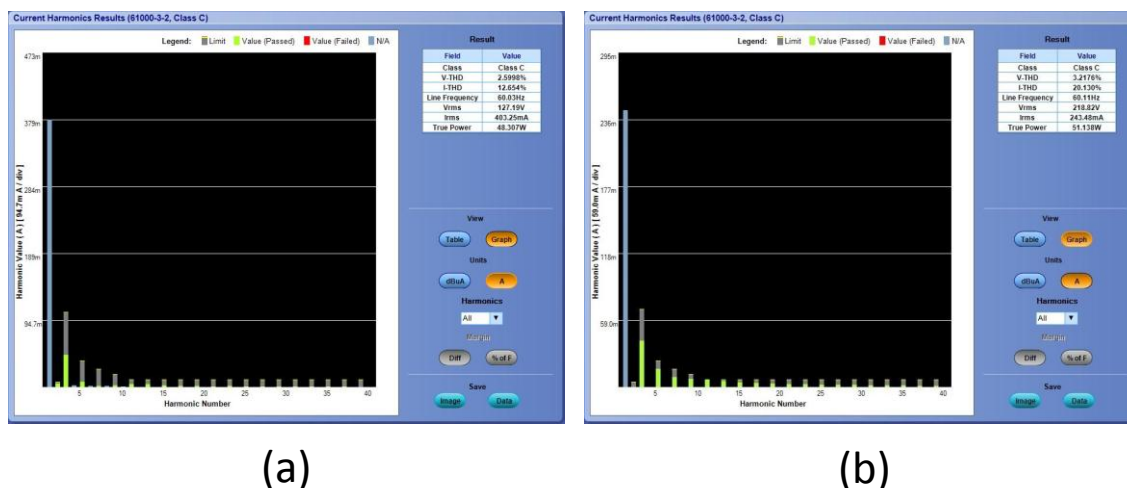
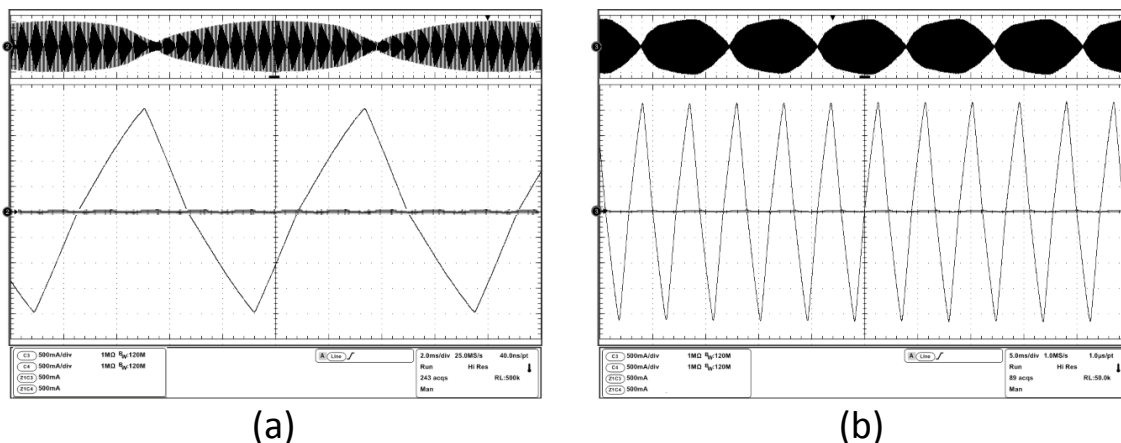


Figura 86: Espectro harmônico da corrente de entrada. (a) Operando em 127 V, (b) operando em 220 V.

Fonte: Autoria própria.

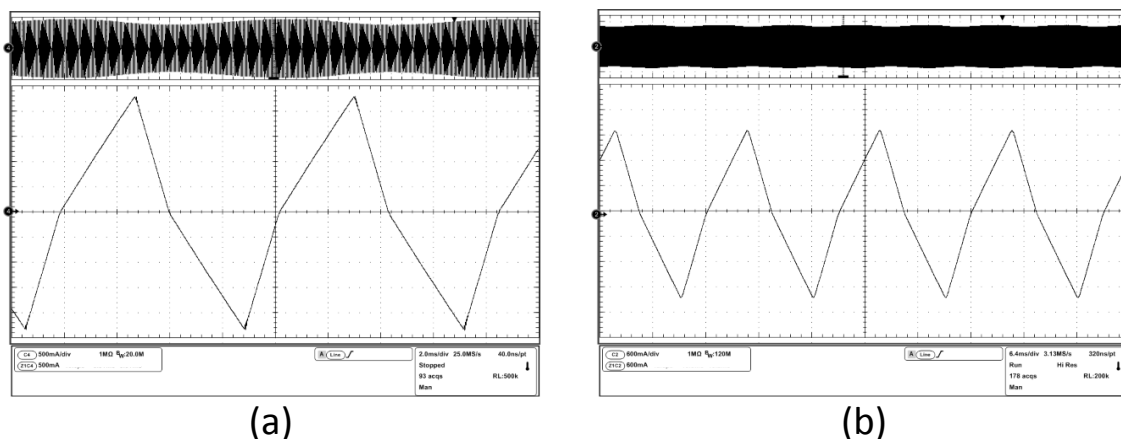
Seguindo a mesma metodologia apresentada para a estrutura com indutor série, é possível calcular o FP da estrutura com indutores acoplados. Sabendo que o ângulo de defasagem entre tensão e corrente de entrada para 127 é $1,0^\circ$ e a THD é em torno de 12,65%, através da equação (5.1), obtém-se que o FP é 99,2%. Quando o conversor opera em 220 V, percebe-se que aumenta a THD da corrente de entrada, e deste modo o FP da estrutura reduz. Operando em 220 V o ângulo de defasagem é $1,1^\circ$ e a THD é em torno de 20,2%, desta forma utilizando-se da equação (5.1), pode-se chegar no valor de FP, que neste caso é aproximadamente 98%. Então analisando os resultados é claro que o FP está dentro da especificação.

A Figura 87 (a) e Figura 87 (b) apresentam as correntes nos indutores L_{in1} e L_{in2} em baixa e alta frequência. Através dos valores expressos na figura pode-se perceber que a corrente entregue a L_{in1} e L_{in2} é simétrica, assim como o esperado através da simulação computacional.



**Figura 87: Corrente no indutor Lin1 e Lin2 em baixa e alta frequência. (a) Operando em 127 V (C3: 500mA/div; C4: 500mA/div), (b) operando em 220 V(C3: 500mA/div; C4: 500mA/div).
Fonte: Autoria própria.**

A Figura 88 apresenta a corrente do indutor L_L em baixa e alta frequência, operando em 127 V e 220 V, através da escala de medidas é possível observar que a corrente de pico deste indutor é em torno de 2A.



**Figura 88: Corrente no indutor LL em baixa e alta frequência. (a) Operando em 127 V (C1: C4: 500mA/div), (b) operando em 220 V(C4: 600mA/div).
Fonte: Autoria própria.**

A Figura 89 apresenta a tensão e a corrente em um dos interruptores em baixa e alta frequência. Pode-se observar que em ambos os casos a comutação dos interruptores é suave.

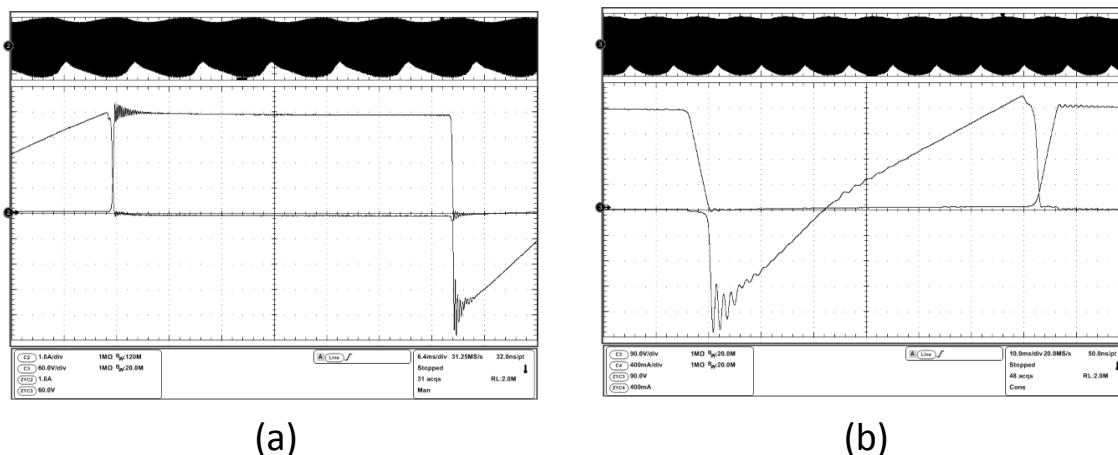


Figura 89: tensão e corrente em um dos interruptores, na frequência de comutação e em baixa frequência. (a) Operando em 127 V (C2: 1A/div; C3: 60v/div), (b) operando em 220 V(C3: 90v/div; C4: 400mA/div).
Fonte: Autoria própria.

A Figura 90 apresenta a tensão de barramento do conversor com indutor série, operando em 127 V e 220 V. Através da Figura 90 (a) observa-se que a tensão de barramento para o conversor operando em 127 V é em torno de 240V, já a Figura 90 (b) mostra a forma de onda do conversor operando em 220 V, sendo que neste caso a tensão de barramento é aproximadamente 350V. E em ambos os casos o valor obtido se aproxima do valor de projeto.

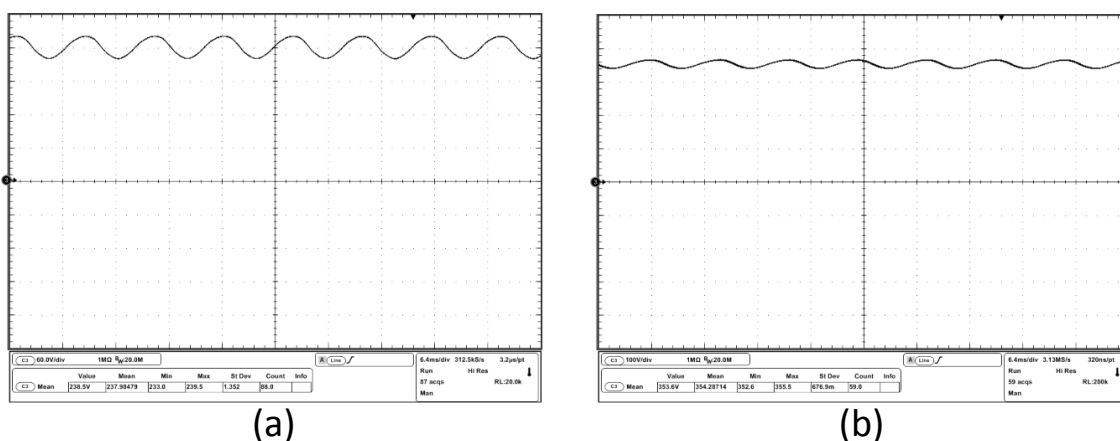


Figura 90: tensão de barramento para o conversor com indutores de entrada acoplados. (a) Operando em 127 V (C3: 60v/div), (b) operando em 220 V(C3: 100v/div).
Fonte: Autoria própria.

A Figura 91 (a) e Figura 91 (b) apresentam as correntes e tensões entregues aos LEDs, corrente e tensão da entrada do conversor, com este operando em 127 V e 220 V, durante o processo de partida. Assim como no conversor anterior é possível observar através da Figura 91 (b) que durante o processo de partida o conversor operando em 220 V ainda não apresenta CFP, da mesma forma isso ocorre devido a

tensão de barramento ainda não ter atingido valor suficientemente elevado para o FP ser próximo do unitário. Porém em regime permanente a tensão de barramento chega ao seu valor nominal, como pode ser observado pela Figura 90. Desta forma fornecendo condições para que ocorra a CFP.

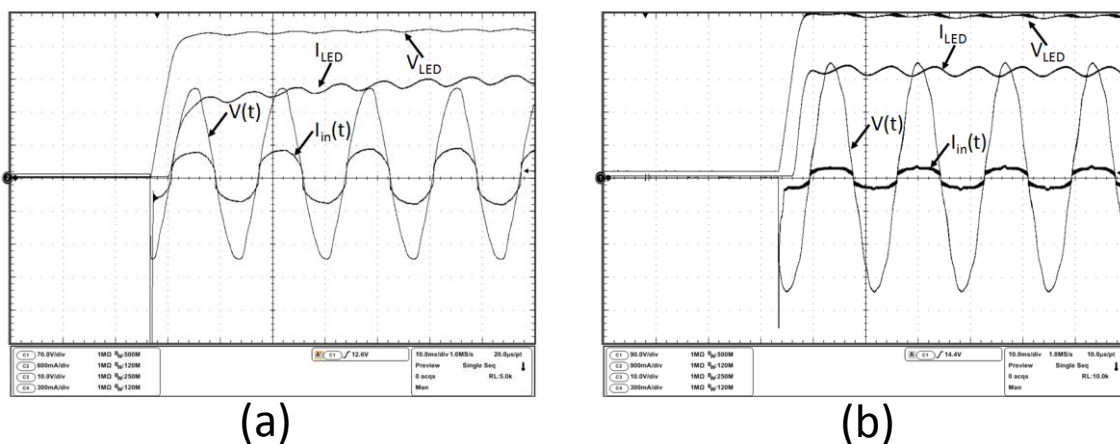


Figura 91: Tensão e corrente entregues pela rede elétrica e tensão e corrente aplicadas aos LEDs durante o processo de partida. (a) Operando em 127 V (C1: 70v/div; C2: 600mA/div; C3: 10v/div; C4: 300mA/div), (b) operando em 220 V (C1: 90v/div; C2: 900mA/div; C3: 20v/div; C4: 300mA/div).

Fonte: Autoria própria.

A Figura 92 apresenta as correntes nos indutores L_{in1} e L_{in2} em baixa frequência, para o conversor operando em 127 V e 220 V, durante o processo de partida. Pode-se observar que durante o estágio de partida as correntes de L_{in1} e L_{in2} crescem até atingir o seu valor nominal em regime permanente.

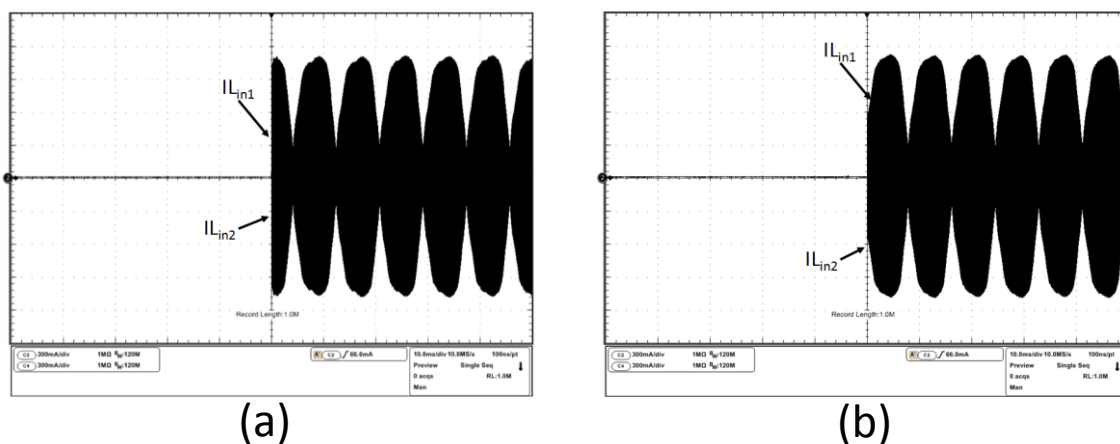
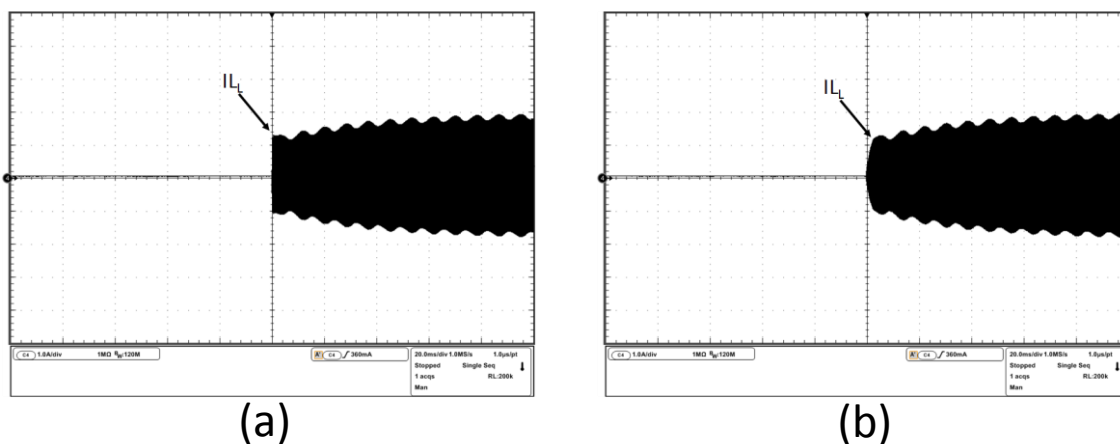


Figura 92: Corrente de L_{in1} e L_{in2} durante o processo de partida. (a) Operando em 127 V (C2: 600 mA/div), (b) operando em 220 V (C3: 300 mA/div).

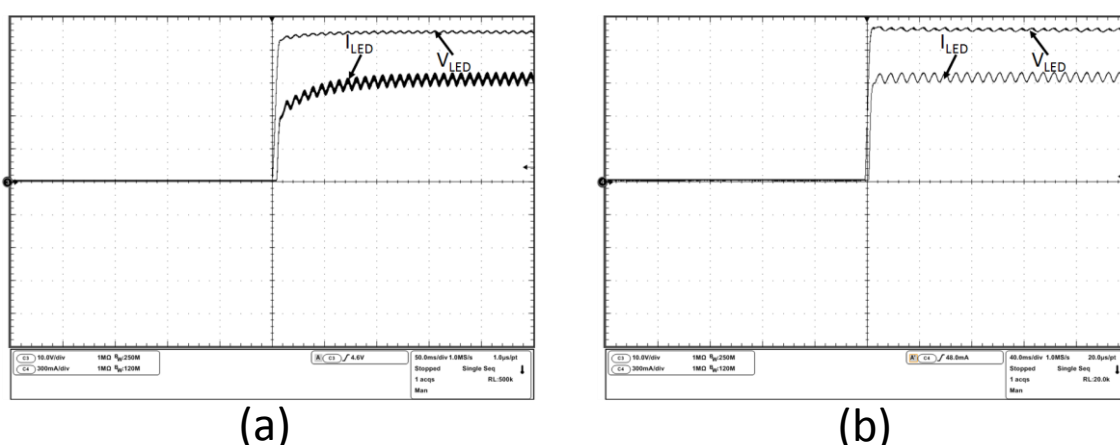
Fonte: Autoria própria.

A Figura 93 mostra a corrente no indutor L_L em baixa frequência, para o conversor operando em 127 V e 220 V, durante o processo de partida. Pode-se observar que durante o estágio de partida não existe nenhum pico de corrente e que essas corrente crescem até atingirem o seu valor nominal em regime permanente.



**Figura 93: Corrente de L_L durante o processo de partida. (a) Operando em 127 V (C4: 1 A/div), (b) operando em 220 V (C4: 1 A/div).
Fonte: Autoria própria.**

A Figura 94 mostra a tensão e a corrente entregue aos LEDs para o conversor operando em 127 V e 220 V, durante o processo de partida. Pode-se observar que não existe nenhum pico de tensão e de corrente e que essas grandezas crescem até atingirem o seus valores nominais.



**Figura 94: tensão e corrente entregue aos LEDs durante o processo de partida. (a) Operando em 127 V (C3: 10v/div; C4: 300 mA/div), (b) operando em 220 V (C3: 10v/div; C4: 300 mA/div).
Fonte: Autoria própria.**

CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho foram apresentados os resultados dos estudos realizados para a concepção de dois reatores eletrônicos com estágio único, correção de fator de potência, sem capacitores eletrolíticos no barramento e rendimento elevado, para acionar e controlar LEDs de potência.

A etapa de revisão bibliográfica, apresentada no capítulo 2, resultou na investigação da análise de funcionamento dos LEDs convencionais e de potência, levantando seus benefícios em relação aos outros modos de iluminação artificial baseadas em eletricidade. Através da revisão bibliográfica também buscou-se apresentar as formas de conexão dos LEDs, circuitos de proteção, formas de dimerização, de entrada universal e circuitos de acionamento. Ainda no capítulo 2, foram classificadas em duas as formas de acionar os LEDs de potência, sendo elas utilizando fonte linear e conversores estáticos. Dentro dos conversores estáticos, destacam-se os reatores eletrônicos de estágio único, onde as topologias propostas nesse trabalho tem base.

No terceiro capítulo foi apresentada a primeira estrutura proposta e o método empregado para a análise de seu funcionamento. O conversor proposto é composto de um indutor que conecta o estágio inversor aos capacitores C_{in1} e C_{in2} no estágio de entrada. Este indutor, juntamente com os capacitores de entrada e o filtro L_f , formam o estágio CFP. O estágio inversor, através da sua frequência de comutação, é o responsável em transformar a tensão de barramento nos níveis de tensão desejados na saída. Ainda nesse capítulo foi executada toda a análise de funcionamento, equacionamento dos componentes e simulação computacional.

No capítulo 4 foi apresentada a segunda topologia proposta e o método empregado para a análise de seu funcionamento. O conversor proposto é composto por dois indutores acoplados magneticamente no mesmo núcleo inserido na entrada da ponte retificadora. Estes indutores, assim como a topologia anterior, conectam o estágio inversor aos capacitores C_{in1} e C_{in2} do estágio de entrada. Os indutores acoplados juntamente com os capacitores de entrada e o filtro L_f formam o estágio CFP, e assim como a topologia anterior o estágio inversor é o responsável em transformar a tensão de barramento nos níveis de tensão desejados na saída. Ainda nesse capítulo foi executada toda a análise de funcionamento, equacionamento dos componentes e simulação computacional.

Por fim, no capítulo 5, foram apresentados os resultados experimentais das estruturas projetadas para as tensões de entrada de 127 V e de 220 V. O resultado da análise harmônica da corrente na entrada de ambos os protótipos, operando em 127 V e 220 V, ficaram dentro da norma IEC 61000-3-2 Classe C, que regulamenta dispositivos de iluminação. O fator de potência obtido para a estrutura com indutor série operando em 127 V ficou em 98%, já para operação em 220 V ficou em torno de 96,6%. O rendimento obtido para a estrutura com indutor série operando em 127 V e 220 V, é de 88% e 92% respectivamente. Porém observa-se que a THD em 220 V é superior à THD em 127 V, assim operando quase no limite da norma IEC 61000-3-2 Classe C. Dando sequência ainda no capítulo 5, obteve-se o fator de potência para a topologia com os indutores de entrada acoplados, operando em 127 V e 220 V. Para a operação em 127 V, verificou-se que o fator de potência obtido para essa estrutura é em torno de 99,2%, ou seja possui elevado fator de potência, já para operação em 220 V observou-se que o fator de potência obtido está em torno de 98%, também sendo considerado elevado e totalmente em conformidade com a norma IEC 61000-3-2 para equipamento Classe C. O rendimento obtido para a estrutura com indutores acoplados operando em 127 V e 220 V, é de 88% e 91% respectivamente.

Cabe ressaltar que a estrutura proposta por apresentar um número maior de componentes, quando relacionada a conversores clássicos, pode-se não ser atrativa, pensando em produção comercial. Porém fazendo um levantamento das suas várias características, é possível observar que seus elevados rendimentos, elevados fatores de potência, possibilidade de dimerização, possibilidade de entrada universal, pequeno filtro de entrada e reduzidos valores de capacitâncias no barramento CC, as tornam competitivas em termos de produção comercial. Pensado em comercialização ainda é possível aplicar comando auto-oscilante às topologias propostas neste trabalho, tornando-as assim ainda mais atraentes. Porém quando comparadas as topologias propostas às estruturas clássicas, sua maior contribuição é a redução do valor do capacitor de barramento, deixando-o em níveis onde pode ocorrer a substituição de capacitores polarizados por não polarizados, e desta forma elevar a vida útil do sistema a níveis em que se comparem com a vida útil dos LEDs.

REFERÊNCIAS

AGOSTINI JR., E. **Estudo e implementação de uma estrutura para a alimentação de LEDs de potência com o controle da cor e da intensidade luminosa** dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.

AGOSTINI JR, E; PERIN, A. J. Análise de topologias para o acionamento de LEDs de potência, **Relatório interno**, INEP – Instituto de Eletrônica de Potência, Florianópolis, Santa Catarina, dezembro de 2006.

AOYAMA, Y., YACHI, T. An LED Module Array System Designed for Streetlight Use, in **Energy 2030 Conference**, 2008. ENERGY 2008. IEEE, 2008, p. 1-5.

BADDELA, S. M.; ZINGER, D. S. Parallel connected LEDs operated at high frequency to improve current sharing. **39th IEEE/IAS Annual Meeting**. [S.l.]: [s.n.]. 2004.

BARBI, I., **Projeto de Fontes Chaveadas**, Ed. do Autor, INEP – UFSC, Florianópolis, 2001.

BRITTO, R. J. **Análise, Projeto e Implementação de Conversores CC-CC com Ampla Faixa de Conversão Aplicados em Iluminação de Estado Sólido** tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2009.

CHANG, C-H; et al. An interleaved single-stage LLC resonant converter used for multi-channel LED driving, **Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE-ASIA)**, 2014 International , vol., no., p.3333,3340, 18-21 May 2014.

CHEN, C. C.; WU C. Y.; WU, T. F. LED Back-Light System for LCD Panels, **Applied Power Electronics Conference and Exposition**, p. 381-385, 2006.

CHEN, H.; et al. Chromatic, Photometric and Thermal Modeling of LED Systems with Non-Identical LED Devices, **Power Electronics, IEEE Transactions on** , vol.P, no.99, p.1,1, 2014.

CHENG, C.; CHENG, H.; CHUNG, T. A Novel Single-Stage High-Power-Factor LED Street-Lighting Driver with Coupled Inductors, **Industry Applications, IEEE Transactions on** , vol.P, no.99, p.1,1, 2014.

CHER, M. T; SINGH, P., Time Evolution Degradation Physics in High Power White LEDs Under High Temperature-Humidity Conditions, **Device and Materials Reliability, IEEE Transactions on** , vol.14, no.2, p.742,750, June 2014.

CHIU, H.-J.; et al. A High Efficiency Dimmable LED Driver for Low-Power Lighting Application, **IEEE Trans. on Industrial Electronics**, vol. 57, no. 2, p. 735-743, Feb 2010.

CHOI, S.; KIM, T. Symmetric Current Balancing Circuit for LED Backlight with Dimming. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2011.

CHUANG, H.-M.; et al. A Single-Stage SEPIC PFC Converter for Multiple Lighting LED Lamps, **IEEE International Symposium on Electronic Design, Test & Application**, 2008.

CHUANG, Y.-C., et al. Single-Stage Power Factor-Correction Circuit with Flyback Converter to Drive LEDs for Lighting Applications, **Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)**, 2010 IEEE, Houston, USA, 2010.

CHUN-AN, C; et al. A single-stage LED driver for street-lighting applications with interleaving PFC feature, **Next-Generation Electronics (ISNE)**, 2013 IEEE International Symposium on , vol., no., p.150,152, 25-26 Feb. 2013.

COATON, J. R., Marsden A. M. **Lamps and Lighting**, fourth edition, Arnold, 1997.

CONG, Z; WENSONG, Y; JIH-SHENG, L; HONGBO, M. Single-switch three-level boost converter for PWM dimming LED lighting, **Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, 2011 IEEE , vol., no., p.2589,2596, 17-22 Sept. 2011.

CRAWFORD, H. M , LEDs for Solid-State Lighting: Performance Challenges and Recent Advances, **Selected Topics in Quantu Electronics, IEEE Journal of** , vol. 15, no. 4, p. 1028-1040, Aug. 2009.

CREE. **Cree Sets New R&D Performance Record with 276 Lumen-Per-Watt Power LED.** [on line]. Disponível em: < <http://www.cree.com/News-and-Events/Cree-News/Press-Releases/2013/February/276-LPW> >

CUNHA, L. , Padrões brasileiros, **Revista o Setor Elétrico**, 2010, Ed. 49, p 58-65, Fev. 2010.

DALLA COSTA et al. Reator eletrônico auto-oscilante com alto fator de potência para alimentação de quatro lâmpadas fluorescentes independentes. In: **Congresso Brasileiro de Automática**, 2004.

DE BRITTO, J. R; et al. A proposal of Led Lamp Driver for universal input using Cuk converter, **Power Electronics Specialists Conference, 2008.** PESC 2008. IEEE , vol., no., p.2640,2644, 15-19 June 2008.

DEMIAN, A. E; et al. Micontrroller-Based Quadratic Buck Converter Used as Led Lamp Driver, **Power Electronics and Aplications**, 2007 European Conference on. vol., no., p.2640,2644, 15-19 June 2007.

DO, H. L; KWON, B. H. Single-Stage Line-Coupled Half-Bridge Ballast With Unity Power Factor and Riple-Free Input Current Using a Coupled Inductor, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Vol. 50, NO. 6, p 1259-1266, December 2003.

DUMS, J. F. **Reator Eletrônico de Único Estágio e Elevado Fator de Potência, Baseado na Topologia “Charg-Pump Voltage Source”, para Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.

EKKARAVARODOME, C; NATHAKARANAKULE, A; BOONYAROONATE, I. Single Stage Electronic Ballast Using Class-DE Low-d/dt Current-Source Driven Rectifier for Power-Factor Correction, **IEEE Transactions on Industry Aplications**, vol. p, 2010.

EPCOS Film Capacitors. **Metallized Polypropylene Film Capacitors (MKP)** [on line]. Disponível em: <<http://www.epcos.com/epcos/en/529464/products/product-catalog/film-capacitors/metallized-polypropylene-capacitors--mkp-mfp->>, dezembro 2012.

FONSECA, Z. P.; et al. Single-Stage High Power Factor Converter without Electrolytic Capacitors to Drive Power LEDs, 38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, **IECON 2012**, p. 1802 – 1809, 2012.

FONSECA, Z.P.; et al. Conversor com elevado fator de potência de estágio único e sem capacitores eletrolíticos para acionar LEDs de potência. In: **XIX Congresso Brasileiro de Automática**, p. 1902 – 1909, 2012.

FONSECA, Z.P.; et al. An electronic AC power system with buck PFC and linear regulator to drive and control the current of power LEDs, **Power Electronics Conference (COBEP)**, 2011 Brazilian , vol., no., p.864,870, 11-15 Sept. 2011.

FOSTER, R. Light-emitting diodes: a guide to the technology and its applications, **Building Services Research and Information Association**, BSRIA guide no. BG3/2005, p.13. 2005.

FUERBACK, A. L, **Reator eletrônico para lâmpadas de vapor metálico utilizando técnicas de integração para a correção do fator de potência e eliminação da ressonância acústica**, Tese de Doutorado (Doutorado em engenharia elétrica), INEP – Universidade Federal de Santa Catarina, 2011.

GILBERT, H. **Introduction to Light Emitting Diode Technology and Applications**. Boca Raton: CRC Press, 2009.

HAMMER, E. E., MCGOWAN, T. K. **Characteristics of Various F40 Fluorescent Systems at 60 Hz and High**, 1985.

HONGBO, M.; et al. A universal-input high-power-factor PFC pre-regulator without electrolytic capacitor for PWM dimming LED lighting application, **Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, 2011 IEEE , vol., no., p.2288,2295, 17-22 Sept. 2011.

HONGBO, M.; et al. A novel SEPIC-derived PFC pre-regulator without electrolytic capacitor for PWM dimming LED lighting application based on valley fill circuit, **Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, 2011 IEEE , vol., no., p.2310-2317, 17-22 Sept. 2011.

HONGTAO MU; LI G; JUN L, A High Precision Constant Current Source Applied in LED Driver, **Photonics and Optoelectronics (SOPO)**, 2011 Symposium on , vol., no., p.1,4, 16-18 May 2011.

HU, Y., JOVANOVIĆ, M. M. A new current-balancing method for paralleled LED strings. **26th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. p. 1048-2334. 2011.

HUBER, Y. HU, JOVANOVIĆ, L. M. M. Single-Stage Flyback Power-Factor Correction Front-End for HB LED Application, **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting** , p.2310-2317. 2009.

HUI, Y; et al. Chip-on-board (COB) wafer level packaging of LEDs using silicon substrates and chemical foaming process(CFP)-made glass-bubble caps, **Electronic Packaging Technology and High Density Packaging (ICEPT-HDP)**, 2011 12th International Conference on , vol., no., p.1,4, 8-11 Aug. 2011.

HUMPHREYS, C. J. 2008. **Solid-State Lighting. MRS Bulletin**. [on line]. Disponible em: <http://www.journals.cambridge.org/abstract_S0883769400005030>

ILLIC, M., MAKSIMOVIC, D. Averaged switch modeling of the interleaved zero current transition buck converter. **IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 2005**.

JONG, T. H; et al. Off-the-Line Primary Side Regulation LED Lamp Driver With Single-Stage PFC and TRIAC Dimming Using LED Forward Voltage and Duty Variation Tracking Control, **Solid-State Circuits, IEEE Journal of** , vol.47, no.12, p.3081,3094, Dec. 2012.

JUNMING, Z; HULONG, Z; TING, J, A Primary-Side Control Scheme for High-Power-Factor LED Driver With TRIAC Dimming Capability, **Power Electronics, IEEE Transactions on** , vol.27, no.11, p.4619,4629, Nov. 2012.

JUNTUNEN, E.; et al. Thermal Performance Comparison of Thick-Film Insulated Aluminum Substrates With Metal Core PCBs for High-Power LED Modules, **Components, Packaging and Manufacturing Technology, IEEE Transactions on** , vol.2, no.12, p.1957,1964, Dec. 2012.

JUNTUNEN, E.; TAPANINEN, O.; SITOMANIEMI, A; HEIKKINEN, V., Effect of Phosphor Encapsulant on the Thermal Resistance of a High-Power COB LED Module, **Components, Packaging and Manufacturing Technology, IEEE Transactions on** , vol.3, no.7, p.1148,1154, July 2013.

JUNTUNEN, E.; et al. Coper-Core MCPCB With Thermal Vias for High-Power COB LED Modules, **Power Electronics, IEEE Transactions on** , vol.29, no.3, p.1410,1417, March 2014.

KERN, S. Light-emitting diodes in automotive forward lighting applications: materials engineering solutions to fundamental challenges. (March 2004 : Detroit, USA) **Proceedings in SAE**, Detroit, paper 0255, 2004.

LI, L; LI, L. Wireless dimming system for LED Street lamp based on ZigBee and GPRS, **System Science, Engineering Design and Manufacturing Informatization (ICSEM)**, 2012 3rd International Conference on , vol.2, no., p.100,102, 20-21 Oct. 2012.

LI, S.; HUI, S.Y.R., Self-Configurable Current-Mirror Circuit with Short Circuit and Open-Circuit Fault Tolerance for Balancing Parallel Light Emitting Diode (LED) String Currents, **Power Electronics, IEEE Transactions on** , vol.P, no.99, p.1,1 2013.

LIANGCHEN W; YI, X; XIAODONG, W; WANG, G; LI, J, Combined transparent electrodes for high power GaN-based LEDs with long life time, **Solid-State and Integrated-Circuit Technology, 2008. ICSICT 2008**. 9th International Conference on , vol., no., p.1055,1057, 20-23 Oct. 2008.

LIENHARD, H.J, **Electric lights before Edison**. [on line]. Disponível em: < <http://www.uh.edu/engines/epi1330.htm> > 2010.

LIU, K. H.; LIN, Y. L. Current Wave form Distortion in Power Factor Correction Circuits Employing Discontinuous-Mode Boost Converters, **IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'89**, Vol. 2, p.825-829, 1989.

MADDULA, S. K.; BALDA, J. C. Life time of electrolytic capacitor in regenerative induction motor drives, in Proc. **IEEE Power Electron Spec. Conf.**, 2005, p. 153-159. 2005.

MING, G.; et al. Reliability assessment for LED luminaires based on Step Stress Accelerated Life Test, **Electronic Packaging Technology and High Density Packaging (ICEPT-HDP)**, 2012 13th International Conference on , vol., no., p.1546,1549, 13-16 Aug. 2012.

MOON-HO, L; TAE, J. L; HYE, J. L; YOUNG-JOO, K, Design and fabrication of metal PCB based on the patterned anodizing for improving thermal dissipation of LED lighting, **Microsystems Packaging Assembly and Circuits Technology Conference (IMPACT)**, 2010 5th International , vol., no., p.1,4, 20-22 Oct. 2010.

NARENDRAN, N.; GU, Y. Life of LED-based white light sources, **Display Technology, Journal of** , vol.1, no.1, p.167,171, Sept. 2005.

NASCIMENTO, C. B., **Estruturas de Reatores Eletrônicos com Elevado Fator de Potência**, Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005a.

NASCIMENTO, C. B., PEREIRA, E. I., PERIN, A. J. Low Cost High Factor Electronic Ballast with no Input Filter, **36th Annual IEEE Power Electronic Specialists Conference**, p. 1100 –1106, 2005b.

NASCIMENTO, C. B., PERIN, A. J. High Power Factor Electronic Ballast for Fluorescent Lamps with Reduced Input Filter and Low Cost of Implementation, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Vol. 55, No. 2, p. 711 –721, 2008.

OSRAM. **Manual Luminotécnico Prático** [on line]. Disponível em: <<http://www.iar.unicamp.br/lab/luz/ld/Livros/ManualOsram.pdf>>, dezembro 2012. [Acessado: 1 jul. 2014].

PEREIRA, E. I. **Reator eletrônico com estágio de correção de fator de potência integrado com o inversor ressonante**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2003.

PEREIRA, E. I., NASCIMENTO, C. B., PERIN, A. J. Electronic ballast fo fluorescent lamps with the PFC stage integrated with the resonant inverter, **35th Annual IEEE Power Electronic Specialists Conference**, p. 4050 – 4056, 2004.

QIAN, J., LEE, F. C. Charge Pump Power - Factor -Correction Technologies Part I: Concept and Principle, **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 15, no. 1, p. 121 – 129, 2000.

QIAN, J., LEE, F. C. A New Continuous Input Current Charge Pump Power Factor Correction (CIC-CPFC) Electronic Ballast, **IEEE Industry Application Society – Annual Meeting**, p. 2299 – 2306, 1997.

REA, M. S. The IESNA lighting handbook: reference & application: Illuminating Engineering Society of North America. **Illuminating Engineering Society of North America**. 2000.

RODRIGUES, C. R. S, **Contribuições ao uso de diodos emissores De luz em iluminação pública** Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2012.

SÁ JUNIOR, E. M. **Estudo de novas estruturas de reatores eletrônicos para LEDs de iluminação**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2007.

SCHITTLER, A. C.; et al. Generalized state-space model for the interleaved buck converter. **Power Electronics Conference (COBEP)**, 2011 Brazilian, p. 451 – 457. 2011.

SEOUL SEMICONDUCTOR. **Acriche Semiconductor** – EcoLight, Datasheet, rev. 2, December 2006.

SHRIVASTAVA, A; SINGH, B., A universal input single-stage front end power factor corrector for HB-LED lighting applications, **India Conference (INDICON)**, 2012 Annual IEEE , vol., no., p.1095,1099, 7-9 Dec. 2012b.

SHRIVASTAVA, A; SINGH, B., Zeta converter based power supply for HB-LED lamp with universal input, **Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)**, 2012 IEEE International Conference on , vol., no., p.1,5, 16-19 Dec. 2012a.

SILVA, M. F. **Contribuição ao estudo de sistemas eletrônicos de baixo custo com alto fator de potência para acionamento de lâmpada fluorescente compacta**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2000.

SINAN LI; HUI, S.Y., Variants of current-mirror circuits for reducing current imbalance in parallel LED strings, **Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, 2012 IEEE , vol., no., p.3562,3567, 15-20 Sept. 2012b.

SINGH, B.; SHRIVASTAVA, A, Buck converter-based power supply design for low power light emitting diode lamp lighting, **Power Electronics, IET** , vol.7, no.4, p.946,956, April 2014.

SINGH, B.; SHRIVASTAVA, A; CHANDRA, A; AL-HADDAD, K., A single stage optocoupler-less buck-boost PFC driver for LED lamp at universal AC mains, **Industry Applications Society Annual Meeting**, 2013 IEEE , vol., no., p.1,6, 6-11 Oct. 2013.

STEIGERWALD, D.A.; et al. Illumination with solid state lighting technology. **Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of** , vol.8, no.2, p.310,320, Mar/Apr 2002.

THOMAS, W., PFORR, J., A novel low-cost current-sharing method for automotive LED lighting systems. **13th European Conference on Power Electronics and Applications**. 2009. p. 1-10., 2009.

TOROK, L.; et al., High output LED-based profile lighting fixture, **IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society** , vol., no., p.2941,2946, 7-10 Nov. 2011.

TSIATMAS, A; et al., An illumination perspective on visible light communication, **Communications Magazine, IEEE** , vol.52, no.7, p.64,71, July 2014.

USDOE 2012. **Solid-State Lighting Research and Development: Multi-Year Program Plan**: Abril 2012 [Online]. Disponível em: <http://www1.eere.energy.gov/buildings/ssl/techroadmaps.html> [Acessado: 1 jul. 2014].

USDOE 2014. **Solid-State Lighting Research and Development: Multi-Year Program Plan**: Abril 2014 [Online]. Disponível em: <http://www1.eere.energy.gov/buildings/ssl/techroadmaps.html> [Acessado: 1 jul. 2014].

WANG, B., RUAN, X., YAO, K., AND XU, M. A method of reducing the peak-to-average ratio of LED current for electrolytic capacitor-less ac–dc drivers. **IEEE Trans. Power Electron.**, vol. 25, no. 3, p. 592–601, Mar. 2010.

WANG, J. et al. A family of capacitive current balancing methods for multi output LED drivers. **26th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. p. 2040 - 2046. 2011.

WENSONG, Y; et al., A universal-input high-power-factor PFC pre-regulator without electrolytic capacitor for PWM dimming LED lighting application, **Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE** , vol., no., p.2288,2295, 17-22 Sept. 2011.

XUEHUI, T.; DONGLI, Z., Thermal Parameter Extraction Method for Light-Emitting Diode (LED) Systems, **Electron Devices, IEEE Transactions on** , vol.60, no.6, p.1931,1937, June 2013.

YIJIE, W; et al., Single-stage LED driver with low bus voltage, **Electronics Letters** , vol.49, no.7, p.455,457, March 28 2013.

ZHANG, C; QIN, H; QU, L., LED dimming system of wireless remote controller, **Image Analysis and Signal Processing (IASP)**, 2012 International Conference on , vol., no., p.1,4, 9-11 Nov. 2012.

ZHANG, T; YANG, Y; SONG, Z; FAN, Y. A dual mode dimming white LED driver based on Buck DC-DC converter, **Computer Science and Information Processing (CSIP)**, 2012 International Conference on , vol., no., p.1129,1131, 24-26 Aug. 2012.

ZHONGMING ,Y; GREENFELD, F.; ZHIXIANG L, Design considerations of a high power factor SEPIC converter for high brightness white LED lighting applications, **Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE** , vol., no., p.2657,2663, 15-19 June 2008.

APÊNDICE A - Circuito de Comando para Frequência Fixa

O integrado IR2153 é um *driver* auto-oscilante que utiliza um circuito do tipo *Bootstrap* para comandar os interruptores, já que estes não possuem a mesma referência. A aplicação mais simples para esse CI é baseado na frequência fixa e razão cíclica em 50%, que pode ser obtida pelo valor de R_T e C_T definidas na equação (A.1). A estrutura do IR2153, que é encapsulado na forma de um circuito integrado de 8 pinos, é apresentado na Figura 96.

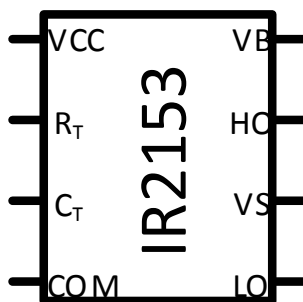


Figura 96: Driver auto-oscilante IR2153.

$$f_s = \frac{1}{1,4 \cdot (R_t + 75) \cdot C_t} \quad (\text{A.1})$$

A Figura 97 mostra o circuito de comando completo baseado no IR2153. O capacitor C_{FILT} é usado para desacoplamento entre os pinos de alimentação e de terra. O diodo D_B e o capacitor C_{STRAP} formam a fonte flutuante *Bootstrap* para o interruptor superior. Os componentes R_T e C_T definem a frequência do oscilador. O resistor R_B tem o papel de limitar a corrente de alimentação para o CI. R_{G1} e R_{G2} são as resistências de *gate* dos interruptores Mosfet.

O pino de saída R_T se comporta como uma fonte de tensão comutada entre V_{cc} e terra. R_T é conectado ao pino C_T , limitando a tensão em $2/3 V_{cc}$, a tensão sobre C_T oscila entre $1/3 V_{cc}$ e $2/3 V_{cc}$, formando assim o estágio de oscilação.

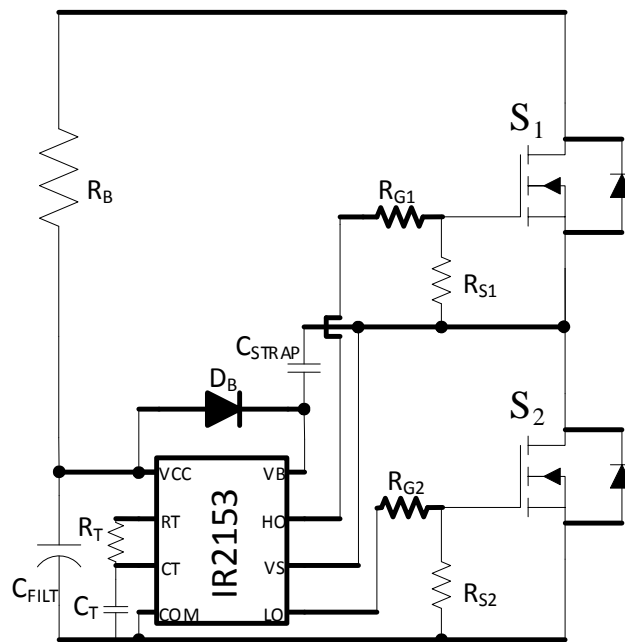


Figura 97: Circuito de comando completo baseado no IR2153.

O valor de R_T pode ser calculado através da (A.2), fixando um valor para C_T e manipulando a (A.1). Para o cálculo de R_B , C_{STRAP} , R_{G1} e R_{G2} será utilizado o trabalho de (PEREIRA, 2003) que utiliza IR2151 como referência, para se obter as (A.3), (A.4) e (A.5). Os valores utilizados para uma frequência de 45kHz são expressos na Tabela 11.

$$R_T = \frac{1}{1,4 \cdot f_s \cdot C_T} - 75 \quad (\text{A.2})$$

$$R_B = \frac{V_B - V_{cctip}}{I_{R_B}} \quad (\text{A.3})$$

$$C_{STRAP} = \frac{30 \cdot Q_{bs}}{V_{cc} - V_f} \quad (\text{A.4})$$

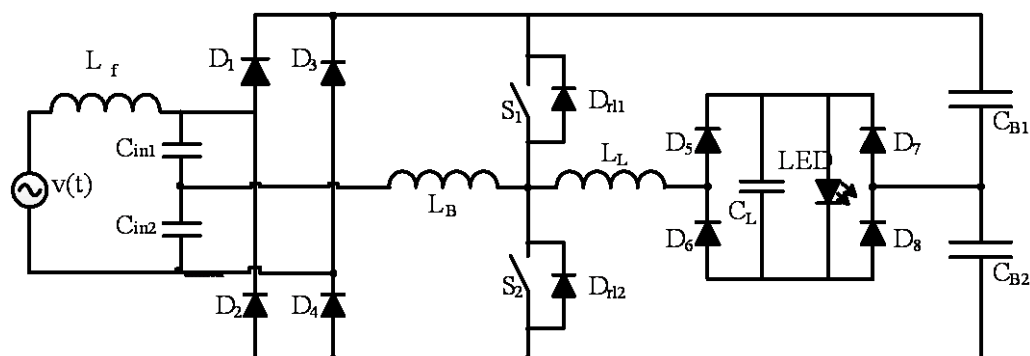
$$R_{G1} = R_{G2} = \frac{t_r}{2,2 \cdot C_{iss}} \quad (\text{A.5})$$

Tabela 11: Especificação dos componentes do circuito de comando para frequência fixa.

Parâmetros	Valor
R_{S1} e R_{S2}	10 k Ω
R_{G1} e R_{G2}	22 Ω
S_1 e S_2	IRF840
C_{FILT}	47 μF
C_T	1 nF
R_T	\approx 15 k Ω
C_{STRAP}	330 nF
D_B	MUR 160

APÊNDICE B - Projeto dos dois conversores propostos operando em
127 V e 220 V

Topologia com indutor série operando em 127 V:



Especificações:

$V_S := 127$	(V)	Tensão eficaz da Entrada.
$V_P := 180$	(V)	Tensão de pico da Entrada.
$f_{60\text{Hz}} := 60$	(Hz)	Frequência da Rede Elétrica.
$V_{\text{LED}} := 45$	(V)	Tensão dos LEDs.
$I_{\text{LED}} := 1$	(A)	Corrente dos LEDs.
$P_{\text{out}} := 45$	(W)	Potência de saída.
$V_B := 120$	(V)	Tensão do Barramento.
$\Delta V_B := 0.1 V_B$		Ondulação da tensão de barramento.
$\Delta V_{\text{CL}} := 0.05 V_{\text{LED}}$		Ondulação da tensão dos LEDs.
$f_s := 45 \cdot 10^3$	(Hz)	Frequência de Comutação.
$\eta := 0.90$		Rendimento estimado do Reator.
$f_{120\text{Hz}} := 120$	(Hz)	Frequência da ondulação do barramento.
$\alpha := 0.5$		Relação entre as frequências.

Cálculo do Capacitor de Filtragem Cin1 e Cin2:

$$C_{in_1} := \frac{128 \cdot V_B \cdot P_{out} \cdot f_s}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_s^2 \cdot \alpha^2 \cdot \eta \cdot V_P^2 \cdot [(4 \cdot V_B) - V_P]} \quad C_{in_1} = 4.942 \times 10^{-7} \quad (F)$$

Valor adotado: $C_{in_1} := 4.7 \cdot 10^{-7} \quad (F)$

Calculo da Indutância do indutor LB:

$$L_B := \frac{\eta \cdot V_P^2 \cdot [(4 \cdot V_B) - V_P]}{128 \cdot V_B \cdot P_{out} \cdot f_s} \quad L_B = 2.812 \times 10^{-4} \quad (H)$$

Valor adotado: $L_B := 3.3 \cdot 10^{-4} \quad (H)$

Calculo da Indutância do indutor LL:

$$L_L := \frac{V_B^2 - V_{LED}^2}{8 \cdot I_{LED} \cdot V_B \cdot f_s} \quad L_L = 2.865 \times 10^{-4} \quad (H)$$

Valor adotado: $L_L := 2.9 \cdot 10^{-4} \quad (H)$

Cálculo do Capacitor de Barramento CB1 e CB2:

$$C_{B1} := \frac{0.58 P_{out}}{2 \cdot \pi \cdot \eta \cdot V_B \cdot f_{60Hz} \cdot \Delta V_B} \quad C_{B1} = 5.342 \times 10^{-5} \quad (F)$$

Valor adotado: $C_{B1} := 5.6 \cdot 10^{-5} \quad (F)$

Cálculo do Capacitor de Filtro CL:

$$C_L := \frac{I_{LED} \cdot (V_B + V_{LED})}{8 \cdot V_B \cdot f_s \cdot \Delta V_{CL}} \quad C_L = 1.698 \times 10^{-6} \quad (F)$$

Valor adotado: $C_L := 1.8 \cdot 10^{-6} \quad (F)$

Projeto Físico do Indutor LB:

Especificações:

$J_{\max} := 410$	$\left(\frac{\text{A}}{\text{cm}^2}\right)$	Máxima densidade de corrente.
$\Delta B_{\max} := 0.1\text{t}$	(T)	Densidade máxima de fluxo.
$k_w := 0.7$		Fator de enrolamento.
$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$	$\left(\frac{\text{H}}{\text{m}}\right)$	Permeabilidade do ar.
$K_H := 4 \cdot 10^{-4}$		Coefficiente de perdas por histerese.
$K_E := 4 \cdot 10^{-10}$		Coefficiente de perdas por correntes parasitas.

Correntes no Indutor:

$$i_{LB_p} := \frac{8 \cdot P_{\text{out}}}{\eta \cdot V_p} \quad i_{LB_p} = 2.222 \quad (\text{A})$$

$$i_{LB_ef} := \frac{8 \cdot P_{\text{out}}}{\eta \cdot V_p \cdot \sqrt{3}} \quad i_{LB_ef} = 1.283 \quad (\text{A})$$

Cálculo do Núcleo - Calculo da Área "AeAw":

$$AeAw := \frac{L_B \cdot i_{LB_p} \cdot i_{LB_ef}}{k_w \cdot \Delta B_{\max} \cdot J_{\max}} \cdot 10^4 \quad AeAw = 0.205 \quad (\text{cm}^4)$$

Núcleo escolhido: E - 30/14

Dados do núcleo:

$AeAw := 1.0\text{t}$	(cm^4)	Produto "AeAw" do núcleo.
$Ae := 1.2\text{t}$	(cm^2)	Área da perna central.
$Aw := 0.8\text{t}$	(cm^2)	Área da janela do carretel.
$l_t := 6.7$	(cm)	Comprimento médio de uma espira.
$Ve := 8.0$	(cm^3)	Volume de ferrite

Cálculo do Número de Espiras:

$$N_{\text{esp}} := \text{round} \left(\frac{L_B \cdot i_{L_B_p}}{\Delta B_{\text{max}} \cdot A_e} \cdot 10^4 \right) \quad N_{\text{esp}} = 38 \quad (\text{Espiras})$$

Cálculo do Entreferro:

$$l_g := \frac{N_{\text{esp}}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_B} \cdot 10^{-2} \quad l_g = 0.066 \quad (\text{cm}) \quad (\text{Central})$$

$$l_{\text{lat}} := \frac{l_g}{2} \cdot 10 \quad l_{\text{lat}} = 0.33 \quad (\text{mm}) \quad (\text{Lateral})$$

Cálculo da Bitola do Condutor:

Área Necessária de Cobre:

$$S_{\text{Lin}} := \frac{i_{L_B_ef}}{J_{\text{max}}} \quad S_{\text{Lin}} = 3.129 \times 10^{-3} \quad (\text{cm}^2)$$

Profundidade de Penetração da Corrente:

$$\Delta_{\text{pen}} := \frac{7.5}{\sqrt{f_s}} \quad \Delta_{\text{pen}} = 0.035 \quad (\text{cm})$$

Diâmetro Máximo para a Profundidade de Penetração:

$$d_{\text{max}} := 2 \cdot \Delta_{\text{pen}} \quad d_{\text{max}} = 0.071 \quad (\text{cm})$$

Com isso, escolhe-se o Condutor: **AWG - 22**

Especificações do Condutor:

$$S_{22\text{AWG}} := 3.25510^{-3} \quad (\text{cm}^2) \quad \text{Área do condutor 22 AWG}$$

$$S_{22\text{vern}} := 4.01310^{-3} \quad (\text{cm}^2) \quad \text{Área do condutor mais verniz}$$

$$N_{\text{fioslitz}} := 1 \quad \text{Número de condutores por fio litz}$$

$$\rho_{\text{S}} := 708 \cdot 10^{-4} \quad \left(\frac{\Omega}{\text{cm}} \right) \quad \text{Resistividade do condutor AWG - 22}$$

Número de Condutores Necessários:

$$N_{\text{cond}} := \text{ceil}\left(\frac{S_{\text{Lin}}}{S_{22\text{AWG}}}\right) \quad N_{\text{cond}} = 1 \quad (\text{Condutores})$$

Número de Fios Litz Necessários:

$$N_{\text{fios}} := \text{ceil}\left(\frac{N_{\text{cond}}}{N_{\text{fioslitz}}}\right) \quad N_{\text{fios}} = 1 \quad (\text{fio})$$

Comprimento Total do Fio:

$$l_{\text{bobina}} := \frac{I_t \cdot N_{\text{esp}}}{100} \quad l_{\text{bobina}} = 2.546 \quad (\text{m})$$

Possibilidade de Execução:

Area total ocupada pelo enrolamento:

$$S_{\text{totcob}} := S_{22\text{veril}} \cdot N_{\text{fioslitz}} \cdot N_{\text{fios}} \cdot N_{\text{esp}} \quad S_{\text{totcob}} = 0.152 \quad (\text{cm}^2)$$

Coefficiente de Execução:

$$k_{\text{exc}} := \frac{S_{\text{totcob}}}{A_w} \quad k_{\text{exc}} = 0.179$$

Projeto Físico do Indutor LL:

Especificações:

$$J_{\text{max}} := 410 \quad \left(\frac{\text{A}}{\text{cm}^2}\right) \quad \text{Máxima densidade de corrente.}$$

$$\Delta B_{\text{max}} := 0.10 \quad (\text{T}) \quad \text{Densidade máxima de fluxo.}$$

$$k_w := 0.7 \quad \text{Fator de enrolamento.}$$

$$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \quad \left(\frac{\text{H}}{\text{m}}\right) \quad \text{Permeabilidade do ar.}$$

$$K_H := 4 \cdot 10^{-4} \quad \text{Coeficiente de perdas por histerese.}$$

$$K_F := 4 \cdot 10^{-10} \quad \text{Coeficiente de perdas por correntes parasitas.}$$

Correntes no Indutor:

$$i_{LL_p} := 2 \cdot I_{LED} \qquad i_{LL_p} = 2 \qquad (\text{A})$$

$$i_{LL_ef} := \frac{2 \cdot I_{LED}}{\sqrt{3}} \qquad i_{LL_ef} = 1.155 \qquad (\text{A})$$

Cálculo do Núcleo - Cálculo da Área "AeAw":

$$AeAw := \frac{L_L \cdot i_{LL_p} \cdot i_{LL_ef}}{k_w \cdot \Delta B_{\max} \cdot J_{\max}} \cdot 10^4 \qquad AeAw = 0.146 \qquad (\text{cm}^4)$$

Núcleo escolhido: E - 30/14

Dados do núcleo:

$$AeAw := 1.0 \qquad (\text{cm}^4) \quad \text{Produto "AeAw" do núcleo.}$$

$$Ae := 1.2 \qquad (\text{cm}^2) \quad \text{Área da perna central.}$$

$$Aw := 0.8 \qquad (\text{cm}^2) \quad \text{Área da janela do carretel.}$$

$$l_e := 6.7 \qquad (\text{cm}) \quad \text{Comprimento médio de uma espira.}$$

$$Ve := 8.0 \qquad (\text{cm}^3) \quad \text{Volume de ferrite}$$

Cálculo do Número de Espiras:

$$N_{\text{esp}} := \text{round} \left(\frac{L_L \cdot i_{LL_p}}{\Delta B_{\max} \cdot Ae} \cdot 10^4 \right) \qquad N_{\text{esp}} = 30 \qquad (\text{Espiras})$$

Cálculo do Entreferro:

$$l_g := \frac{N_{\text{esp}}^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae}{L_L} \cdot 10^{-2} \qquad l_g = 0.047 \qquad (\text{cm}) \quad (\text{Central})$$

$$l_{\text{lat}} := \frac{l_g}{2} \cdot 10 \qquad l_{\text{lat}} = 0.234 \qquad (\text{mm}) \quad (\text{Lateral})$$

Cálculo da Bitola do Condutor:

Área Necessária de Cobre:

$$S_{Lin} := \frac{i_{LB_ef}}{J_{max}} \quad S_{Lin} = 3.129 \times 10^{-3} \quad (\text{cm}^2)$$

Profundidade de Penetração da Corrente:

$$\Delta_{pen} := \frac{7.5}{\sqrt{f_s}} \quad \Delta_{pen} = 0.035 \quad (\text{cm})$$

Diâmetro Máximo para a Profundidade de Penetração:

$$d_{max} := 2 \cdot \Delta_{pen} \quad d_{max} = 0.071 \quad (\text{cm})$$

Com isso, escolhe-se o Condutor: **AWG - 22**

Especificações do Condutor:

$$S_{22AWG} := 3.25510^{-3} \quad (\text{cm}^2) \quad \text{Área do condutor 22 AWG}$$

$$S_{22vern} := 4.01310^{-3} \quad (\text{cm}^2) \quad \text{Área do condutor mais verniz}$$

$$N_{fioslitz} := 1 \quad \text{Número de condutores por fio litz}$$

$$\rho_S := 708 \cdot 10^{-4} \quad \left(\frac{\Omega}{\text{cm}}\right) \quad \text{Resistividade do condutor AWG - 22}$$

Número de Condutores Necessários:

$$N_{cond} := \text{ceil}\left(\frac{S_{Lin}}{S_{22AWG}}\right) \quad N_{cond} = 1 \quad (\text{Condutores})$$

Número de Fios Litz Necessários:

$$N_{fios} := \text{ceil}\left(\frac{N_{cond}}{N_{fioslitz}}\right) \quad N_{fios} = 1 \quad (\text{fio})$$

Comprimento Total do Fio:

$$l_{bobina} := \frac{l_t \cdot N_{esp}}{100} \quad l_{bobina} = 2.01 \quad (\text{m})$$

Possibilidade de Execução:

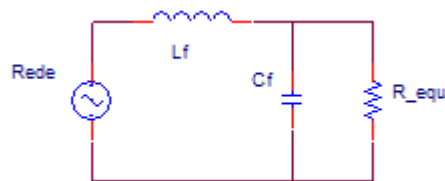
Area total ocupada pelo enrolamento:

$$S_{\text{totcob}} := S_{22\text{vern}} \cdot N_{\text{fioslitz}} \cdot N_{\text{fios}} \cdot N_{\text{esp}} \quad S_{\text{totcob}} = 0.12 \quad (\text{cm}^2)$$

Coefficiente de Execução:

$$k_{\text{exc}} := \frac{S_{\text{totcob}}}{A_w} \quad k_{\text{exc}} = 0.142$$

Projeto do Filtro de Entrada:



Resistência Equivalente:

$$R_{\text{eq}} := \frac{V_s^2 \cdot \eta}{P_{\text{out}}} \quad R_{\text{eq}} = 322.58 \quad (\Omega)$$

Frequência de Corte do Filtro de Entrada:

$$f_c := \frac{2 \cdot f_s}{10} \quad f_c = 9 \times 10^3 \quad (\text{Hz})$$

Capacitor do Filtro de Entrada:

$$C_f := C_{\text{in}_1} \quad C_f = 4.7 \times 10^{-7} \quad (\text{F})$$

Indutor do Filtro de Entrada:

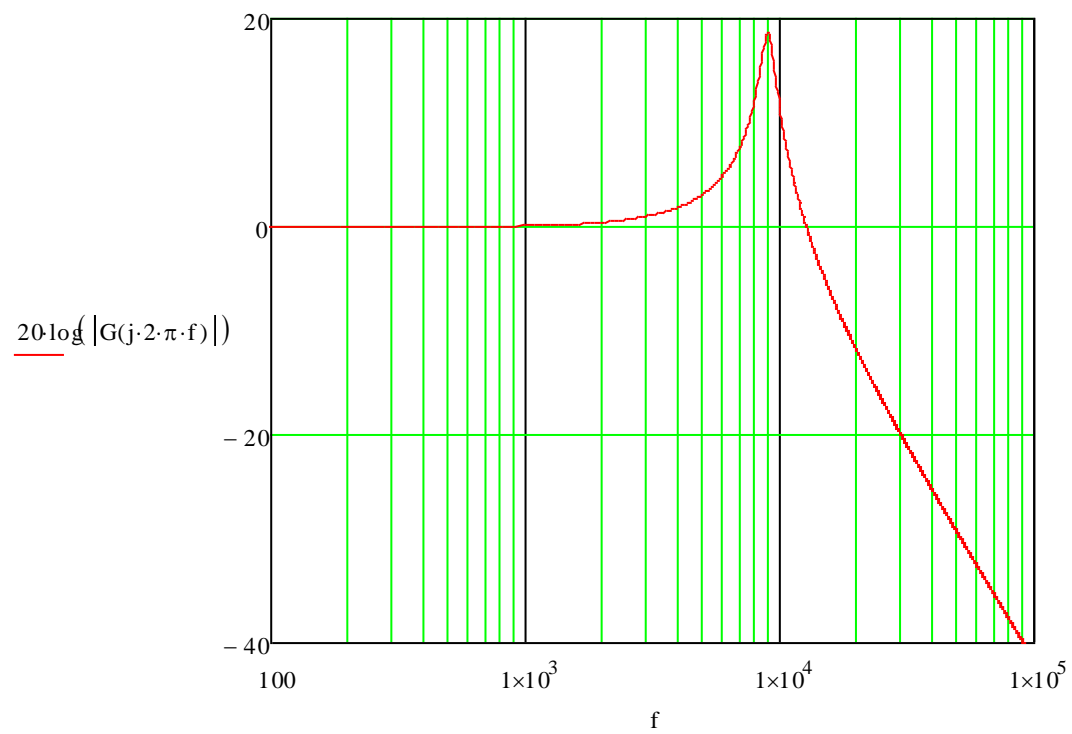
$$L_f := \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_c)^2 \cdot C_f} \quad L_f = 6.654 \times 10^{-4} \quad (\text{H})$$

Função de Transferência do Filtro:

$$f := 10, 100..10^7$$

$$j := \sqrt{-1}$$

$$G(s) := \frac{1}{s^2 \cdot L_f \cdot C_f + s \cdot \frac{L_f}{R_{eq}} + 1}$$



Projeto Físico do Indutor de Filtragem (L_f)

Especificações:

$\mu_0 := 4 \pi \cdot 10^{-7}$	$\left(\frac{\text{H}}{\text{m}}\right)$	Permeabilidade do ar.
$\mu_F := 7.69210^{-3}$	$\left(\frac{\text{H}}{\text{m}}\right)$	Permeabilidade do ferro.
$B := 2.5$	(T)	Densidade de fluxo máximo.
$J := 450$	$\left(\frac{\text{A}}{\text{cm}^2}\right)$	Densidade de corrente.
$K_s := 0.9$		Fator de empilhamento das chapas.
$a := 1.0$	(cm)	Largura da perna central do núcleo.
$g := 0.5$	(mm)	Entreferro.
$c := 1.0$	(cm)	Comprimento do núcleo.

Correntes no Indutor de Filtragem

$$i_p := \frac{i_{LB_p}}{2} \quad i_p = 1.111 \quad (\text{A})$$

$$i_{ef} := \frac{i_{LB_p}}{2 \cdot \sqrt{2}} \quad i_{ef} = 0.786 \quad (\text{A})$$

Cálculo da Relutância:

Área do entreferro em metros quadrados

$$S_g := 2 \cdot a \cdot c \cdot K_s \quad S_g = 1.9 \quad (\text{m}^2)$$

Relutância do entreferro no SI

$$R_g := 2 \cdot g \cdot \frac{1}{\mu_0 \cdot S_g} \cdot 10 \quad R_g = 4.188 \times 10^6 \quad (\text{H}^{-1})$$

Comprimento do caminho magnético em centímetros

$$l_{n1} := 5.6a \quad l_{n1} = 5.6 \quad (\text{cm})$$

Área da secção reta da perna central

$$S_n := a \cdot c \cdot K_s \quad S_n = 0.95 \quad (\text{m}^2)$$

Relutância do ferro no SI

$$R_n := \frac{l_{n1}}{\mu_F \cdot S_n} \cdot 10^2 \quad R_n = 7.663 \times 10^4 \quad (\text{H}^{-1})$$

Relutância total no SI

$$R_t := R_n + R_g \quad R_t = 4.265 \times 10^6 \quad (\text{H}^{-1})$$

Cálculo do fluxo magnético:

$$\text{Fluxo} := B \cdot S_n \quad \text{Fluxo} = 2.375 \quad (\text{T} \cdot \text{m}^2)$$

Cálculo do número de espiras:

$$N := \sqrt{R_t \cdot L_t} \quad N = 53.27 \quad (\text{espiras})$$

Verificação da possibilidade de Execução:

Área da janela em centímetros quadrados

$$A_w := 0.75 \text{ a}^2 \quad A_w = 0.75 \quad (\text{cm}^2)$$

Área de cobre necessária:

$$S_{cu} := \frac{i_{ef}}{J} \quad S_{cu} = 1.746 \times 10^{-3} \quad (\text{cm}^2)$$

Fio escolhido:

22 AWG

Área do fio escolhido considerando o esmalte:

$$S_{cuv} := 3.255 \cdot 10^{-3} \quad (\text{cm}^2)$$

Área total do cobre na janela:

$$S_{cut} := N \cdot S_{cu} \quad S_{cut} = 0.173 \quad (\text{cm}^2)$$

Possibilidade de execução:

$$\text{Possib} := \frac{A_w}{S_{cut}} \quad \text{Possib} = 4.325 \quad \text{Deve ser maior que 3}$$

Cálculo dos Semicondutores:

Cálculo da corrente média no interruptor eletrônico:

$$i_{SI_AVG} := \frac{I_{LED} \cdot (8V_{LED} + 2)}{8 \cdot V_P \cdot \eta} \quad i_{SI_AVG} = 0.279 \quad (A)$$

Cálculo da corrente eficaz no interruptor eletrônico:

$$i_{SI_RMS} := \frac{I_{LED} \cdot [8V_{LED} + 2 \cdot (V_P \cdot \eta)]}{8 \cdot V_P \cdot \sqrt{3} \cdot \eta} \quad i_{SI_RMS} = 0.305 \quad (A)$$

Cálculo da corrente de pico no interruptor eletrônico:

$$i_{SI_P} := i_{LL_p} + i_{LB_f} \quad i_{SI_P} = 4.222 \quad (A)$$

Cálculo da tensão máxima no interruptor eletrônico:

$$V_{SI_max} := 2 \cdot V_B + \frac{\Delta V_B}{2} \quad V_{SI_max} = 246 \quad (V)$$

Cálculo da corrente média nos diodos da ponte retificadora de entrada:

$$i_{D_AVG} := \frac{4 \cdot P_{out} \cdot \sqrt{2}}{V_P \cdot \eta \cdot \pi \cdot \sqrt{6}} \quad i_{D_AVG} = 0.204 \quad (A)$$

Cálculo da corrente eficaz nos diodos da ponte retificadora de entrada:

$$i_{D_RMS} := \frac{4 \cdot P_{out}}{V_P \cdot \eta \cdot \sqrt{6}} \quad i_{D_RMS} = 0.454 \quad (A)$$

Cálculo da corrente de pico nos diodos da ponte retificadora de entrada:

$$i_{D_P} := i_{LB_f} \quad i_{D_P} = 2.222 \quad (A)$$

Cálculo da tensão máxima nos diodos da ponte retificadora de entrada:

$$V_{D_max} := 2 \cdot V_B + \frac{\Delta V_B}{2} \quad V_{D_max} = 246 \quad (V)$$

Cálculo da corrente média nos diodos da ponte retificadora da carga:

$$i_{Dc_AVG} := \frac{I_{LED}}{2} \quad i_{Dc_AVG} = 0.5 \quad (A)$$

Cálculo da corrente eficaz nos diodos da ponte retificadora da carga:

$$i_{Dc_RMS} := \frac{2 \cdot I_{LED}}{\sqrt{6}} \quad i_{Dc_RMS} = 0.816 \quad (A)$$

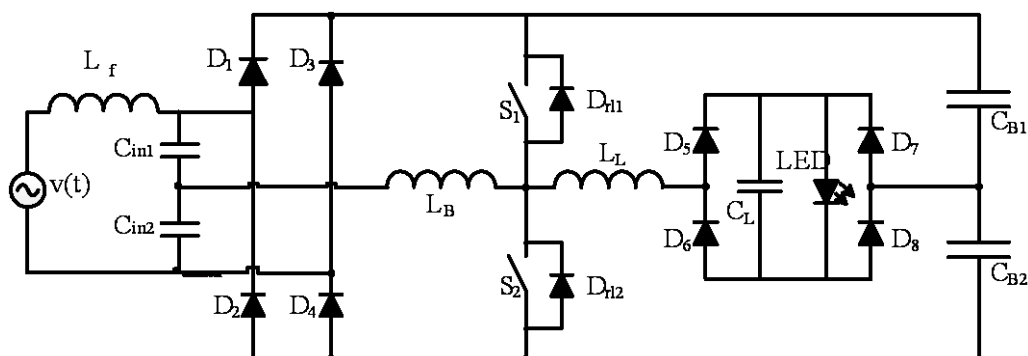
Cálculo da corrente de pico nos diodos da ponte retificadora da carga:

$$i_{Dc_P} := i_{LL_f} \quad i_{Dc_P} = 2 \quad (A)$$

Cálculo da tensão máxima nos diodos da ponte retificadora da carga:

$$V_{Dc_max} := V_{LED} + \frac{\Delta v_{CL}}{2} \quad V_{Dc_max} = 46.125 \quad (V)$$

Topologia com indutor série operando em 220 V:



Especificações:

$V_S := 220$	(V)	Tensão eficaz da Entrada.
$V_P := 311$	(V)	Tensão de pico da Entrada.
$f_{60\text{Hz}} := 60$	(Hz)	Frequência da Rede Elétrica.
$V_{\text{LED}} := 45$	(V)	Tensão dos LEDs.
$I_{\text{LED}} := 1$	(A)	Corrente dos LEDs.
$P_{\text{out}} := 45$	(W)	Potência de saída.
$V_B := 175$	(V)	Tensão do Barramento.
$\Delta V_B := 0.1 V_B$		Ondulação da tensão de barramento.
$\Delta V_{\text{CL}} := 0.05 V_{\text{LED}}$		Ondulação da tensão dos LEDs.
$f_s := 35 \cdot 10^3$	(Hz)	Frequência de Comutação.
$\eta := 0.90$		Rendimento estimado do Reator.
$f_{120\text{Hz}} := 120$	(Hz)	Frequência da ondulação do barramento.
$\alpha := 0.5$		Relação entre as frequências.

Cálculo do Capacitor de Filtragem Cin1 e Cin2:

$$C_{in_1} := \frac{128 V_B \cdot P_{out} f_s}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_s^2 \cdot \alpha^2 \cdot \eta \cdot V_P^2 \cdot [(4 \cdot V_B) - V_P]} \quad C_{in_1} = 2.394 \times 10^{-7} \quad (F)$$

Valor adotado: $C_{in_1} := 2.2 \cdot 10^{-7} \quad (F)$

Calculo da Indutância do indutor LB:

$$L_B := \frac{\eta \cdot V_P^2 \cdot [(4 \cdot V_B) - V_P]}{128 V_B \cdot P_{out} f_s} \quad L_B = 9.598 \times 10^{-4} \quad (H)$$

Valor adotado: $L_B := 1.12 \cdot 10^{-3} \quad (H)$

Calculo da Indutância do indutor LL:

$$L_L := \frac{V_B^2 - V_{LED}^2}{8 \cdot I_{LED} \cdot V_B \cdot f_s} \quad L_L = 5.837 \times 10^{-4} \quad (H)$$

Valor adotado: $L_L := 5.83 \cdot 10^{-4} \quad (H)$

Cálculo do Capacitor de Barramento CB1 e CB2:

$$C_{B1} := \frac{0.58 P_{out}}{2 \cdot \pi \cdot \eta \cdot V_B \cdot f_{60Hz} \cdot \Delta V_B} \quad C_{B1} = 2.512 \times 10^{-5} \quad (F)$$

Valor adotado: $C_{B1} := 2.5 \cdot 10^{-5} \quad (F)$

Cálculo do Capacitor de Filtro CL:

$$C_L := \frac{I_{LED} \cdot (V_B + V_{LED})}{8 \cdot V_B \cdot f_s \cdot \Delta V_{CL}} \quad C_L = 1.995 \times 10^{-6} \quad (F)$$

Valor adotado: $C_L := 2.0 \cdot 10^{-6} \quad (F)$

Projeto Físico do Indutor LB:

Especificações:

$J_{\max} := 410$	$\left(\frac{\text{A}}{\text{cm}^2}\right)$	Máxima densidade de corrente.
$\Delta B_{\max} := 0.16$	(T)	Densidade máxima de fluxo.
$k_w := 0.7$		Fator de enrolamento.
$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$	$\left(\frac{\text{H}}{\text{m}}\right)$	Permeabilidade do ar.
$K_H := 4 \cdot 10^{-4}$		Coefficiente de perdas por histerese.
$K_E := 4 \cdot 10^{-10}$		Coefficiente de perdas por correntes parasitas.

Correntes no Indutor:

$$i_{LB_p} := \frac{8 \cdot P_{\text{out}}}{\eta \cdot V_p} \quad i_{LB_p} = 1.286 \quad (\text{A})$$

$$i_{LB_ef} := \frac{8 \cdot P_{\text{out}}}{\eta \cdot V_p \cdot \sqrt{3}} \quad i_{LB_ef} = 742.573 \times 10^{-3} \quad (\text{A})$$

Cálculo do Núcleo - Calculo da Área "AeAw":

$$AeAw := \frac{L_B \cdot i_{LB_p} \cdot i_{LB_ef}}{k_w \cdot \Delta B_{\max} \cdot J_{\max}} \cdot 10^4 \quad AeAw = 0.233 \quad (\text{cm}^4)$$

Núcleo escolhido: E - 30/14

Dados do núcleo:

$AeAw := 1.0$	(cm^4)	Produto "AeAw" do núcleo.
$Ae := 1.2$	(cm^2)	Área da perna central.
$Aw := 0.8$	(cm^2)	Área da janela do carretel.
$l_t := 6.7$	(cm)	Comprimento médio de uma espira.
$Ve := 8.0$	(cm^3)	Volume de ferrite

Cálculo do Número de Espiras:

$$N_{\text{esp}} := \text{round} \left(\frac{L_B \cdot i_{LB_p}}{\Delta B_{\text{max}} \cdot Ae} \cdot 10^4 \right) \quad N_{\text{esp}} = 75 \quad (\text{Espiras})$$

Cálculo do Entreferro:

$$l_g := \frac{N_{\text{esp}}^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae}{L_B} \cdot 10^{-2} \quad l_g = 0.076 \quad (\text{cm}) \quad (\text{Central})$$

$$l_{\text{lat}} := \frac{l_g}{2} \cdot 10 \quad l_{\text{lat}} = 0.379 \quad (\text{mm}) \quad (\text{Lateral})$$

Cálculo da Bitola do Condutor:

Área Necessária de Cobre:

$$S_{\text{Lin}} := \frac{i_{LB_ef}}{J_{\text{max}}} \quad S_{\text{Lin}} = 1.811 \times 10^{-3} \quad (\text{cm}^2)$$

Profundidade de Penetração da Corrente:

$$\Delta_{\text{pen}} := \frac{7.5}{\sqrt{f_s}} \quad \Delta_{\text{pen}} = 0.04 \quad (\text{cm})$$

Diâmetro Máximo para a Profundidade de Penetração:

$$d_{\text{max}} := 2 \cdot \Delta_{\text{pen}} \quad d_{\text{max}} = 0.08 \quad (\text{cm})$$

Com isso, escolhe-se o Condutor: **AWG - 24**

Especificações do Condutor:

$$S_{24\text{AWG}} := 2.04710^{-3} \quad (\text{cm}^2) \quad \text{Área do condutor 24 AWG}$$

$$S_{24\text{vern}} := 2.58610^{-3} \quad (\text{cm}^2) \quad \text{Área do condutor mais verniz}$$

$$N_{\text{fioslitz}} := 1 \quad \text{Número de condutores por fio litz}$$

$$\rho_{-S} := 112.510^{-3} \quad \left(\frac{\Omega}{\text{cm}} \right) \quad \text{Resistividade do condutor AWG - 24}$$

Número de Condutores Necessários:

$$N_{\text{cond}} := \text{ceil}\left(\frac{S_{\text{Lin}}}{S_{24\text{AWG}}}\right) \quad N_{\text{cond}} = 1 \quad (\text{Condutores})$$

Número de Fios Litz Necessários:

$$N_{\text{fios}} := \text{ceil}\left(\frac{N_{\text{cond}}}{N_{\text{fioslitz}}}\right) \quad N_{\text{fios}} = 1 \quad (\text{fio})$$

Comprimento Total do Fio:

$$l_{\text{bobina}} := \frac{I_t \cdot N_{\text{esp}}}{100} \quad l_{\text{bobina}} = 5.025 \quad (\text{m})$$

Possibilidade de Execução:

Area total ocupada pelo enrolamento:

$$S_{\text{totcob}} := S_{24\text{veril}} \cdot N_{\text{fioslitz}} \cdot N_{\text{fios}} \cdot N_{\text{esp}} \quad S_{\text{totcob}} = 0.194 \quad (\text{cm}^2)$$

Coefficiente de Execução:

$$k_{\text{exc}} := \frac{S_{\text{totcob}}}{A_w} \quad k_{\text{exc}} = 0.228$$

Projeto Físico do Indutor LL:

Especificações:

$$J_{\text{max}} := 410 \quad \left(\frac{\text{A}}{\text{cm}^2}\right) \quad \text{Máxima densidade de corrente.}$$

$$\Delta B_{\text{max}} := 0.1 \quad (\text{T}) \quad \text{Densidade máxima de fluxo.}$$

$$k_w := 0.7 \quad \text{Fator de enrolamento.}$$

$$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \quad \left(\frac{\text{H}}{\text{m}}\right) \quad \text{Permeabilidade do ar.}$$

$$K_H := 4 \cdot 10^{-4} \quad \text{Coeficiente de perdas por histerese.}$$

$$K_F := 4 \cdot 10^{-10} \quad \text{Coeficiente de perdas por correntes parasitas.}$$

Correntes no Indutor:

$$i_{LL_p} := 2 \cdot I_{LED} \qquad i_{LL_p} = 2 \qquad (A)$$

$$i_{LL_ef} := \frac{2 \cdot I_{LED}}{\sqrt{3}} \qquad i_{LL_ef} = 1.155 \qquad (A)$$

Cálculo do Núcleo - Cálculo da Área "AeAw":

$$AeAw := \frac{L_L \cdot i_{LL_p} \cdot i_{LL_ef}}{k_w \cdot \Delta B_{max} \cdot J_{max}} \cdot 10^4 \qquad AeAw = 0.293 \qquad (cm^4)$$

Núcleo escolhido: E - 30/14

Dados do núcleo:

$$AeAw := 1.0 \qquad (cm^4) \quad \text{Produto "AeAw" do núcleo.}$$

$$Ae := 1.2 \qquad (cm^2) \quad \text{Área da perna central.}$$

$$Aw := 0.8 \qquad (cm^2) \quad \text{Área da janela do carretel.}$$

$$l_e := 6.7 \qquad (cm) \quad \text{Comprimento médio de uma espira.}$$

$$V_e := 8.0 \qquad (cm^3) \quad \text{Volume de ferrite}$$

Cálculo do Número de Espiras:

$$N_{esp} := \text{round} \left(\frac{L_L \cdot i_{LL_p}}{\Delta B_{max} \cdot Ae} \cdot 10^4 \right) \qquad N_{esp} = 61 \qquad (\text{Espiras})$$

Cálculo do Entreferro:

$$l_g := \frac{N_{esp}^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae}{L_L} \cdot 10^{-2} \qquad l_g = 0.096 \qquad (cm) \quad (\text{Central})$$

$$l_{lat} := \frac{l_g}{2} \cdot 10 \qquad l_{lat} = 0.481 \qquad (mm) \quad (\text{Lateral})$$

Cálculo da Bitola do Condutor:

Área Necessária de Cobre:

$$S_{Lin} := \frac{i_{LL_ef}}{J_{max}} \quad S_{Lin} = 2.816 \times 10^{-3} \quad (\text{cm}^2)$$

Profundidade de Penetração da Corrente:

$$\Delta_{pen} := \frac{7.5}{\sqrt{f_s}} \quad \Delta_{pen} = 0.04 \quad (\text{cm})$$

Diâmetro Máximo para a Profundidade de Penetração:

$$d_{max} := 2 \cdot \Delta_{pen} \quad d_{max} = 0.08 \quad (\text{cm})$$

Com isso, escolhe-se o Condutor: **AWG - 22**

Especificações do Condutor:

$$S_{22AWG} := 3.25510^{-3} \quad (\text{cm}^2) \quad \text{Área do condutor 22 AWG}$$

$$S_{22vern} := 4.01310^{-3} \quad (\text{cm}^2) \quad \text{Área do condutor mais verniz}$$

$$N_{fioslitz} := 1 \quad \text{Número de condutores por fio litz}$$

$$\rho_S := 708 \cdot 10^{-4} \quad \left(\frac{\Omega}{\text{cm}}\right) \quad \text{Resistividade do condutor AWG - 22}$$

Número de Condutores Necessários:

$$N_{cond} := \text{ceil}\left(\frac{S_{Lin}}{S_{22AWG}}\right) \quad N_{cond} = 1 \quad (\text{Condutores})$$

Número de Fios Litz Necessários:

$$N_{fios} := \text{ceil}\left(\frac{N_{cond}}{N_{fioslitz}}\right) \quad N_{fios} = 1 \quad (\text{fio})$$

Comprimento Total do Fio:

$$l_{bobina} := \frac{l_t \cdot N_{esp}}{100} \quad l_{bobina} = 4.087 \quad (\text{m})$$

Possibilidade de Execução:

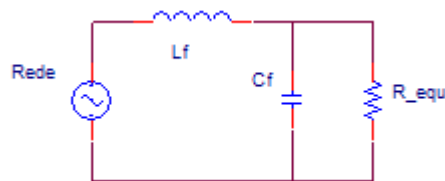
Área total ocupada pelo enrolamento:

$$S_{\text{totcob}} := S_{22\text{vern}} \cdot N_{\text{fioslitz}} \cdot N_{\text{fios}} \cdot N_{\text{esp}} \quad S_{\text{totcob}} = 0.245 \quad (\text{cm}^2)$$

Coefficiente de Execução:

$$k_{\text{exc}} := \frac{S_{\text{totcob}}}{A_w} \quad k_{\text{exc}} = 0.288$$

Projeto do Filtro de Entrada:



Resistência Equivalente:

$$R_{\text{eq}} := \frac{V_s^2 \cdot \eta}{P_{\text{out}}} \quad R_{\text{eq}} = 968 \quad (\Omega)$$

Frequência de Corte do Filtro de Entrada:

$$f_c := \frac{2 \cdot f_s}{10} \quad f_c = 7 \times 10^3 \quad (\text{Hz})$$

Capacitor do Filtro de Entrada:

$$C_f := C_{\text{in}_1} \quad C_f = 2.2 \times 10^{-7} \quad (\text{F})$$

Indutor do Filtro de Entrada:

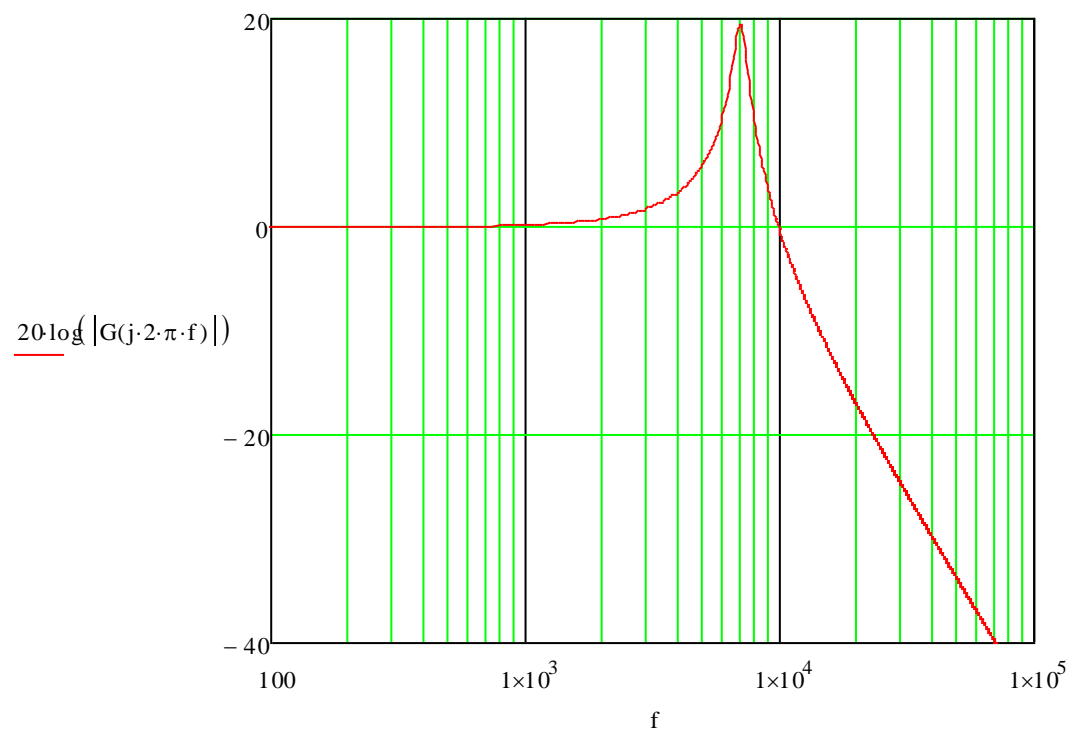
$$L_f := \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_c)^2 \cdot C_f} \quad L_f = 2.35 \times 10^{-3} \quad (\text{H})$$

Função de Transferência do Filtro:

$$f := 10, 100..10^7$$

$$j := \sqrt{-1}$$

$$G(s) := \frac{1}{s^2 \cdot L_f \cdot C_f + s \cdot \frac{L_f}{R_{eq}} + 1}$$



Projeto Físico do Indutor de Filtragem (L_f)

Especificações:

$\mu_0 := 4 \pi \cdot 10^{-7}$	$\left(\frac{\text{H}}{\text{m}}\right)$	Permeabilidade do ar.
$\mu_F := 7.69210^{-3}$	$\left(\frac{\text{H}}{\text{m}}\right)$	Permeabilidade do ferro.
$B := 2.5$	(T)	Densidade de fluxo máximo.
$J := 450$	$\left(\frac{\text{A}}{\text{cm}^2}\right)$	Densidade de corrente.
$K_s := 0.95$		Fator de empilhamento das chapas.
$a := 1.0$	(cm)	Largura da perna central do núcleo.
$g := 0.5$	(mm)	Entreferro.
$c := 1.0$	(cm)	Comprimento do núcleo.

Correntes no Indutor de Filtragem

$$i_p := \frac{i_{LB_p}}{2} \quad i_p = 0.643 \quad (\text{A})$$

$$i_{ef} := \frac{i_{LB_p}}{2 \cdot \sqrt{2}} \quad i_{ef} = 0.455 \quad (\text{A})$$

Cálculo da Relutância:

Área do entreferro em metros quadrados

$$S_g := 2 \cdot a \cdot c \cdot K_s \quad S_g = 1.9 \quad (\text{m}^2)$$

Relutância do entreferro no SI

$$R_g := 2 \cdot g \cdot \frac{1}{\mu_0 \cdot S_g} \cdot 10 \quad R_g = 4.188 \times 10^6 \quad (\text{H}^{-1})$$

Comprimento do caminho magnético em centímetros

$$l_{nl} := 5.6a \quad l_{nl} = 5.6 \quad (\text{cm})$$

Área da secção reta da perna central

$$S_n := a \cdot c \cdot K_s \quad S_n = 0.95 \quad (\text{m}^2)$$

Relutância do ferro no SI

$$R_n := \frac{l_{n1}}{\mu_F \cdot S_n} \cdot 10^2 \quad R_n = 7.663 \times 10^4 \quad (\text{H}^{-1})$$

Relutância total no SI

$$R_t := R_n + R_g \quad R_t = 4.265 \times 10^6 \quad (\text{H}^{-1})$$

Cálculo do fluxo magnético:

$$\text{Fluxo} := B \cdot S_n \quad \text{Fluxo} = 2.375 \quad (\text{T} \cdot \text{m}^2)$$

Cálculo do número de espiras:

$$N := \sqrt{R_t \cdot L_t} \quad N = 100.107 \quad (\text{espiras})$$

Verificação da possibilidade de Execução:

Área da janela em centímetros quadrados

$$A_w := 0.75 a^2 \quad A_w = 0.75 \quad (\text{cm}^2)$$

Área de cobre necessária:

$$S_{cu} := \frac{i_{ef}}{J} \quad S_{cu} = 1.011 \times 10^{-3} \quad (\text{cm}^2)$$

Fio escolhido:

22 AWG

Área do fio escolhido considerando o esmalte:

$$S_{cuv} := 3.25510^{-3} \quad (\text{cm}^2)$$

Área total do cobre na janela:

$$S_{cut} := N \cdot S_{cu} \quad S_{cut} = 0.326 \quad (\text{cm}^2)$$

Possibilidade de execução:

$$\text{Possib} := \frac{A_w}{S_{cut}} \quad \text{Possib} = 2.302 \quad \text{Deve ser maior que 3}$$

Cálculo dos Semicondutores:

Cálculo da corrente média no interruptor eletrônico:

$$i_{SI_AVG} := \frac{I_{LED} \cdot (8V_{LED} + 2)}{8 \cdot V_P \cdot \eta} \quad i_{SI_AVG} = 0.162 \quad (A)$$

Cálculo da corrente eficaz no interruptor eletrônico:

$$i_{SI_RMS} := \frac{I_{LED} \cdot [8V_{LED} + 2 \cdot (V_P \cdot \eta)]}{8 \cdot V_P \cdot \sqrt{3} \cdot \eta} \quad i_{SI_RMS} = 0.237 \quad (A)$$

Cálculo da corrente de pico no interruptor eletrônico:

$$i_{SI_P} := i_{LL_p} + i_{LB_f} \quad i_{SI_P} = 3.286 \quad (A)$$

Cálculo da tensão máxima no interruptor eletrônico:

$$V_{SI_max} := 2 \cdot V_B + \frac{\Delta V_B}{2} \quad V_{SI_max} = 358.75 \quad (V)$$

Cálculo da corrente média nos diodos da ponte retificadora de entrada:

$$i_{D_AVG} := \frac{4 \cdot P_{out} \cdot \sqrt{2}}{V_P \cdot \eta \cdot \pi \cdot \sqrt{6}} \quad i_{D_AVG} = 0.118 \quad (A)$$

Cálculo da corrente eficaz nos diodos da ponte retificadora de entrada:

$$i_{D_RMS} := \frac{4 \cdot P_{out}}{V_P \cdot \eta \cdot \sqrt{6}} \quad i_{D_RMS} = 0.263 \quad (A)$$

Cálculo da corrente de pico nos diodos da ponte retificadora de entrada:

$$i_{D_P} := i_{LB_f} \quad i_{D_P} = 1.286 \quad (A)$$

Cálculo da tensão máxima nos diodos da ponte retificadora de entrada:

$$V_{D_max} := 2 \cdot V_B + \frac{\Delta V_B}{2} \quad V_{D_max} = 358.75 \quad (V)$$

Cálculo da corrente média nos diodos da ponte retificadora da carga:

$$i_{Dc_AVG} := \frac{I_{LED}}{2} \quad i_{Dc_AVG} = 0.5 \quad (A)$$

Cálculo da corrente eficaz nos diodos da ponte retificadora da carga:

$$i_{Dc_RMS} := \frac{2 \cdot I_{LED}}{\sqrt{6}} \quad i_{Dc_RMS} = 0.816 \quad (A)$$

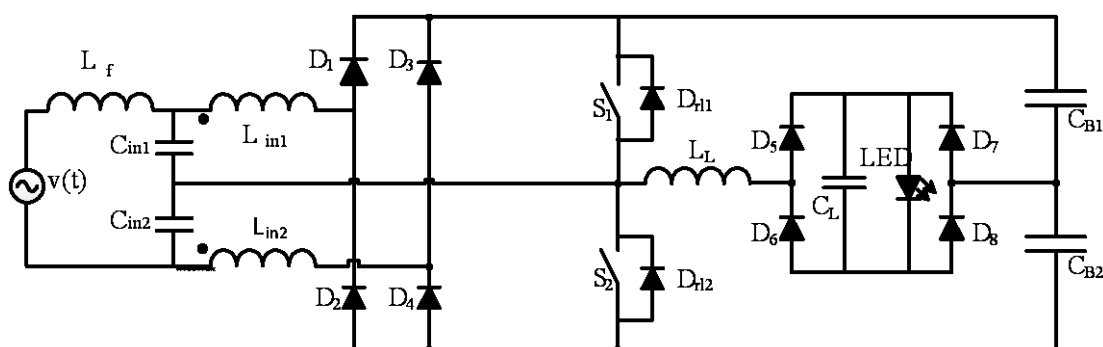
Cálculo da corrente de pico nos diodos da ponte retificadora da carga:

$$i_{Dc_P} := i_{LL_F} \quad i_{Dc_P} = 2 \quad (A)$$

Cálculo da tensão máxima nos diodos da ponte retificadora da carga:

$$V_{Dc_max} := V_{LED} + \frac{\Delta V_{CL}}{2} \quad V_{Dc_max} = 46.125 \quad (V)$$

Topologia com os indutores acoplados operando em 127 V:



Especificações:

$V_S := 127$	(V)	Tensão eficaz da Entrada.
$V_P := 180$	(V)	Tensão de pico da Entrada.
$f_{60\text{Hz}} := 60$	(Hz)	Frequência da Rede Elétrica.
$V_{\text{LED}} := 45$	(V)	Tensão dos LEDs.
$I_{\text{LED}} := 1$	(A)	Corrente dos LEDs.
$P_{\text{out}} := 45$	(W)	Potência de saída.
$V_B := 120$	(V)	Tensão do Barramento.
$\Delta V_B := 0.1 V_B$		Ondulação da tensão de barramento.
$\Delta V_{\text{CL}} := 0.05 V_{\text{LED}}$		Ondulação da tensão dos LEDs.
$f_s := 45 \cdot 10^3$	(Hz)	Frequência de Comutação.
$\eta := 0.90$		Rendimento estimado do Reator.
$f_{120\text{Hz}} := 120$	(Hz)	Frequência da ondulação do barramento.
$\alpha := 0.5$		Relação entre as frequências.

Cálculo do Capacitor de Filtragem Cin1 e Cin2:

$$C_{in_1} := \frac{128 \cdot V_B \cdot P_{out} \cdot f_s}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_s^2 \cdot \alpha^2 \cdot \eta \cdot V_P^2 \cdot [(4 \cdot V_B) - V_P]} \quad C_{in_1} = 4.942 \times 10^{-7} \quad (F)$$

Valor adotado: $C_{in_1} := 4.7 \cdot 10^{-7} \quad (F)$

Calculo da Indutância do indutor LB:

$$L_{in_1} := \frac{\eta \cdot V_P^2 \cdot [(4 \cdot V_B) - V_P]}{128 \cdot V_B \cdot P_{out} \cdot f_s} \quad L_{in_1} = 2.812 \times 10^{-4} \quad (H)$$

Valor adotado: $L_{in_1} := 3.3 \cdot 10^{-4} \quad (H)$

Calculo da Indutância do indutor LL:

$$L_L := \frac{V_B^2 - V_{LED}^2}{8 \cdot I_{LED} \cdot V_B \cdot f_s} \quad L_L = 2.865 \times 10^{-4} \quad (H)$$

Valor adotado: $L_L := 2.9 \cdot 10^{-4} \quad (H)$

Cálculo do Capacitor de Barramento CB1 e CB2:

$$C_{B1} := \frac{0.58 P_{out}}{2 \cdot \pi \cdot \eta \cdot V_B \cdot f_{60Hz} \cdot \Delta V_B} \quad C_{B1} = 5.342 \times 10^{-5} \quad (F)$$

Valor adotado: $C_{B1} := 5.6 \cdot 10^{-5} \quad (F)$

Cálculo do Capacitor de Filtro CL:

$$C_L := \frac{I_{LED} \cdot (V_B + V_{LED})}{8 \cdot V_B \cdot f_s \cdot \Delta V_{CL}} \quad C_L = 1.698 \times 10^{-6} \quad (F)$$

Valor adotado: $C_L := 1.8 \cdot 10^{-6} \quad (F)$

Projeto Físico do Indutor Lin_1 e Lin_2:

Especificações:

$J_{\max} := 410$	$\left(\frac{\text{A}}{\text{cm}^2}\right)$	Máxima densidade de corrente.
$\Delta B_{\max} := 0.1\text{T}$	(T)	Densidade máxima de fluxo.
$k_w := 0.7$		Fator de enrolamento.
$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$	$\left(\frac{\text{H}}{\text{m}}\right)$	Permeabilidade do ar.
$K_H := 4 \cdot 10^{-4}$		Coefficiente de perdas por histerese.
$K_E := 4 \cdot 10^{-10}$		Coefficiente de perdas por correntes parasitas.

Correntes no Indutor:

$$i_{\text{Lin}_1\text{p}} := \frac{8 \cdot P_{\text{out}}}{\eta \cdot V_p} \quad i_{\text{Lin}_1\text{p}} = 2.222 \quad (\text{A})$$

$$i_{\text{Lin}_1\text{ef}} := \frac{8 \cdot P_{\text{out}}}{\eta \cdot V_p \cdot \sqrt{6}} \quad i_{\text{Lin}_1\text{ef}} = 907.218 \times 10^{-3} \quad (\text{A})$$

Cálculo do Núcleo - Cálculo da Área "AeAw":

$$AeAw := \frac{L_{\text{in}_1} \cdot i_{\text{Lin}_1\text{p}} \cdot i_{\text{Lin}_1\text{ef}} \cdot 10^4}{k_w \cdot \Delta B_{\max} \cdot J_{\max}} \quad AeAw = 0.145 \quad (\text{cm}^4)$$

Núcleo escolhido: E - 30/14

Dados do núcleo:

$AeAw := 1.0$	(cm^4)	Produto "AeAw" do núcleo.
$Ae := 1.2$	(cm^2)	Área da perna central.
$Aw := 0.8$	(cm^2)	Área da janela do carretel.
$l_t := 6.7$	(cm)	Comprimento médio de uma espira.
$Ve := 8.0$	(cm^3)	Volume de ferrite

Cálculo do Número de Espiras:

$$N_{\text{esp}} := \text{round} \left(\frac{L_{\text{in}_1} \cdot i_{\text{Lin}_1p}}{\Delta B_{\text{max}} \cdot Ae} \cdot 10^4 \right) \quad N_{\text{esp}} = 38 \quad (\text{Espiras})$$

Cálculo do Entreferro:

$$l_g := \frac{N_{\text{esp}}^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae}{L_{\text{in}_1}} \cdot 10^{-2} \quad l_g = 0.066 \quad (\text{cm}) \quad (\text{Central})$$

$$l_{\text{lat}} := \frac{l_g}{2} \cdot 10 \quad l_{\text{lat}} = 0.33 \quad (\text{mm}) \quad (\text{Lateral})$$

Cálculo da Bitola do Condutor:

Área Necessária de Cobre:

$$S_{\text{Lin}} := \frac{i_{\text{Lin}_1\text{ef}}}{J_{\text{max}}} \quad S_{\text{Lin}} = 2.213 \times 10^{-3} \quad (\text{cm}^2)$$

Profundidade de Penetração da Corrente:

$$\Delta_{\text{pen}} := \frac{7.5}{\sqrt{f_s}} \quad \Delta_{\text{pen}} = 0.035 \quad (\text{cm})$$

Diâmetro Máximo para a Profundidade de Penetração:

$$d_{\text{max}} := 2 \cdot \Delta_{\text{pen}} \quad d_{\text{max}} = 0.071 \quad (\text{cm})$$

Com isso, escolhe-se o Condutor: **AWG - 23**

Especificações do Condutor:

$$S_{23\text{AWG}} := 2.58210^{-3} \quad (\text{cm}^2) \quad \text{Área do condutor 23 AWG}$$

$$S_{23\text{vern}} := 3.22110^{-3} \quad (\text{cm}^2) \quad \text{Área do condutor mais verniz}$$

$$N_{\text{fioslitz}} := 1 \quad \text{Número de condutores por fio litz}$$

$$\rho_{\text{S}} := 89210^{-4} \quad \left(\frac{\Omega}{\text{cm}} \right) \quad \text{Resistividade do condutor AWG - 23}$$

Número de Condutores Necessários:

$$N_{\text{cond}} := \text{ceil}\left(\frac{S_{\text{Lin}}}{S_{23\text{AWG}}}\right) \quad N_{\text{cond}} = 1 \quad (\text{Condutores})$$

Número de Fios Litz Necessários:

$$N_{\text{fios}} := \text{ceil}\left(\frac{N_{\text{cond}}}{N_{\text{fioslitz}}}\right) \quad N_{\text{fios}} = 1 \quad (\text{fio})$$

Comprimento Total do Fio:

$$l_{\text{bobina}} := \frac{l_t \cdot N_{\text{esp}}}{100} \quad l_{\text{bobina}} = 2.546 \quad (\text{m})$$

Possibilidade de Execução:

Área total ocupada pelo enrolamento:

$$S_{\text{totcob}} := S_{23\text{veril}} \cdot N_{\text{fioslitz}} \cdot N_{\text{fios}} \cdot N_{\text{esp}} \quad S_{\text{totcob}} = 0.122 \quad (\text{cm}^2)$$

Coefficiente de Execução:

$$k_{\text{exc}} := \frac{S_{\text{totcob}}}{A_w} \quad k_{\text{exc}} = 0.144$$

Projeto Físico do Indutor LL:

Especificações:

$$J_{\text{max}} := 410 \quad \left(\frac{\text{A}}{\text{cm}^2}\right) \quad \text{Máxima densidade de corrente.}$$

$$\Delta B_{\text{max}} := 0.1 \quad (\text{T}) \quad \text{Densidade máxima de fluxo.}$$

$$k_w := 0.7 \quad \text{Fator de enrolamento.}$$

$$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \quad \left(\frac{\text{H}}{\text{m}}\right) \quad \text{Permeabilidade do ar.}$$

$$K_H := 4 \cdot 10^{-4} \quad \text{Coeficiente de perdas por histerese.}$$

$$K_F := 4 \cdot 10^{-10} \quad \text{Coeficiente de perdas por correntes parasitas.}$$

Correntes no Indutor:

$$i_{LL_p} := 2 \cdot I_{LED} \qquad i_{LL_p} = 2 \qquad (\text{A})$$

$$i_{LL_ef} := \frac{2 \cdot I_{LED}}{\sqrt{3}} \qquad i_{LL_ef} = 1.155 \qquad (\text{A})$$

Cálculo do Núcleo - Cálculo da Área "AeAw":

$$AeAw := \frac{L_L \cdot i_{LL_p} \cdot i_{LL_ef}}{k_w \cdot \Delta B_{\max} \cdot J_{\max}} \cdot 10^4 \qquad AeAw = 0.146 \qquad (\text{cm}^4)$$

Núcleo escolhido: E - 30/14

Dados do núcleo:

$$AeAw := 1.0 \qquad (\text{cm}^4) \quad \text{Produto "AeAw" do núcleo.}$$

$$Ae := 1.2 \qquad (\text{cm}^2) \quad \text{Área da perna central.}$$

$$Aw := 0.8 \qquad (\text{cm}^2) \quad \text{Área da janela do carretel.}$$

$$l_e := 6.7 \qquad (\text{cm}) \quad \text{Comprimento médio de uma espira.}$$

$$Ve := 8.0 \qquad (\text{cm}^3) \quad \text{Volume de ferrite}$$

Cálculo do Número de Espiras:

$$N_{\text{esp}} := \text{round} \left(\frac{L_L \cdot i_{LL_p}}{\Delta B_{\max} \cdot Ae} \cdot 10^4 \right) \qquad N_{\text{esp}} = 30 \qquad (\text{Espiras})$$

Cálculo do Entreferro:

$$l_g := \frac{N_{\text{esp}}^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae}{L_L} \cdot 10^{-2} \qquad l_g = 0.047 \qquad (\text{cm}) \quad (\text{Central})$$

$$l_{\text{lat}} := \frac{l_g}{2} \cdot 10 \qquad l_{\text{lat}} = 0.234 \qquad (\text{mm}) \quad (\text{Lateral})$$

Cálculo da Bitola do Condutor:

Área Necessária de Cobre:

$$S_{Lin} := \frac{i_{LL_ef}}{J_{max}} \quad S_{Lin} = 2.816 \times 10^{-3} \quad (\text{cm}^2)$$

Profundidade de Penetração da Corrente:

$$\Delta_{pen} := \frac{7.5}{\sqrt{f_s}} \quad \Delta_{pen} = 0.035 \quad (\text{cm})$$

Diâmetro Máximo para a Profundidade de Penetração:

$$d_{max} := 2 \cdot \Delta_{pen} \quad d_{max} = 0.071 \quad (\text{cm})$$

Com isso, escolhe-se o Condutor: **AWG - 22**

Especificações do Condutor:

$$S_{22AWG} := 3.25510^{-3} \quad (\text{cm}^2) \quad \text{Área do condutor 22 AWG}$$

$$S_{22vern} := 4.01310^{-3} \quad (\text{cm}^2) \quad \text{Área do condutor mais verniz}$$

$$N_{fioslitz} := 1 \quad \text{Número de condutores por fio litz}$$

$$\rho_S := 708 \cdot 10^{-4} \quad \left(\frac{\Omega}{\text{cm}}\right) \quad \text{Resistividade do condutor AWG - 22}$$

Número de Condutores Necessários:

$$N_{cond} := \text{ceil}\left(\frac{S_{Lin}}{S_{22AWG}}\right) \quad N_{cond} = 1 \quad (\text{Condutores})$$

Número de Fios Litz Necessários:

$$N_{fios} := \text{ceil}\left(\frac{N_{cond}}{N_{fioslitz}}\right) \quad N_{fios} = 1 \quad (\text{fio})$$

Comprimento Total do Fio:

$$l_{bobina} := \frac{l_t \cdot N_{esp}}{100} \quad l_{bobina} = 2.01 \quad (\text{m})$$

Possibilidade de Execução:

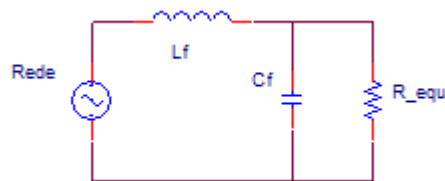
Área total ocupada pelo enrolamento:

$$S_{\text{totcob}} := S_{22\text{vern}} \cdot N_{\text{fioslitz}} \cdot N_{\text{fios}} \cdot N_{\text{esp}} \quad S_{\text{totcob}} = 0.12 \quad (\text{cm}^2)$$

Coefficiente de Execução:

$$k_{\text{exc}} := \frac{S_{\text{totcob}}}{A_w} \quad k_{\text{exc}} = 0.142$$

Projeto do Filtro de Entrada:



Resistência Equivalente:

$$R_{\text{eq}} := \frac{V_s^2 \cdot \eta}{P_{\text{out}}} \quad R_{\text{eq}} = 322.58 \quad (\Omega)$$

Frequência de Corte do Filtro de Entrada:

$$f_c := \frac{2 \cdot f_s}{10} \quad f_c = 9 \times 10^3 \quad (\text{Hz})$$

Capacitor do Filtro de Entrada:

$$C_f := C_{\text{in}_1} \quad C_f = 4.7 \times 10^{-7} \quad (\text{F})$$

Indutor do Filtro de Entrada:

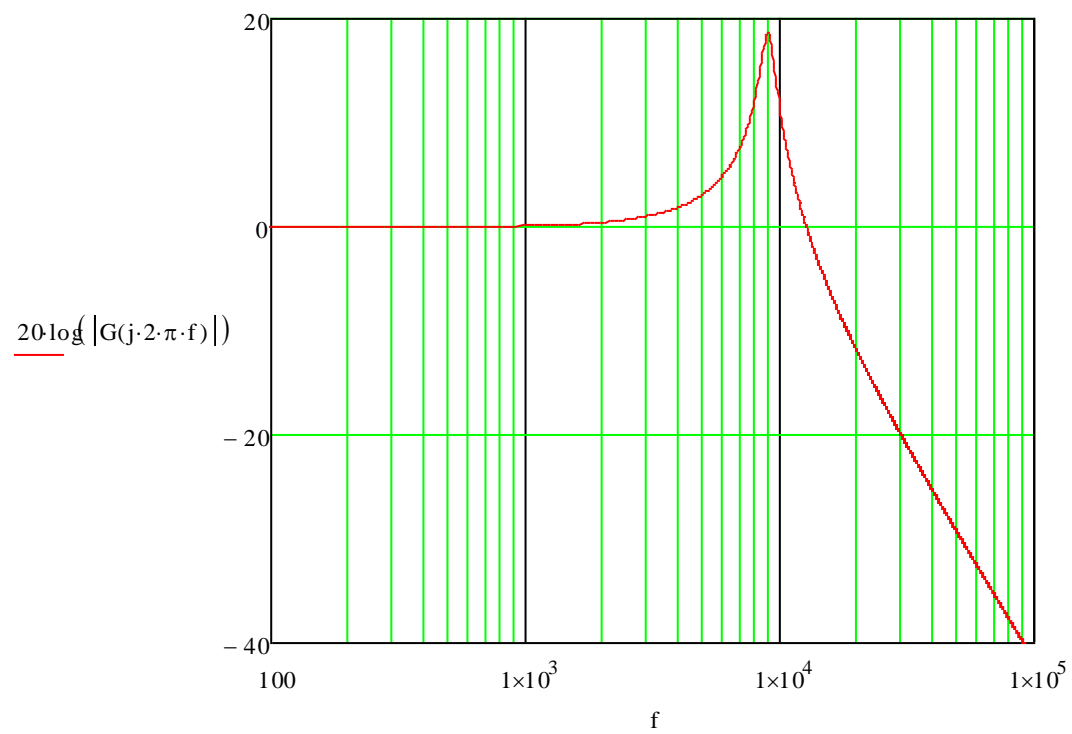
$$L_f := \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_c)^2 \cdot C_f} \quad L_f = 6.654 \times 10^{-4} \quad (\text{H})$$

Função de Transferência do Filtro:

$$f := 10, 100..10^7$$

$$j := \sqrt{-1}$$

$$G(s) := \frac{1}{s^2 \cdot L_f \cdot C_f + s \cdot \frac{L_f}{R_{eq}} + 1}$$



Projeto Físico do Indutor de Filtragem (L_f)

Especificações:

$\mu_0 := 4\pi \cdot 10^{-7}$	$\left(\frac{\text{H}}{\text{m}}\right)$	Permeabilidade do ar.
$\mu_F := 7.69210^{-3}$	$\left(\frac{\text{H}}{\text{m}}\right)$	Permeabilidade do ferro.
$B := 2.5$	(T)	Densidade de fluxo máximo.
$J := 450$	$\left(\frac{\text{A}}{\text{cm}^2}\right)$	Densidade de corrente.
$K_s := 0.95$		Fator de empilhamento das chapas.
$a := 1.0$	(cm)	Largura da perna central do núcleo.
$g := 0.5$	(mm)	Entreferro.
$c := 1.0$	(cm)	Comprimento do núcleo.

Correntes no Indutor de Filtragem

$$i_p := \frac{i_{Lin_1p}}{2} \quad i_p = 1.111 \quad (\text{A})$$

$$i_{ef} := \frac{i_{Lin_1p}}{2 \cdot \sqrt{2}} \quad i_{ef} = 0.786 \quad (\text{A})$$

Cálculo da Relutância:

Área do entreferro em metros quadrados

$$S_g := 2 \cdot a \cdot c \cdot K_s \quad S_g = 1.9 \quad (\text{m}^2)$$

Relutância do entreferro no SI

$$R_g := 2 \cdot g \cdot \frac{1}{\mu_0 \cdot S_g} \cdot 10 \quad R_g = 4.188 \times 10^6 \quad (\text{H}^{-1})$$

Comprimento do caminho magnético em centímetros

$$l_{n1} := 5.6a \quad l_{n1} = 5.6 \quad (\text{cm})$$

Área da secção reta da perna central

$$S_n := a \cdot c \cdot K_s \quad S_n = 0.95 \quad (\text{m}^2)$$

Relutância do ferro no SI

$$R_n := \frac{l_{n1}}{\mu_F \cdot S_n} \cdot 10^2 \quad R_n = 7.663 \times 10^4 \quad (\text{H}^{-1})$$

Relutância total no SI

$$R_t := R_n + R_g \quad R_t = 4.265 \times 10^6 \quad (\text{H}^{-1})$$

Cálculo do fluxo magnético:

$$\text{Fluxo} := B \cdot S_n \quad \text{Fluxo} = 2.375 \quad (\text{T} \cdot \text{m}^2)$$

Cálculo do número de espiras:

$$N := \sqrt{R_t \cdot L_t} \quad N = 53.27 \quad (\text{espiras})$$

Verificação da possibilidade de Execução:

Área da janela em centímetros quadrados

$$A_w := 0.75 \text{ a}^2 \quad A_w = 0.75 \quad (\text{cm}^2)$$

Área de cobre necessária:

$$S_{cu} := \frac{i_{ef}}{J} \quad S_{cu} = 1.746 \times 10^{-3} \quad (\text{cm}^2)$$

Fio escolhido:

22 AWG

Área do fio escolhido considerando o esmalte:

$$S_{cuv} := 3.255 \cdot 10^{-3} \quad (\text{cm}^2)$$

Área total do cobre na janela:

$$S_{cut} := N \cdot S_{cu} \quad S_{cut} = 0.173 \quad (\text{cm}^2)$$

Possibilidade de execução:

$$\text{Possib} := \frac{A_w}{S_{cut}} \quad \text{Possib} = 4.325 \quad \text{Deve ser maior que 3}$$

Cálculo dos Semicondutores:

Cálculo da corrente média no interruptor eletrônico:

$$i_{SI_AVG} := \frac{I_{LED} \cdot (8V_{LED} + 2)}{8 \cdot V_P \cdot \eta} \quad i_{SI_AVG} = 0.279 \quad (A)$$

Cálculo da corrente eficaz no interruptor eletrônico:

$$i_{SI_RMS} := \frac{I_{LED} \cdot [8V_{LED} + 2 \cdot (V_P \cdot \eta)]}{8 \cdot V_P \cdot \sqrt{3} \cdot \eta} \quad i_{SI_RMS} = 0.305 \quad (A)$$

Cálculo da corrente de pico no interruptor eletrônico:

$$i_{SI_P} := i_{LL_P} + i_{L_{in_I}} \quad i_{SI_P} = 4.222 \quad (A)$$

Cálculo da tensão máxima no interruptor eletrônico:

$$V_{SI_max} := 2 \cdot V_B + \frac{\Delta V_B}{2} \quad V_{SI_max} = 246 \quad (V)$$

Cálculo da corrente média nos diodos da ponte retificadora de entrada:

$$i_{D_AVG} := \frac{4 \cdot P_{out} \cdot \sqrt{2}}{V_P \cdot \eta \cdot \pi \cdot \sqrt{6}} \quad i_{D_AVG} = 0.204 \quad (A)$$

Cálculo da corrente eficaz nos diodos da ponte retificadora de entrada:

$$i_{D_RMS} := \frac{4 \cdot P_{out}}{V_P \cdot \eta \cdot \sqrt{6}} \quad i_{D_RMS} = 0.454 \quad (A)$$

Cálculo da corrente de pico nos diodos da ponte retificadora de entrada:

$$i_{D_P} := i_{L_{in_I}} \quad i_{D_P} = 2.222 \quad (A)$$

Cálculo da tensão máxima nos diodos da ponte retificadora de entrada:

$$V_{D_max} := 2 \cdot V_B + \frac{\Delta V_B}{2} \quad V_{D_max} = 246 \quad (V)$$

Cálculo da corrente média nos diodos da ponte retificadora da carga:

$$i_{Dc_AVG} := \frac{I_{LED}}{2} \quad i_{Dc_AVG} = 0.5 \quad (A)$$

Cálculo da corrente eficaz nos diodos da ponte retificadora da carga:

$$i_{Dc_RMS} := \frac{2 \cdot I_{LED}}{\sqrt{6}} \quad i_{Dc_RMS} = 0.816 \quad (A)$$

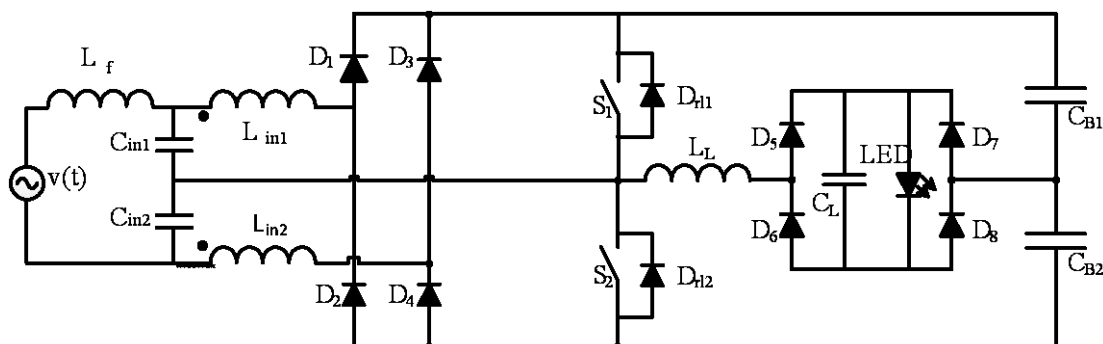
Cálculo da corrente de pico nos diodos da ponte retificadora da carga:

$$i_{Dc_P} := i_{LL_f} \quad i_{Dc_P} = 2 \quad (A)$$

Cálculo da tensão máxima nos diodos da ponte retificadora da carga:

$$V_{Dc_max} := V_{LED} + \frac{\Delta v_{CL}}{2} \quad V_{Dc_max} = 46.125 \quad (V)$$

Topologia com indutores acoplados operando em 220 V:



Especificações:

$V_S := 220$	(V)	Tensão eficaz da Entrada.
$V_P := 311$	(V)	Tensão de pico da Entrada.
$f_{60\text{Hz}} := 60$	(Hz)	Frequência da Rede Elétrica.
$V_{\text{LED}} := 45$	(V)	Tensão dos LEDs.
$I_{\text{LED}} := 1$	(A)	Corrente dos LEDs.
$P_{\text{out}} := 45$	(W)	Potência de saída.
$V_B := 175$	(V)	Tensão do Barramento.
$\Delta V_B := 0.1 V_B$		Ondulação da tensão de barramento.
$\Delta V_{\text{CL}} := 0.05 V_{\text{LED}}$		Ondulação da tensão dos LEDs.
$f_s := 35 \cdot 10^3$	(Hz)	Frequência de Comutação.
$\eta := 0.90$		Rendimento estimado do Reator.
$f_{120\text{Hz}} := 120$	(Hz)	Frequência da ondulação do barramento.
$\alpha := 0.5$		Relação entre as frequências.

Cálculo do Capacitor de Filtragem Cin1 e Cin2:

$$C_{in_1} := \frac{128 \cdot V_B \cdot P_{out} \cdot f_s}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_s^2 \cdot \alpha^2 \cdot \eta \cdot V_P^2 \cdot [(4 \cdot V_B) - V_P]} \quad C_{in_1} = 2.394 \times 10^{-7} \quad (F)$$

Valor adotado: $C_{in_1} := 2.2 \cdot 10^{-7} \quad (F)$

Calculo da Indutância do indutor LB:

$$L_{in_1} := \frac{\eta \cdot V_P^2 \cdot [(4 \cdot V_B) - V_P]}{128 \cdot V_B \cdot P_{out} \cdot f_s} \quad L_{in_1} = 9.598 \times 10^{-4} \quad (H)$$

Valor adotado: $L_{in_1} := 1.12 \cdot 10^{-3} \quad (H)$

Calculo da Indutância do indutor LL:

$$L_L := \frac{V_B^2 - V_{LED}^2}{8 \cdot I_{LED} \cdot V_B \cdot f_s} \quad L_L = 5.837 \times 10^{-4} \quad (H)$$

Valor adotado: $L_L := 5.83 \cdot 10^{-4} \quad (H)$

Cálculo do Capacitor de Barramento CB1 e CB2:

$$C_{B1} := \frac{0.58 P_{out}}{2 \cdot \pi \cdot \eta \cdot V_B \cdot f_{60Hz} \cdot \Delta V_B} \quad C_{B1} = 2.512 \times 10^{-5} \quad (F)$$

Valor adotado: $C_{B1} := 2.5 \cdot 10^{-5} \quad (F)$

Cálculo do Capacitor de Filtro CL:

$$C_L := \frac{I_{LED} \cdot (V_B + V_{LED})}{8 \cdot V_B \cdot f_s \cdot \Delta V_{CL}} \quad C_L = 1.995 \times 10^{-6} \quad (F)$$

Valor adotado: $C_L := 2.0 \cdot 10^{-6} \quad (F)$

Projeto Físico do Indutor Lin_1 e Lin_2:

Especificações:

$J_{\max} := 410$	$\left(\frac{\text{A}}{\text{cm}^2}\right)$	Máxima densidade de corrente.
$\Delta B_{\max} := 0.1\text{T}$	(T)	Densidade máxima de fluxo.
$k_w := 0.7$		Fator de enrolamento.
$\mu_0 := 4\pi \cdot 10^{-7}$	$\left(\frac{\text{H}}{\text{m}}\right)$	Permeabilidade do ar.
$K_H := 4 \cdot 10^{-4}$		Coefficiente de perdas por histerese.
$K_E := 4 \cdot 10^{-10}$		Coefficiente de perdas por correntes parasitas.

Correntes no Indutor:

$$i_{\text{Lin}_1\text{p}} := \frac{8 \cdot P_{\text{out}}}{\eta \cdot V_p} \quad i_{\text{Lin}_1\text{p}} = 1.286 \quad (\text{A})$$

$$i_{\text{Lin}_1\text{ef}} := \frac{8 \cdot P_{\text{out}}}{\eta \cdot V_p \cdot \sqrt{6}} \quad i_{\text{Lin}_1\text{ef}} = 525.078 \times 10^{-3} \quad (\text{A})$$

Cálculo do Núcleo - Cálculo da Área "AeAw":

$$AeAw := \frac{L_{\text{in}_1} \cdot i_{\text{Lin}_1\text{p}} \cdot i_{\text{Lin}_1\text{ef}} \cdot 10^4}{k_w \cdot \Delta B_{\max} \cdot J_{\max}} \quad AeAw = 0.165 \quad (\text{cm}^4)$$

Núcleo escolhido: E - 30/14

Dados do núcleo:

$AeAw := 1.0$	(cm^4)	Produto "AeAw" do núcleo.
$Ae := 1.2$	(cm^2)	Área da perna central.
$Aw := 0.8$	(cm^2)	Área da janela do carretel.
$l_t := 6.7$	(cm)	Comprimento médio de uma espira.
$Ve := 8.0$	(cm^3)	Volume de ferrite

Cálculo do Número de Espiras:

$$N_{\text{esp}} := \text{round} \left(\frac{L_{\text{in}_1} \cdot i_{\text{Lin}_1p}}{\Delta B_{\text{max}} \cdot Ae} \cdot 10^4 \right) \quad N_{\text{esp}} = 75 \quad (\text{Espiras})$$

Cálculo do Entreferro:

$$l_g := \frac{N_{\text{esp}}^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae}{L_{\text{in}_1}} \cdot 10^{-2} \quad l_g = 0.076 \quad (\text{cm}) \quad (\text{Central})$$

$$l_{\text{lat}} := \frac{l_g}{2} \cdot 10 \quad l_{\text{lat}} = 0.379 \quad (\text{mm}) \quad (\text{Lateral})$$

Cálculo da Bitola do Condutor:

Área Necessária de Cobre:

$$S_{\text{Lin}} := \frac{i_{\text{Lin}_1\text{ef}}}{J_{\text{max}}} \quad S_{\text{Lin}} = 1.281 \times 10^{-3} \quad (\text{cm}^2)$$

Profundidade de Penetração da Corrente:

$$\Delta_{\text{pen}} := \frac{7.5}{\sqrt{f_s}} \quad \Delta_{\text{pen}} = 0.04 \quad (\text{cm})$$

Diâmetro Máximo para a Profundidade de Penetração:

$$d_{\text{max}} := 2 \cdot \Delta_{\text{pen}} \quad d_{\text{max}} = 0.08 \quad (\text{cm})$$

Com isso, escolhe-se o Condutor: **AWG - 26**

Especificações do Condutor:

$$S_{26\text{AWG}} := 1.28710^{-3} \quad (\text{cm}^2) \quad \text{Área do condutor 26 AWG}$$

$$S_{26\text{vern}} := 1.67110^{-3} \quad (\text{cm}^2) \quad \text{Área do condutor mais verniz}$$

$$N_{\text{fioslitz}} := 1 \quad \text{Número de condutores por fio litz}$$

$$\rho_{\text{S}} := 178910^{-3} \quad \left(\frac{\Omega}{\text{cm}} \right) \quad \text{Resistividade do condutor AWG - 26}$$

Número de Condutores Necessários:

$$N_{\text{cond}} := \text{ceil}\left(\frac{S_{\text{Lin}}}{S_{26\text{AWG}}}\right) \quad N_{\text{cond}} = 1 \quad (\text{Condutores})$$

Número de Fios Litz Necessários:

$$N_{\text{fios}} := \text{ceil}\left(\frac{N_{\text{cond}}}{N_{\text{fioslitz}}}\right) \quad N_{\text{fios}} = 1 \quad (\text{fio})$$

Comprimento Total do Fio:

$$l_{\text{bobina}} := \frac{l_t \cdot N_{\text{esp}}}{100} \quad l_{\text{bobina}} = 5.025 \quad (\text{m})$$

Possibilidade de Execução:

Área total ocupada pelo enrolamento:

$$S_{\text{totcob}} := S_{26\text{verni}} \cdot N_{\text{fioslitz}} \cdot N_{\text{fios}} \cdot N_{\text{esp}} \quad S_{\text{totcob}} = 0.125 \quad (\text{cm}^2)$$

Coefficiente de Execução:

$$k_{\text{exc}} := \frac{S_{\text{totcob}}}{A_w} \quad k_{\text{exc}} = 0.147$$

Projeto Físico do Indutor LL:

Especificações:

$$J_{\text{max}} := 410 \quad \left(\frac{\text{A}}{\text{cm}^2}\right) \quad \text{Máxima densidade de corrente.}$$

$$\Delta B_{\text{max}} := 0.16 \quad (\text{T}) \quad \text{Densidade máxima de fluxo.}$$

$$k_w := 0.7 \quad \text{Fator de enrolamento.}$$

$$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \quad \left(\frac{\text{H}}{\text{m}}\right) \quad \text{Permeabilidade do ar.}$$

$$K_H := 4 \cdot 10^{-4} \quad \text{Coeficiente de perdas por histerese.}$$

$$K_F := 4 \cdot 10^{-10} \quad \text{Coeficiente de perdas por correntes parasitas.}$$

Correntes no Indutor:

$$i_{LL_p} := 2 \cdot I_{LED} \qquad i_{LL_p} = 2 \qquad (A)$$

$$i_{LL_ef} := \frac{2 \cdot I_{LED}}{\sqrt{3}} \qquad i_{LL_ef} = 1.155 \qquad (A)$$

Cálculo do Núcleo - Calculo da Área "AeAw":

$$AeAw := \frac{L_L \cdot i_{LL_p} \cdot i_{LL_ef}}{k_w \cdot \Delta B_{max} \cdot J_{max}} \cdot 10^4 \qquad AeAw = 0.293 \qquad (cm^4)$$

Núcleo escolhido: E - 30/14

Dados do núcleo:

$$AeAw := 1.0 \qquad (cm^4) \text{ Produto "AeAw" do núcleo.}$$

$$Ae := 1.2 \qquad (cm^2) \text{ Área da perna central.}$$

$$Aw := 0.8 \qquad (cm^2) \text{ Área da janela do carretel.}$$

$$l_s := 6.7 \qquad (cm) \text{ Comprimento médio de uma espira.}$$

$$Ve := 8.0 \qquad (cm^3) \text{ Volume de ferrite}$$

Cálculo do Número de Espiras:

$$N_{esp} := \text{round} \left(\frac{L_L \cdot i_{LL_p}}{\Delta B_{max} \cdot Ae} \cdot 10^4 \right) \qquad N_{esp} = 61 \qquad (\text{Espiras})$$

Cálculo do Entreferro:

$$l_g := \frac{N_{esp}^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae}{L_L} \cdot 10^{-2} \qquad l_g = 0.096 \qquad (cm) \text{ (Central)}$$

$$l_{lat} := \frac{l_g}{2} \cdot 10 \qquad l_{lat} = 0.481 \qquad (mm) \text{ (Lateral)}$$

Cálculo da Bitola do Condutor:

Área Necessária de Cobre:

$$S_{Lin} := \frac{i_{LL_ef}}{J_{max}} \quad S_{Lin} = 2.816 \times 10^{-3} \quad (\text{cm}^2)$$

Profundidade de Penetração da Corrente:

$$\Delta_{pen} := \frac{7.5}{\sqrt{f_s}} \quad \Delta_{pen} = 0.04 \quad (\text{cm})$$

Diâmetro Máximo para a Profundidade de Penetração:

$$d_{max} := 2 \cdot \Delta_{pen} \quad d_{max} = 0.08 \quad (\text{cm})$$

Com isso, escolhe-se o Condutor: **AWG - 22**

Especificações do Condutor:

$$S_{22AWG} := 3.25510^{-3} \quad (\text{cm}^2) \quad \text{Área do condutor 22 AWG}$$

$$S_{22vern} := 4.01310^{-3} \quad (\text{cm}^2) \quad \text{Área do condutor mais verniz}$$

$$N_{fioslitz} := 1 \quad \text{Número de condutores por fio litz}$$

$$\rho_S := 708 \cdot 10^{-4} \quad \left(\frac{\Omega}{\text{cm}}\right) \quad \text{Resistividade do condutor AWG - 22}$$

Número de Condutores Necessários:

$$N_{cond} := \text{ceil}\left(\frac{S_{Lin}}{S_{22AWG}}\right) \quad N_{cond} = 1 \quad (\text{Condutores})$$

Número de Fios Litz Necessários:

$$N_{fios} := \text{ceil}\left(\frac{N_{cond}}{N_{fioslitz}}\right) \quad N_{fios} = 1 \quad (\text{fio})$$

Comprimento Total do Fio:

$$l_{bobina} := \frac{l_t \cdot N_{esp}}{100} \quad l_{bobina} = 4.087 \quad (\text{m})$$

Possibilidade de Execução:

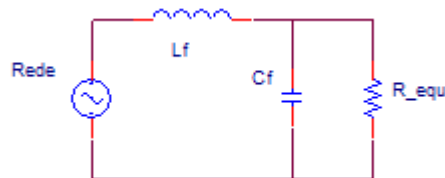
Área total ocupada pelo enrolamento:

$$S_{\text{totcob}} := S_{22\text{vern}} \cdot N_{\text{fioslitz}} \cdot N_{\text{fios}} \cdot N_{\text{esp}} \quad S_{\text{totcob}} = 0.245 \quad (\text{cm}^2)$$

Coefficiente de Execução:

$$k_{\text{exc}} := \frac{S_{\text{totcob}}}{A_w} \quad k_{\text{exc}} = 0.288$$

Projeto do Filtro de Entrada:



Resistência Equivalente:

$$R_{\text{eq}} := \frac{V_s^2 \cdot \eta}{P_{\text{out}}} \quad R_{\text{eq}} = 968 \quad (\Omega)$$

Frequência de Corte do Filtro de Entrada:

$$f_c := \frac{2 \cdot f_s}{10} \quad f_c = 7 \times 10^3 \quad (\text{Hz})$$

Capacitor do Filtro de Entrada:

$$C_f := C_{\text{in}_1} \quad C_f = 2.2 \times 10^{-7} \quad (\text{F})$$

Indutor do Filtro de Entrada:

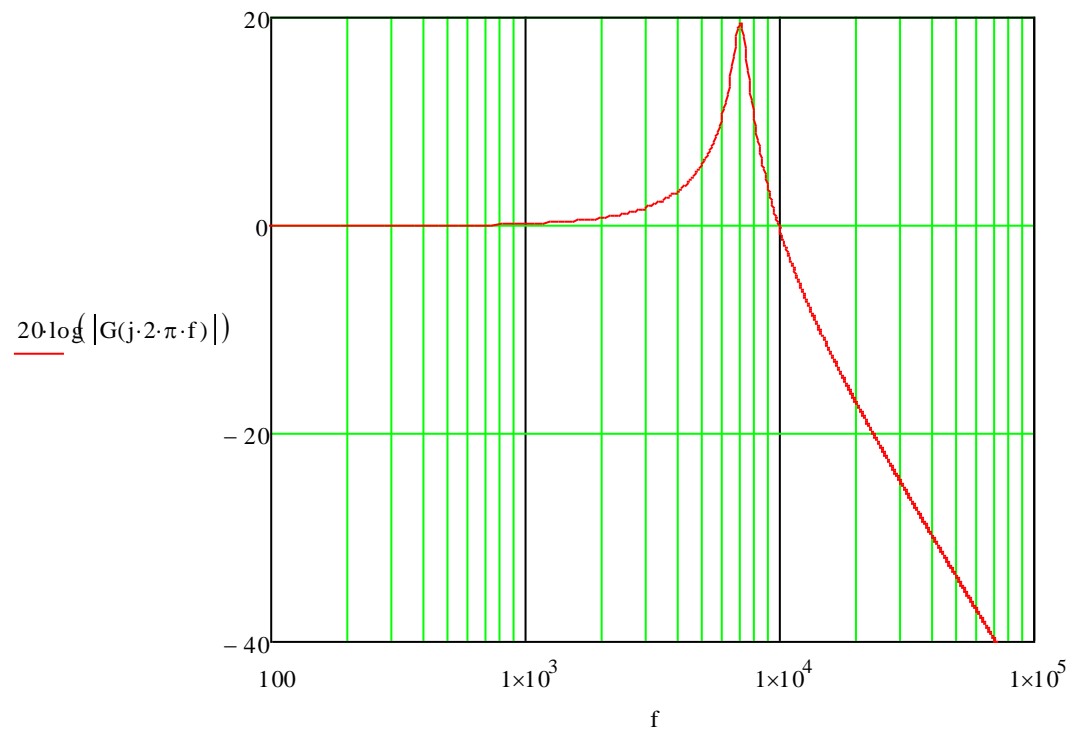
$$L_f := \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_c)^2 \cdot C_f} \quad L_f = 2.35 \times 10^{-3} \quad (\text{H})$$

Função de Transferência do Filtro:

$$f := 10, 100..10^7$$

$$j := \sqrt{-1}$$

$$G(s) := \frac{1}{s^2 \cdot L_f \cdot C_f + s \cdot \frac{L_f}{R_{eq}} + 1}$$



Projeto Físico do Indutor de Filtragem (L_f)

Especificações:

$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$	$\left(\frac{\text{H}}{\text{m}}\right)$	Permeabilidade do ar.
$\mu_F := 7.69210^{-3}$	$\left(\frac{\text{H}}{\text{m}}\right)$	Permeabilidade do ferro.
$B := 2.5$	(T)	Densidade de fluxo máximo.
$J := 450$	$\left(\frac{\text{A}}{\text{cm}^2}\right)$	Densidade de corrente.
$K_s := 0.9$		Fator de empilhamento das chapas.
$a := 1.0$	(cm)	Largura da perna central do núcleo.
$g := 0.5$	(mm)	Entreferro.
$c := 1.0$	(cm)	Comprimento do núcleo.

Correntes no Indutor de Filtragem

$$i_p := \frac{i_{L_{in_1p}}}{2} \quad i_p = 0.643 \quad (\text{A})$$

$$i_{ef} := \frac{i_{L_{in_1p}}}{2 \cdot \sqrt{2}} \quad i_{ef} = 0.455 \quad (\text{A})$$

Cálculo da Relutância:

Área do entreferro em metros quadrados

$$S_g := 2 \cdot a \cdot c \cdot K_s \quad S_g = 1.9 \quad (\text{m}^2)$$

Relutância do entreferro no SI

$$R_g := 2 \cdot g \cdot \frac{1}{\mu_0 \cdot S_g} \cdot 10 \quad R_g = 4.188 \times 10^6 \quad (\text{H}^{-1})$$

Comprimento do caminho magnético em centímetros

$$l_{n1} := 5.6a \quad l_{n1} = 5.6 \quad (\text{cm})$$

Área da secção reta da perna central

$$S_n := a \cdot c \cdot K_s \quad S_n = 0.95 \quad (\text{m}^2)$$

Relutância do ferro no SI

$$R_n := \frac{l_{n1}}{\mu_F \cdot S_n} \cdot 10^2 \quad R_n = 7.663 \times 10^4 \quad (\text{H}^{-1})$$

Relutância total no SI

$$R_t := R_n + R_g \quad R_t = 4.265 \times 10^6 \quad (\text{H}^{-1})$$

Cálculo do fluxo magnético:

$$\text{Fluxo} := B \cdot S_n \quad \text{Fluxo} = 2.375 \quad (\text{T} \cdot \text{m}^2)$$

Cálculo do número de espiras:

$$N := \sqrt{R_t \cdot l_f} \quad N = 100.107 \quad (\text{espiras})$$

Verificação da possibilidade de Execução:

Área da janela em centímetros quadrados

$$A_w := 0.75 \text{ a}^2 \quad A_w = 0.75 \quad (\text{cm}^2)$$

Área de cobre necessária:

$$S_{cu} := \frac{i_{ef}}{J} \quad S_{cu} = 1.011 \times 10^{-3} \quad (\text{cm}^2)$$

Fio escolhido:

22 AWG

Área do fio escolhido considerando o esmalte:

$$S_{cu} := 3.255 \cdot 10^{-3} \quad (\text{cm}^2)$$

Área total do cobre na janela:

$$S_{cut} := N \cdot S_{cu} \quad S_{cut} = 0.326 \quad (\text{cm}^2)$$

Possibilidade de execução:

$$\text{Possib} := \frac{A_w}{S_{cut}} \quad \text{Possib} = 2.302 \quad \text{Deve ser maior que 3}$$

Cálculo dos Semicondutores:

Cálculo da corrente média no interruptor eletrônico:

$$i_{SI_AVG} := \frac{I_{LED} \cdot (8V_{LED} + 2)}{8 \cdot V_P \cdot \eta} \quad i_{SI_AVG} = 0.162 \quad (A)$$

Cálculo da corrente eficaz no interruptor eletrônico:

$$i_{SI_RMS} := \frac{I_{LED} \cdot [8V_{LED} + 2 \cdot (V_P \cdot \eta)]}{8 \cdot V_P \cdot \sqrt{3} \cdot \eta} \quad i_{SI_RMS} = 0.237 \quad (A)$$

Cálculo da corrente de pico no interruptor eletrônico:

$$i_{SI_P} := i_{LL_P} + i_{L_{in_I}} \quad i_{SI_P} = 3.286 \quad (A)$$

Cálculo da tensão máxima no interruptor eletrônico:

$$V_{SI_max} := 2 \cdot V_B + \frac{\Delta V_B}{2} \quad V_{SI_max} = 358.75 \quad (V)$$

Cálculo da corrente média nos diodos da ponte retificadora de entrada:

$$i_{D_AVG} := \frac{4 \cdot P_{out} \cdot \sqrt{2}}{V_P \cdot \eta \cdot \pi \cdot \sqrt{6}} \quad i_{D_AVG} = 0.118 \quad (A)$$

Cálculo da corrente eficaz nos diodos da ponte retificadora de entrada:

$$i_{D_RMS} := \frac{4 \cdot P_{out}}{V_P \cdot \eta \cdot \sqrt{6}} \quad i_{D_RMS} = 0.263 \quad (A)$$

Cálculo da corrente de pico nos diodos da ponte retificadora de entrada:

$$i_{D_P} := i_{L_{in_I}} \quad i_{D_P} = 1.286 \quad (A)$$

Cálculo da tensão máxima nos diodos da ponte retificadora de entrada:

$$V_{D_max} := 2 \cdot V_B + \frac{\Delta V_B}{2} \quad V_{D_max} = 358.75 \quad (V)$$

Cálculo da corrente média nos diodos da ponte retificadora da carga:

$$i_{Dc_AVG} := \frac{I_{LED}}{2} \quad i_{Dc_AVG} = 0.5 \quad (A)$$

Cálculo da corrente eficaz nos diodos da ponte retificadora da carga:

$$i_{Dc_RMS} := \frac{2 \cdot I_{LED}}{\sqrt{6}} \quad i_{Dc_RMS} = 0.816 \quad (A)$$

Cálculo da corrente de pico nos diodos da ponte retificadora da carga:

$$i_{Dc_P} := i_{LL_F} \quad i_{Dc_P} = 2 \quad (A)$$

Cálculo da tensão máxima nos diodos da ponte retificadora da carga:

$$V_{Dc_max} := V_{LED} + \frac{\Delta V_{CL}}{2} \quad V_{Dc_max} = 46.125 \quad (V)$$