

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

LEANDRO CHELSKI DA MOTTA

CONVERSOR DE ÚNICO ESTÁGIO BASEADO NA INTEGRAÇÃO
***CHARGE-PUMP VALLEY-FILL* PARA ACIONAMENTO DE LEDS DE**
POTÊNCIA

DISSERTAÇÃO

PONTA GROSSA

2017

LEANDRO CHELSKI DA MOTTA

**CONVERSOR DE ÚNICO ESTÁGIO BASEADO NA INTEGRAÇÃO
CHARGE-PUMP VALLEY-FILL PARA ACIONAMENTO DE LEDS DE
POTÊNCIA**

Dissertação apresentado como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, do Departamento de Eletrônica, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Dr. Claudinor Bitencourt Nascimento

PONTA GROSSA

2017

Ficha catalográfica elaborada pelo Departamento de Biblioteca
da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Câmpus Ponta Grossa
n.79/17

M921 Motta, Leandro Chelski da

Conversor de único estágio baseado na integração Charge-Pump Valley-Fill
para acionamento de LEDs de potência. / Leandro Chelski da Motta. 2017.

113 f.; il. 30 cm

Orientador: Prof. Dr. Claudinor Bitencourt Nascimento

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta
Grossa, 2017.

1. Iluminação. 2. Diodos emissores de luz. 3. Fator de potência I. Nascimento,
Claudinor Bitencourt. II. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. III. Título.

CDD 621.3

Elson Heraldo Ribeiro Junior. CRB-9/1413. 31/12/2017.



**Universidade Tecnológica Federal do
Paraná Campus de Ponta Grossa**
Diretoria de Pesquisa e Pós-Graduação
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**



FOLHA DE APROVAÇÃO

Título de Dissertação Nº «Número_da_Dissertação» **30/2017**

**CONVERSOR DE ÚNICO ESTÁGIO BASEADO NA INTEGRAÇÃO CHARGE-PUMP
VALLEY-FILL PARA ACIONAMENTO DE LEDS DE POTÊNCIA**

por

Leandro Chelski da Motta

Esta dissertação foi apresentada às **9 horas** do dia **28 de junho de 2017** como requisito parcial para a obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA, com área de concentração em Controle e Processamento de Energia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. O candidato foi argüido pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho aprovado.

Prof. Dr. Arnaldo José Perin (UFSC)

Prof. Dr. Eloi Agostini Junior (UTFPR)

Prof. Dr. Claudinor Bitencourt Nascimento
(UTFPR) - *Orientador*

Prof. Dr. Angelo Marcelo Tuset (UTFPR)
Coordenador do PPGE

**A FOLHA DE APROVAÇÃO ASSINADA ENCONTRA-SE NO DEPARTAMENTO DE
REGISTROS ACADÊMICOS DA UTFPR – CÂMPUS PONTA GROSSA**

À família, aos amigos, colegas e
professores, pelos incentivos e pelos
apoios constantes.

AGRADECIMENTOS

Nesses anos de mestrado, de muito estudo, esforço e dedicação, quero agradecer a algumas pessoas que me acompanharam e sem dúvidas foram essenciais na realização de mais este sonho. Certamente estes parágrafos não irão atender a todas as pessoas que fizeram parte dessa importante fase de minha vida. Portanto, desde já peço desculpas àquelas que não estão presentes entre essas palavras, mas elas podem estar certas que fazem parte do meu pensamento e de minha gratidão. Primeiramente agradeço a minha amada família, aos meus pais, Luis e Nahir, e aos meus irmãos Amanda e Murilo. Obrigado por desejarem sempre o melhor e me dando forças para que eu pudesse superar os obstáculos para chegar até aqui.

Agradeço ao meu orientador Prof. Dr. Claudinor Bitencourt Nascimento, que fez seu trabalho de orientação com extrema competência, pelos conhecimentos transmitidos tanto na área acadêmica quanto por seu exemplo de ética e comprometimento. Obrigado por sua dedicação e, principalmente, por acreditar em mim.

Aos meus colegas e amigos do PPGEE, especialmente aqueles do Processamento de Energia, Eduardo H, Pedro G, Remei H, William K, Gabriel B, Marlon L, pela amizade, pelos bons momentos que experimentamos e por toda ajuda e apoio durante esta etapa.

A Secretaria do Curso, pela cooperação.

Enfim, a todos os que por algum motivo contribuíram para a realização desta pesquisa.

Que eu não perca a vontade de ajudar as
pessoas, mesmo sabendo que muitas
delas são incapazes de ver, reconhecer e
retribuir esta ajuda. Crê em ti mesmo, age
e verás os resultados. Quando te
esforças, a vida também se esforça para
te ajudar.

(CHICO XAVIER).

RESUMO

MOTTA, Leandro Chelski. **Conversor de único estágio baseado na integração CHARGE-PUMP-VALLEY-FILL para acionamento de LED's de potência.** 2017. 113 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta Grossa, 2017.

Este trabalho propõe um sistema eletrônico de único estágio para acionar LEDs de potência empregando os conceitos *Charge-Pump* e *Valley-Fill*. Ambos conceitos estão relacionados a configurações topológicas baseadas na integração de um retificador boost de entrada com um inversor meia onda de saída, caracterizando o sistema de único estágio. A configuração *Charge-Pump* é utilizada para diminuir a ondulação de corrente dos LEDs. A configuração *Valley-Fill* é empregada para grampear a tensão de barramento CC em níveis inferiores ao valor de pico da tensão da fonte de entrada durante um longo intervalo de tempo no período da rede de alimentação, mantendo o sistema com elevado fator de potência. Desta forma é possível utilizar capacitores de barramento com valores reduzidos. O princípio de funcionamento do conversor proposto, que em regime permanente inclui três modos de operação, será apresentado e analisado. Uma metodologia de projeto, bem como resultados de simulação também serão apresentados para que se possa verificar as características operacionais do sistema. Neste trabalho será utilizado o comando simétrico em uma frequência de comutação de 67 kHz e 90 kHz. A tensão de alimentação é de 220 V e a carga é composta por 18 LEDs conectados em série com potência total de 47 W.

Palavras-chave: Sistemas de Iluminação para LEDs. Correção do Fator de Potência. Único estágio. *Charge-Pump*. *Valley-Fill*.

ABSTRACT

MOTTA, Leandro Chelski. **Single-stage converter based on *Charge-Pump Valley-Fill* integration to drive power LEDs. 2017.** 113 p. Dissertation (Master Degree in Electrical Engineering) - Federal University of Technology – Paraná. Ponta Grossa, 2017.

This work proposes a single stage electronic system to drive power LEDs employing Charge-Pump and Valley-Fill concepts. Both concepts are related to topological configurations based on the integration of an input boost rectifier with an output half-bridge inverter, characterizing the single stage system. The Charge-Pump configuration is used to decrease LEDs' current ripple. The Valley-Fill configuration is used to restrict the DC bus voltage at levels lower than the input source voltage peak value over a long period of time in the source period, keeping a high power-factor system. Thus, it is possible to use bus capacitors with reduced values. The proposed converter operation principle, which in steady-state includes three operation modes, that will be presented and analyzed. A design methodology as well as simulation results will also be presented so that the system operational characteristics can be verified. In this paperwork, the symmetric command will be used at a switching frequency of 67 KHz. The supply voltage is 220 V and the load is composed of 18 LEDs series connected with total power of 47 W.

Keywords: LEDs lighting Systems. Power Factor Correction. Single Stage. Charge-Pump Concept. Valley-Fill.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – (a) Circuito equivalente de um regulador linear; (b) Circuito equivalente de um regulador chaveado.....	16
Figura 2 – Reatores com conceitos Charge-Pump característicos: (a) “voltage source”; (b) “current source”; (c) “continuous current source”.....	21
Figura 3 – Reator com conceito Charge-Pump propostos por Nascimento: (a) reator com características de fonte de tensão; (b) reator com características de fonte de corrente; (c) reator com características de fonte de corrente contínua.	22
Figura 4 – Arranjo <i>Valley Fill</i> característico.....	23
Figura 5 – Diagrama de circuito do reator <i>Valley Fill</i> modificado de alto fator de potência.....	24
Figura 6 – Topologia do conversor.....	25
Figura 7 – Topologia alternativa do conversor com corrente do indutor L_o simétrica.	27
Figura 8 – Modelo elétrico linear equivalente para um LED de potência.	27
Figura 9 – Formas de onda teóricas das principais tensões do sistema.	30
Figura 10 – Primeira etapa de operação do conversor no Modo 1.....	31
Figura 11 – Segunda etapa de operação do conversor no modo 1.....	32
Figura 12 – Etapa de operação desconsiderada do conversor no Modo 1.	32
Figura 13 – Terceira etapa de operação do conversor no Modo 1.....	33
Figura 14 – Quarta etapa de operação do conversor no Modo 1.....	34
Figura 15 – Quinta etapa de operação do conversor no Modo 1.	34
Figura 16 – Sexta etapa de operação do conversor no Modo 1.....	35
Figura 17 – Formas de onda teóricas do conversor em regime permanente, Modo 1.	36
Figura 18 – Plano de fase completo do Modo 1.....	43
Figura 19 – Primeira etapa de operação do conversor no Modo 2-A.....	44
Figura 20 – Segunda etapa de operação do conversor no Modo 2-A.....	44
Figura 21 – Etapa de operação desconsiderada do conversor no Modo 2-A.....	45
Figura 22 – Terceira etapa de operação do conversor no Modo 2-A.	45
Figura 23 – Quarta etapa de operação do conversor no modo 2-A.	46
Figura 24 – Quinta etapa de operação do conversor no Modo 2-A.....	47
Figura 25 – Sexta etapa de operação do conversor no Modo 2-A.	47
Figura 26 – Sétima etapa de operação do conversor no Modo 2-A.	48
Figura 27 – Formas de onda teóricas do conversor em regime permanente, Modo 2-A.....	49
Figura 28 – Plano de fase completo do Modo 2 A.....	54
Figura 29 – Primeira etapa de operação do conversor no Modo 2-B.....	55
Figura 30 – Segunda etapa de operação do conversor no Modo 2-B.....	55
Figura 31 – Terceira etapa de operação do conversor no Modo 2-B.....	56
Figura 32 – Quarta etapa de operação do conversor no Modo 2-B.	57

Figura 33 – Quinta etapa de operação do conversor no Modo 2-B.....	57
Figura 34 – Formas de onda teóricas do conversor em regime permanente, Modo 2 B.....	58
Figura 35 – Plano de fase completo do Modo 2-B.	62
Figura 36 – Configuração de saída entre retificador e indutor L_o	63
Figura 37 – Circuito elétrico virtualmente simulado.....	70
Figura 38 – Tensão e corrente da fonte de entrada v_{in}	70
Figura 39 – Tensão e corrente dos LEDs.....	71
Figura 40 – Corrente no indutor L_o na frequência: (a) da rede; (b) de comutação para Modo 1; (c) de comutação para Modo 2-A; (d) de comutação para Modo 2-B.....	72
Figura 41 – Tensão sobre: (a) os capacitores C_{DC} , C_{in} e V_o na frequência da rede; (b) o capacitor C_{in} na frequência de comutação para o Modo 2-B.....	73
Figura 42 – Tensão sobre os capacitores C_b e C_{DC}	73
Figura 43 – Tensão e corrente em um dos interruptores S.	74
Figura 44 – Protótipo implementado do conversor.....	76
Figura 45 – Tensão e corrente da fonte de entrada, v_{in} e i_{in} , e de saída, V_o e I_o	77
Figura 46 – Espectro harmônico da corrente de entrada.	78
Figura 47 – Curva da DHTi e do FP em função da variação da tensão de entrada. .	78
Figura 48 – Espectro harmônico da corrente de entrada.	79
Figura 49 – Tensão sobre os capacitores C_{in} , C_{DC} e C_b , e tensão de saída V_o	79
Figura 50 – Tensão sobre o capacitor C_{in} na frequência da rede e na frequência de comutação para os três modos.	80
Figura 51 – Corrente no indutor L_o na frequência da rede.	81
Figura 52 – Corrente no indutor L_o na frequência: (a) de comutação para Modo 1; (b) de comutação para Modo 2-A; (c) de comutação para Modo 2-B.....	82
Figura 53 – Gráfico de rendimento do conversor em função da variação da potência de saída.....	83
Figura 54 – Gráfico da variação da frequência de comutação em função da variação da potência de saída.	84
Figura 55 – Gráfico da variação tensão do capacitor C_{DC} em função da variação da frequência de comutação f_s	85
Figura 56 – Comutação de um dos interruptores S.....	85
Figura 57 – Tensão e corrente da fonte de entrada, v_{in} e i_{in} , e de saída, V_o e I_o	86
Figura 58 – Espectro harmônico da corrente de entrada para frequência de 90 kHz.	87
Figura 59 – Tensão sobre os capacitores C_{in} , C_{DC} e C_b , e tensão de saída V_o	88
Figura 60 – Tensão sobre o capacitor C_{in} e corrente no indutor L_o na frequência da rede com o conversor operando em 90 kHz.....	88
Figura 61 – Comutação em um dos interruptores S na frequência de 90 kHz.	89

SIMBOLOGIA

Símbolo	Significado	Unidade
$C_b, C_{dc}, C_{d1}, C_{d2}, C_{dc1}$ e C_{dc2}	Capacitâncias de barramento	F
C_f, C_{f1} e C_{f2}	Capacitâncias dos filtros de entrada	F
C_{in}, C_{in1} e C_{in2}	Capacitâncias Charge-Pump	F
C_o	Capacitância de filtro de saída	F
C_r, C_{r1} e C_{r2}	Capacitâncias de partida das lâmpadas fluorescentes	F
C_{vf1} e C_{vf2}	Capacitâncias Valley-Fill	F
D_1, D_2, D_3 e D_4	Diodos da ponte retificadora de entrada	-
D_5, D_6, D_7 e D_8	Diodos da ponte retificadora de saída	-
$D_{dc}, D_{dc1}, D_{dc2}, D_{Lo}, D_{Lo1}$ e D_{Lo2}	Diodos do estágio do barramento de saída	-
D_{S1} e D_{S2}	Diodos intrínsecos dos interruptores eletrônicos	-
D_{vf1}, D_{vf2} e D_{vf3}	Diodos Valley-Fill	-
f_0	Frequência de ressonância entre L_o e C_{in} em regime permanente	Hz
f_s	Frequência de comutação do conversor	Hz
$i_{Lo}(t)$	Corrente instantânea de L_o	A
$i_{Cin}(t)$	Corrente instantânea de C_{in}	A
I_o, I_{LED}	Corrente de saída/LEDs	A
$I_{1,m1}, I_{2,m1}, I_{3,m1}$ e $I_{4,m1}$	Valores das correntes de L_o no Modo 1	A
$I_{1,m2a}, I_{2,m2a}, I_{3,m2a}, I_{4,m2a}$ e $I_{5,m2a}$	Valores das correntes de L_o no Modo 2A	A
$I_{2,m2b}, I_{3,m2b}$	Valores das correntes de L_o no Modo 2B	A
L_f	Indutância do filtro de entrada	H
L_{in}, L_{in1} e L_{in2}	Indutâncias Boost	H
L_o, L_r, L_{r1} e L_{r2}	Indutâncias do circuito ressonante	H
P_o	Potência de saída	W
η	Rendimento	%
R_{LEDs}	Resistencia equivalente dos LEDs	Ω
S_1 e S_2	Interruptores eletrônicos	-
T_s	Período de comutação	s

t	Instante de tempo	s
V_{Cb}, V_b	Tensão no capacitor de barramento C_b	V
V_{Cf}	Tensão nos capacitores C_{f1} e C_{f2} em regime permanente	V
$V_{Cin}(t)$	Tensão no capacitor C_{in}	V
V_{Dc} e V_{Cdc}	Tensão no capacitor C_{DC}	V
V_{in}	Tensão da fonte de alimentação da rede	V
$v_{Lo}(t)$	Tensão no indutor L_o	V
V_{Led} e V_o	Tensão de saída/LEDs	V
V_p	Tensão de pico da fonte de alimentação da rede	V
V_{tLED}	Tensão equivalente de LEDs	V
Z_o	Impedância do circuito ressonante	Ω
$Z_{1,M1}(t), Z_{4,M1}(t), Z_{6,M1}(t)$	Impedância do circuito ressonante nas etapas 1, 4 e 6 do Modo 1	Ω
$Z_{1,M2a}(t), Z_{5,M2a}(t), Z_{6,M2a}(t)$	Impedância do circuito ressonante nas etapas 1, 5 e 6 do Modo 2A	Ω
$Z_{1,M2b}(t), Z_{4,M2b}(t), Z_{5,M2b}(t)$	Impedância do circuito ressonante nas etapas 1, 4 e 5 do Modo 2B	Ω
ΔI_o	Ondulação de corrente de saída/corrente dos LEDs	A
ΔV_{Cb} e ΔV_{CDC}	Ondulação da tensão de barramento	V
ΔV_o	Ondulação da tensão de C_o /LEDs	V
ω_o	Frequência angular de ressonância entre L_o e C_{in}	Rad/s
ω_s	Frequência angular de comutação	Rad/s
ω_t	Frequência angular da rede de alimentação	Rad/s
μ_o	Relação entre f_s e f_o	Hz

SÍMBOLOS DE GRANDEZAS E UNIDADES FÍSICAS

Símbolo	Significado
A	Ampère
C	Coulomb
F	Faraday
H	Henry
Hz	Hertz
kWh/ano	Quilowatt hora por ano
Rad/s	Radianos por segundo
s	Segundos
V	Volt
m	Mili
μ	Micro
n	Nano
W	Watt
Ω	Ohm

LISTA DE ABREVIATURAS

Símbolo	Significado
LED	"Light Emitting Diode"
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
PFC	"Power Factor Correction"
PF	"Power Factor"
EUA	Estados Unidos da América
PWM	"Pulse Width Modulation"
DTH	Distorção Harmônica Total
DTHi	Distorção Harmônica Total de Corrente

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	15
2 TOPOLOGIAS DE ÚNICO ESTÁGIO BASEADAS NOS CONCEITOS CHARGE-PUMP E VALLEY-FILL PARA SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO COM LEDS	20
2.1 CONVERSOR PROPOSTO	25
3 MODELO ESTÁTICO DO CONVESOR PROPOSTO	28
3.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO MODO 1	31
3.1.1 Modelo matemático do conversor em regime permanente na frequência de comutação para o Modo 1	36
3.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO MODO 2-A	43
3.2.1 Modelo matemático do conversor em regime permanente na frequência de comutação para o Modo 2 A	49
3.3 ETAPAS DE OPERAÇÃO MODO 2-B	54
3.3.1 Modelo matemático do conversor em regime permanente na frequência de comutação para o Modo 2 B	59
3.4 CARACTERÍSTICAS OPERACIONAIS DE SAÍDA DO CONVERSOR PROPOSTO	62
3.4.1 Indutância L_o	63
3.4.2 Capacitor C_b	64
3.4.3 Capacitor C_{DC}	65
3.4.4 Capacitor C_o	66
3.4.5 Cálculo do valor eficaz da corrente no Indutor L_o	67
3.4.6 Cálculo do valor médio da corrente nos Interruptores S_1 e S_2	67
3.4.7 Cálculo do valor eficaz da corrente nos Interruptores S_1 e S_2	68
4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA	69
5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	76
5.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM 67 KHZ	77
5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM 90 KHZ	86
6 CONSIDERAÇÕES FINAIS	90
REFERÊNCIAS	94
APÊNDICE A - Equacionamento Modo 1	98

1 INTRODUÇÃO

A eletricidade é um dos fenômenos físicos encontrados na natureza que ainda determina boa parte dos principais caminhos de evolução seguidos pelo homem da era moderna. Em virtude das inúmeras facilidades atribuídas à utilização da energia elétrica, dificilmente pode-se imaginar o mundo sem o uso da eletricidade. Por outro lado, à medida que a produção de energia elétrica aumenta, sem o seu controle visando a redução de desperdício, bem como um consumo otimizado e eficiente, o futuro da humanidade pode ser colocado em risco, devido aos inúmeros impactos causados contra o meio ambiente, pois sua geração depende principalmente de recursos naturais. Os sistemas que apresentem estruturas, equipamentos e dispositivos com tecnologias mais eficientes e otimizadas, e que possam colaborar com a redução e com o desperdício do consumo de energia elétrica, vem sendo constantemente pesquisados, estudados e desenvolvidos por pesquisadores de todo o mundo. Esta é uma necessidade que vem ao encontro das discussões que envolvem conservação de energia elétrica e meio ambiente.

Dentre as formas de consumo de energia elétrica, uma das mais relevantes é a com a iluminação artificial que atinge em média cerca de 19% do consumo global. No Brasil, estima-se que o consumo com iluminação corresponde a cerca de 17% da demanda nacional. Deste total, em torno de 3% estão relacionados com a iluminação pública, o equivalente à uma demanda de 2,2 GW e a um consumo de 9,7 bilhões de kWh/ano (SCHULZ, 2016). No entanto, quase que na sua totalidade, a iluminação pública ainda é obtida através de dispositivos considerados tecnologicamente ultrapassados nos dias atuais.

Embora a utilização de lâmpadas de descarga tais como fluorescentes, vapor de sódio e mistas de alta intensidade continua predominante na maioria das aplicações dentro da indústria, comércio, setores públicos e nas residências, a utilização de lâmpadas de estado sólido vem crescendo de forma significativa. As lâmpadas LEDs deixaram de ser uma alternativa para se tornarem uma necessidade, em razão das inúmeras características operacionais tais como elevada vida útil, baixa produção de calor, emissão de raios ultravioleta e infravermelho nula, dimerização facilitada, elevada eficiência luminosa, robustez e ausência de mercúrio.

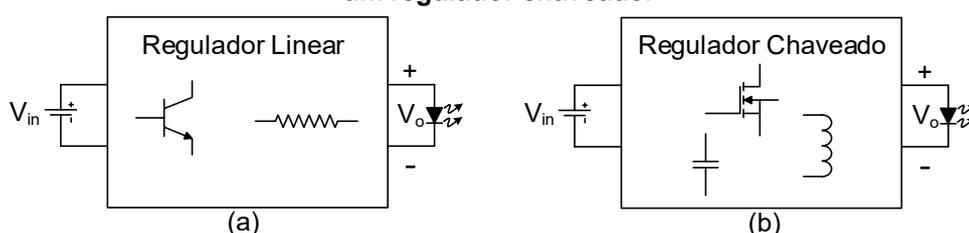
Originalmente, os LEDs eram utilizados apenas como indicadores luminosos em equipamentos eletrônicos, funcionando com baixa intensidade luminosa. Entretanto, há pouco mais de duas décadas, devido ao grande avanço tecnológico, os LEDs começaram a produzir alta intensidade luminosa e alto brilho, criando uma nova perspectiva em relação à iluminação artificial (DUPUIS; KRAMES, 2008). De acordo com o departamento de energia dos EUA, a projeção de economia de energia para o ano de 2035, através da utilização de lâmpadas LEDs, é de aproximadamente 46% (DOE, 2016). Estima-se que o consumo seja reduzido dos atuais 19% para apenas 7% do consumo global.

Assim como a grande maioria das lâmpadas clássicas, tais como fluorescentes, vapor de sódio, vapor de mercúrio ou vapor metálico, os LEDs de potência também necessitam que suas correntes sejam limitadas e controladas. Seja qual for o dispositivo (resistor, capacitor, indutor ou um circuito eletrônico) utilizado para o acionamento e/ou controle da corrente nos LEDs, é muito importante que o conjunto dispositivo/LEDs apresente características operacionais tais como uma corrente de saída com baixa ondulação, elevada vida útil e rendimento, baixo custo de produção, dimerização e, nos casos das aplicações em corrente alternada (CA), também elevado fator de potência e entrada universal.

Por apresentarem características elétricas que podem ser representadas através de uma fonte de tensão em série com uma resistência de baixo valor, não é recomendado que os LEDs sejam alimentados diretamente por uma fonte de tensão. Ao se aplicar uma fonte de tensão conectada diretamente a um LED, corre-se o risco de danificá-lo, pois pequenas variações acima dos níveis de alimentação nominal provocam grandes níveis de correntes.

Os diagramas apresentados na Figura 1 representam respectivamente (a) uma estrutura de um regulador linear e (b) uma estrutura de um regulador chaveado,

Figura 1 – (a) Circuito equivalente de um regulador linear; (b) Circuito equivalente de um regulador chaveado.



Fonte: Autoria própria.

ambos amplamente utilizados para alimentar LEDs. Nestes circuitos, é desejável que o valor médio da tensão de saída V_o seja constante e o mais próximo possível da tensão de entrada V_{in} . Assim, as perdas serão reduzidas. Dentre as vantagens dos reguladores lineares, pode-se destacar a ausência de ondulações e a facilidade do controle da corrente de saída. No entanto, os circuitos utilizados como reguladores lineares são estruturas que apresentam elevados peso e volume, baixo rendimento e baixa vida útil, indo na contramão do desenvolvimento tecnológico desejado para sistemas de iluminação. Já no caso do regulador chaveado, considerando o interruptor próximo do ideal (perdas de condução e de comutação próximas de zero), a fonte de entrada fornece uma potência próxima da potência da carga. Portanto, o rendimento teórico do processo é de aproximadamente 100%. Em aplicações reais, o rendimento de um conversor CC-CC pode variar entre 70 e 98%, dependendo das potências, correntes, tensões, frequências de comutação e das tecnologias empregadas (BARBI; MARTINS, 2000). A conclusão é estendida para todo conversor estático comutado, ou seja, a técnica de modulação PWM é empregada para o controle do fluxo de energia elétrica, com elevada eficiência.

Quando alimentados em CA, além das topologias clássicas de conversores chaveados tipo buck, boost e buck-boost, muitos trabalhos vêm utilizando topologias de único estágio para alimentar LEDs (FONSECA, 2014, COSETIN, 2013). As topologias de único estágio, que são baseadas no retificador boost PFC (power factor correction) integradas ao inversor de meia ponte, ou simplesmente topologias boost integradas, eram e continuam sendo principalmente empregadas em sistemas eletrônicos para lâmpadas fluorescentes (NASCIMENTO, 2005, QIAN, 2000). Entretanto, por apresentarem características operacionais como elevado fator de potência, comutação suave, elevado rendimento e baixa interferência eletromagnética, e construtivas como número reduzido de componentes, elas também vêm sendo amplamente utilizadas em sistemas de iluminação com LEDs (FONSECA, 2014). Contudo, como o processo de dimerização e entrada universal para estas estruturas são relativamente complexos, pois dependem da variação da frequência de comutação, suas aplicações são principalmente direcionadas para iluminação pública e “*retrofit*”, ou seja, para sistemas em que o controle do fluxo luminoso não é necessariamente um fator usualmente predominante.

Em aplicações com LEDs, além das características desejadas que um conversor deve apresentar, também é necessário evitar ondulações excessivas na corrente de saída. Assim evita-se o fenômeno conhecido como *flicker* (cintilação), que corresponde a uma rápida e repetida mudança ao longo do tempo no brilho da luz. O *flicker* visível, é um cintilar conscientemente perceptível por um espectador humano, ao contrário do *flicker* invisível ou imperceptível. Os efeitos sobre a saúde do efeito *flicker*, tanto do visível quanto do invisível, podem ser divididos em aqueles que são o resultado imediato de alguns segundos de exposição, tais como convulsões epiléticas e aqueles que são o resultado menos óbvio da exposição a longo prazo, tais como mal-estar, dores de cabeça e desempenho visual prejudicado (WILKINS; VEITCH; LEHMAN,2010).

Em relação à vida útil que um sistema eletrônico deve apresentar, um dos principais desafios está relacionado ao uso de capacitores eletrolíticos. Os capacitores eletrolíticos apresentam vida útil muito inferior aos dos LEDs (MADDULA, 2005), bem como aos de outros elementos do conversor como transistores e diodos. Por isso devem ser evitados (FONSECA, 2014). Por outro lado, em aplicações CA/CC, o capacitor de barramento é o principal responsável em absorver a energia pulsante fornecida pela fonte de alimentação de entrada, normalmente senoidal e na frequência de 120 Hz. Quanto menor for a ondulação de saída desejada, para um determinado valor médio de tensão, maior deverá ser a capacitância de barramento do conversor. Relacionando ao peso e volume, que devem ser reduzidos nestas aplicações, os capacitores eletrolíticos acabam sendo os mais apropriados, porém a vida útil do sistema torna-se comprometida. A capacitância do barramento pode ser reduzida com a elevação da sua tensão média. No entanto, fisicamente, o volume e peso do capacitor não é alterado.

Finalmente, com o objetivo de alcançar a grande maioria das principais características que um sistema eletrônico para iluminação com LEDs deve apresentar, este trabalho propõe um conversor de estágio único baseado nos conceitos *Charge-Pump* e *Valley-Fill*. É apresentado um sistema eletrônico com correção do fator de potência, elevado rendimento e reduzido capacitor de barramento CC que, neste caso, permite a utilização de outras tecnologias diferentes das dos eletrolíticos. Portanto, a vida útil do sistema torna-se compatível com a vida útil de um LED. Por se tratar de uma topologia boost-pfc integrada ao

inversor meia ponte acionada com comando simétrico, a dimerização não será realizada. Logo, as principais aplicações são direcionadas para iluminação pública ou iluminação com “*retrofit*”. O modelo matemático do conversor proposto é definido através da análise em regime permanente. Assim, uma metodologia de projeto poderá ser apresentada para o conversor operando com uma carga LED composta por 18 LEDs em série e potência de 47 W. O sistema é alimentado com tensão de entrada de 220 V e opera com frequência de comutação de 67 kHz e 90 kHz.

2 TOPOLOGIAS DE ÚNICO ESTÁGIO BASEADAS NOS CONCEITOS *CHARGE-PUMP* E *VALLEY-FILL* PARA SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO COM LEDS

Neste capítulo, são apresentadas as principais topologias que empregam o conceito *Charge-Pump*, conforme Jinrong Qian, 2000 (QIAN,2000) e Claudinor Bitencourt Nascimento, 2005 (NASCIMENTO, 2005), bem como algumas topologias que empregam os conceitos referentes às configurações *Valley-Fill*.

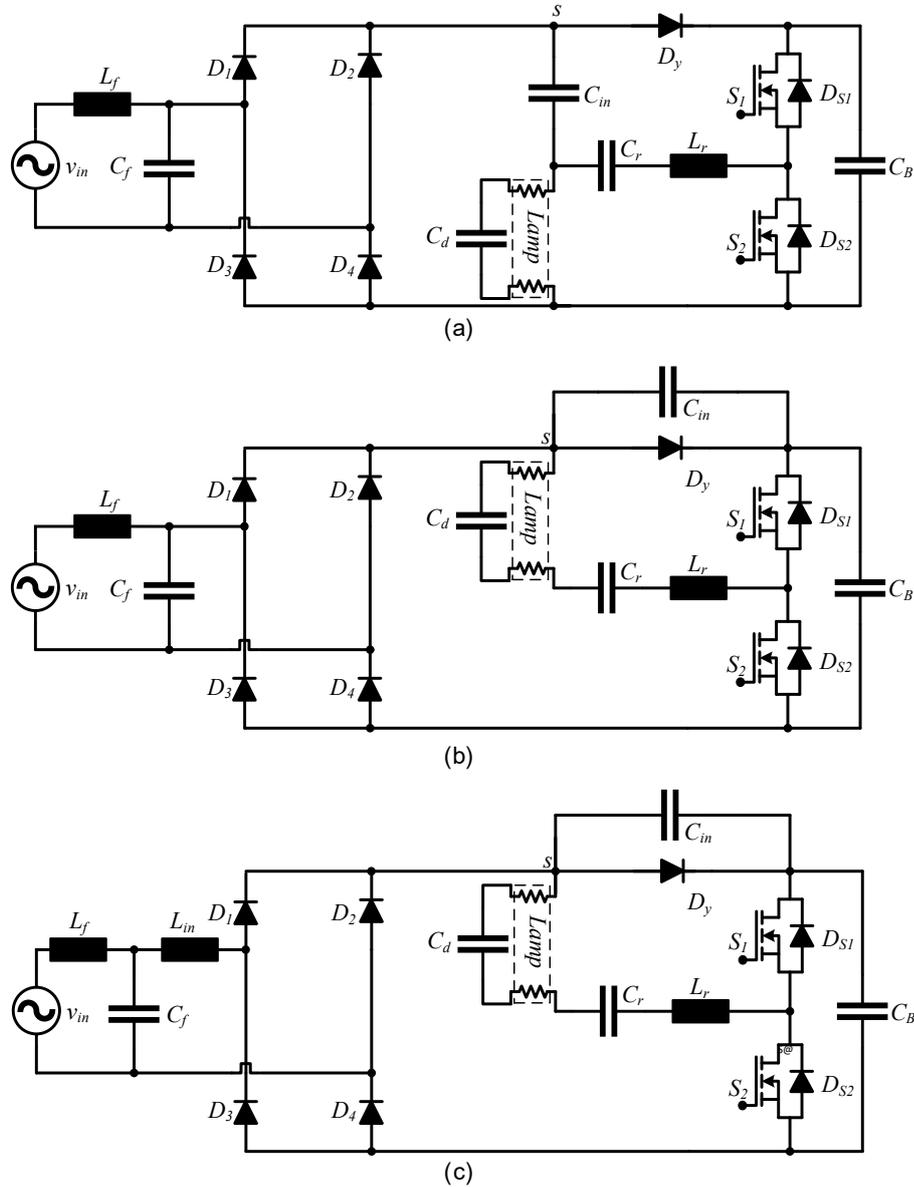
As topologias denominadas *Charge-Pump* surgiram na década de 90 para as aplicações em reatores eletrônicos e foram difundidas principalmente por Qian. Na década de 2000, Nascimento propôs algumas alterações topológicas, originadas nas topologias apresentadas por Qian, visando principalmente a redução do número de componentes. A tecnologia *Charge-Pump*, tornou-se uma solução bastante atrativa para correção do fator de potência em reatores eletrônicos pois, quando comparadas às topologias retificadoras “boost-PFC” integradas (ALVES, 1996) e às topologias de dois estágios que empregam pré-reguladores do tipo elevadores de tensão boost ou à acumulação indutiva buck-boost, apresentam um número reduzido de componentes (NASCIMENTO, 2005). Reatores eletrônicos utilizando o conceito *Charge-Pump*, além dos custos de produção reduzidos por possuírem menor quantidade de componentes, apresentam características tais como: baixa distorção harmônica na corrente de entrada, menores correntes nos interruptores e menores tensões no barramento CC, o que possibilita a alimentação de entrada em 220 V (MARTINS, 2006).

A Figura 2 apresenta as principais configurações de reatores *Charge-Pump* com PFC difundidas por QIAN (QIAN, 2000). Observa-se através da Figura 2 (a) que, com a retirada do capacitor C_{in} , o circuito torna-se semelhante ao do reator sem PFC. Portanto, pode-se afirmar que o capacitor C_{in} , neste caso, é o elemento que propicia PFC do reator.

Originalmente, em circuitos *Charge-Pump*, a correção do fator de potência ocorre porque durante a comutação dos interruptores do estágio inversor a fonte de entrada v_{in} , através do capacitor C_{in} , passa a fornecer corrente para o reator na frequência de comutação, aumentando o ângulo de condução dos diodos da ponte retificadora (efeito *dither*) (TAKAHASHI, 1990). A energia fornecida pela fonte de entrada é armazenada não somente pelo próprio capacitor C_{in} como também pelos

elementos do tanque ressonante C_d e L_r que entregam parte desta energia armazenada ao capacitor de barramento C_B , aumentando a sua tensão de

Figura 2 – Reatores com conceitos Charge-Pump característicos: (a) “voltage source”; (b) “current source”; (c) “continuous current source”.



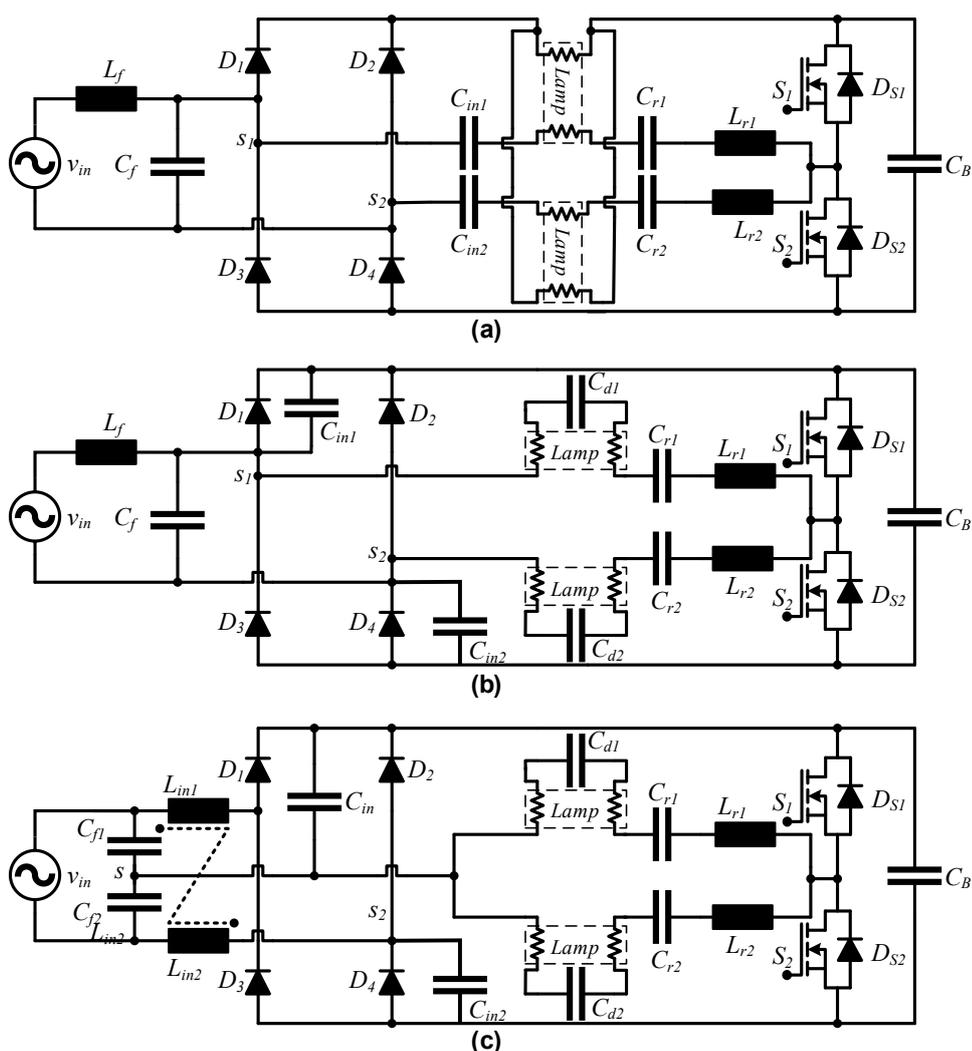
Fonte: NASCIMENTO, 2005 (modificado).

barramento.

De acordo com Nascimento (NASCIMENTO, 2005), ao mudar os pontos “s” das topologias apresentadas na Figura 2 para junto ou antes da ponte retificadora, acrescido de algumas manipulações necessárias nos circuitos originais, obtém-se estruturas que mantêm as características operacionais *Charge-Pump*, porém com alguns benefícios como a redução do número de componentes, bem como a redução do peso e do volume do filtro de entrada (NASCIMENTO, 2005).

A Figura 3 apresenta alguns exemplos de estruturas apresentadas por Nascimento (NASCIMENTO, 2008) para aplicações em sistema de iluminação com lâmpadas fluorescentes. Diferentemente do que ocorre com as topologias clássicas, nestes circuitos, os capacitores *Charge-Pumps* não aumentam o ângulo de condução dos diodos, mas criam um caminho alternativo para a corrente de entrada e contribui para reduzir a ondulação de baixa frequência na corrente de saída do sistema. A Figura 3 (a) mantém as características operacionais como fontes de tensão (*voltage source*), porém para que o filtro LC de entrada opere com o dobro da frequência de comutação, o conversor depende da utilização de duas lâmpadas e por isso a aplicação com LEDs não é apropriada. A operação do filtro de entrada

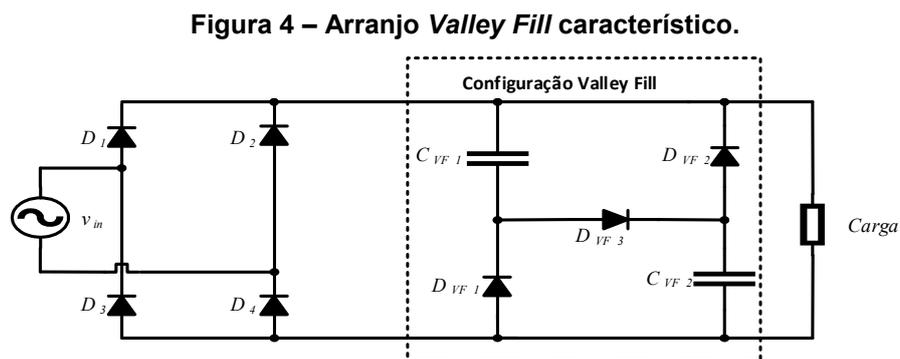
Figura 3 – Reator com conceito Charge-Pump propostos por Nascimento: (a) reator com características de fonte de tensão; (b) reator com características de fonte de corrente; (c) reator com características de fonte de corrente contínua.



Fonte: NASCIMENTO, 2008 (modificado).

com o dobro da frequência de comutação é uma das principais vantagens das topologias apresentadas por Nascimento. A Figura 3 (b) apresenta característica como fonte de corrente (*current source*), porém como a topologia da Figura 3 (a) também depende de duas lâmpadas para funcionar de forma simétrica. Todavia, como pode ser observado na Figura 3 (c), é apresentada uma estrutura que se comporta como fonte de corrente contínua (*continuous current source*) e que pode ser empregada nas alimentações com LEDs. A Figura 3 (c) é utilizada como base de desenvolvimento da estrutura proposta neste trabalho.

A Figura 4 apresenta o circuito do filtro *Valley-Fill* clássico, que consiste de dois capacitores e três diodos. Devido a presença dos diodos, os capacitores estão conectados ao circuito por vezes em série ou paralelo (CHEN; CHENG; LIANG,1998).



Fonte: CHEN; CHENG;LIANG,1998 (modificado).

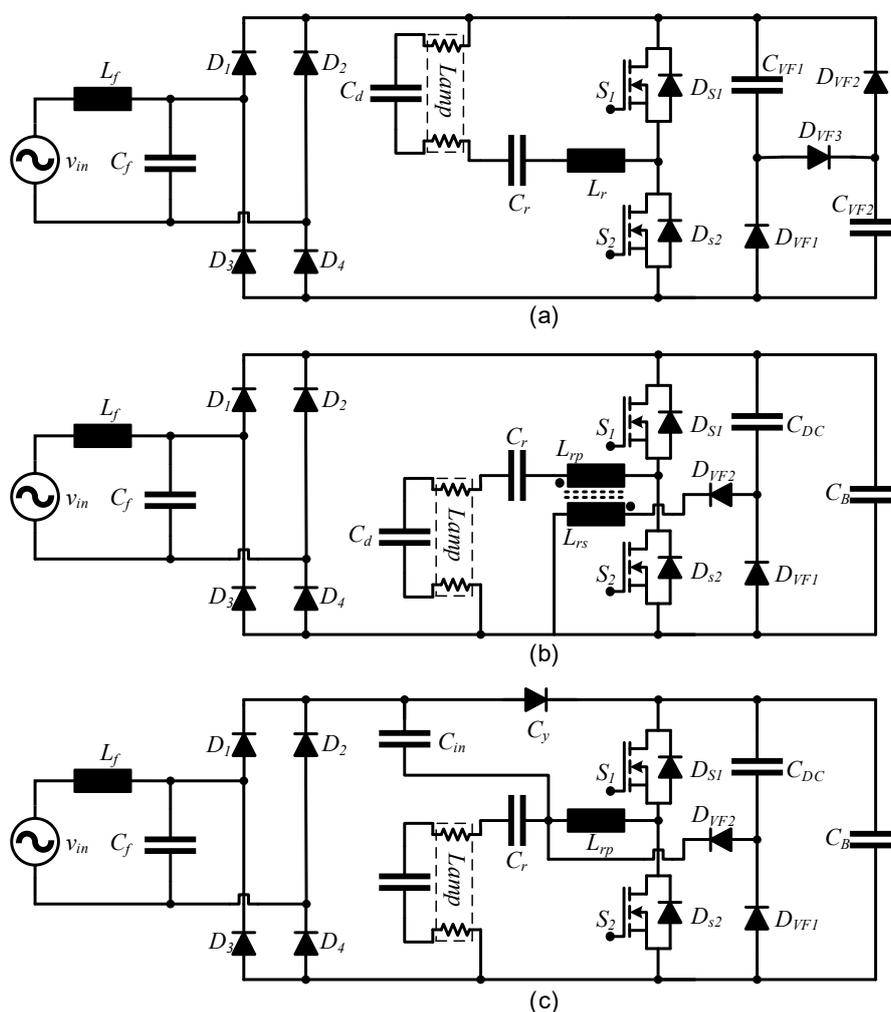
LIANG,1998).

Sua configuração está diretamente relacionada com o funcionamento de um retificador monofásico de onda completa, onde dois capacitores eletrolíticos são carregados com a metade da tensão de pico da entrada. Estes dois capacitores são ligados ao barramento CC por dois diodos. Enquanto a tensão da fonte v_{in} permanece acima da tensão do capacitor, a própria fonte fornece energia para a carga. Quando a tensão v_{in} cai abaixo da tensão do capacitor, o diodo D_{VF3} conduz alimentando o barramento CC com corrente e assim polarizando a ponte de diodos retificadores da entrada do sistema. Assim, a tensão fornecida para o barramento segue a tensão de entrada de 120 graus simetricamente em torno do pico e segue a tensão do capacitor perto da linha de passagem por zero, também referidos como "vales" – dá-se assim, a origem do termo *Valley-Fill*. (KHERALUWALA; EL-

HAMAMSY, 1995). Várias implementações do conceito de *Valley-Fill* diferem no esquema de carga dos capacitores. No entanto, o ângulo de condução da corrente da fonte limita estes circuitos para ter um fator de potência (PF – do inglês *power factor*) que é apenas ligeiramente superior a 0,9. Numa implementação popular, referido como dois capacitores eletrolíticos *Valle-Fill*, o PF de 0,95 pode ser atingido, mas à custa de um capacitor adicional que, mesmo que seja de menor tensão e capacitância, aumenta o custo e o tamanho, e complica o gerenciamento térmico (KHERALUWALA; EL-HAMAMSY, 1995).

A Figura 5 (a) (MAEHARA, 1995) apresenta um reator eletrônico com configuração *Valley-Fill*, onde pode-se observar que, quando comparado com a estrutura apresentada na Figura 4, somente o inversor de meia onda, necessário para alimentar a lâmpada, foi acrescentado. Logo, todas as características operacionais em relação ao fator de potência foram mantidas.

Figura 5 – Diagrama de circuito do reator *Valley Fill* modificado de alto fator de potência.



Fonte: MAEHARA, 1995; KHERALUWALA; EL-HAMAMSY, 1995; (Modificados).

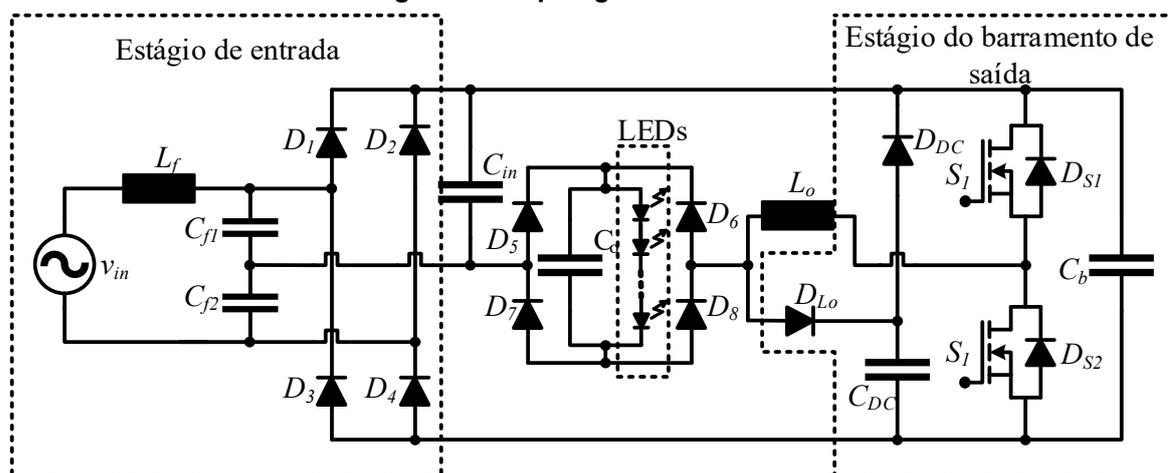
A Figura 5 (b) apresenta uma topologia *Valley-Fill* modificada para reatores eletrônicos (KHERALUWALA; EL-HAMAMSY, 1995). Nesta topologia somente um capacitor eletrolítico é utilizado. O capacitor C_B , que está conectado diretamente ao barramento, absorve a energia pulsante fornecida pela fonte v_{in} em intervalos de tempo próximo ao valor de pico V_p .

A Figura 5 (c) apresenta uma topologia baseada na Figura 5 (b), porém com uma melhora significativa da correção do fator de potência, em razão da inclusão do capacitor C_{in} (MAEHARA, 1995). Como pode ser observado, a estrutura se caracteriza como uma configuração *Valley-Fill* associada a uma configuração *Charge-Pump*. A figura 5(c) também é utilizada como referência básica para o desenvolvimento do conversor proposto.

2.1 CONVERSOR PROPOSTO

A Figura 6 apresenta a topologia proposta neste trabalho. Como pode ser observado, a configuração considerada como estágio de entrada é constituída por um indutor L_f , dois capacitores C_{f1} e C_{f2} e uma ponte retificadora de onda completa. O indutor L_f , juntamente com os capacitores C_{f1} e C_{f2} , tem como principal função atuar como filtro e eliminar os harmônicos de corrente em alta frequência. Os capacitores C_{f1} e C_{f2} também criam uma conexão entre o estágio de entrada e o estágio de saída, permitindo a correção do fator de potência do sistema. O estágio do barramento de saída considerado é constituído por um inversor meia ponte (S_1 e S_2) e a configuração *Valley-Fill* que é formada pelos diodos D_{DC} e D_{Lo} e os capacitores

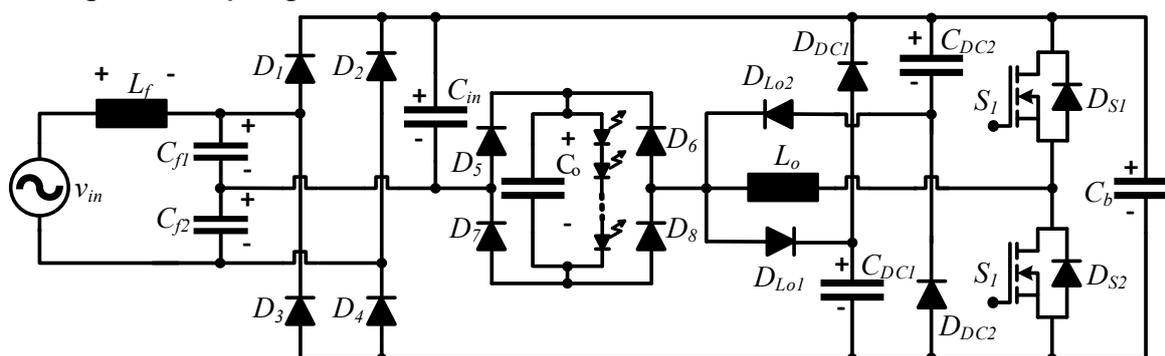
Figura 6 – Topologia do conversor.



Fonte: Autoria própria.

C_{DC} e C_b . A principal função dos capacitores C_{DC} e C_b é absorver a energia pulsante fornecida pela fonte de entrada v_{in} , mantendo a tensão do barramento CC o mais constante possível. O capacitor C_b atua no circuito em um intervalo de tempo em que a tensão da fonte de entrada tem o seu valor próximo ao valor de pico, reduzindo a ondulação da tensão de barramento no capacitor C_{DC} e, conseqüentemente, a ondulação da corrente dos LEDs, caracterizando desta forma o conceito *Valley-Fill*. O diodo D_{DC} , juntamente com o diodo D_{Lo} , tem a função de permitir que a tensão do capacitor C_{DC} seja grampeada em níveis inferiores ao valor de pico da tensão de entrada. A topologia também apresenta um estágio de saída que é constituído por uma ponte retificadora de saída composta pelos diodos D_5 à D_8 e associada a um filtro capacitivo (C_o), pelo capacitor C_{in} e pelo indutor L_o . O capacitor C_{in} age no circuito em ressonância com o indutor L_o , caracterizando o conceito *Charge-Pump*. Sua principal função é evitar elevadas ondulações de corrente no indutor L_o , na frequência da rede de alimentação e, conseqüentemente, nos LEDs. Durante a análise do conversor em regime permanente, é demonstrado que o comportamento de C_{in} depende do valor instantâneo da fonte de entrada v_{in} . Será observado que, em uma região onde o intervalo de tempo, considerando a frequência de v_{in} , é próximo de zero, a ressonância entre C_{in} e L_o é bem acentuada, garantindo que a corrente de L_o mantenha um fator de crista reduzido. O fator de crista de i_{Lo} reduzido contribui para uma baixa ondulação de corrente nos LEDs. À medida que a tensão de v_{in} vai aumentando, a ressonância entre C_{in} e L_o vai diminuindo e a ação do capacitor C_{in} tende a uma ação bloqueadora. No entanto, neste trabalho será considerado somente o comportamento ressonante entre C_{in} e L_o para todo o período de tempo da fonte de alimentação de entrada. O indutor L_o , além de limitar a corrente dos LEDs, também atua para realizar a correção do fator de potência. Finalmente, a ponte retificadora associada ao capacitor C_o , tem a função de fornecer uma corrente contínua para os LEDs. Durante o princípio de funcionamento do conversor proposto é verificado que, devido à configuração *Valley-Fill* adotada, a corrente do indutor L_o não apresenta comportamento simétrico. No entanto, esta assimetria não apresenta problemas de funcionamento para o conversor, seja para a carga ou para a correção do fator de potência. Somente os esforços matemáticos para a solução do sistema tornam-se mais expressivos. A solução topológica para tornar a corrente de L_o simétrica é apresentada na Figura 7. Como pode ser observado, a solução se realiza ao custo de mais dois diodos (D_{Lo2} e

Figura 7 – Topologia alternativa do conversor com corrente do indutor L_o simétrica.

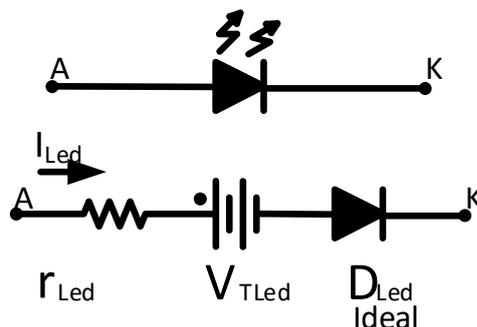


Fonte: Autoria própria.

D_{DC2}) e mais um capacitor de barramento CC (C_{DC2}). Na solução apresentada, as capacitâncias dos capacitores de barramento são reduzidas pela metade, quando comparadas à da topologia proposta na Figura 6.

A representação elétrica comumente utilizada de um LED é mostrada na Figura 8.

Figura 8 – Modelo elétrico linear equivalente para um LED de potência.



Fonte: Autoria própria.

A representação matemática da tensão de uma carga LED é dada pela equação (2.1).

$$V_{LED} = r_{LED} I_{LED} + V_{TLed} \quad (2.1)$$

Tanto a representação elétrica quanto a representação matemática apresentadas são utilizadas neste trabalho para definição da potência total de saída, bem como para a realização das simulações computacionais.

3 MODELO ESTÁTICO DO CONVESOR PROPOSTO

Neste capítulo é apresentado o princípio de funcionamento em regime permanente do sistema proposto. As seguintes condições são consideradas, tanto para definir as etapas de operação quanto para o desenvolvimento matemático do conversor:

- a) As etapas de operação e o modelo matemático serão apresentadas considerando somente a frequência de comutação do conversor. Portanto, o comportamento do sistema é caracterizado como um conversor CC-CC;
- b) As tensões sobre os capacitores C_{r1} e C_{r2} serão consideradas constantes e igual à metade do valor de pico da tensão da fonte de alimentação de entrada durante um período de comutação com razão cíclica 0,5. Portanto, as ondulações em alta frequência serão desprezadas;
- c) As tensões dos capacitores C_{DC} e C_b serão consideradas constantes durante um período de comutação. As ondulações de baixa frequência também serão desconsideradas;
- d) A tensão dos LEDs permanecerá constante e igual a tensão sobre o capacitor C_o (tensão V_o);
- e) Toda a análise é realizada para o semiciclo positivo da rede de alimentação. Neste caso, os diodos D_2 e D_3 nunca conduzem.

Através da análise detalhada do conversor proposto, Figura 6, é possível verificar três modos distintos de operação durante um período da rede de alimentação. Neste trabalho, durante a análise do princípio de funcionamento, serão apresentados os seguintes modos de operação: Modo 1, Modo 2-A e Modo 2-B.

O Modo 1 ocorre quando a tensão do capacitor C_b é maior que a tensão do capacitor C_{DC} , conforme é apresentado na equação (3.1). Neste modo, as tensões máxima e mínima do capacitor C_{in} não apresentam variações expressivas. Seus valores máximos e mínimos são apresentados nas equações (3.2) e (3.3). Neste modo também, os LEDs recebem energia somente da fonte de entrada v_{in} e do capacitor C_b . A tensão do capacitor C_b é apresentada na equação (3.4).

$$V_{cb} > V_{DC} \quad (3.1)$$

$$v_{Cin_m\acute{a}x} = V_{DC} - V_o \quad (3.2)$$

$$v_{Cin_m\acute{i}n} = v_{Cf} \quad (3.3)$$

$$V_{cb} = V_{DC} + v_{Cf} - V_o \quad (3.4)$$

Sabe-se que para um período da rede de alimentação tem-se:

$$v_{Cf1} = v_{Cf2} = v_{Cf} = \frac{V_p}{2} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (3.5)$$

Onde V_p é o valor de pico da tensão da fonte de entrada v_{in} .

No entanto, para o Modo 1, a máxima transferência de potência ocorre quando ωt é igual a 90° . Portanto, v_{Cf} é igual à metade de V_p .

O Modo 2 ocorre durante um intervalo de tempo do período da rede elétrica em que tensões C_b e C_{dc} permanecem iguais. Nesta condição o diodo D_{DC} torna-se diretamente polarizado na frequência de comutação. Nesta condição de funcionamento o conversor opera nos Modos 2-A e 2-B. A equação (3.6) mostra a relação das tensões C_b e C_{dc} para estes modos de operação.

$$V_{cb} = V_{DC} \quad (3.6)$$

Para um melhor entendimento do Modo 2, deve-se considerar as seguintes situações:

- **Modo 2-A:** ocorre em uma região onde o diodo D_{DC} entra em condução e C_{DC} fornece energia para os LEDs. Nesta condição, a tensão de saída V_o é menor que a tensão v_{Cf} , e as tensões máxima e mínima do capacitor C_{in} são definidas pelas equações (3.8) e (3.9). Neste modo, além de receber energia de v_{in} , os LEDs também recebem energia dos capacitores C_{DC} , C_{in} e C_b .

$$v_{Cf} \geq V_o \quad (3.7)$$

$$v_{Cin_m\acute{a}x} = V_{DC} - V_o \quad (3.8)$$

$$v_{Cin_min} = v_{Cf} \quad (3.9)$$

- **Modo 2-B:** ocorre em uma região onde somente C_{DC} e C_{in} fornecem energia para a carga. Nesta região, a tensão de saída V_o torna-se maior que a tensão v_{Cf} e os diodos da ponte retificadora de entrada não entram em condução. Neste modo as tensões máxima e mínima do capacitor C_{in} tem variações expressivas e são definidas pelas equações (3.11) e (3.12).

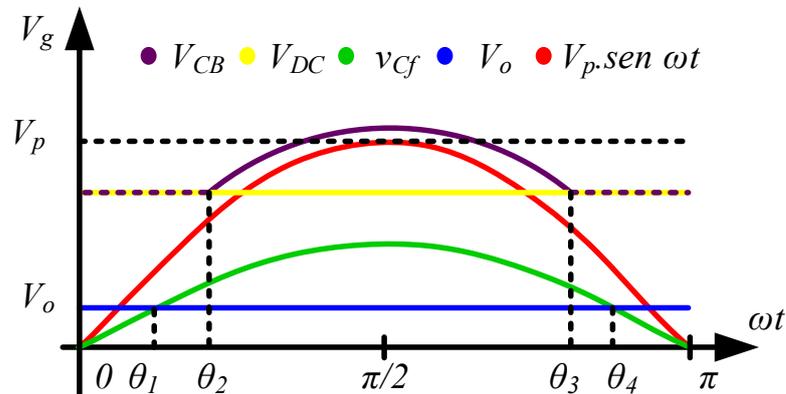
$$v_{Cf} \leq V_o \quad (3.10)$$

$$v_{Cin_máx} = V_{DC} \quad (3.11)$$

$$v_{Cin_min} = V_o \quad (3.12)$$

A Figura 9 apresenta as formas de ondas teóricas das tensões dos capacitores C_b e C_{DC} em relação a tensão da rede de alimentação v_{in} .

Figura 9 – Formas de onda teóricas das principais tensões do sistema.



Fonte: Autoria própria.

Para o período positivo da rede, representado na Figura 9, é um intervalo de tempo de 0 a π , sendo que para o período negativo, de π a $\frac{3\pi}{2}$ é uma forma de onda retificada.

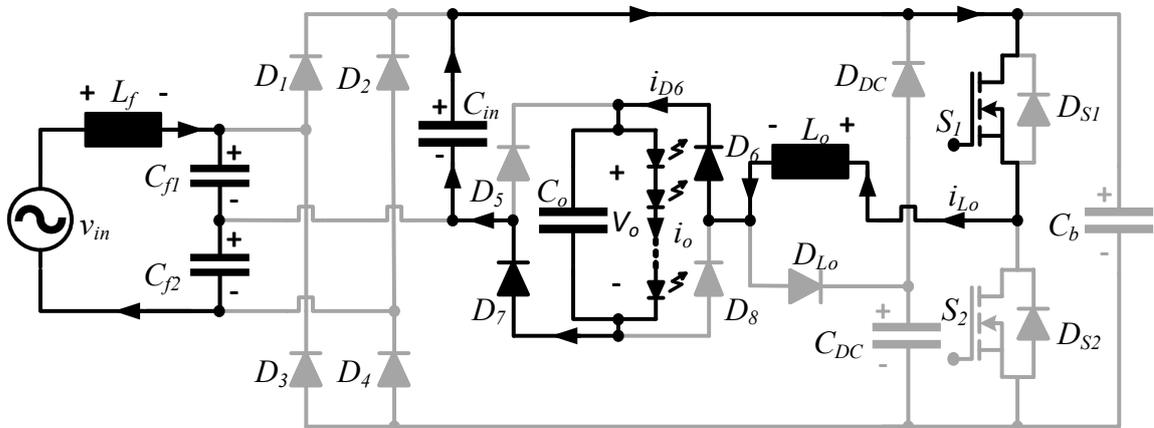
O Modo 1 consiste entre os intervalos de tempo de θ_2 a θ_3 , onde a máxima transferência de energia se dá em $\frac{\pi}{2}$. O Modo 2 consiste entre os intervalos de tempo de 0 a θ_2 e de θ_3 a π , então, o Modo 2-A consiste entre os tempos θ_1 a θ_2 e θ_3 a θ_4 , enquanto o Modo 2-B dos intervalos de tempo de 0 a θ_1 e θ_4 a π .

3.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO MODO 1

Este modo ocorre durante as condições apresentadas nas equações (3.1), (3.2) e (3.3), e é representado por seis etapas de operação descritas a seguir:

Primeira Etapa de operação (t_0, t_1): Antes do início desta etapa, o interruptor S_1 havia sido comandado a conduzir. Porém, como a corrente do indutor L_o era negativa, o diodo D_{S1} entrou em condução. Em t_0 , i_{L_o} torna-se nula, D_{S1} bloqueia e S_1 entra em condução. A partir deste instante, parte da energia do capacitor C_{in} , armazenada em etapas anteriores, é transferida para o indutor L_o e para os LEDs. Nesta etapa, as tensões dos capacitores C_{DC} e C_b permanecem inalteradas. Esta etapa termina quando a tensão do capacitor C_{in} torna-se igual a tensão do capacitor C_{f1} e o diodo D_1 entra em condução. A Figura 10 apresenta este modo de operação e a equação (3.13) as condições iniciais das principais variáveis do sistema.

Figura 10 – Primeira etapa de operação do conversor no Modo 1.



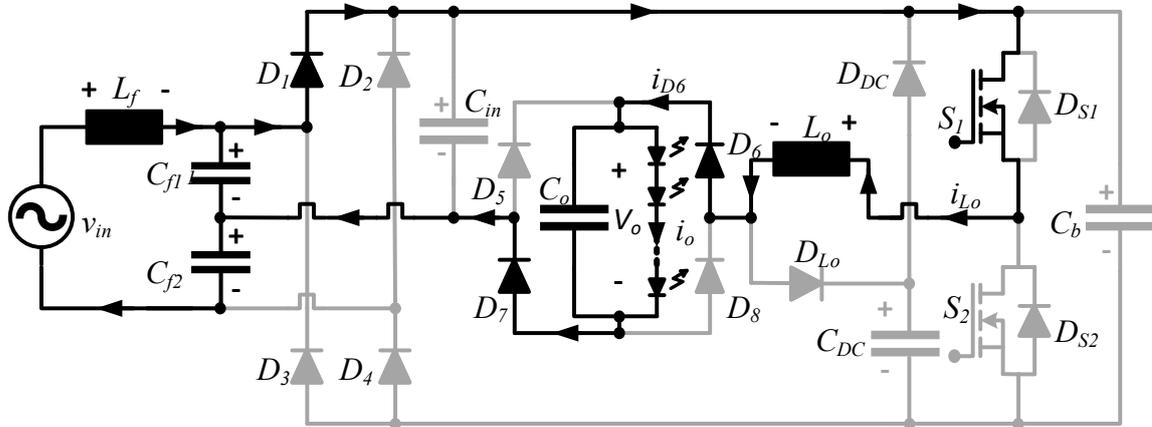
Fonte: Autoria própria.

$$\begin{aligned}
 v_{C_{in}}(t_0) &= v_{C_f} + V_o \\
 v_{C_{in}}(t_1) &= v_{C_f} \\
 i_{L_o}(t_0) &= 0 \\
 i_{L_o}(t_1) &= I_{1,M1}
 \end{aligned}
 \tag{3.13}$$

Segunda Etapa de operação (t_1, t_2): Em t_1 , D_1 entra em condução e a fonte de tensão de entrada passa a fornecer energia para L_o e os LEDs. Nesta etapa, a tensão do capacitor C_{in} se mantém igual à tensão do capacitor C_{f1} e as tensões dos capacitores C_{DC} e C_b continuam inalteradas. Esta etapa termina quando S_1 é

comandado a bloquear e S_2 comandado a conduzir. A Figura 11 apresenta este modo de operação e a equação (3.14) as condições iniciais das principais variáveis do sistema.

Figura 11 – Segunda etapa de operação do conversor no modo 1.

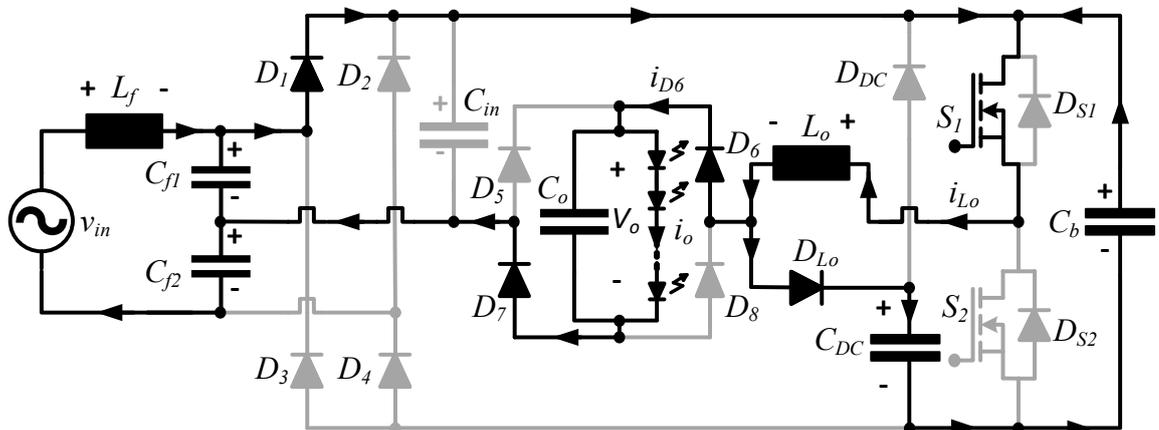


Fonte: Autoria própria.

$$\begin{aligned}
 v_{Cin}(t_1) &= v_{CF} \\
 v_{Cin}(t_2) &= v_{CF} \\
 v_{Lo}(t) &= v_{CF} - V_o \quad \{t_1 < t < t_2\} \\
 i_{Lo}(t_1) &= I_{1,M1} \quad i_{Lo}(t_2) = I_{2,M1}
 \end{aligned}
 \tag{3.14}$$

Existe uma breve etapa, conforme a Figura 12, entre a segunda e a terceira etapa de operação. Esta etapa foi desconsiderada na análise matemática visando a diminuição do número de incógnitas do sistema e esforços matemáticos. Como se trata de uma etapa muito rápida, a simplificação não causa impacto significativo ao modelo matemático. Desta forma, as condições finais da segunda etapa são as mesmas desta etapa.

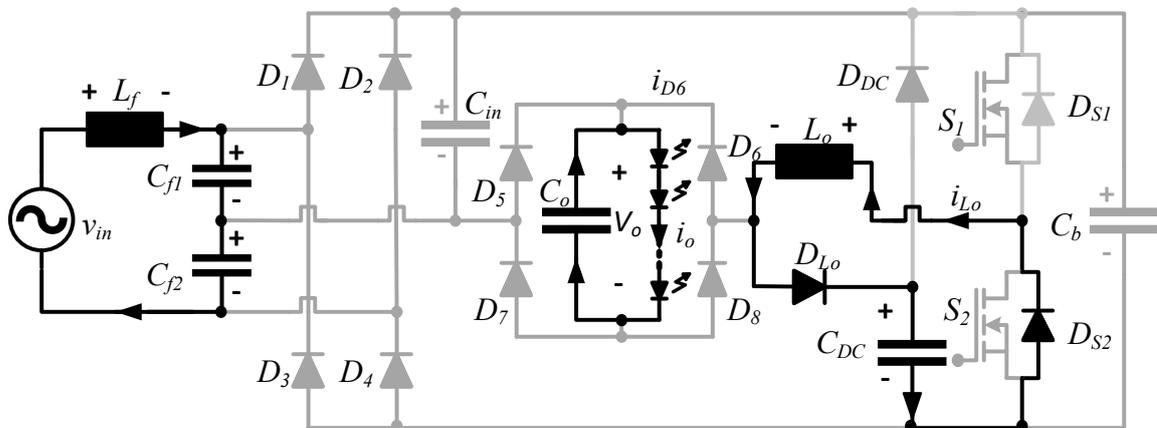
Figura 12 – Etapa de operação desconsiderada do conversor no Modo 1.



Fonte: Autoria própria.

Terceira Etapa de operação (t_2, t_3): Em t_2 , S_1 é comandado a bloquear e S_2 comandado a conduzir. Existe um tempo morto entre o bloqueio de S_1 e o comando de entrada em condução de S_2 para se evitar um possível curto circuito de barramento. Devido ao sentido positivo da corrente i_{L_o} , D_{S2} juntamente com D_{L_o} entram em condução e L_o passa a fornecer energia para C_{DC} . Nesta etapa, somente C_o fornece energia para os LEDs e as tensões dos capacitores C_{in} e C_b permanecem inalteradas. Esta etapa termina quando i_{L_o} chega a zero, levando D_{S2} ao bloqueio. A Figura 13 apresenta este modo de operação e a equação (3.15) as condições iniciais das principais variáveis do sistema.

Figura 13 – Terceira etapa de operação do conversor no Modo 1.

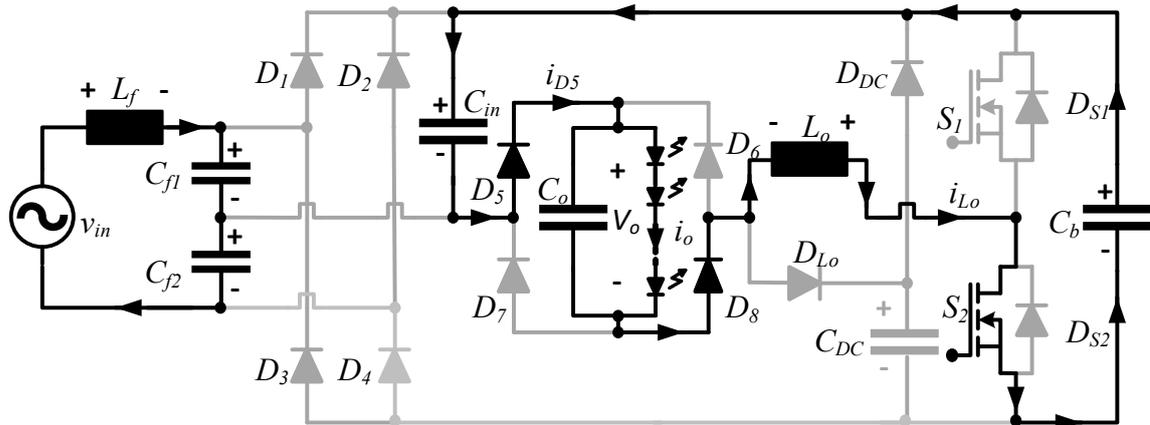


Fonte: Autoria própria.

$$\begin{aligned}
 v_{C_{in}}(t_2) &= v_{C_f} \\
 v_{C_{in}}(t_3) &= v_{C_f} \\
 v_{L_o}(t) &= -V_{DC} \mid \{t_2 < t < t_3\} \\
 i_{L_o}(t_2) &= I_{2,M1} \quad i_{L_o}(t_3) = 0
 \end{aligned}
 \tag{3.15}$$

Quarta Etapa de operação (t_3, t_4): Em t_3 , S_2 entra em condução e C_{in} , L_o e os LEDs passam a receber energia de C_b . Nesta etapa, a tensão de C_{DC} não se altera. Esta etapa termina quando a diferença entre as tensões dos capacitores C_b e C_{in} torna-se igual à tensão do capacitor C_{f2} e o diodo D_4 entra em condução. A Figura 14 apresenta este modo de operação e a equação (3.16) as condições iniciais das principais variáveis do sistema.

Figura 14 – Quarta etapa de operação do conversor no Modo 1.

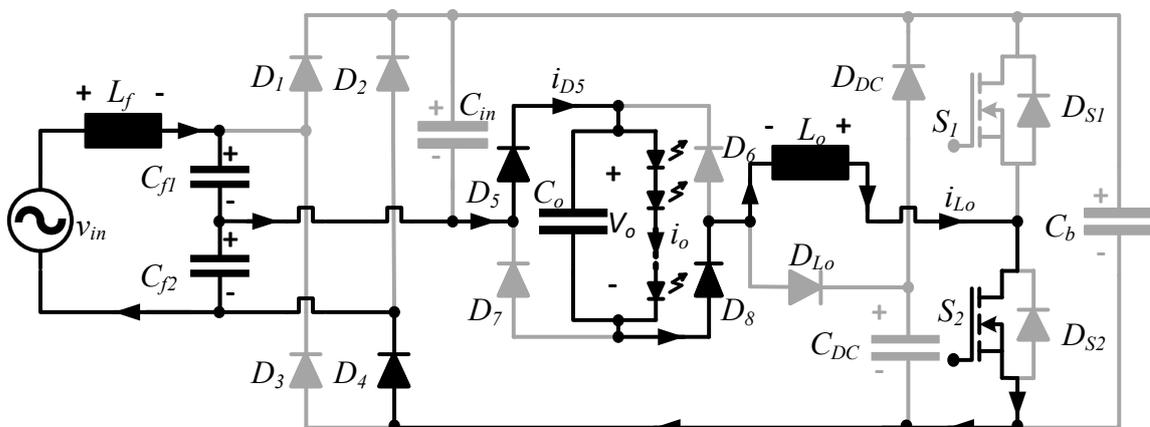


Fonte: Autoria própria.

$$\begin{aligned}
 v_{Cin}(t_3) &= v_{Cf} \\
 v_{Cin}(t_4) &= V_{DC} - V_o \\
 i_{Lo}(t_3) &= 0 \\
 i_{Lo}(t_4) &= I_{3,M1}
 \end{aligned}
 \tag{3.16}$$

Quinta Etapa de operação (t_4, t_5): Em t_4 , D_4 entra em condução e a fonte de tensão de entrada passa a fornecer energia para L_o e os LEDs. Nesta etapa, a tensão do capacitor C_{in} se mantém igual à diferença de tensão entre os capacitores C_{f2} e C_b . A energia do capacitor C_{DC} continua inalterada. Esta etapa termina quando S_2 é comandado a bloquear e S_1 comandado a conduzir. A Figura 15 apresenta este modo de operação e a equação (3.17) as condições iniciais das principais variáveis do sistema.

Figura 15 – Quinta etapa de operação do conversor no Modo 1.

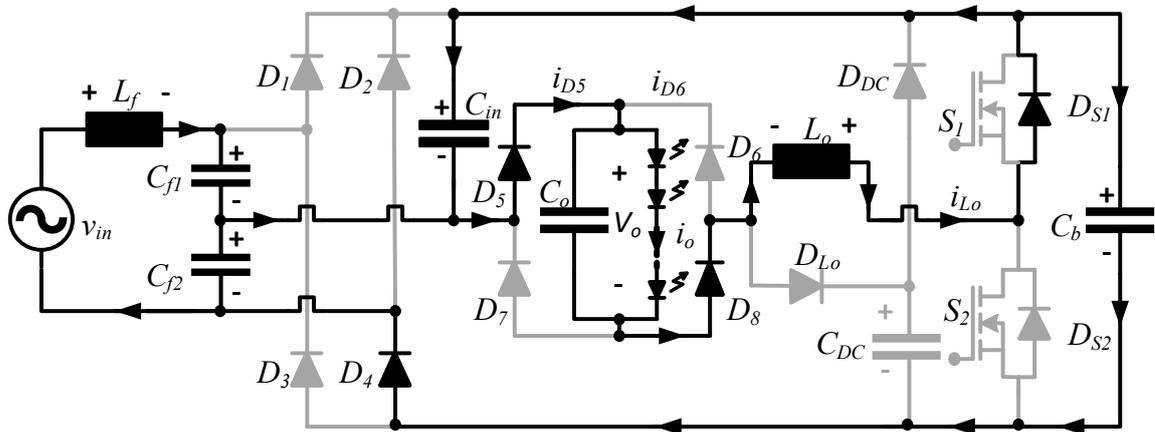


Fonte: Autoria própria.

$$\begin{aligned}
 v_{Cin}(t_4) &= V_{DC} - V_o \\
 v_{Cin}(t_5) &= V_{DC} - V_o \\
 v_{Lo}(t) &= -v_{Cf} + V_o \quad \{t_4 < t < t_5\} \\
 i_{Lo}(t_3) &= I_{3,M1} \quad i_{Lo}(t_4) = I_{4,M1}
 \end{aligned}
 \tag{3.17}$$

Sexta Etapa de operação (t_5, t_0): Em t_5 , S_2 é comandado a bloquear e, após um tempo morto, S_1 é comandado a conduzir. Devido ao sentido negativo da corrente i_{Lo} , D_{S1} entra em condução. Esta etapa termina quando i_{Lo} chega a zero, levando D_{S1} e D_4 ao bloqueio, e S_1 entra em condução. A Figura 16 apresenta este modo de operação e a equação (3.18) as condições iniciais das principais variáveis do sistema.

Figura 16 – Sexta etapa de operação do conversor no Modo 1.

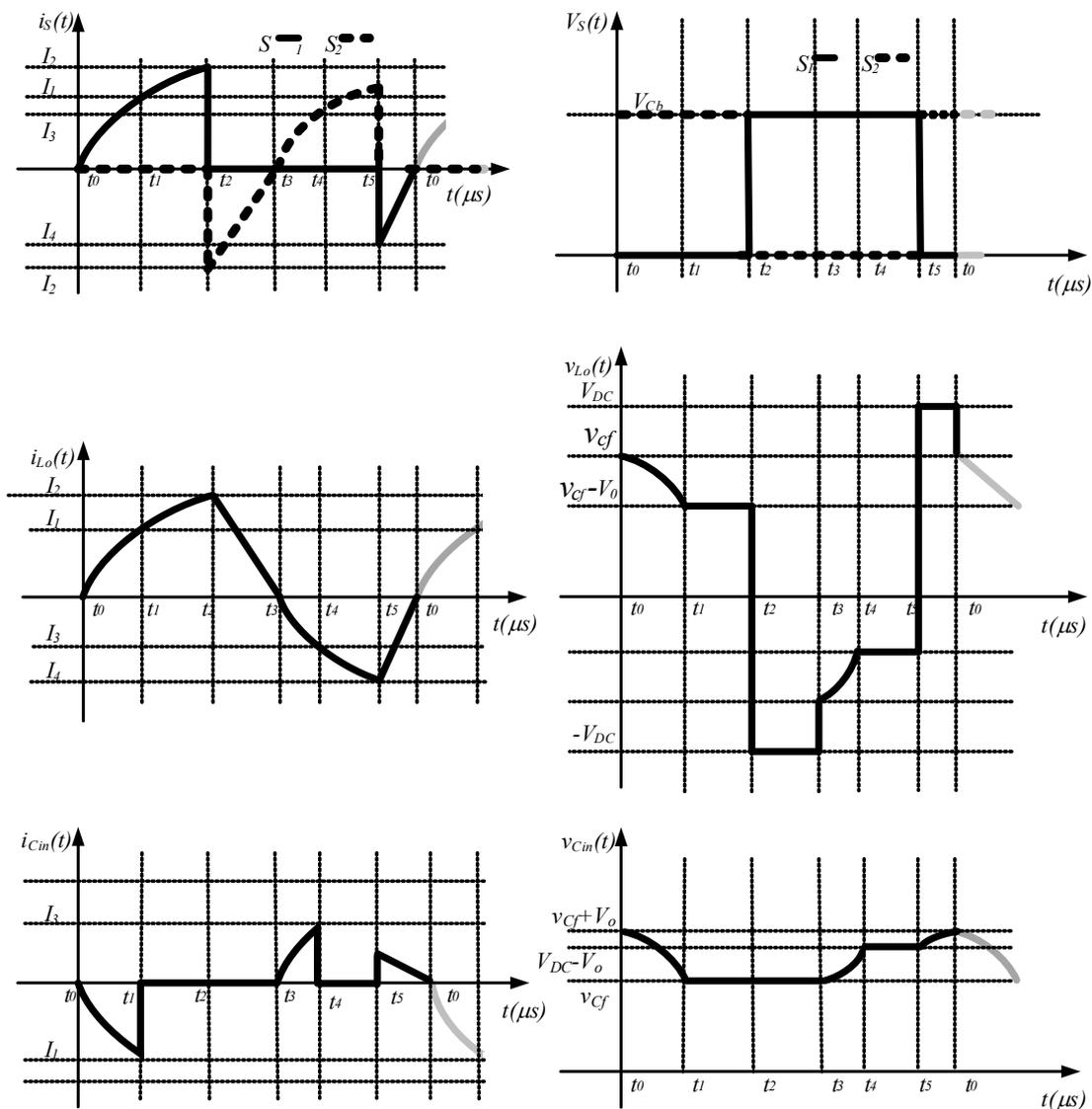


Fonte: Autoria própria.

$$\begin{aligned}
 v_{Cin}(t_5) &= V_{DC} - V_o \\
 v_{Cin}(t_0) &= v_f + V_o \\
 i_{Lo}(t_5) &= I_{4,M1} \\
 i_{Lo}(t_0) &= 0
 \end{aligned}
 \tag{3.18}$$

A Figura 17 apresenta as formas de onda teóricas em regime permanente em alta frequência do conversor proposto para o Modo 1.

Figura 17 – Formas de onda teóricas do conversor em regime permanente, Modo 1.



Fonte: Autoria própria.

3.1.1 Modelo matemático do conversor em regime permanente na frequência de comutação para o Modo 1

Conforme pode ser observado através dos circuitos que descrevem cada etapa de operação, não existe modelo matemático equivalente caracterizando um comportamento assimétrico de funcionamento no que se refere à corrente do indutor L_o .

Assim, o modelo matemático deve ser realizado incluindo todos os intervalos de tempo, ou seja, para todo o período de comutação T_s .

Para o desenvolvimento do modelo matemático do conversor as seguintes equações são consideradas:

$$v_{L_o}(t) = L_o \frac{di_{L_o}(t)}{dt} \quad (3.19)$$

$$i_{C_{in}}(t) = C_{in} \frac{dv_{C_{in}}(t)}{dt} \quad (3.20)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_o C_{in}}} \quad (3.21)$$

$$z_o = \sqrt{\frac{L_o}{C_{in}}} \quad (3.22)$$

Onde:

ω_o é a frequência de ressonância entre L_o e C_{in} e

z_o é a impedância do circuito ressonante.

Conforme pode ser observado na Figura 10, que representa a primeira etapa, tem-se:

$$v_{C_{in}} - v_{L_o} = V_o \quad (3.23)$$

$$-i_{L_o}(t) = i_{C_{in}}(t) \quad (3.24)$$

Logo, tem-se:

$$V_o = v_{C_{in}}(t) + \left(L_o C_{in} \frac{d^2 v_{C_{in}}(t)}{dt^2} \right) \quad (3.25)$$

Considerando as condições iniciais apresentadas na equação (3.13), encontra-se a solução da equação (3.25) representada por:

$$v_{C_{in}}(t) = V_o + v_{C_f} \cos(\omega_o t) \quad (3.26)$$

Aplicando a equação a igualdade da equação (3.24), tem-se:

$$i_{L_o}(t) = \frac{v_{C_f} \sin(\omega_o t)}{L_o \omega_o} \quad (3.27)$$

Definindo o intervalo de tempo de t_o à t_1 como Δt_1 e substituindo as condições iniciais conhecidas neste intervalo de tempo na equação (3.26), tem-se:

$$\Delta t_{1,M1} = \frac{\cos^{-1}\left(\frac{v_{cf} - V_o}{v_{cf}}\right)}{\omega_o} \quad (3.28)$$

Realizando o procedimento anterior para a equação (3.27), tem-se:

$$I_{1,M1} = \frac{v_{cf} \sqrt{1 - \frac{(v_{cf} - V_o)^2}{v_{cf}^2}}}{L_o \omega_o} \quad (3.29)$$

Multiplicando-se a equação (3.21) pela equação (3.22), tem-se a equação (3.30).

$$\omega_o z_o = \frac{1}{C_{in}}. \quad (3.30)$$

Substituindo a equação (3.30) na equação (3.27) e multiplicando-se i_{L_o} por z_o , obtém-se a equação (3.31).

$$i_{L_o}(t) z_o = v_{cf} \sin(\omega_o t) \quad (3.31)$$

Seja a definição dada pela equação (3.32).

$$z(t) = v_c(t) + jz i_L(t) \quad (3.32)$$

Substituindo-se as equações (3.26) e (3.31) na equação (3.32) considerando as variáveis do sistema proposto, obtém-se a equação (3.33).

$$\begin{aligned} z_{1,M1}(t) &= V_o + v_{cf} \cos(\omega_o t) + jv_{cf} \sin(\omega_o t) \\ z_{1,M1}(t) &= V_o + v_{cf} e^{j\omega_o t} \end{aligned} \quad (3.33)$$

Para a segunda etapa de operação, que ocorre no intervalo de tempo de t_1 à t_2 e representado por Δt_2 , tem-se:

$$v_{L_o} = v_{cf} - V_o \quad (3.34)$$

Para esta etapa encontra-se a expressão matemática (3.35) considerando as condições iniciais apresentadas na equação (3.14)

$$I_{2,M1} = I_{1,M1} + \frac{(v_{cf} - V_o)}{L_o} \Delta t_{2,M1} \quad (3.35)$$

Para a terceira etapa de operação, que ocorre no intervalo de tempo de t_2 à t_3 e representado por Δt_3 , tem-se:

$$v_{L_o} = -V_{DC} \quad (3.36)$$

Para esta etapa, encontra-se a expressão matemática (3.37) considerando as condições iniciais apresentadas na equação (3.15).

$$0 = I_{2,M1} - \frac{V_{DC}}{L_o} \Delta t_{3,M1} \quad (3.37)$$

Para a quarta etapa de operação, *tem-se*:

$$v_{Cin} - v_{L_o} = V_{DC} + v_{Cf} - 2V_o \quad (3.38)$$

Assim como na equação (3.25), *tem-se*:

$$V_{DC} + v_{Cf} - 2V_o = v_{Cin}(t) + \left(L_o C_{in} \frac{d^2 v_{Cin}(t)}{dt^2} \right) \quad (3.39)$$

Considerando as condições iniciais apresentadas na equação (3.16), encontra-se a solução da equação (3.39) representada por:

$$v_{Cin}(t) = (V_{DC} + v_{Cf} - 2V_o) + (2V_o - V_{DC}) \cos(\omega_o t) \quad (3.40)$$

Aplicando a igualdade da equação (3.24), *tem-se*:

$$i_{L_o}(t) = \frac{(2V_o - V_{DC}) \sin(\omega_o t)}{L_o \omega_o} \quad (3.41)$$

Definindo o intervalo de tempo de t_3 à t_4 como Δt_4 e substituindo as condições iniciais conhecidas neste intervalo de tempo na equação (3.40), *tem-se*:

$$\Delta t_{4,M1} = \frac{\cos^{-1} \left(\frac{v_{Cf} - V_o}{V_{DC} - 2V_o} \right)}{\omega_o} \quad (3.42)$$

Realizando o procedimento anterior para a equação (3.41), *tem-se*:

$$I_{3,M1} = \frac{(2V_o - V_{DC}) \sqrt{1 - \frac{(v_{Cf} - V_o)^2}{(V_{DC} - 2V_o)^2}}}{L_o \omega_o} \quad (3.43)$$

Substituindo a equação (3.30) na equação (3.41) e multiplicando-se i_{Lo} por z_o , obtém-se a equação (3.44).

$$i_{Lo}(t)z_o = (2V_o - V_{DC})\sin(\omega_o t) \quad (3.44)$$

Substituindo as equações (3.40) e (3.44) na equação (3.32) considerando as variáveis do sistema proposto, obtém-se a equação (3.45).

$$\begin{aligned} z_{4,M1}(t) &= (V_{DC} + v_{Cf} - 2V_o) + (2V_o - V_{DC})\cos(\omega_o t) + j(2V_o - V_{DC})\sin(\omega_o t) \\ z_{4,M1}(t) &= (V_{DC} + v_{Cf} - 2V_o) + (2V_o - V_{DC})e^{j\omega_o t} \end{aligned} \quad (3.45)$$

Para a quinta etapa de operação, que ocorre no intervalo de tempo de t_4 à t_5 e representado por $\Delta t_{5,M1}$, tem-se:

$$v_{Lo} = -v_{Cf} + V_o \quad (3.46)$$

Para esta etapa encontra-se a expressão matemática (3.47) considerando as condições iniciais apresentadas na equação (3.17).

$$I_{4,M1} = I_{3,M1} + \frac{(V_o - v_{Cf})}{L_o} \Delta t_{5,M1} \quad (3.47)$$

Para a sexta etapa de operação, utilizando a análise da malha qual D_{S1} e C_{in} estão presentes, tem-se:

$$v_{Cin} - v_{Lo} = -V_o \quad (3.48)$$

Assim como na equação (3.24), logo tem-se:

$$-V_o = V_{Cin}(t) + \left(L_o C_{in} \frac{d^2 v_{Cin}(t)}{dt^2} \right) \quad (3.49)$$

Considerando as condições iniciais apresentadas na equação (3.18), encontra-se a solução da equação (3.49) representada por:

$$v_{Cin}(t) = -V_o + V_{DC} \cos(\omega_o t) - I_{4,M1} z_o \sin(\omega_o t) \quad (3.50)$$

Aplicando a igualdade da equação (3.24), tem-se:

$$i_{Lo}(t) = - \frac{[-V_{DC} \sin(\omega_o t) - I_{4,M1} z_o \cos(\omega_o t)]}{L_o \omega_o} \quad (3.51)$$

Definindo o intervalo de tempo de t_5 à t_0 como Δt_6 e analisando a malha 2, a qual os diodos D_{S1} e D_4 estão presentes, tem-se:

$$0 = I_{4,M1} + \frac{V_{DC}}{L_o} \Delta t_6 \quad (3.52)$$

Substituindo-se a equação (3.30) na equação (3.51) e multiplicando-se i_{L_o} por z_o , obtém-se a equação (3.53):

$$i_{L_o}(t)z_o = V_{DC} \sin(\omega_o t) + I_{4,M1} z_o \cos(\omega_o t) \quad (3.53)$$

Substituindo-se as equações (3.50) e (3.53) na equação (3.32) considerando as variáveis do sistema proposto, obtém-se a equação (3.54).

$$\begin{aligned} z_{6,M1}(t) &= -V_o + \alpha + j[\beta] \\ z_{6,M1}(t) &= -V_o + (V_{DC} - I_{4,M1} z_o) e^{j\omega_o t} \\ \text{onde, para esta equação:} & \\ \alpha &= V_{DC} \cos(\omega_o t) - I_{4,M1} z_o \sin(\omega_o t) \\ \beta &= V_{DC} \sin(\omega_o t) + I_{4,M1} z_o \cos(\omega_o t) \end{aligned} \quad (3.54)$$

Como pode ser observado, as etapas 2, 3 e 5 apresentam números de equações menores que o número de incógnitas. Assim, para a solução do sistema é necessário considerar todo o período de comutação. Neste modo, os intervalos de tempo $\Delta t_{6,M1}$ à $\Delta t_{2,M1}$ e $\Delta t_{3,M1}$ à $\Delta t_{5,M1}$ são iguais à metade do período da frequência de comutação. Portanto:

$$\begin{aligned} \Delta t_{6,M1} + \Delta t_{1,M1} + \Delta t_{2,M1} &= \frac{T_s}{2} \\ \Delta t_{3,M1} + \Delta t_{4,M1} + \Delta t_{5,M1} &= \frac{T_s}{2} \end{aligned} \quad (3.55)$$

Onde:

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (3.56)$$

Assim, a solução do sistema é representada pelas equações (3.57) e (3.58).

$$I_{2,M1} = \frac{2V_{DC} \left((v_{cf} - V_o) \left(V_o - \frac{V_{DC}}{2} \right) \alpha + \beta + \chi + \frac{(V_o - v_{cf})}{4} \delta \right)}{\omega_o L_o (V_o^2 - 2V_o v_{cf} + v_{cf}^2 - V_{DC}^2)}$$

onde, para esta equação:

$$\alpha = \sqrt{\frac{(-v_{cf} + 3V_o - V_{DC})(v_{cf} + V_o - V_{DC})}{(2V_o - V_{DC})^2}} \quad (3.57)$$

$$\beta = -\frac{(V_o - v_{cf})^2}{2} \cos^{-1} \left(\frac{v_{cf} - V_o}{V_{DC} - 2V_o} \right)$$

$$\chi = -\frac{1}{2} \sqrt{-\frac{V_o(-2v_{cf} + V_o)}{v_{cf}^2}} v_{cf} V_{DC}$$

$$\delta = -2V_{DC} \cos^{-1} \left(\frac{v_{cf} - V_o}{v_{cf}} \right) + T_s \omega_o (V_o - v_{cf} + V_{DC})$$

$$I_{4,M1} = -\frac{2V_{DC} \left(V_{DC} \left(V_o - \frac{V_{DC}}{2} \right) \alpha + \frac{(V_o - v_{cf})}{4} (\beta + \chi) \right)}{\omega_o L_o (V_o^2 - 2V_o v_{cf} + v_{cf}^2 - V_{DC}^2)}$$

onde, para esta equação:

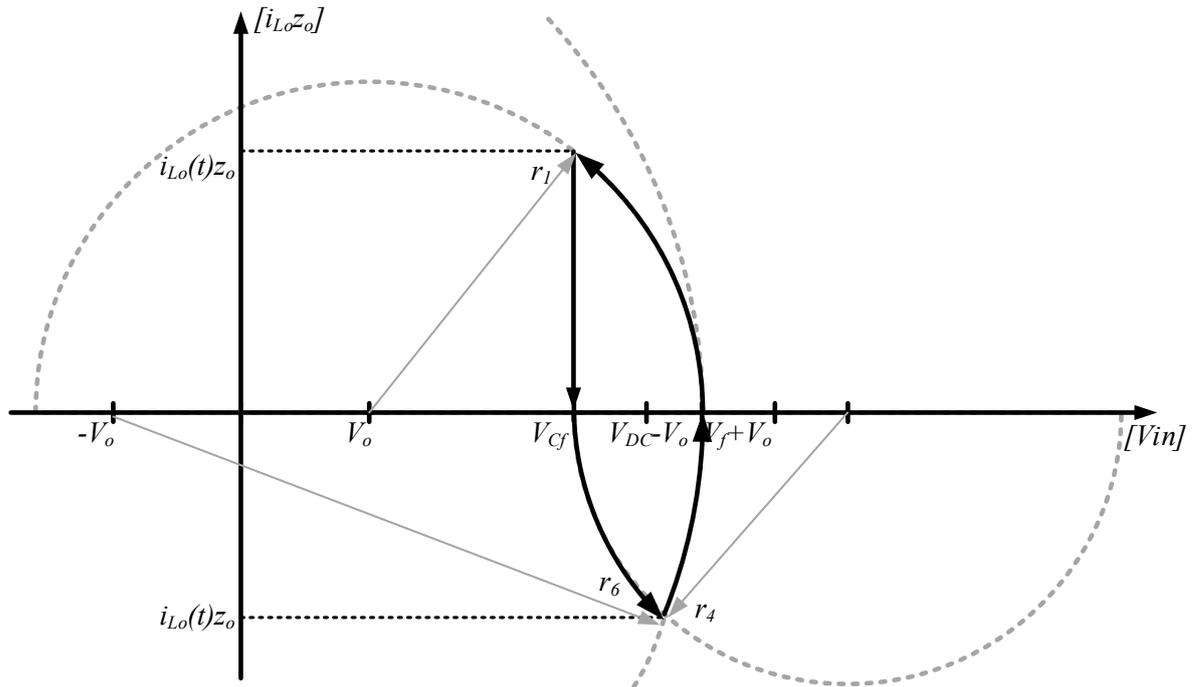
$$\alpha = \sqrt{\frac{(-v_{cf} + 3V_o - V_{DC})(v_{cf} + V_o - V_{DC})}{(2V_o - V_{DC})^2}} \quad (3.58)$$

$$\beta = -2V_{DC} \cos^{-1} \left(\frac{v_{cf} - V_o}{V_{DC} - 2V_o} \right) - 2v_{cf} \sqrt{-\frac{V_o(-2v_{cf} + V_o)}{v_{cf}^2}}$$

$$\chi = 2(v_{cf} - V_o) \cos^{-1} \left(\frac{v_{cf} - V_o}{v_{cf}} \right) + T_s \omega_o (V_o - v_{cf} + V_{DC})$$

Por tratar-se de um circuito ressonante, é importante representá-lo através do seu plano de fase. A partir da análise e equacionamento deste modo, e agrupando-se o plano de fase das etapas em um mesmo diagrama, e das equações (3.33), (3.45) e (3.54), o plano de fase completo do Modo 1 é obtido, e mostrado na Figura 18. É possível observar o comportamento ressonante completo do conversor durante o Modo 1 de operação.

Figura 18 – Plano de fase completo do Modo 1.



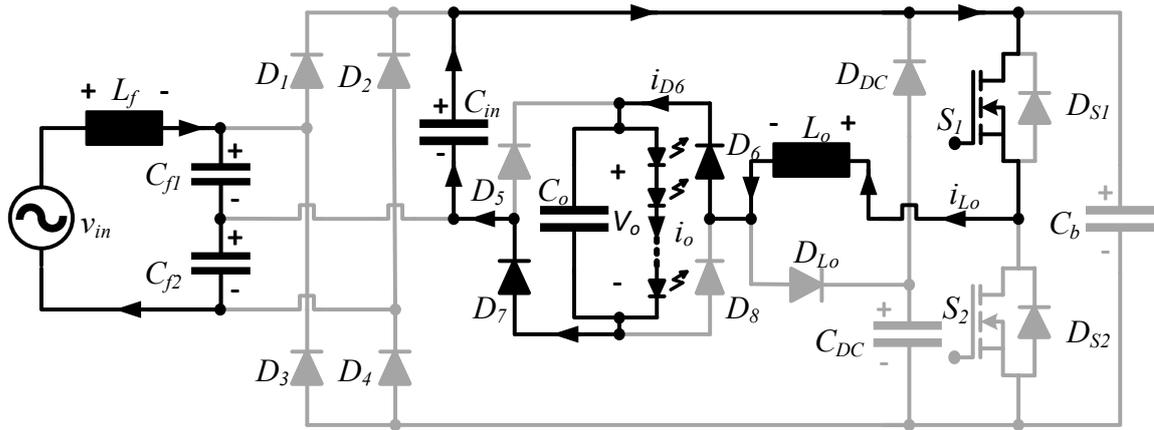
Fonte: Autoria própria.

3.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO MODO 2-A

Este modo ocorre durante as condições apresentadas nas equações (3.6), (3.7), (3.8) e (3.9) representado por sete etapas de operação descritas a seguir:

Primeira Etapa de operação (t_0, t_1): Antes do início desta etapa, o interruptor S_1 havia sido comandado a conduzir. Porém, como a corrente do indutor L_o era negativa, o diodo D_{S1} entrou em condução. Em t_0 , i_{L_o} torna-se nula, D_{S1} bloqueia e S_1 entra em condução. A partir deste instante, parte da energia do capacitor C_{in} , armazenada em etapas anteriores, é transferida para o indutor L_o e para os LEDs. Nesta etapa, as tensões dos capacitores C_{DC} e C_b permanecem inalteradas. Esta etapa termina quando a tensão do capacitor C_{in} torna-se igual a tensão do capacitor C_{f1} e o diodo D_1 entra em condução. A Figura 19 apresenta este modo de operação e a equação (3.59) as condições iniciais das principais variáveis do sistema.

Figura 19 – Primeira etapa de operação do conversor no Modo 2-A

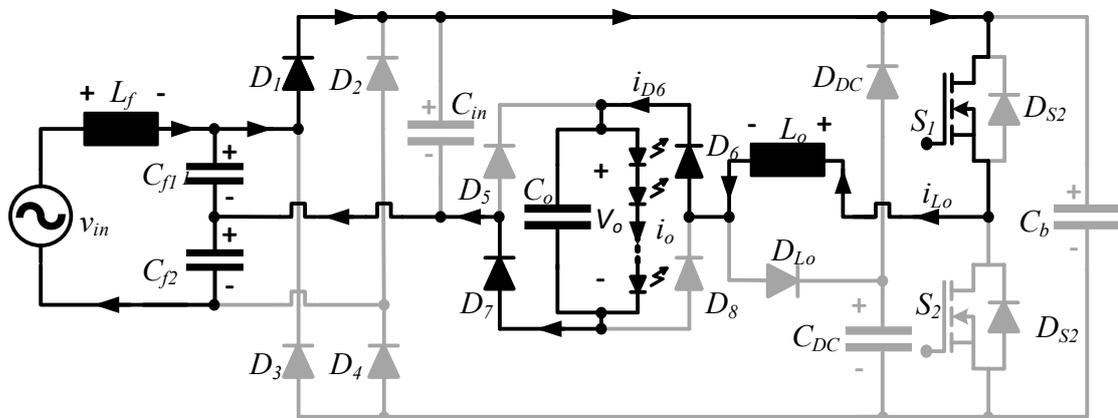


Fonte: Autoria própria.

$$\begin{aligned}
 v_{C_{in}}(t_0) &= V_{DC} - V_o \\
 v_{C_{in}}(t_1) &= v_{C_f} \\
 i_{L_o}(t_0) &= 0 \\
 i_{L_o}(t_1) &= I_{1,M2a}
 \end{aligned}
 \tag{3.59}$$

Segunda Etapa de operação (t_1, t_2): Em t_1 , D_1 entra em condução e a fonte de tensão de entrada passa a fornecer energia para L_o e os LEDs. Nesta etapa, a tensão do capacitor C_{in} se mantém igual à tensão do capacitor C_{f1} e as tensões dos capacitores C_{DC} e C_b continuam inalteradas. Esta etapa termina quando S_1 é comandado a bloquear e S_2 comandado a conduzir. A Figura 20 apresenta este modo de operação e a equação (3.60) as condições iniciais das principais variáveis do sistema.

Figura 20 – Segunda etapa de operação do conversor no Modo 2-A

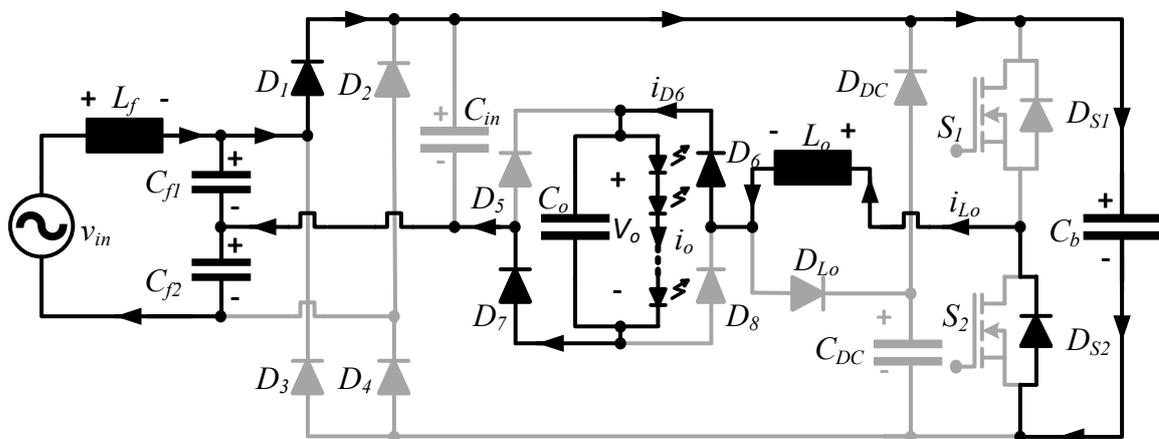


Fonte: Autoria própria.

$$\begin{aligned}
 v_{Cin}(t_1) &= v_{Cf} \\
 v_{Cin}(t_2) &= v_{Cf} \\
 v_{Lo}(t) &= v_{Cf} - V_o \quad \{t_1 < t < t_2\} \\
 i_{Lo}(t_1) &= I_{1,M2a} \quad \quad \quad i_{Lo}(t_2) = I_{2,M2a}
 \end{aligned}
 \tag{3.60}$$

Assim como no Modo 1, no Modo 2-A também existe uma breve etapa entre a segunda e a terceira etapa de operação. No entanto, esta etapa também foi desconsiderada neste modo de operação. A Figura 21 apresenta a etapa em questão.

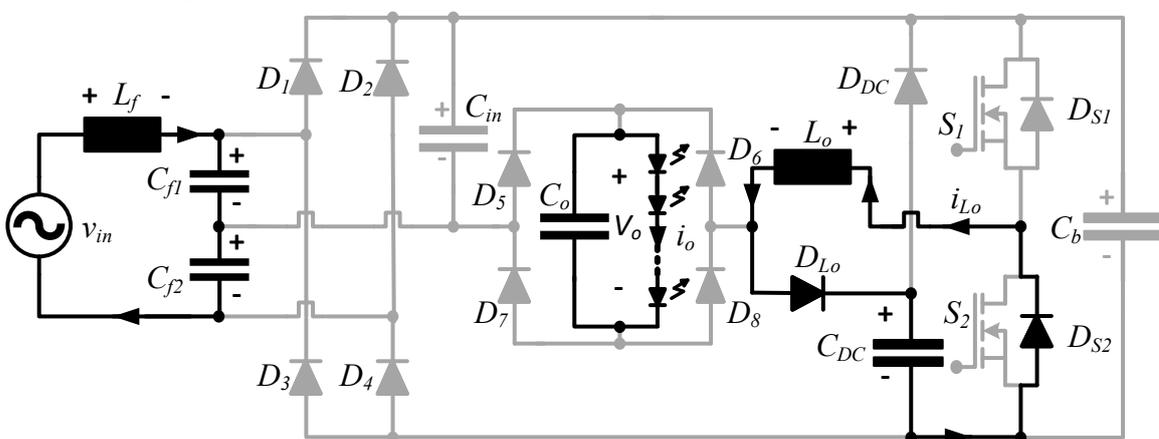
Figura 21 – Etapa de operação desconsiderada do conversor no Modo 2-A.



Fonte: Autoria própria.

Terceira Etapa de operação (t_2, t_3): Em t_2 , D_{Lo} entra em condução e L_o passa a fornecer energia para C_{DC} . As tensões de C_b e C_{in} não se alteram e somente C_o fornece energia para os LEDs. Esta etapa termina quando i_{Lo} torna-se nula e S_2 entra em condução. A Figura 22 apresenta este modo de operação e a equação

Figura 22 – Terceira etapa de operação do conversor no Modo 2-A.



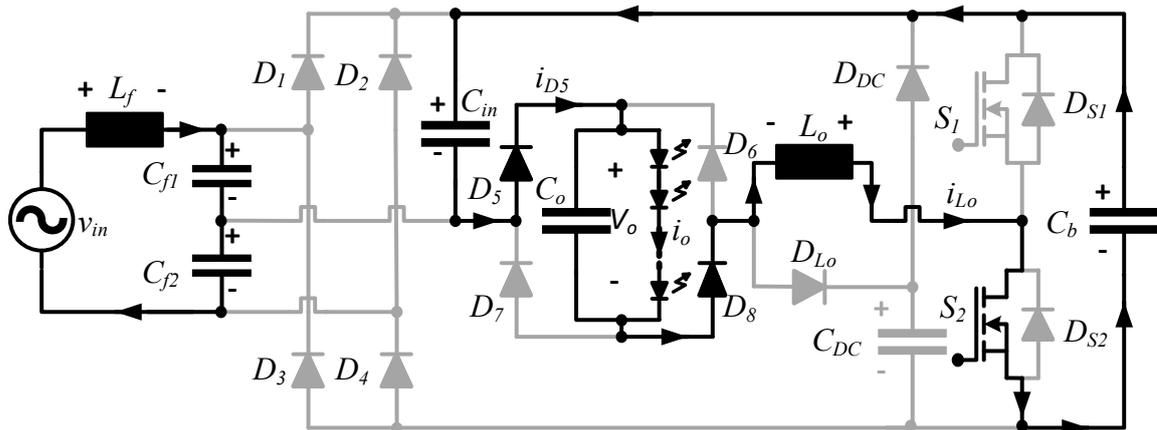
Fonte: Autoria própria.

(3.61) as condições iniciais das principais variáveis do sistema.

$$\begin{aligned}
 v_{Cin}(t_2) &= v_{Cf} \\
 v_{Cin}(t_3) &= v_{Cf} \\
 v_{Lo}(t) &= -V_{DC} \quad \{t_2 < t < t_3\} \\
 i_{Lo}(t_2) &= I_{2,M2a} \quad i_{Lo}(t_3) = 0
 \end{aligned}
 \tag{3.61}$$

Quarta Etapa de operação (t_3, t_4): Em t_3 , a corrente do indutor L_o chega a zero e S_2 entra em condução. A partir deste instante, C_{in} , L_o e os LEDs passam a receber energia de C_b . Nesta etapa, a tensão de C_{DC} não se altera. Esta etapa termina quando o diodo D_{DC} entra em condução. A Figura 23 apresenta este modo de operação e a equação (3.62) as condições iniciais das principais variáveis do sistema.

Figura 23 – Quarta etapa de operação do conversor no modo 2-A.

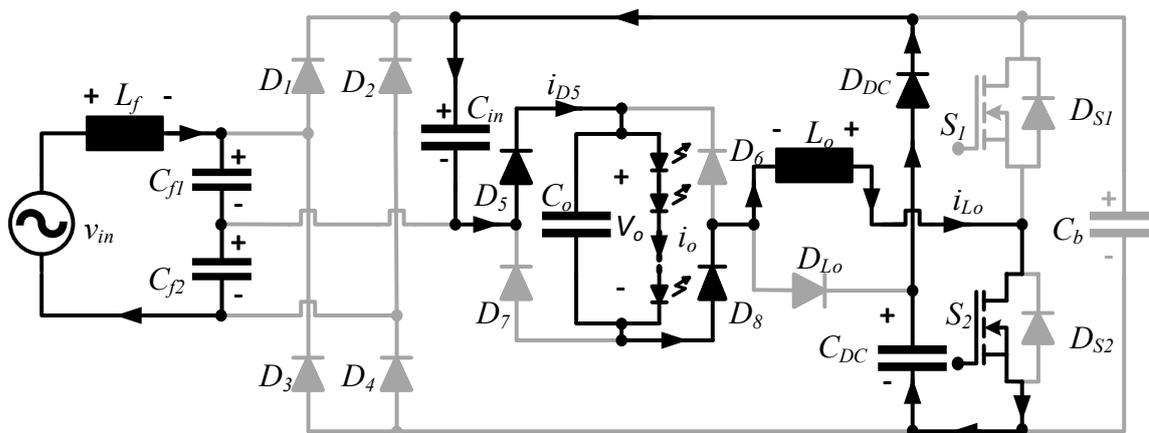


Fonte: Autoria própria.

$$\begin{aligned}
 v_{Cin}(t_3) &= v_{Cf} \\
 v_{Cin}(t_4) &= V_{DC} - 2V_o \\
 i_{Lo}(t_3) &= 0 \\
 i_{Lo}(t_4) &= I_{3,M2a}
 \end{aligned}
 \tag{3.62}$$

Quinta Etapa de operação (t_4, t_5): Em t_4 , D_{DC} entra em condução e C_{DC} passa a fornecer energia para C_{in} , L_o e os LEDs. Durante este intervalo de tempo, a tensão do capacitor C_b permanece igual à tensão V_{DC} . Esta etapa termina quando D_4 entra em condução e a fonte v_{in} para a fornecer energia para L_o e os LEDs. A Figura 24 apresenta este modo de operação e a equação (3.63) as condições iniciais das principais variáveis do sistema.

Figura 24 – Quinta etapa de operação do conversor no Modo 2-A.

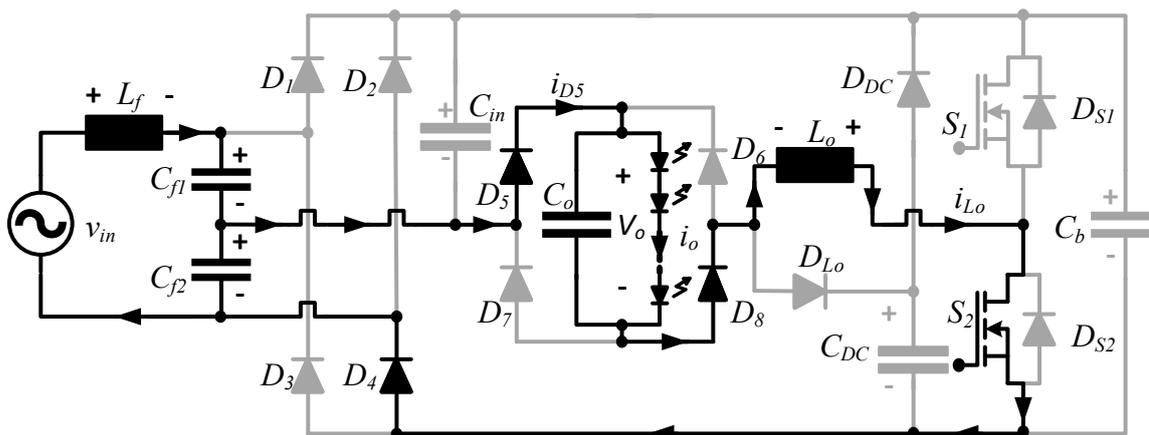


Fonte: Autoria própria.

$$\begin{aligned}
 v_{Cin}(t_4) &= V_{DC} - 2V_o \\
 v_{Cin}(t_5) &= V_{DC} - V_o \\
 i_L(t_4) &= I_{4,M2a} \\
 i_L(t_5) &= I_{5,M2a}
 \end{aligned}
 \tag{3.63}$$

Sexta Etapa de operação (t_5, t_6): Em t_5 D_4 entra em condução e a fonte v_{in} passa a fornecer energia para L_o e os LEDs. Nesta etapa, V_b permanece inalterado. Esta etapa termina quando S_2 é comandado a bloquear e S_1 comandado a conduzir. A Figura 25 apresenta este modo de operação e a equação (3.64) as condições iniciais das principais variáveis do sistema.

Figura 25 – Sexta etapa de operação do conversor no Modo 2-A.

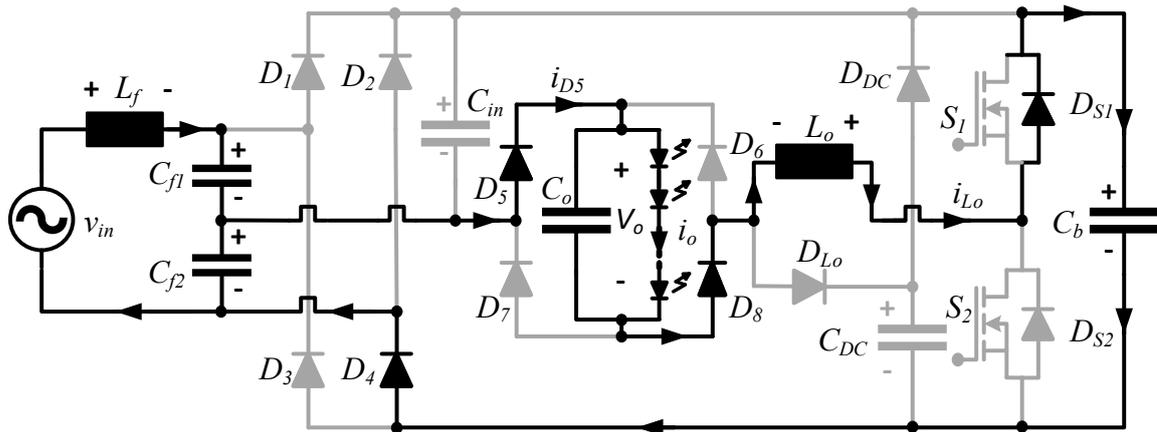


Fonte: Autoria própria.

$$\begin{aligned}
 v_{Cin}(t_5) &= V_{DC} - V_o \\
 v_{Cin}(t_6) &= V_{DC} - V_o \\
 v_{L_o}(t) &= 0 \mid \{t_5 < t < t_6\} \\
 i_L(t_5) &= I_{4,M2a} & i_L(t_6) &= I_{5,M2a}
 \end{aligned}
 \tag{3.64}$$

Sétima Etapa de operação (t_6, t_7): Em t_6 , S_2 é comandado a bloquear e, após um tempo morto, S_1 comandado a conduzir. Devido ao sentido negativo da corrente do indutor L_o , D_{S1} entra em condução e L_o passa a fornecer energia para C_b . Esta etapa termina quando i_{L_o} chega a zero, levando D_{S1} e D_4 ao bloqueio, e S_1 entra em condução. A Figura 26 apresenta este modo de operação e a equação (3.65) as condições iniciais das principais variáveis do sistema.

Figura 26 – Sétima etapa de operação do conversor no Modo 2-A.

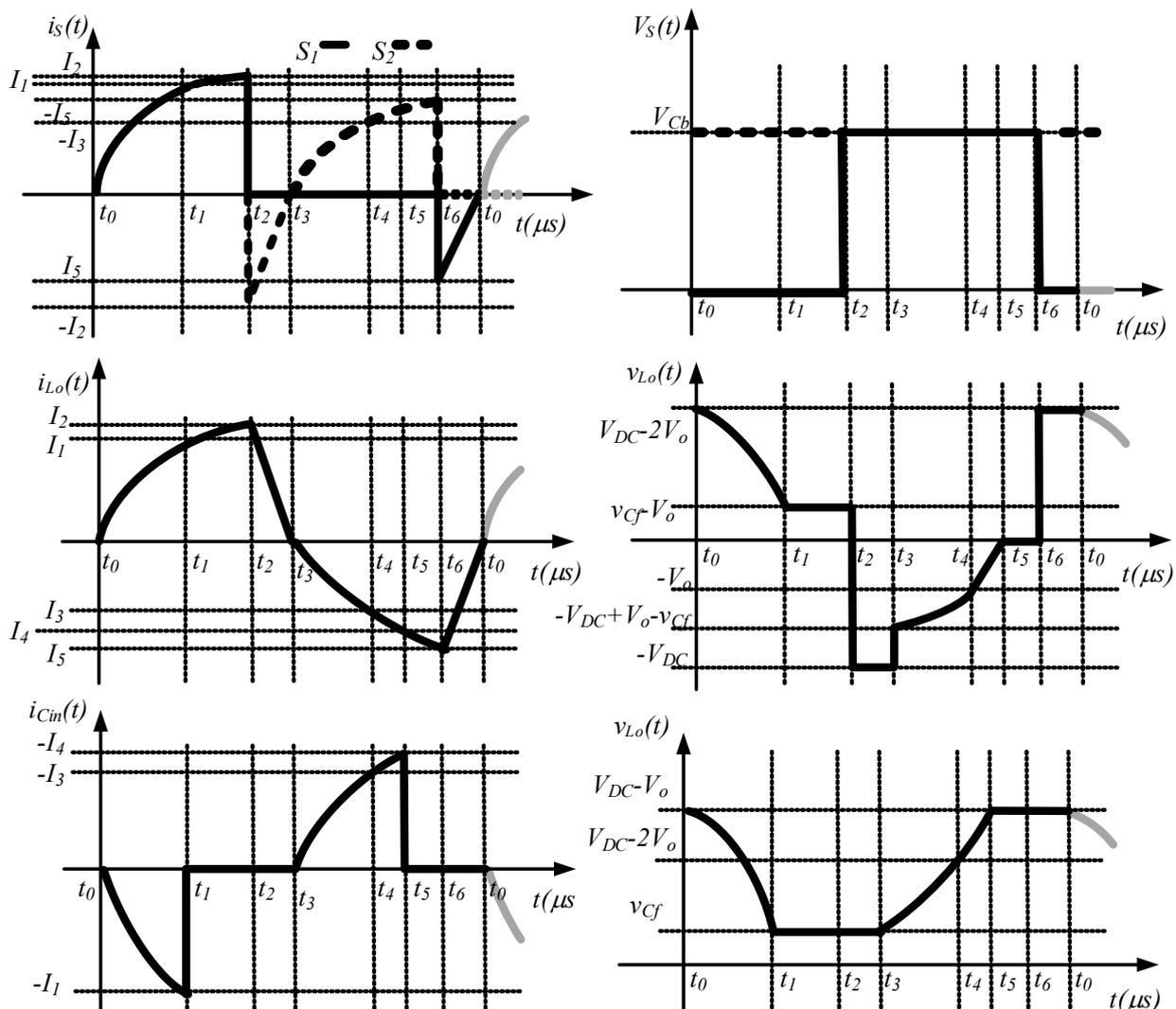


Fonte: Autoria própria.

$$\begin{aligned}
 v_{Cin}(t_6) &= V_{DC} - V_o \\
 v_{Cin}(t_0) &= V_{DC} - V_o \\
 v_{L_o}(t) &= V_{DC} - v_{Cf} + V_o \quad \{t_6 < t < t_7, t_7 = t_0\} \\
 i_{L_o}(t_6) &= I_{5, M2a} \quad \quad \quad i_{L_o}(t_0) = 0
 \end{aligned}
 \tag{3.65}$$

A Figura 27 apresenta as formas de onda teóricas em regime permanente em alta frequência do conversor proposto para o Modo 2-A.

Figura 27 – Formas de onda teóricas do conversor em regime permanente, Modo 2-A.



Fonte: Autoria própria.

Definidas as etapas e as formas de onda teóricas que as representam, pode-se determinar as principais equações matemáticas que representam o conversor no Modo 2-A.

3.2.1 Modelo matemático do conversor em regime permanente na frequência de comutação para o Modo 2 A

Neste modo, todas as etapas operam de maneira diferente e todos os intervalos de tempo são considerados para determinar o modelo matemático do conversor.

Como também pode ser observado, as primeira e quarta etapas do Modo 2-A são semelhantes à primeira e quarta etapas do Modo 1. Porém, para a primeira etapa, a condição inicial da tensão v_{Cin} é considerada $V_{DC}-V_o$, e a condição final da tensão v_{Cin} é considerada $V_{DC}-2V_o$. Ainda, a segunda e a terceira etapas do Modo 1 são idênticas as do Modo 2 A. Desta forma, tem-se o sistema:

$$\Delta t_{1,M2a} = \frac{\cos^{-1}\left(\frac{v_{Cf} - V_o}{V_{DC} - 2V_o}\right)}{\omega_o} \quad (3.66)$$

$$I_{1,M2a} = \frac{(V_{DC} - 2V_o) \sqrt{1 - \frac{(v_{Cf} - V_o)^2}{(V_{DC} - 2V_o)^2}}}{L_o \omega_o} \quad (3.67)$$

$$\begin{aligned} z_{1,M2a}(t) &= V_o + (V_{DC} - 2V_o) \cos(\omega_o t) + j(V_{DC} - 2V_o) \sin(\omega_o t) \\ z_{1,M2a}(t) &= V_o + (V_{DC} - 2V_o) e^{j\omega_o t} \end{aligned} \quad (3.68)$$

$$I_{2,M2a} = I_{1,M2a} + \frac{(v_{Cf} - V_o)}{L_o} \Delta t_{2,M2a} \quad (3.69)$$

$$0 = I_{2,M2a} - \frac{V_{DC}}{L_o} \Delta t_{3,M2a} \quad (3.70)$$

Para a quarta e a quinta etapas de operação, tem-se:

$$\Delta t_{4,M2a} = \frac{\pi - \cos^{-1}\left(\frac{V_o}{v_{Cf} - V_{DC} + V_o}\right)}{\omega_o} \quad (3.71)$$

$$I_{3,M2a} = - \frac{(v_{Cf} - V_{DC} + V_o) \sqrt{1 - \frac{V_o^2}{(v_{Cf} - V_{DC} + V_o)^2}}}{L_o \omega_o} \quad (3.72)$$

$$\begin{aligned} z_{4,M2a}(t) &= (V_{DC} - V_o) + (v_{Cf} - V_{DC} + V_o) \cos(\omega_o t) + j(v_{Cf} - V_{DC} + V_o) \sin(\omega_o t) \\ z_{4,M2a}(t) &= (V_{DC} - V_o) + (v_{Cf} - V_{DC} + V_o) e^{j\omega_o t} \end{aligned} \quad (3.73)$$

$$\Delta t_{5,M2a} = - \frac{\text{tg}^{-1}\left(\frac{V_o}{I_3 z_o}\right)}{\omega_o} \quad (3.74)$$

$$I_{4,M2a} = \frac{v_{Cf} - V_{DC} + V_o}{L_o \omega_o \sqrt{\alpha_4} \sqrt{\frac{V_o^2}{(v_{Cf} - V_{DC} + V_o)^2} + 1}} \quad (3.75)$$

onde:

$$\alpha_4 = 1 - \frac{V_o^2}{(v_{Cf} - V_{DC} + V_o)^2}$$

$$z_{5,M2a}(t) = (V_{DC} - V_o) + \alpha_5 + \beta_5$$

$$z_{5,M2a}(t) = (V_{DC} - V_o) - (V_o + I_{3,M2a} z_o) e^{j\omega_o t}$$

onde:

$$\alpha_5 = -V_o \cos(\omega_o t) - I_{3,M2a} z_o \sin(\omega_o t)$$

$$\beta_5 = j [V_o \sin(\omega_o t) + I_{3,M2a} z_o \cos(\omega_o t)] \quad (3.76)$$

Para a sexta etapa de operação, que ocorre no intervalo de tempo de t_5 a t_6 e representado por $\Delta t_{6,M2a}$ tem-se:

$$v_{Lo} = -v_{Cf} + V_o \quad (3.77)$$

Para esta etapa encontra-se a expressão matemática (3.78) considerando as condições iniciais apresentadas na equação (3.64).

$$I_{5,M2a} = I_{4,M2a} + \frac{(-v_{Cf} + V_o)}{L_o} \Delta t_{6,M2a} \quad (3.78)$$

Para a sétima etapa de operação, que ocorre no intervalo de tempo de t_6 à t_0 e representado por Δt_7 tem-se:

$$v_{Lo} = V_{DC} - v_{Cf} + V_o \quad (3.79)$$

Para esta etapa encontra-se a expressão matemática (3.80) considerando as condições iniciais apresentadas na equação (3.65).

$$0 = I_{5,M2a} + \frac{(V_{DC} - v_{Cf} + V_o)}{L_o} \Delta t_{7,M2a} \quad (3.80)$$

Para a solução do sistema é necessário considerar a modulação dos interruptores S_1 e S_2 , a qual os intervalos de tempo $\Delta t_{7,M2a}$ a $\Delta t_{2,M2a}$ e $\Delta t_{3,M2a}$ a $\Delta t_{6,M2a}$ são iguais, e ambos valem metade do período da frequência de comutação, portanto:

$$\begin{aligned}\Delta t_{7,M2a} + \Delta t_{1,M2a} + \Delta t_{2,M2a} &= \frac{T_s}{2} \\ \Delta t_{3,M2a} + \Delta t_{4,M2a} + \Delta t_{5,M2a} + \Delta t_{6,M2a} &= \frac{T_s}{2}\end{aligned}\tag{3.81}$$

Assim, a solução do sistema é representada pelas equações (3.82) e (3.83).

$$I_{2,M2a} = -\frac{\left(V_{DC} \left(-\sqrt{\alpha}\sqrt{\beta}\chi^2\phi + \sqrt{\alpha} \left(\gamma + \chi \left((\chi + V_{DC})\varepsilon - \chi\phi + \kappa\right)\right)\sqrt{\beta} - \chi\lambda\right)\right)}{\sqrt{\beta}\sqrt{\alpha}\omega_o L_o \left(V_o^2 - (2v_{cf} + V_{DC})V_o + v_{cf}^2 + V_{DC}v_{cf} - V_{DC}^2\right)}$$

onde:

$$\lambda = (v_{cf} - V_{DC} + V_o)$$

$$\alpha = \frac{(v_{cf} - V_{DC})(v_{cf} - V_{DC} + 2V_o)}{\lambda^2}$$

$$\beta = \frac{\lambda^2}{(v_{cf} - V_{DC})(v_{cf} - V_{DC} + 2V_o)}$$

$$\chi = (-v_{cf} + V_o)$$

$$\delta = \sqrt{\frac{(-v_{cf} + 3V_o - V_{DC})\lambda}{(2V_o - V_{DC})^2}}$$

$$\varepsilon = \cos^{-1}\left(\frac{v_{cf} - V_o}{V_{DC} - 2V_o}\right)$$

$$\phi = \cos^{-1}\left(\frac{V_o}{\lambda}\right)$$

$$\varphi = \tan^{-1}\left(\frac{V_o}{\sqrt{\alpha}\lambda}\right)$$

(3.82)

$$\gamma = -2(V_{DC} + \chi)\left(-\frac{V_{DC}}{2} + V_o\right)\delta$$

$$\kappa = (-T_s\omega_o + \pi)V_o + (T_s\omega_o - \pi)v_{cf} - \frac{V_{DC}T_s\omega_o}{2}$$

$$I_{5,M2a} = -\frac{(\chi + V_{DC}) \left(2\chi\sqrt{\alpha}\sqrt{\beta} \left(-\frac{V_{DC}}{2} + V_o \right) \delta + \chi\sqrt{\beta}\gamma\sqrt{\alpha} + V_{DC}\lambda \right)}{\sqrt{\alpha}\sqrt{\beta}\omega_o L_o (-V_{DC}^2 - \chi V_{DC} + \chi^2)}$$

onde:

$$\lambda = (v_{cf} - V_{DC} + V_o)$$

$$\alpha = \frac{(v_{cf} - V_{DC})(v_{cf} - V_{DC} + 2V_o)}{\lambda^2}$$

$$\beta = \frac{\lambda^2}{(v_{cf} - V_{DC})(v_{cf} - V_{DC} + 2V_o)}$$

$$\chi = (-v_{cf} + V_o)$$

$$\delta = \sqrt{\frac{(-v_{cf} + 3V_o - V_{DC})\lambda}{(2V_o - V_{DC})^2}}$$

$$\varepsilon = \cos^{-1} \left(\frac{v_{cf} - V_o}{V_{DC} - 2V_o} \right)$$

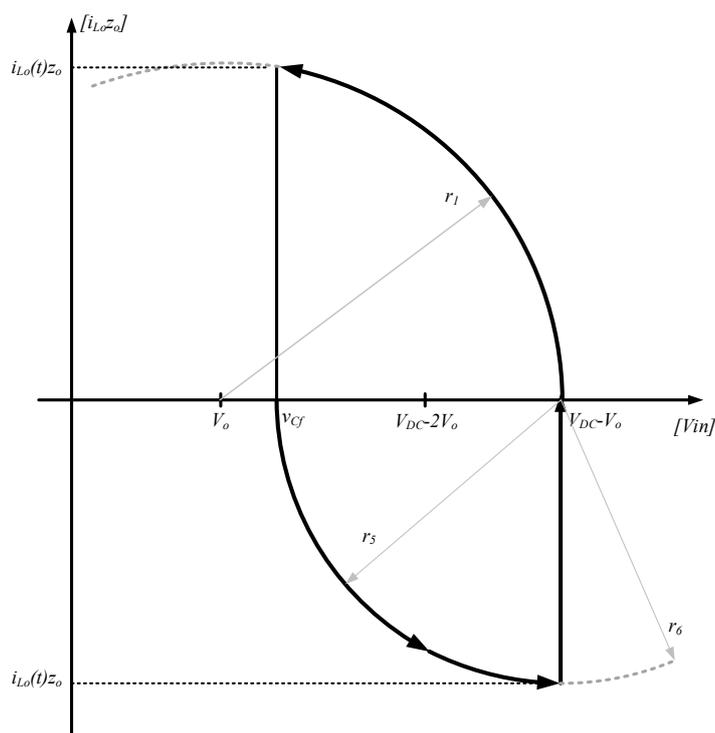
$$\phi = \cos^{-1} \left(\frac{V_o}{\lambda} \right)$$

$$\varphi = \tan^{-1} \left(\frac{V_o}{\sqrt{\alpha}\lambda} \right)$$

$$\gamma = \left(-\chi\varepsilon + V_{DC}\phi + \left(\frac{\omega_o T_s}{2} + \varphi - \pi \right) V_{DC} + \frac{T_s \omega_o \chi}{2} \right)$$
(3.83)

Das equações de z_1 , (3.68), z_4 , (3.73) e z_5 , (3.76), o plano de fase completo do Modo 2-A é obtido, e mostrado na Figura 28. Através do plano de fase Figura 28 é possível observar o comportamento ressonante completo do conversor durante o Modo 2-A de operação.

Figura 28 – Plano de fase completo do Modo 2 A.



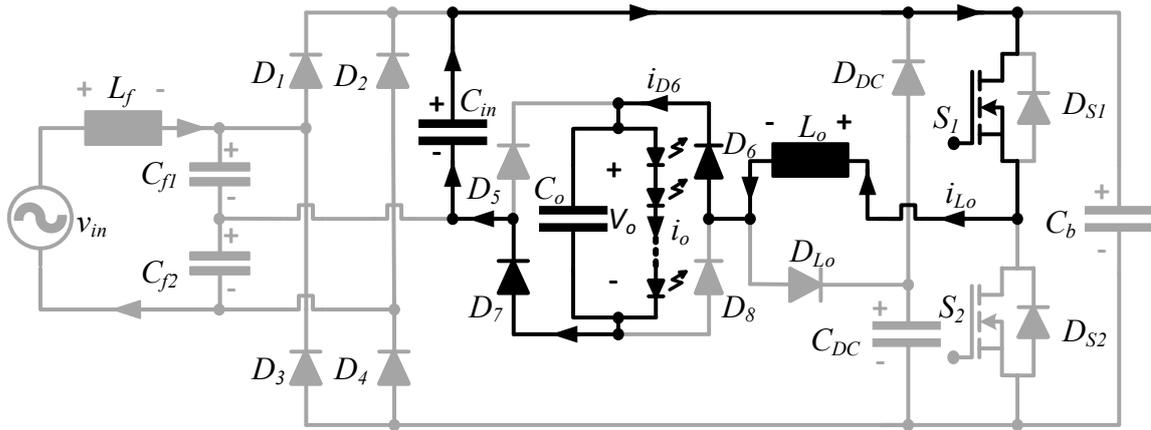
Fonte: Autoria própria.

3.3 ETAPAS DE OPERAÇÃO MODO 2-B

Este modo ocorre durante as condições apresentadas nas equações (3.6), (3.10), (3.11) e (3.12), representado por cinco etapas de operação descritas a seguir. Neste modo, somente C_{in} e C_{DC} fornecem energia para os LEDs e a tensão de C_b permanece inalterada.

Primeira Etapa de operação (t_0, t_1): Antes do início desta etapa, o interruptor S_1 havia sido comandado a conduzir. Porém, como a corrente do indutor L_o era negativa, o diodo D_{S1} entrou em condução. Em t_0 , i_{L_o} torna-se nula, D_{S1} bloqueia e S_1 entra em condução. A partir deste instante, parte da energia do capacitor C_{in} , armazenada em etapas anteriores, é transferida para o indutor L_o e para os LEDs. Nesta etapa, a tensão do capacitor C_{DC} permanece inalterada. Esta etapa termina quando os diodos D_6 e D_7 bloqueiam e i_{L_o} entra em roda livre através de D_{L_o} e D_{DC} . A Figura 29 apresenta este modo de operação e a equação (3.84) as condições iniciais das principais variáveis do sistema.

Figura 29 – Primeira etapa de operação do conversor no Modo 2-B.

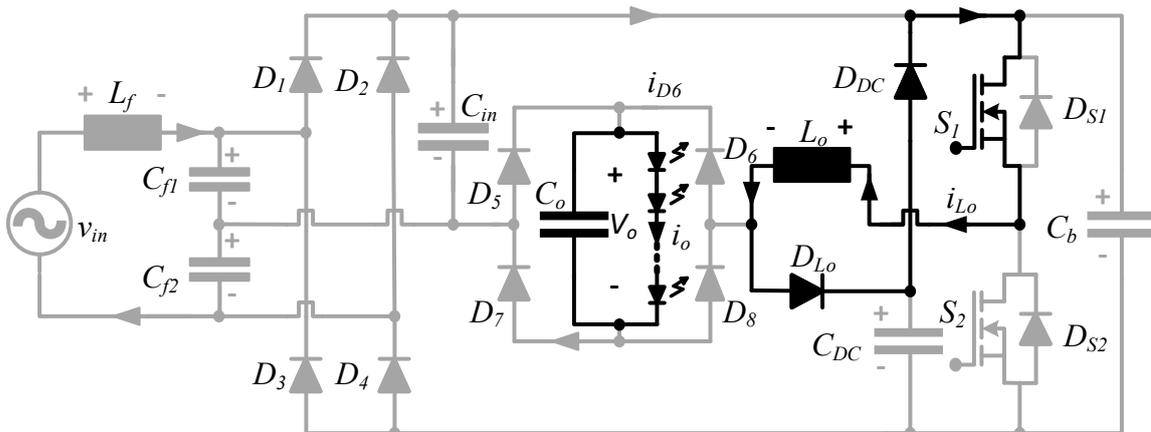


Fonte: Autoria própria.

$$\begin{aligned}
 v_{Cin}(t_0) &= V_{DC} \\
 v_{Cin}(t_1) &= V_o \\
 i_{Lo}(t_0) &= 0 \\
 i_{Lo}(t_1) &= I_{2,M2b}
 \end{aligned}
 \tag{3.84}$$

Segunda Etapa de operação (t_1, t_2): Em t_1 os diodos D_6 e D_7 bloqueiam e a corrente do indutor L_o entra em roda livre através de D_{Lo} e D_{DC} . A tensão de C_{DC} permanece inalterada e somente C_o fornece energia para os LEDs. Esta etapa finaliza quando S_1 é comandado a bloquear e S_2 comandado a conduzir. A Figura 30 apresenta este modo de operação e a equação (3.85) as condições iniciais das principais variáveis do sistema.

Figura 30 – Segunda etapa de operação do conversor no Modo 2-B.

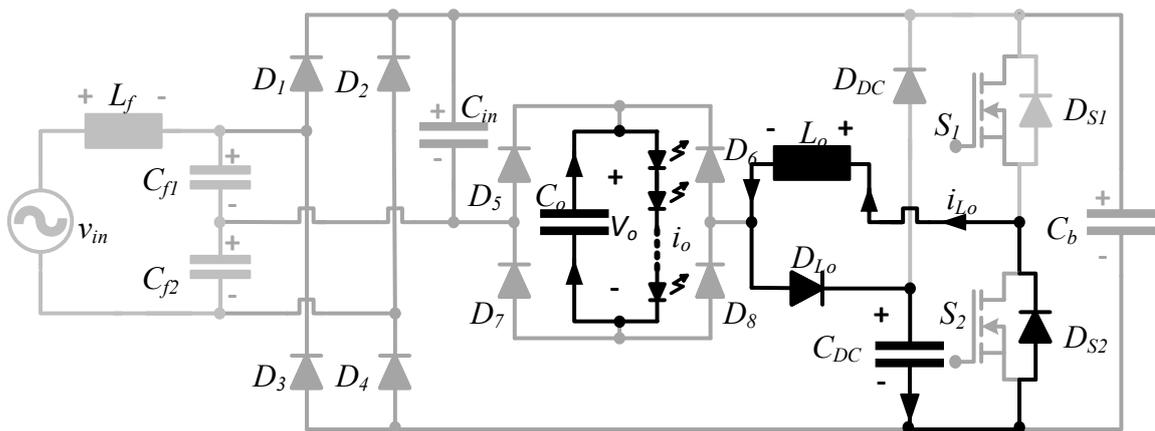


Fonte: Autoria própria.

$$\begin{aligned}
 v_{Cin}(t_1) &= V_o \\
 v_{Cin}(t_2) &= V_o \\
 v_{Lo}(t) &= 0 \mid \{t_1 < t < t_2\} \\
 i_{Lo}(t_1) &= I_{2,M2b} \quad i_{Lo}(t_2) = I_{2,M2b}
 \end{aligned}
 \tag{3.85}$$

Terceira Etapa de operação (t_2, t_3): Em t_2 , S_1 é comandado a bloquear e, após um tempo morto, S_2 comandado a conduzir. Devido ao sentido positivo da corrente do indutor L_o , D_{DC} bloqueia e D_{S2} entra em condução e a energia armazenada em L_o é transferida para C_{DC} . Nesta etapa somente C_o continua fornecendo energia para os LEDs. Esta etapa termina quando i_{Lo} torna-se nula e S_2 entra em condução. A Figura 31 apresenta este modo de operação e a equação (3.86) as condições iniciais das principais variáveis do sistema.

Figura 31 – Terceira etapa de operação do conversor no Modo 2-B.

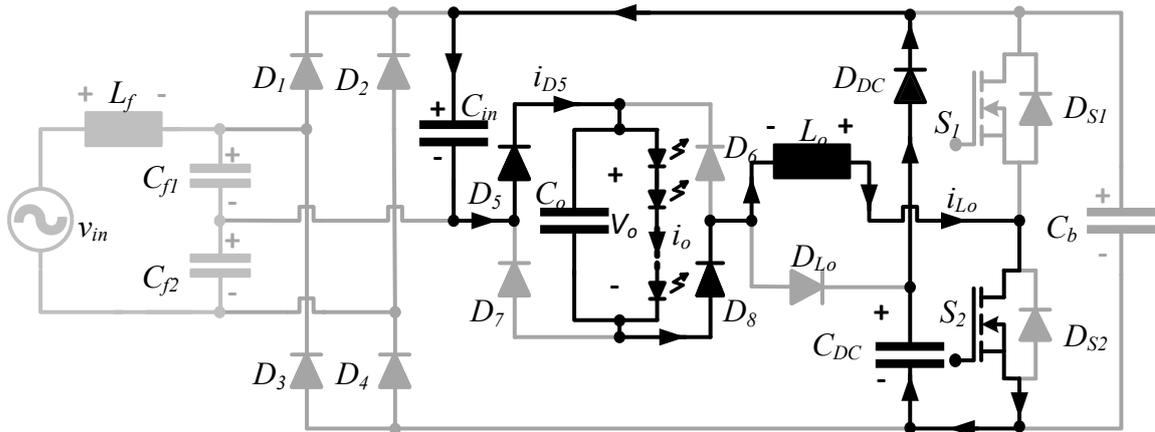


Fonte: Autoria própria.

$$\begin{aligned}
 v_{Cin}(t_2) &= V_o \\
 v_{Cin}(t_3) &= V_o \\
 v_{Lo}(t) &= 0 \mid \{t_2 < t < t_3\} \\
 i_{Lo}(t_2) &= I_{2,M2b} \quad i_{Lo}(t_3) = 0
 \end{aligned}
 \tag{3.86}$$

Quarta Etapa de operação (t_3, t_4): Em t_3 , S_2 entra em condução e C_{in} , L_o e os LEDs passam a receber energia de C_{DC} através de D_{DC} . Esta etapa termina quando S_2 é comandado a bloquear e S_1 comandado a conduzir. A Figura 32 apresenta este modo de operação e a equação (3.87) as condições iniciais das principais variáveis do sistema.

Figura 32 – Quarta etapa de operação do conversor no Modo 2-B.

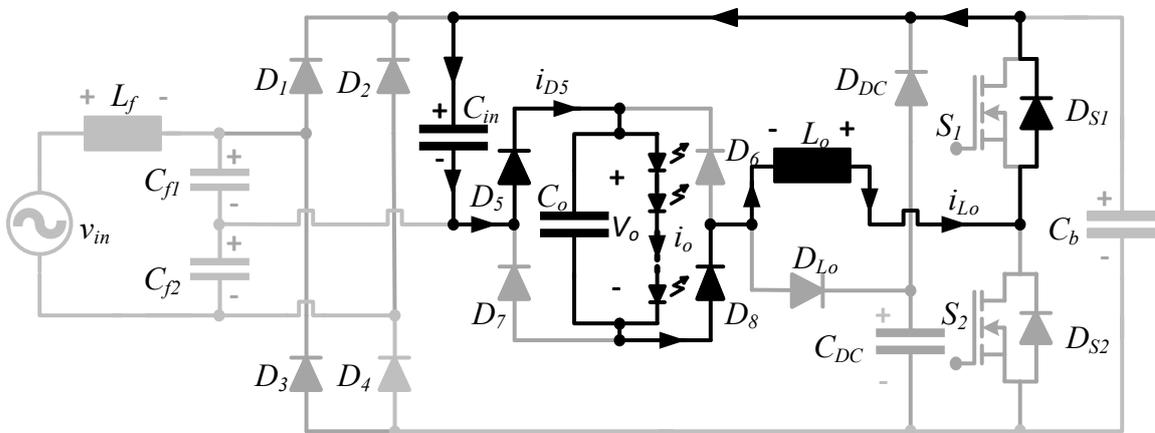


Fonte: Autoria própria.

$$\begin{aligned}
 v_{Cin}(t_3) &= V_o \\
 v_{Cin}(t_4) &= V_{DC} - V_o \\
 i_{L_o}(t_3) &= 0 \\
 i_{L_o}(t_4) &= I_{3,M2b}
 \end{aligned}
 \tag{3.87}$$

Quinta Etapa de operação (t_4, t_0): Em t_4 , S_2 é comandado a bloquear e, após um tempo morto S_1 comandado a conduzir. Como a corrente do indutor L_o é negativa, D_{DC} bloqueia e D_{S1} entra em condução. Durante todo este intervalo, toda a energia armazenada por L_o nas etapas anteriores são transferidas para C_{in} e para os LEDs. Nesta etapa a tensão de C_{DC} não varia. Esta etapa termina quando i_{L_o} chega a zero e S_1 entra em condução. A Figura 33 apresenta este modo de operação e a equação (3.88) as condições iniciais das principais variáveis do sistema.

Figura 33 – Quinta etapa de operação do conversor no Modo 2-B.

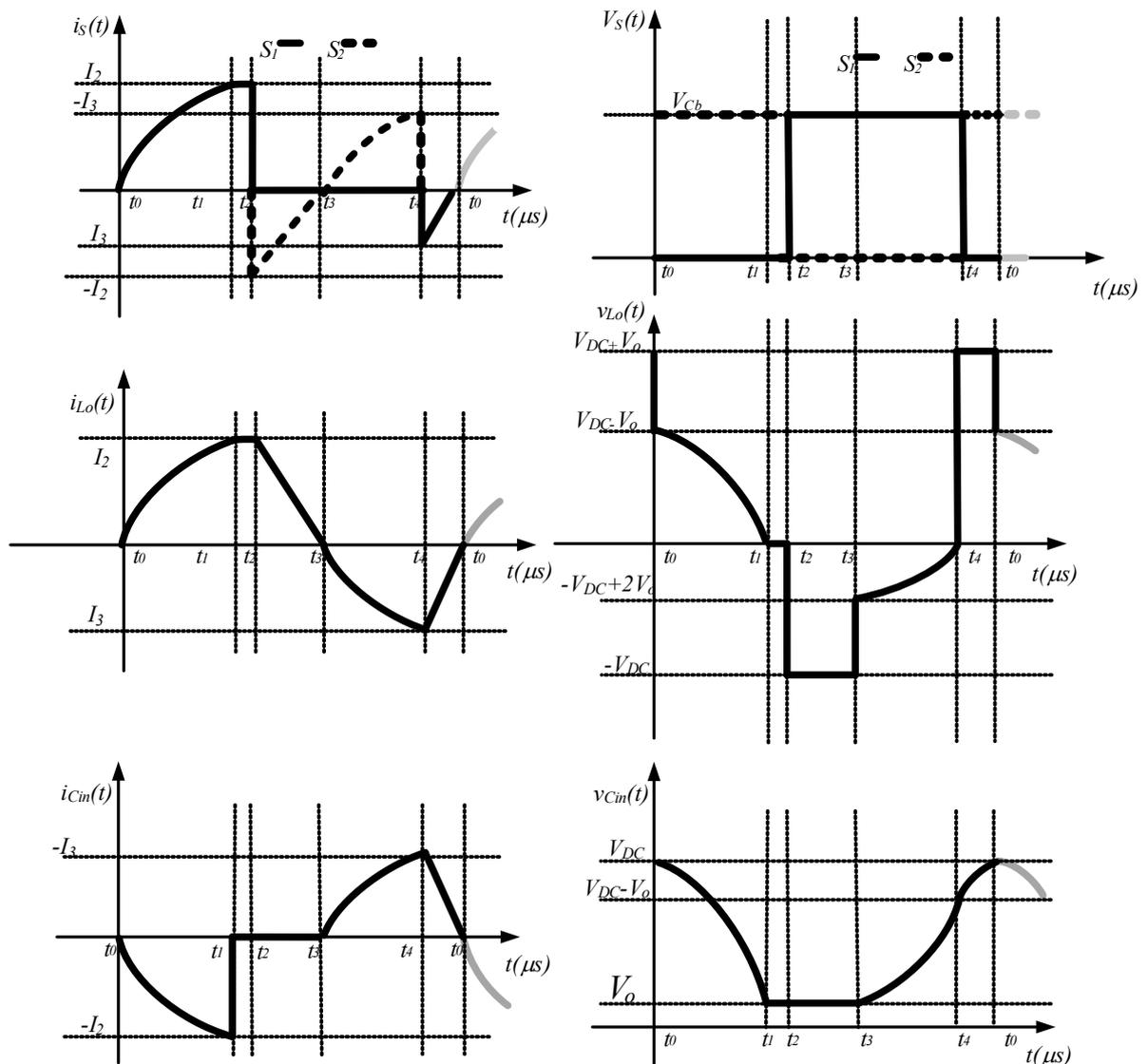


Fonte: Autoria própria.

$$\begin{aligned}
 v_{Cin}(t_4) &= V_{DC} - V_o \\
 v_{Cin}(t_0) &= V_{DC} \\
 v_{Lo}(t) &= V_{DC} + V_o \quad \{t_4 < t < t_5, t_5 = t_0\} \\
 i_{Lo}(t_4) &= I_{3,M2b} \quad \quad \quad i_{Lo}(t_0) = 0
 \end{aligned}
 \tag{3.88}$$

A Figura 34 apresenta as formas de onda teóricas em regime permanente em alta frequência do conversor proposto para o Modo 2-B.

Figura 34 – Formas de onda teóricas do conversor em regime permanente, Modo 2 B.



Fonte: Autoria própria.

Definidas as etapas e as formas de onda teóricas que as representam, pode-se determinar as principais equações matemáticas que representam o conversor no Modo 2-B.

3.3.1 Modelo matemático do conversor em regime permanente na frequência de comutação para o Modo 2 B

Neste modo, todas as etapas operam de maneira diferente e todos os intervalos de tempo são considerados para determinar o modelo matemático do conversor.

Como também pode ser observado, a primeira, a terceira e a quarta etapa do Modo 2-B são semelhantes à primeira, à terceira e à quinta etapa do Modo 2-A. Porém as condições inicial e final das tensões do capacitor C_{in} e correntes do indutor L_o são diferentes. Desta forma, tem-se o sistema:

$$\Delta t_{1,M2b} = \frac{\pi}{2\omega_o} \quad (3.89)$$

$$I_{2,M2b} = \frac{(V_{DC} - V_o)}{L_o \omega_o} \quad (3.90)$$

$$z_{1,M2b}(t) = V_o + (V_{DC} - V_o) \cos(\omega_o t) + j(V_{DC} - V_o) \sin(\omega_o t) \quad (3.91)$$

$$z_{1,M2b}(t) = V_o + (V_{DC} - V_o) e^{j\omega_o t}$$

$$0 = I_{2,M2b} - \frac{V_{DC}}{L_o} \Delta t_{3,M2b} \quad (3.92)$$

Para a quarta etapa de operação, tem-se:

$$v_{Cin} - v_{Lo} = V_{DC} - V_o \quad (3.93)$$

Assim como na equação (3.25), tem-se.

$$V_{DC} - V_o = V_{Cin}(t) + \left(L_o C_{in} \frac{d^2 v_{Cin}(t)}{dt^2} \right) \quad (3.94)$$

Considerando as condições iniciais apresentadas na equação (3.87) encontra-se a solução (3.95).

$$v_{Cin}(t) = (V_{DC} - V_o) + (2V_o - V_{DC}) \cos(\omega_o t) \quad (3.95)$$

Aplicando a igualdade da equação (3.24) tem-se:

$$i_{Lo}(t) = \frac{(2V_o - V_{DC}) \sin(\omega_o t)}{L_o \omega_o} \quad (3.96)$$

Substituindo as condições iniciais conhecidas neste intervalo de tempo, tem-se:

$$\Delta t'_{4,M2b} = \frac{\pi}{2\omega_o} \quad (3.97)$$

Realizando o procedimento anterior na equação (3.96), tem-se:

$$I_{3,M2b} = \frac{(2V_o - V_{DC})}{L_o\omega_o} \quad (3.98)$$

Substituindo a equação (3.30) na equação (3.96) e multiplicando-se i_{L_o} por z_o , obtém-se a equação (3.99).

$$\begin{aligned} z_{4,M2b}(t) &= (V_{DC} - V_o) + (2V_o - V_{DC})\cos(\omega_o t) + j(2V_o - V_{DC})\sin(\omega_o t) \\ z_{4,M2b}(t) &= (V_{DC} - V_o) + (2V_o - V_{DC})e^{j\omega_o t} \end{aligned} \quad (3.99)$$

Para a quinta etapa de operação, tem-se:

$$v_{Cin} - v_{L_o} = V_{DC} - V_o \quad (3.100)$$

Assim como na equação (3.25), logo tem-se.

$$-V_o = v_{Cin}(t) + \left(L_o C_{in} \frac{d^2 v_{Cin}(t)}{dt^2} \right) \quad (3.101)$$

Considerando as condições iniciais apresentadas na equação (3.88) encontra-se a solução (3.102):

$$v_{Cin}(t) = -V_o + V_{DC} \cos(\omega_o t) - I_{3,M2b} z_o \sin(\omega_o t) \quad (3.102)$$

Aplicando a igualdade da equação (3.24) tem-se:

$$i_{L_o}(t) = \frac{V_{DC} \sin(\omega_o t) + I_{3,M2b} z_o \cos(\omega_o t)}{L_o\omega_o} \quad (3.103)$$

Substituindo as condições iniciais conhecidas neste intervalo de tempo, tem-se:

$$0 = I_{3,M2b} + \frac{(V_{DC} + V_o)}{L_o} \Delta t_{5,M2b} \quad (3.104)$$

Substituindo a equação (3.30) na equação (3.103) e multiplicando-se i_{L_o} por z_o , obtém-se a equação (3.105).

$$\begin{aligned}
 z_{5,M2b}(t) &= -V_o + \alpha_5 + j[\beta_5] \\
 z_{5,M2b}(t) &= -V_o + (V_{DC} - I_{3,M2b}z_o)e^{j\omega_o t} \\
 \text{onde:} & \\
 \alpha_5 &= V_{DC} \cos(\omega_o t) - I_{3,M2b}z_o \sin(\omega_o t) \\
 \beta_5 &= V_{DC} \sin(\omega_o t) + I_{3,M2b}z_o \cos(\omega_o t)
 \end{aligned} \tag{3.105}$$

Sabe-se que a soma dos tempos das etapas de operação resultam no tempo de comutação. Desconsiderando as etapas de comutação tem-se:

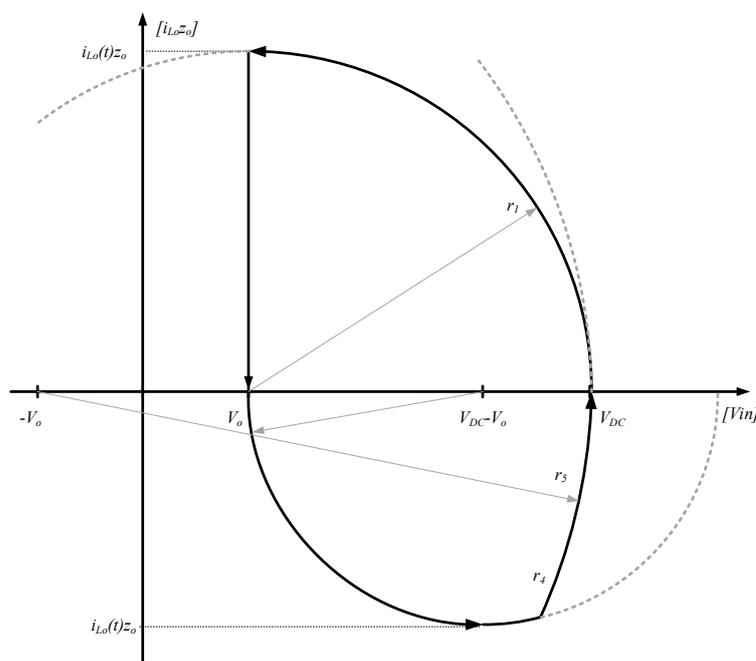
$$\Delta t_{1,M2b} + \Delta t_{2,M2b} + \Delta t_{3,M2b} + \Delta t_{4,M2b} + \Delta t_{5,M2b} = T_s \tag{3.106}$$

Portanto, se dá a solução do sistema:

$$\begin{aligned}
 I_{2,M2b} &= \frac{(V_{DC} - V_o)}{L_o \omega_o} \\
 I_{3,M2b} &= \frac{(2V_o - V_{DC})}{L_o \omega_o} \\
 \Delta t_{1,M2b} &= \Delta t_{4,M2b} = \frac{\pi}{2\omega_o} \\
 \Delta t_{2,M2b} &= T_s - \frac{\pi}{\omega_o} + \frac{(V_o - V_{DC})}{V_{DC} \omega_o} + \frac{(2V_o - V_{DC})}{\omega_o (V_{DC} + V_o)} \\
 \Delta t_{3,M2b} &= \frac{(V_{DC} - V_o)}{V_{DC} \omega_o} \\
 \Delta t_{5,M2b} &= \frac{(V_{DC} - 2V_o)}{(V_{DC} + V_o) \omega_o}
 \end{aligned} \tag{3.107}$$

Das equações de z_1 , (3.91), z_4 , (3.99) e z_5 , (3.105), o plano de fase completo do Modo 2-B é obtido e mostrado na Figura 35. É possível observar o comportamento ressonante completo do conversor durante o Modo 2-A de operação. Pode-se verificar que o sistema tem comportamento mais ressonante do que os Modos 1 e 2-A.

Figura 35 – Plano de fase completo do Modo 2-B.



Fonte: Autoria própria.

3.4 CARACTERÍSTICAS OPERACIONAIS DE SAÍDA DO CONVERSOR PROPOSTO

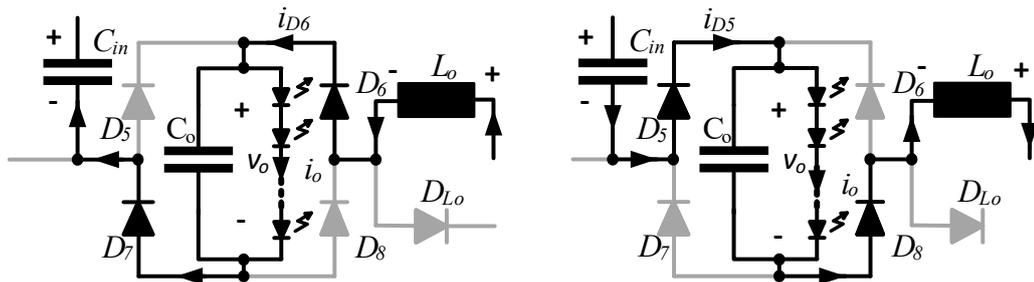
Como pode ser observado através do princípio de funcionamento do conversor proposto, à medida em que a tensão da fonte de entrada v_{in} se aproxima da passagem por zero, a ressonância entre C_{in} e L_o torna-se cada vez mais expressiva e que na região onde v_{Cf} é menor que V_o , somente C_{DC} e C_{in} fornecem energia para os LEDs. Neste sentido, também é possível verificar que no Modo 2-B, o número de etapas de operação é menor em relação aos Modos 1 e 2-A e que o modelo matemático que representa o comportamento do conversor é definido principalmente pelas equações que envolvem a ressonância entre C_{in} e L_o .

Mesmo sabendo que as características operacionais de saída, na frequência de comutação do conversor, referentes ao indutor L_o e à corrente dos LEDs i_o , independe de qual modo de operação utilizado, pois o princípio operacional deve ser preservado. Então, neste trabalho é utilizado o Modo 2-B para definir os parâmetros que determinam matematicamente a indutância L_o e conseqüentemente a corrente dos LEDs i_o . Quanto aos valores de C_{DC} e C_b , é necessário utilizar os três modos para calcular C_{DC} e os Modos 1 e 1-A para calcular C_b . Ambos capacitores devem ser calculados considerando suas ações dentro do período da rede de alimentação.

3.4.1 Indutância L_o

A Figura 36 apresenta a configuração de saída que envolve o retificador e o indutor L_o . Como pode ser observado, o valor médio da corrente dos LEDs i_o pode ser obtido através da soma dos valores médios das correntes dos diodos D_6 e D_5 menos o valor médio da corrente fornecida pelo capacitor C_o durante o intervalo de tempo em que D_5 e D_6 ficam bloqueados.

Figura 36 – Configuração de saída entre retificador e indutor L_o .



Fonte: Autoria própria.

Para o Modo 2-B, o valor médio da corrente dos LEDs i_o é obtido através da equação (3.108)

$$I_o = I_{D6,M2b,MED} + I_{D5,M2b,MED} + I_{o,C_o,M2b} \quad (3.108)$$

O valor médio da corrente de D_6 é obtido integrando o valor da corrente de L_o durante o intervalo de tempo t_0 à t_1 do Modo 2-B, conforme mostra a equação (3.109).

$$I_{D6,M2b,MED} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_1} \frac{(2V_o - V_{DC}) \sin(\omega_o t)}{L_o \omega_o} dt \quad (3.109)$$

Resolvendo a integral, obtém-se:

$$I_{D6,M2b,MED} = \frac{(V_{DC} - V_o) \mu_o^2}{16\pi L_o f_s} \quad (3.110)$$

Onde μ_o é a relação entre a frequência de comutação f_s e a frequência de ressonância f_o . A definição desta relação determina algumas características operacionais do conversor tais como o tipo de comutação dos interruptores S_1 e S_2 , a ondulação da corrente nos LEDs, a potência de saída e a tensão sobre o capacitor C_{DC} .

O valor médio da corrente de D_5 é obtido através da expressão apresentada pela equação (3.111) para o intervalo de tempo t_3 à t_0 do Modo 2-B.

$$I_{D5,M2b,MED} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_{4,M2b}} |I_{3M2b}| \sin(\omega_o t) dt + \frac{|I_{3,M2b}| \Delta_{t5,M2b}}{2 \cdot T_s} \quad (3.111)$$

Resolvendo a expressão (3.111), obtém-se:

$$I_{D5,M2b,MED} = \frac{(V_{DC} - 2V_o)(V_{DC}(\pi + 2) + V_o(\pi - 4))\mu_o^2}{16\pi^2 f_s L_o (V_{DC} + V_o)} \quad (3.112)$$

O valor médio da corrente fornecida pelo capacitor C_o é obtido através da expressão apresentada pela equação (3.113) para o intervalo de tempo t_1 à t_3 do Modo 2-B.

$$I_{o,C_o,M2b} = \frac{I_o \cdot (\Delta t_{2,M2b} + \Delta t_{3,M2b})}{T_s} \quad (3.113)$$

Ao substituir as equações (3.110), (3.112) e (3.113) na equação (3.108), e a manipulado matematicamente, encontra-se o valor da indutância L_o , dada na equação (3.114)

$$L_o = \frac{\mu_o \left(V_{DC}^2 (2\pi + 2) - V_o (\pi + 8) V_{DC} - 3V_o^2 \left(\pi - \frac{8}{3} \right) \right)}{8\pi f_s I_o (V_{DC} (\pi + 1) + V_o (\pi - 2))} \quad (3.114)$$

3.4.2 Capacitor C_b

Para obter o valor da capacitância C_b , primeiro é necessário calcular o fluxo de carga processado na frequência de comutação e depois estender a análise para frequência da rede de alimentação.

Como pode-se verificar, o capacitor C_b atua no circuito somente nos Modos 1 e 2-A. O valor médio da corrente na frequência de comutação de C_b é representada pela equação (3.115).

$$I_{Cb,MED,T_s} = \frac{\alpha_1 + \beta_1 + \alpha_2 + \beta_2 + \delta_2}{T_s}$$

onde:

$$\begin{aligned}\alpha_1 &= -I_{3,M1} \cdot \Delta t_{4,M1} \\ \beta_1 &= I_{4,M1} \cdot \Delta t_{6,M1} \\ \alpha_2 &= (I_{3,M2a} - I_{2,M2a}) \cdot \Delta t_{3,M2a} \\ \beta_2 &= -I_{4,M2a} \cdot \Delta t_{5,M2a} \\ \delta_2 &= I_{6,M2a} \cdot \Delta t_{o,M2a}\end{aligned}\quad (3.115)$$

O valor de V_{Cb} pode ser obtido através da seguinte expressão:

$$I_{Cb,MED,60Hz} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi I_{Cb,MED,T_s} d\omega t = 0 \quad (3.116)$$

Para obter C_{Cb} deve-se aplicar a seguinte expressão:

$$C_b = \frac{2}{2\pi f_{60Hz} \Delta V_{Cb}} \int_{3\pi/4}^\pi I_{Cb,MED,T_s} d\omega t \quad (3.117)$$

3.4.3 Capacitor C_{DC}

Para obter o valor da capacitância C_{DC} , primeiro é necessário calcular o fluxo de carga processado na frequência de comutação e depois estender a análise para frequência da rede de alimentação.

Como pode-se verificar, o capacitor C_{DC} atua no circuito nos três modos de operação. A corrente média na frequência de comutação de C_{DC} é representada pela expressão (3.118).

$$I_{CDC,MED,T_s} = \frac{\alpha_1 + \alpha_2 - \beta_2 + \alpha_3 - \beta_3}{T_s}$$

onde:

$$\begin{aligned}\alpha_1 &= I_{2,M1} \cdot \Delta t_{3,M1} \\ \alpha_2 &= I_{3,M2a} \cdot \Delta t_{4,M2a} \\ \beta_2 &= (I_{5,M2a} - I_{4,M2a}) \cdot \Delta t_{6,M2a} \\ \alpha_3 &= I_{2,M2b} \cdot \Delta t_{3,M2b} \\ \beta_3 &= (I_{3,M2b}) \cdot \Delta t_{4,M2b}\end{aligned}\quad (3.118)$$

O valor da tensão do capacitor C_{DC} pode ser obtido através da seguinte expressão:

$$I_{CDC,MED,60Hz} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{CDC,MED,T_s} d\omega t = 0 \quad (3.119)$$

Para obter C_{DC} deve aplicar a seguinte expressão:

$$C_{DC} = \frac{2}{2 \cdot \pi \cdot f_{60Hz} \cdot \Delta V_{CDC}} \int_{\pi/4}^{3\pi/4} I_{CDC,MED,T_s} d\omega t \quad (3.120)$$

Com os valores de todos os parâmetros obtidos, é possível aplicar uma metodologia de projeto, realizar simulações computacionais e validar a metodologia utilizada.

3.4.4 Capacitor C_o

Para obter o valor da capacitância C_o , primeiro é necessário calcular o fluxo de carga processado na frequência de comutação e depois estender a análise para frequência da rede de alimentação.

Como pode-se verificar, o capacitor C_o além de filtrar harmônicos de tensão de alta frequência, também deve filtrar os harmônicos de tensão de baixa frequência decorrentes da tensão do capacitor C_{DC} .

$$I_{C_o,MED,60Hz} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left[(i_{D6,M1}(t) + i_{D5,M1}(t)) - I_o \right] \cdot d\omega t = 0 \quad (3.121)$$

Para obter o valor de C_o , deve-se resolver a seguinte expressão:

$$C_o = \frac{2}{2 \cdot \pi \cdot f_{60Hz} \cdot \Delta V_o} \int_{\pi/4}^{3\pi/4} \left[(i_{D6,M1}(t) + i_{D5,M1}(t)) - I_o \right] \cdot d\omega t \quad (3.122)$$

Sabendo que o resultado da solução da equação (3.122) é relativamente complexo e extenso, pode-se obter uma solução aproximada de C_o considerando somente a ondulação da tensão de C_o que é refletida diretamente em i_o . Neste caso, deve-se considerar que C_o durante um quarto da frequência da rede recebe carga aproximada referente a uma corrente média de $i_{D6} + i_{D5} - i_o$ em alta frequência e no outro um quarto da frequência da rede se descarrega com a mesma média de corrente alimentando a carga. Logo, C_o pode ser definido aproximadamente por (3.123), ou seja:

$$C_o = \frac{(I_{C_o,avg,T_s} - I_o)}{4 \cdot f_{60Hz} \cdot \Delta V_o} \quad (3.123)$$

A relação da ondulação de corrente em relação à ondulação da tensão de C_o depende da resistência equivalente dos LEDs (R_{LEDs}) e é definida pela equação

$$\Delta I_o = \frac{\Delta V_o}{R_{LEDs}}. \quad (3.124)$$

Com os valores de todos os parâmetros obtidos, é possível aplicar uma metodologia de projeto, realizar simulações computacionais e validar a metodologia utilizada.

3.4.5 Cálculo do valor eficaz da corrente no Indutor L_o

$$I_{L_o,EF,M1} = \sqrt{\frac{2}{T_S} \int_{t_0}^{\frac{T_S}{2}} (i_{L_o}(t))^2 dt} \quad (3.125)$$

$$I_{L_o,EF,M1} = \sqrt{\frac{2}{T_S} \left(\int_{t_0}^{t_1} (i_{L_o}(t))^2 dt + \int_{t_1}^{t_2} (i_{L_o}(t))^2 dt + \int_{t_2}^{t_3} (i_{L_o}(t))^2 dt \right)} \quad (3.126)$$

$$I_{L_o,EF,M1} = \sqrt{2} \sqrt{\frac{I_{1,M1}^2 \Delta t_{1,M1} + (I_{2,M1} - I_{1,M1})^2 \Delta t_{2,M1} + I_{2,M1}^2 \Delta t_{3,M1}}{T_S}}$$

3.4.6 Cálculo do valor médio da corrente nos Interruptores S_1 e S_2

$$I_{S_1,MED,M1} = \frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{\frac{T_S}{2}} i_{S_1}(t) dt \quad (3.127)$$

$$I_{S_1,MED,M1} = \frac{1}{T_S} \left(\int_{t_0}^{t_1} i_{S_1}(t) dt + \int_{t_1}^{t_2} i_{S_1}(t) dt \right)$$

$$I_{S_1,MED,M1} = \frac{1}{T_S} \left[(I_{1,M1} \Delta t_{1,M1}) + ((I_{2,M1} - I_{1,M1}) \Delta t_{2,M1}) \right] \quad (3.128)$$

$$I_{S_1,MED,M1} = \frac{I_{1,M1} (\Delta t_{1,M1} - \Delta t_{2,M1}) + I_{2,M1} \Delta t_{2,M1}}{T_S}$$

$$I_{S_2,MED,M1} = \frac{1}{T_S} \int_{\frac{T_S}{2}}^{t_0+T_S} i_{S_2}(t) dt \quad (3.129)$$

$$I_{S_2,MED,M1} = \frac{1}{T_S} \left(\int_{t_3}^{t_4} i_{S_2}(t) dt + \int_{t_4}^{t_5} i_{S_2}(t) dt \right)$$

$$I_{S_2,MED,M1} = \frac{-I_{3,M1} \Delta t_{4,M1} + (-I_{4,M1} + I_{3,M1}) \Delta t_{5,M1}}{T_S} \quad (3.130)$$

3.4.7 Cálculo do valor eficaz da corrente nos Interruptores S₁ e S₂

$$I_{S_1,EF,M1} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{T_S} (i_{S_1}(t))^2 dt} \quad (3.131)$$

$$I_{S_1,EF,M1} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_{t_0}^{t_1} (i_{S_1}(t))^2 dt + \int_{t_1}^{t_2} (i_{S_1}(t))^2 dt \right)} \quad (3.132)$$

$$I_{S_1,EF,M1} = \sqrt{\frac{I_{1,M1}^2 \Delta t_{1,M1} + (I_{2,M1} - I_{1,M1})^2 \Delta t_{2,M1}}{T_S}}$$

$$I_{S_2,EF,M1} = \sqrt{\frac{I_{3,M1}^2 \Delta t_{4,M1} + (I_{3,M1} - I_{4,M1})^2 \Delta t_{5,M1}}{T_S}} \quad (3.133)$$

Como pode ser observado nesta seção 3.4, com exceção da expressão que determina I_o , apresentada na equação (3.112), devido à complexidade do modelo matemático do conversor, a definição de todos os outros parâmetros foi somente indicada utilizando os valores das correntes e intervalos de tempos relacionados aos três modos de operação. Sendo assim, utilizou-se da ferramenta de simulação Orcad 17.2 Lite para validar a operação do conversor e realizar a sua implementação em laboratório. Ainda é necessário definir um modelo matemático aproximado para obter os valores dos capacitores do sistema, bem como obter os valores médios e eficazes de todos os dispositivos semicondutores, permitindo assim as suas especificações. Também ainda é necessário obter as expressões que determinam o fator de potência, bem como a DHTi. Assim, o modelo estático do conversor torna-se completo.

Quanto ao modelo dinâmico, trata-se de um estudo que deverá ser realizado em trabalhos futuros.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA

A fim de validar as equações que representam parcialmente o modelo matemático do conversor proposto, neste capítulo são apresentados os resultados de simulação realizados através do Orcad 17.2 Lite. Os dados de projetos são apresentados na Tabela 1.

Tabela 1 – Dados de projeto para o conversor.

Parâmetros	Valores
V_{in}	220 V
f_s	67 kHz
μ_o	1,3
P_o	47 W
I_o	750 mA
V_{DC}	250 V
ΔV_{CDC}	0,1*VDC
ΔV_{Cb}	0,5*VCb

Fonte: Autoria própria.

A Tabela 2 apresenta os parâmetros utilizados para a realização da simulação computacional.

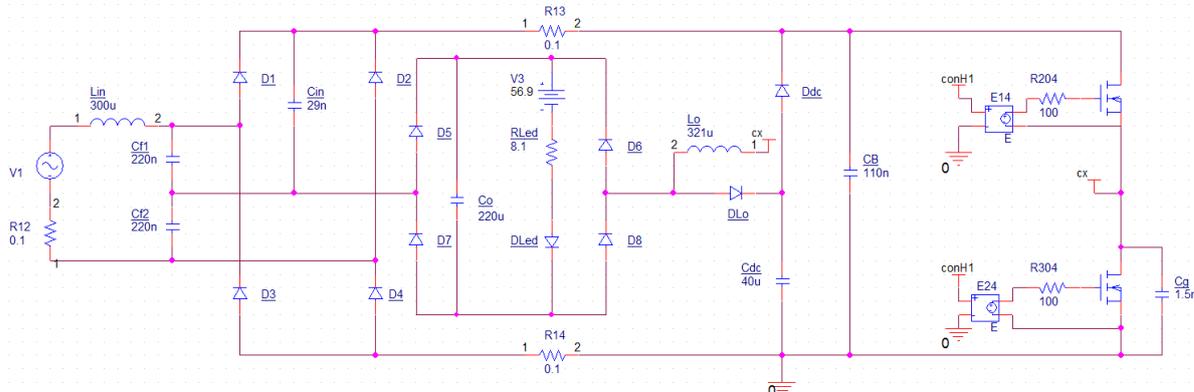
Tabela 2 – Elementos utilizados no conversor.

Parâmetros	Valores
L_o	321 μ H
C_{in}	30 nF
C_{DC}	40 μ F
C_b	100 nF
C_o	220 μ F
C_{f1}, C_{f2}	220 nF
L_f	300 μ H
D_1 - D_4	MUR160
D_5 - D_8	BYV-280
S_1, S_2	SPP24N60C3
D_{Lo}, D_{DC}	MUR160
LEDs	LXK2-PWC4-0220

Fonte: Autoria própria.

A Figura 37 apresenta o circuito elétrico simulado no OrCAD.

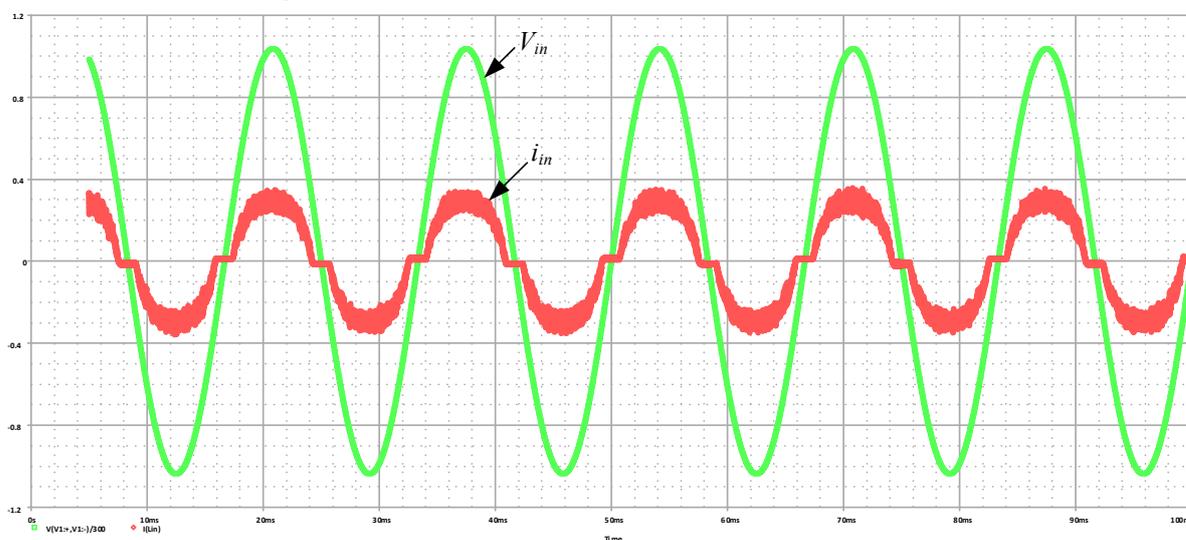
Figura 37 – Circuito elétrico virtualmente simulado.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 38 apresenta a tensão e a corrente da fonte de alimentação de entrada. A distorção harmônica total da corrente (DHTi) da fonte de entrada v_{in} calculada pela ferramenta é de 12,5% com todos os harmônicos individuais satisfazendo a IEC 61000-3-2 classe C.

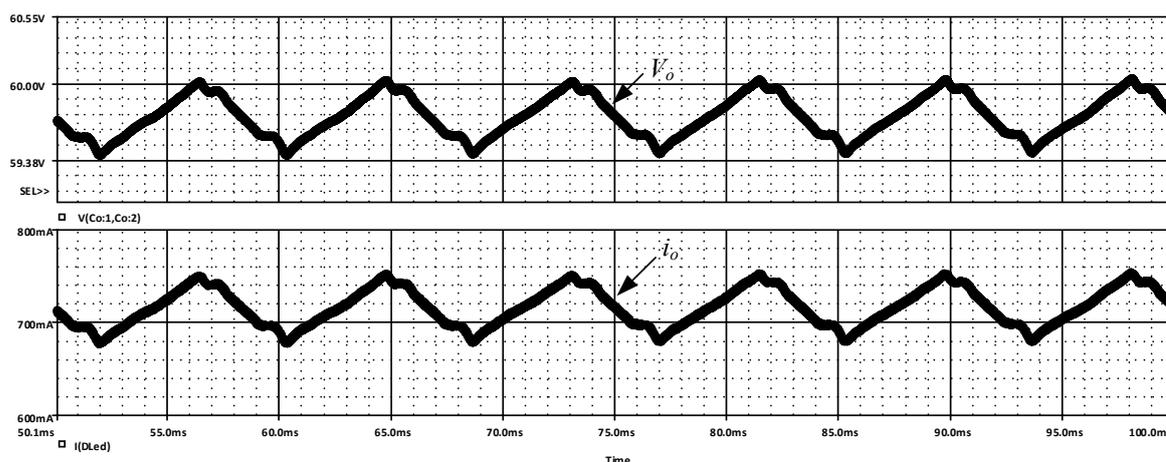
Figura 38 – Tensão e corrente da fonte de entrada v_{in} .



Fonte: Autoria própria.

A Figura 39 apresenta a tensão e a corrente dos LEDs. Como pode ser observado, a ondulação da corrente é de aproximadamente 65 mA, ou seja, abaixo dos 10% conforme recomendação da IEEE Std 1789-2015. O rendimento simulado é de aproximadamente 95%. Este rendimento foi obtido considerando as características reais dos componentes a serem utilizados no protótipo.

Figura 39 – Tensão e corrente dos LEDs.



Fonte: Autoria própria.

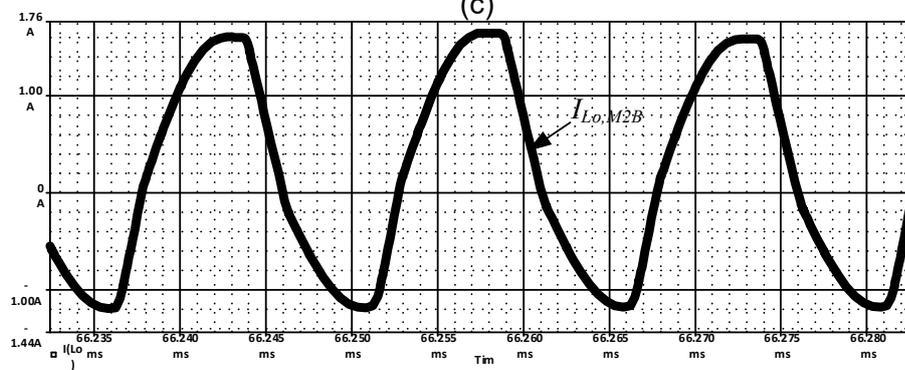
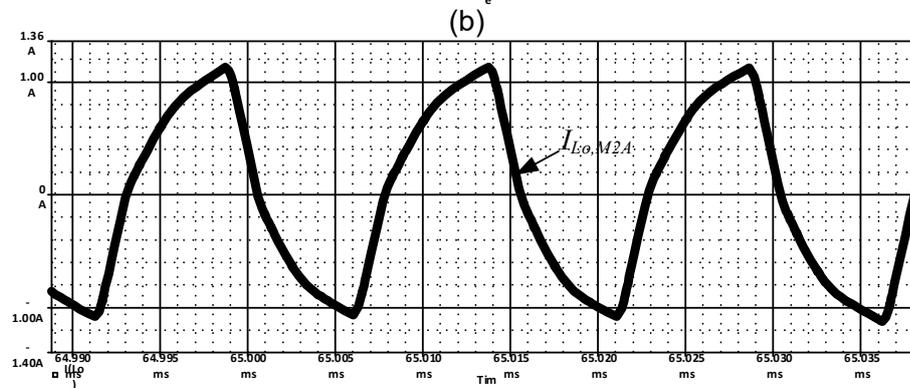
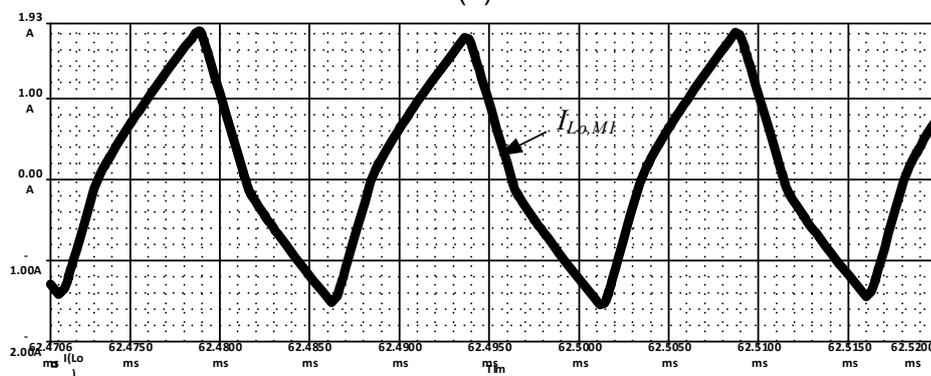
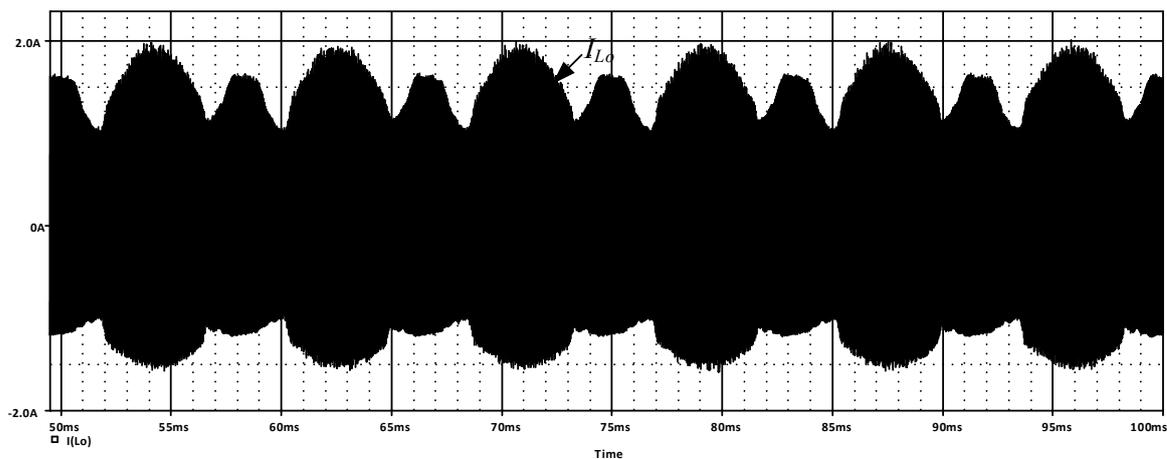
A Figura 40 (a) apresenta a corrente do indutor L_o na frequência da rede de alimentação. Como pode ser observado através da Figura 40 (b), Figura 40 (c) e Figura 40 (d), respectivamente, à medida em que a tensão de entrada vai se aproximando de zero, a forma de i_{L_o} tende a uma forma de onda senoidal, caracterizando a ressonância entre L_o e C_{in} .

A Figura 41 (a) apresenta a tensão do capacitor C_{in} para baixa frequência e Figura 41 (b) a tensão do capacitor C_{in} para alta frequência no Modo 2-B. Como pode-se observar, o nível de energia processado por C_{in} é mais significativo nas regiões onde os valores de v_{in} são próximos da passagem por zero, ou seja, na região onde não há o fornecimento de energia da fonte v_{in} para o circuito. Assim, fica evidenciado o conceito *Charge-Pump*, que está relacionado diretamente ao comportamento de C_{in} .

A Figura 42 apresenta as tensões sobre os capacitores C_b e C_{DC} . Através de V_{C_b} é possível observar a ação Valley-Fill. Também pode-se observar que V_{DC} apresenta valores menores que V_p . Portanto, o tamanho físico do capacitor de barramento torna-se mais reduzido, possibilitando a utilização de capacitores com tecnologias diferentes das dos eletrolíticos.

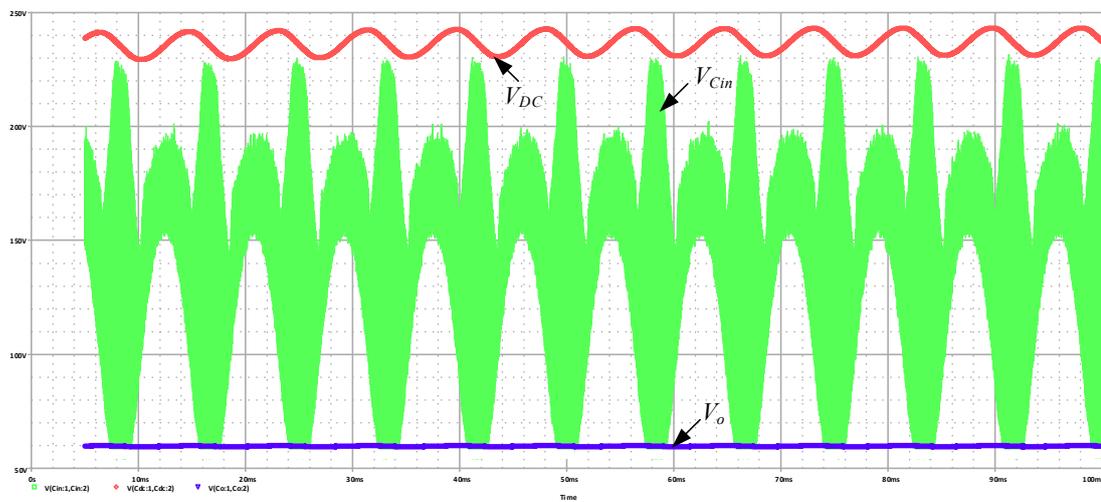
Para finalizar, a Figura 43 apresenta a tensão e a corrente em um dos interruptores S. Como pode-se observar, a comutação ocorre sob tensão nula contribuindo para o aumento da eficiência do sistema.

Figura 40 – Corrente no indutor L_o na frequência: (a) da rede; (b) de comutação para Modo 1; (c) de comutação para Modo 2-A; (d) de comutação para Modo 2-B.

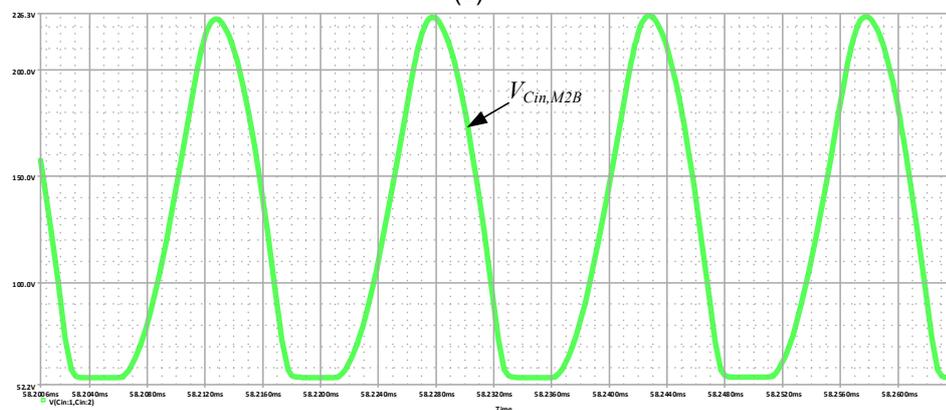


Fonte: Autoria própria.

Figura 41 – Tensão sobre: (a) os capacitores C_{DC} , C_{in} e V_o na frequência da rede; (b) o capacitor C_{in} na frequência de comutação para o Modo 2-B.



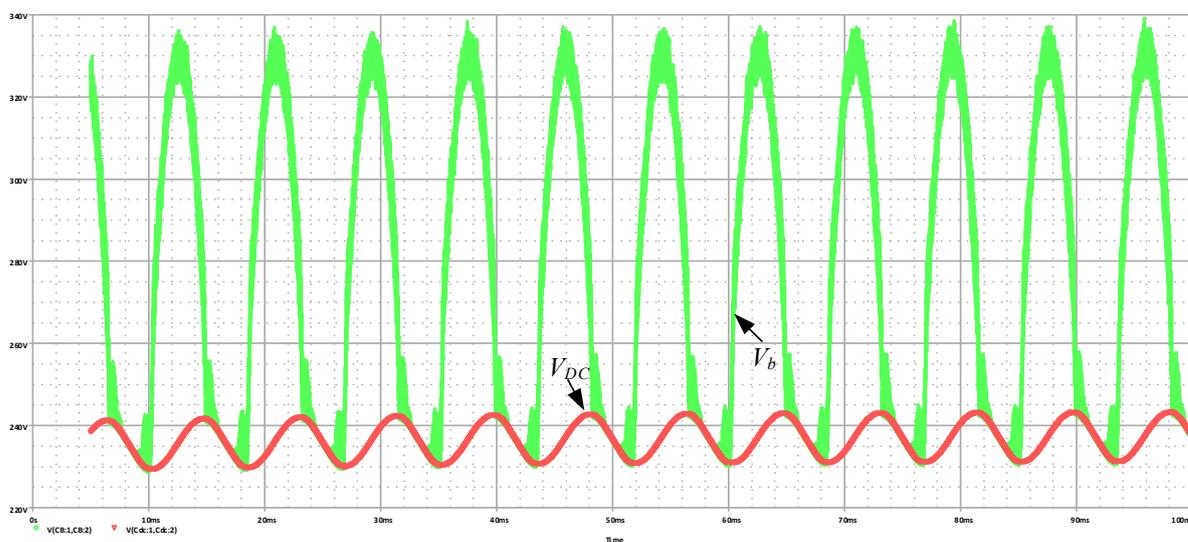
(a)



(b)

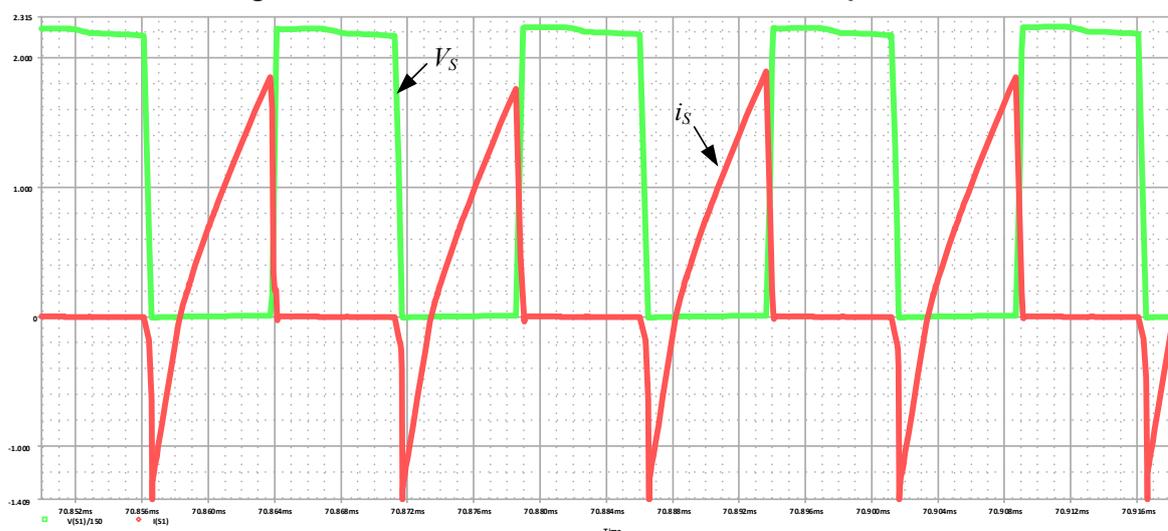
Fonte: Autoria própria.

Figura 42 – Tensão sobre os capacitores C_b e C_{DC} .



Fonte: Autoria própria.

Figura 43 – Tensão e corrente em um dos interruptores S.



Fonte: Autoria própria.

A Tabela 3 apresenta uma comparação entre os valores das correntes do indutor L_o calculados e simulados em cada um dos três modos de operação.

Tabela 3 – Comparação entre valores calculados e simulados das correntes do indutor L_o .

Modo 1				
Corrente	Calculado (A)	Simulado (A)	Diferença (A)	Percentual
I_1	1,18	0,95	0,23	≈ 19%
I_2	1,95	1,95	0	0%
I_3	0,85	0,74	0,11	≈ 13%
I_4	1,6	1,57	0,03	≈ 2%
Modo 2-A				
I_1	1,21	1,16	0,05	≈ 4%
I_2	1,29	1,25	0,04	≈ 3%
I_3	0,89	0,91	0,02	≈ 2%
I_4	1,06	1,09	0,03	≈ 2,5%
I_5	1,11	1,18	0,07	≈ 6%
Modo 2-B				
I_1	1,83	1,75	0,1	≈ 4%
I_2	1,26	1,26	0	0%

Fonte: Autoria própria.

A Tabela 4 apresenta os valores dos intervalos de tempos calculados e simulados para cada etapa em cada um dos três modos de operação.

Tabela 4 – Comparação entre valores calculados e simulados dos tempos das etapas.

Modo 1				
Tempo	Calculado (μs)	Simulado (μs)	Diferença (μs)	Percentual
Δt_1	2,82	2,3	0,52	$\approx 18\%$
Δt_2	2,55	3,17	0,62	$\approx 19\%$
Δt_3	2,5	2,68	0,18	$\approx 6,5\%$
Δt_4	2,314	2,013	0,301	$\approx 13\%$
Δt_5	2,685	2,7	0,015	$\approx 0,5\%$
Δt_6	2,12	1,96	0,16	$\approx 7,5\%$
Total:	14,989	14,823		
Modo 2-A				
Δt_1	4,45	4,37	0,08	$\approx 2\%$
Δt_2	1,52	1,52	0	0%
Δt_3	1,64	1,64	0	0%
Δt_4	2,98	2,85	0,13	$\approx 4\%$
Δt_5	1,89	1,41	0,48	$\approx 25\%$
Δt_6	0,978	1,51	0,532	$\approx 35\%$
Δt_7	1,51	1,53	0,02	$\approx 1\%$
Total:	14,968	14,83		
Modo 2-B				
Δt_1	4,87	4,82	0,05	$\approx 1\%$
Δt_2	1,58	1,2	0,38	$\approx 24\%$
Δt_3	2,35	2,2	0,15	$\approx 6\%$
Δt_4	4,87	5,3	0,43	$\approx 8\%$
Δt_5	1,3	1,4	0,1	$\approx 7\%$
Total:	14,97	14,92		

Fonte: Autoria própria.

Pode-se observar através dos valores apresentados nas tabelas 3 e 4 que os menores erros percentuais foram obtidos no modo 2-B. Como este modo foi utilizado para obter o valor de L_o , espera-se que o modelo matemático também seja validado através dos resultados obtidos nos ensaios de laboratório.

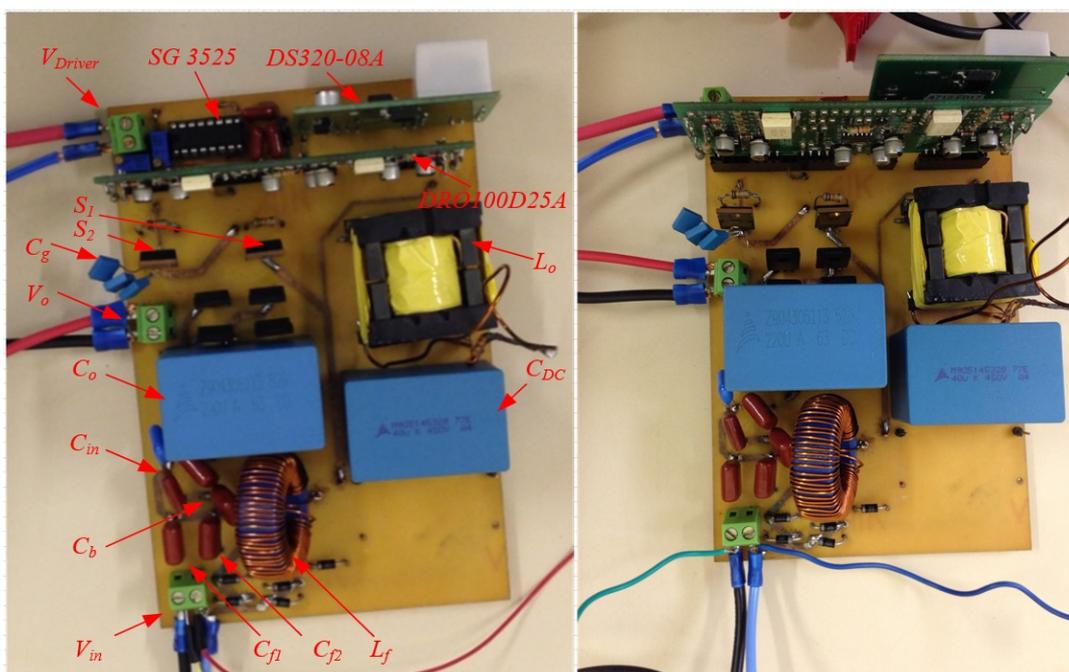
5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com a finalidade de verificar o modelo matemático do conversor proposto e os resultados alcançados por simulações numéricas computacional, neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos através dos ensaios realizados em um protótipo desenvolvido em laboratório, conforme imagens apresentadas na Figura 44.

Para o acionamento dos interruptores S_1 e S_2 , optou-se pelo oscilador PWM SG3525A. A utilização deste circuito integrado (CI) possibilita o ajuste de corrente requerido pelo *driver* duplo DRO100D25A utilizado para condicionar o sinal de *gate* dos MOSFETs de maneira isolada. Para alimentar o *driver*, é necessário utilizar a fonte DS320-08A.

Os ensaios foram realizados para duas frequências de comutação. Primeiramente foi utilizada uma frequência de comutação de 67 kHz e implementou-se o protótipo aplicando os parâmetros especificados nas Tabelas 1 e 2 do capítulo 4. Na sequência, utilizou-se uma frequência de 90 kHz. Optou-se em ensaiar o conversor com uma frequência mais elevada com o objetivo de avaliar o rendimento do conversor. É evidente que o aumento da frequência permite a compactação do sistema, característica muito importante para aplicações com LEDs.

Figura 44 – Protótipo implementado do conversor.



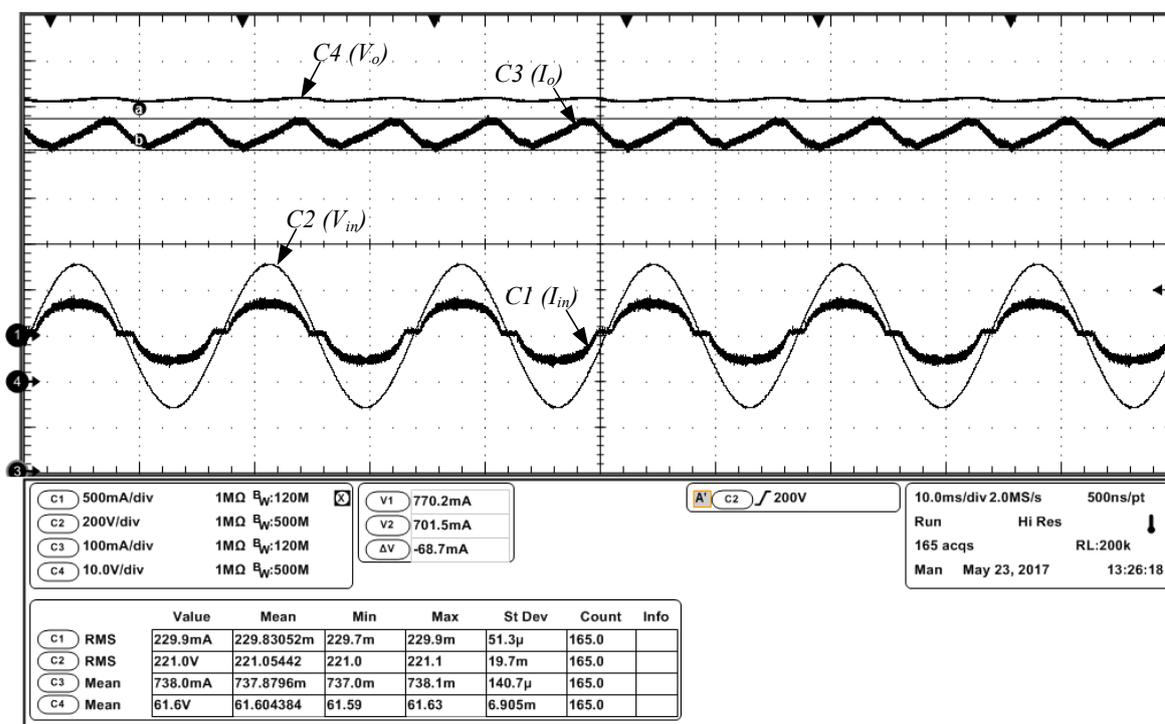
Fonte: autoria própria

5.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM 67 KHZ

Na frequência de 67 kHz o projeto físico de L_o foi implementado com o núcleo ETD29 N97 da Fair Rite. O indutor foi constituído com 57 espiras e utilizou-se dois fios Litz (area 41) em paralelo. O capacitor C_{in} foi obtido utilizando um capacitor de 56 nF em paralelo com um capacitor de 68 nF.

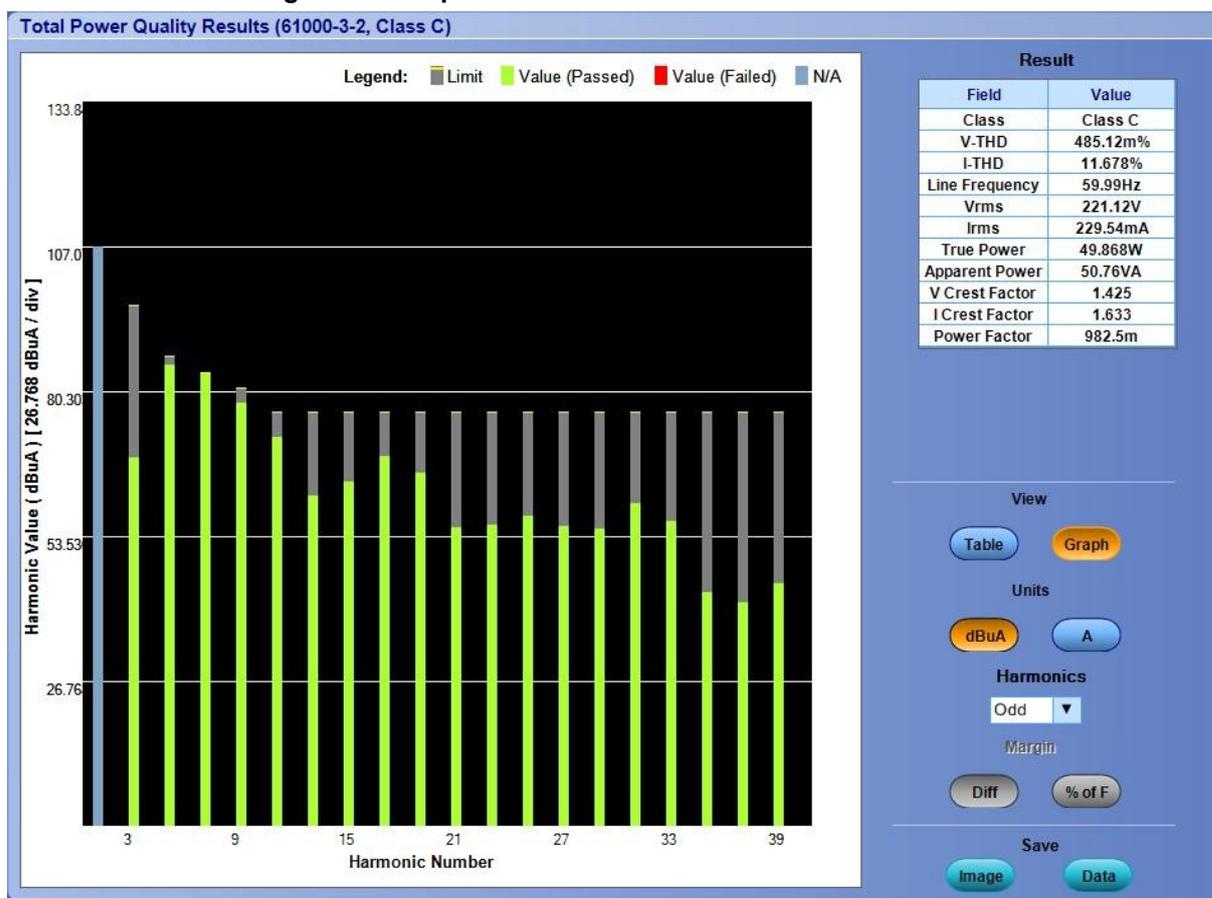
A Figura 45 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente da fonte de entrada v_{in} , assim como as formas de onda da tensão e da corrente dos LEDs. A DHT da corrente da fonte de entrada obtida é de 11,67%, com todas as harmônicas individuais dentro dos limites da IEC 61000-3-2 Classe C, conforme apresentado na Figura 46. Conforme pode ser observado, a ondulação da corrente nos LEDs é de 68,7 mA, totalizando 9,3% e indo ao encontro da recomendação da IEEE Std 1789-2015. A Figura 47 apresenta a variação da DHTi e do FP em função da variação da tensão da fonte de entrada entre 160 a 265 volts eficazes. Nestas curvas verifica-se que tanto a THDi quanto o FP apresentam valores dentro das especificações impostas pelas normas que regulamentam sistemas eletrônicos para iluminação.

Figura 45 – Tensão e corrente da fonte de entrada, v_{in} e i_{in} , e de saída, V_o e I_o .



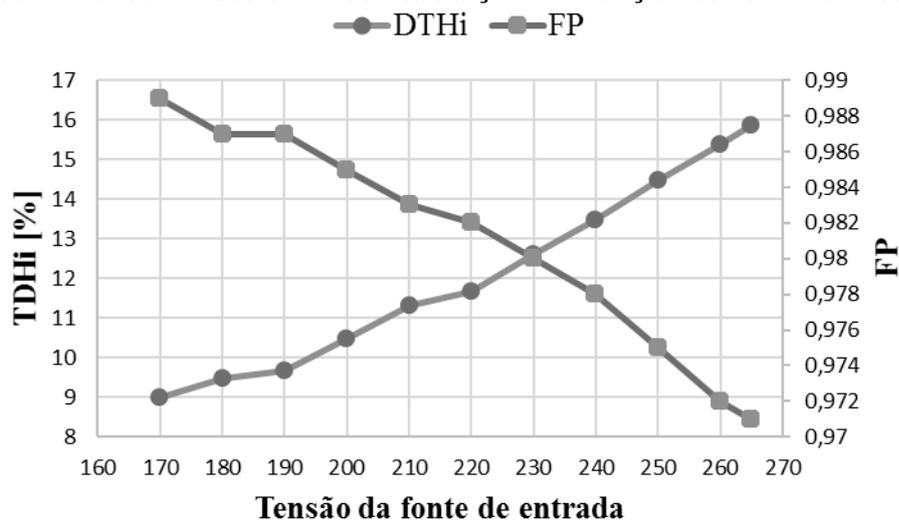
Fonte: Autoria própria.

Figura 46 – Espectro harmônico da corrente de entrada.



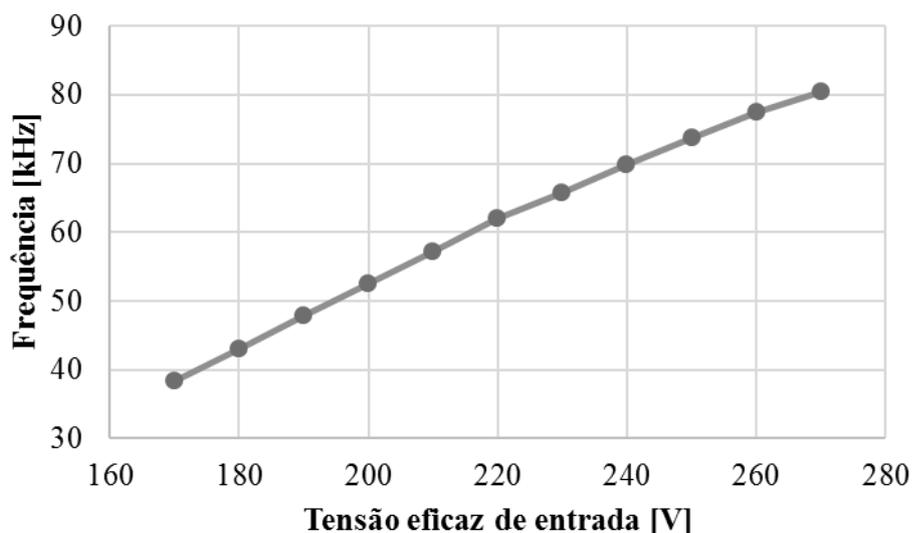
Fonte: Autoria própria.

Figura 47 – Curva da DTHi e do FP em função da variação da tensão de entrada.



A Figura 48 apresenta a curva da variação da tensão de entrada em função da frequência de comutação. Através desta curva, pode-se avaliar a possibilidade de implementação com entrada universal utilizando razão cíclica fixa.

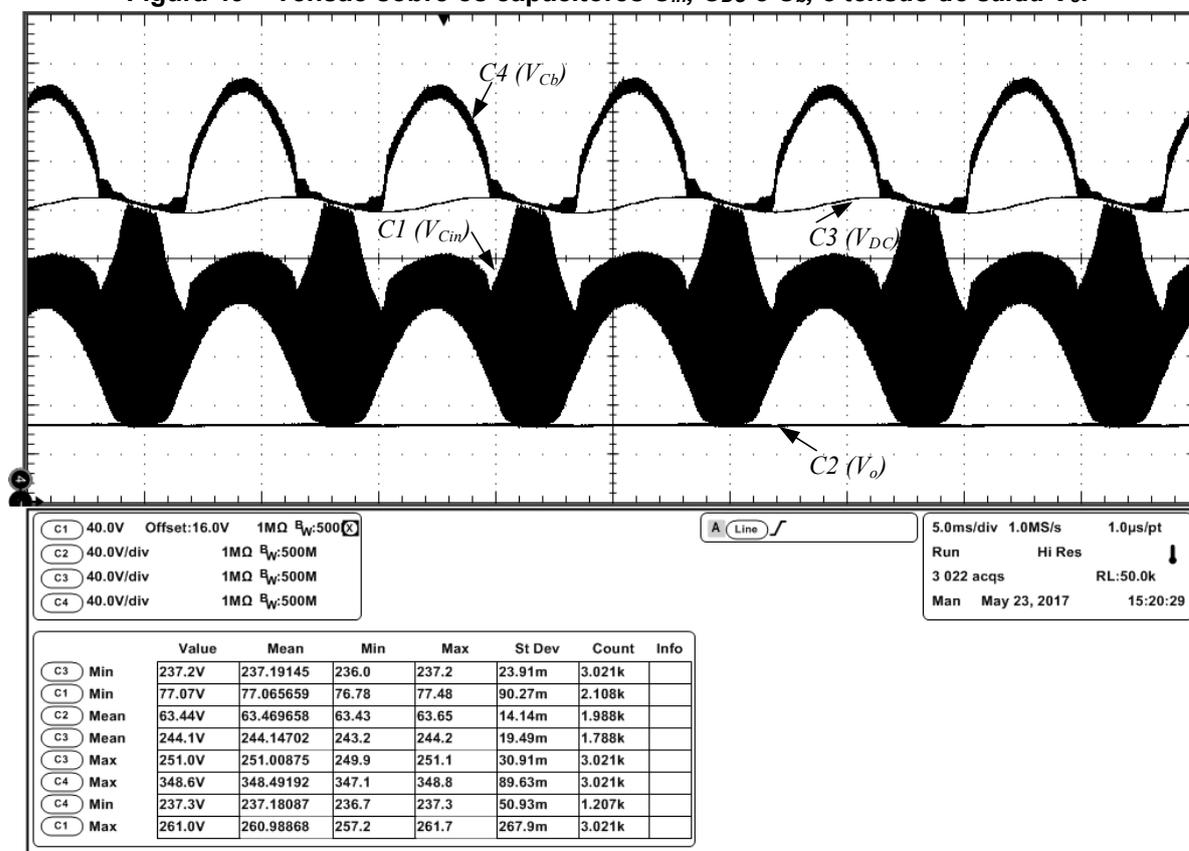
Figura 48 – Espectro harmônico da corrente de entrada.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 49 apresenta as formas de onda da tensão sobre os capacitores C_{in} , C_{DC} e C_b , assim como a tensão de saída V_o . Como pode ser observado, a tensão de barramento V_{DC} apresenta um valor médio em torno de 245 V, ficando abaixo da tensão de pico da fonte de entrada que é da ordem de 311 V.

Figura 49 – Tensão sobre os capacitores C_{in} , C_{DC} e C_b , e tensão de saída V_o .

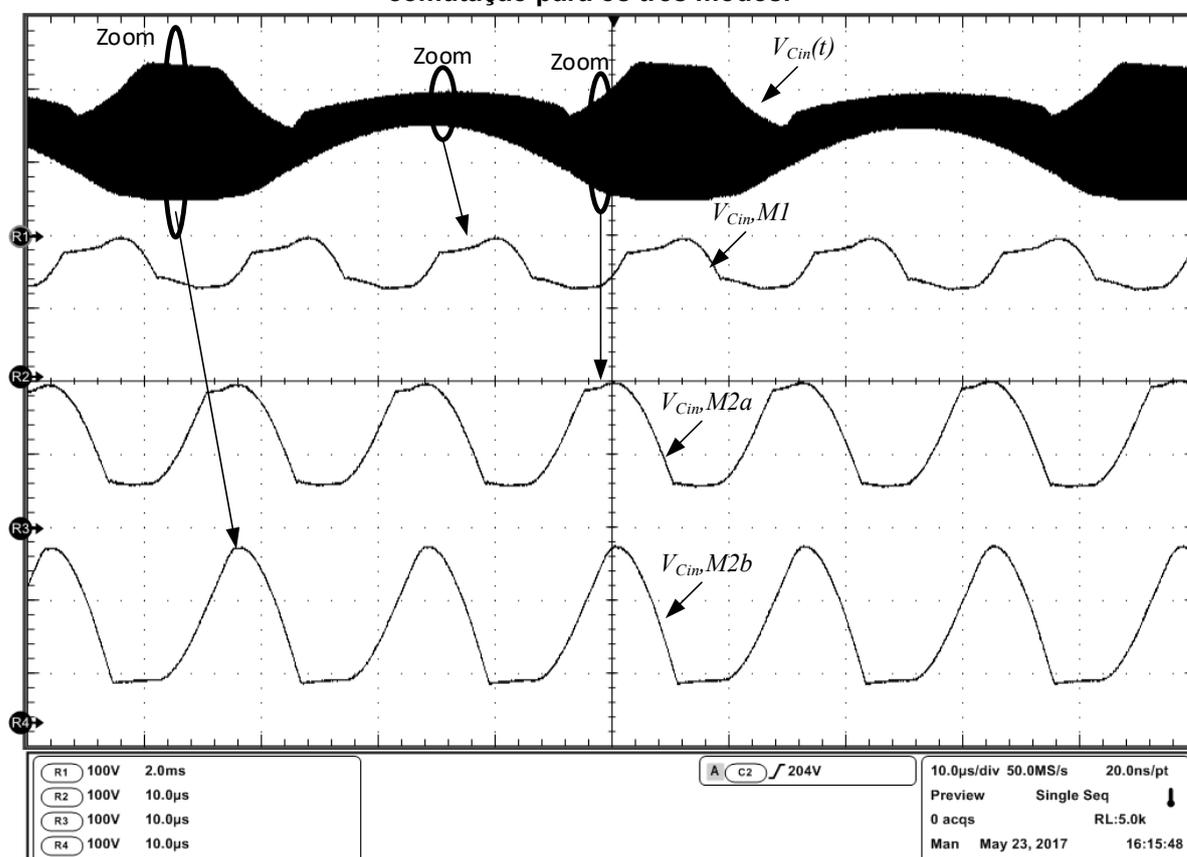


Fonte: Autoria própria.

O comportamento *Valley-Fill* que caracteriza os Modos 1, 2-A e 2-B de operação do conversor também pode ser verificado através da tensão sobre o capacitor C_b . Também, na Figura 49, pode-se observar as características *Charge-Pump* impostas pelo capacitor C_{in} . É verificado que, para região onde a tensão da fonte de entrada se aproxima de zero, a tensão de C_{in} aumenta, garantindo que o fator de crista da corrente de L_o seja reduzido. Com o fator de crista reduzido, a ondulação da corrente dos LEDs também diminui.

A Figura 50 apresenta as formas de onda da tensão sobre o capacitor C_{in} , primeiramente na frequência da rede de alimentação (60 Hz), e na sequência na frequência de comutação (67 kHz) para os três modos de operação do conversor. Como pode ser notado, as formas de onda de V_{Cin} da Figura 50 são muito semelhantes aos resultados obtidos na simulação e apresentados na Figura 41, assim como às formas de onda teóricas apresentadas na Figura 17, Figura 27 e Figura 34. Pode-se observar que a ressonância se torna cada vez mais expressiva na medida que a tensão da fonte de entrada se aproxima de zero.

Figura 50 – Tensão sobre o capacitor C_{in} na frequência da rede e na frequência de comutação para os três modos.

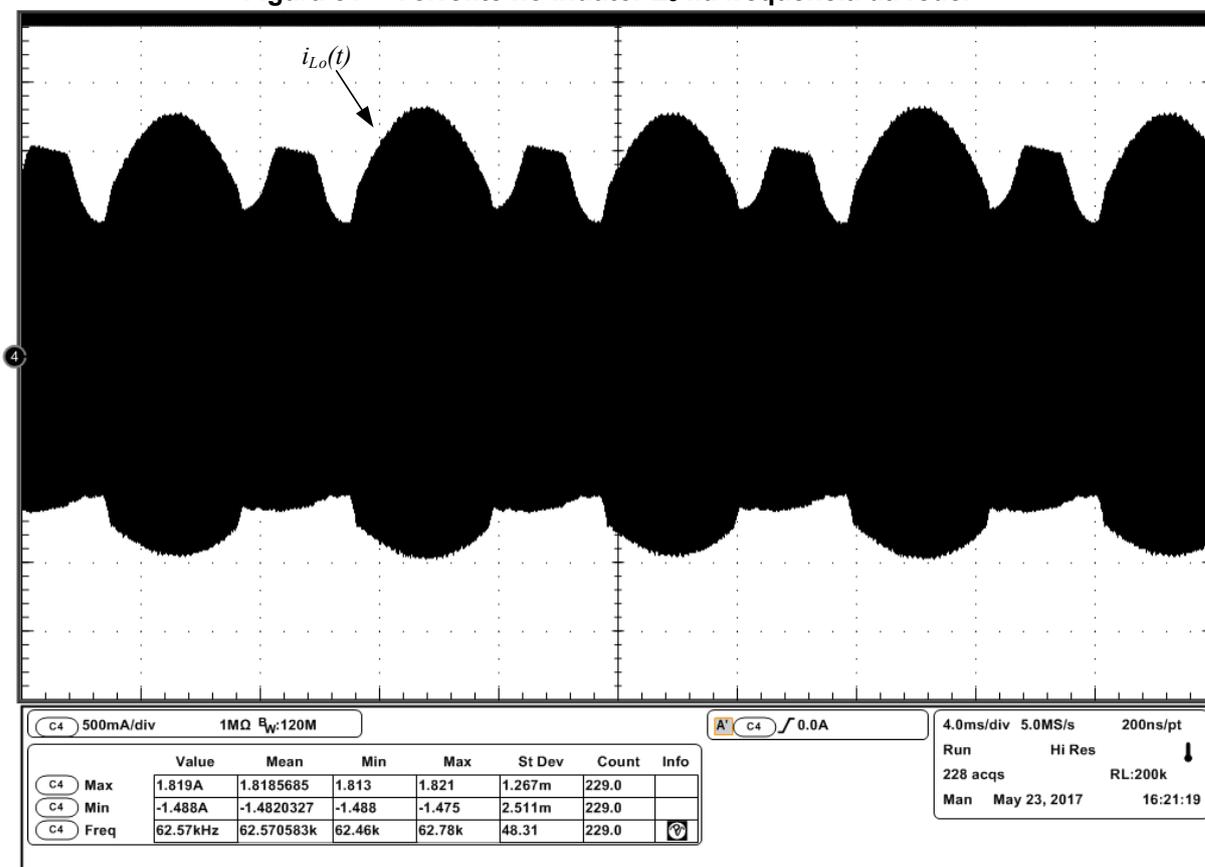


Fonte: Autoria própria.

Assim como apresentado na Figura 40 (a) obtida na simulação, a Figura 49 apresenta a corrente do indutor L_o na frequência da rede. Já a Figura 52 apresenta as correntes no indutor L_o na frequência de comutação para os Modos 1, 2-A e 2-B.

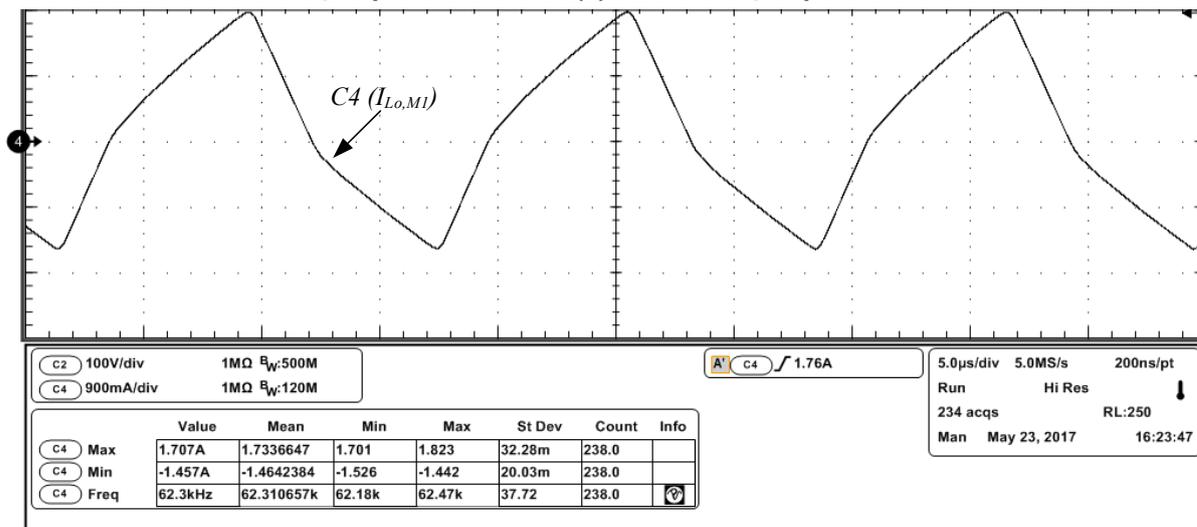
Em relação às características operacionais de saída do conversor, ao se analisar os valores máximos e mínimos, principalmente em relação à forma apresentada na Figura 51, pode-se constatar que o conversor apresenta uma forma de onda assimétrica, porém sem influenciar na correção do fator de potência, visto que a corrente de entrada não apresentou qualquer assimetria.

Figura 51 – Corrente no indutor L_o na frequência da rede.

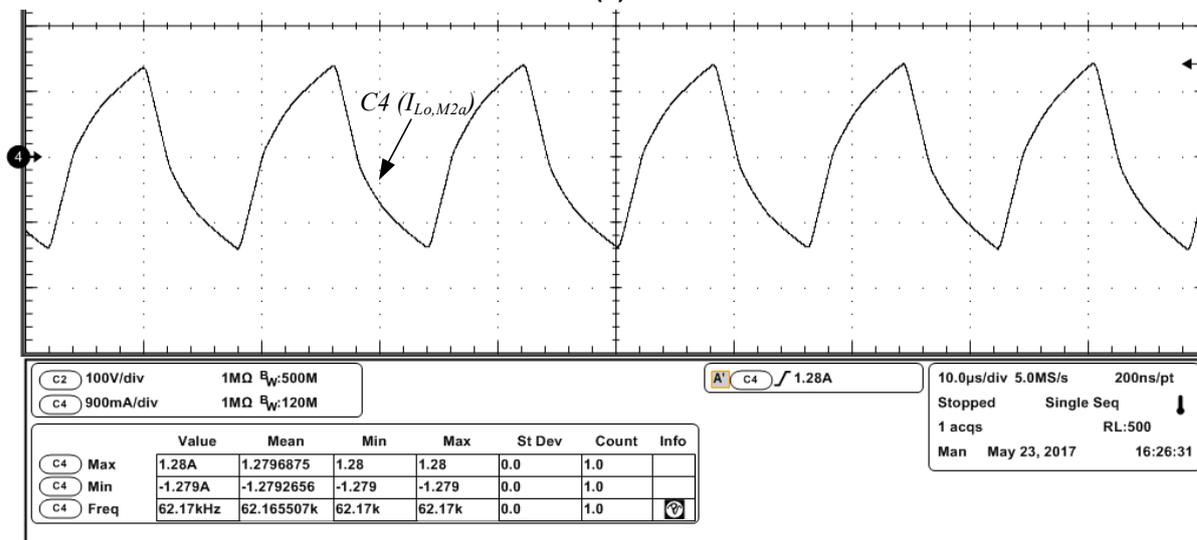


Fonte: Autoria própria.

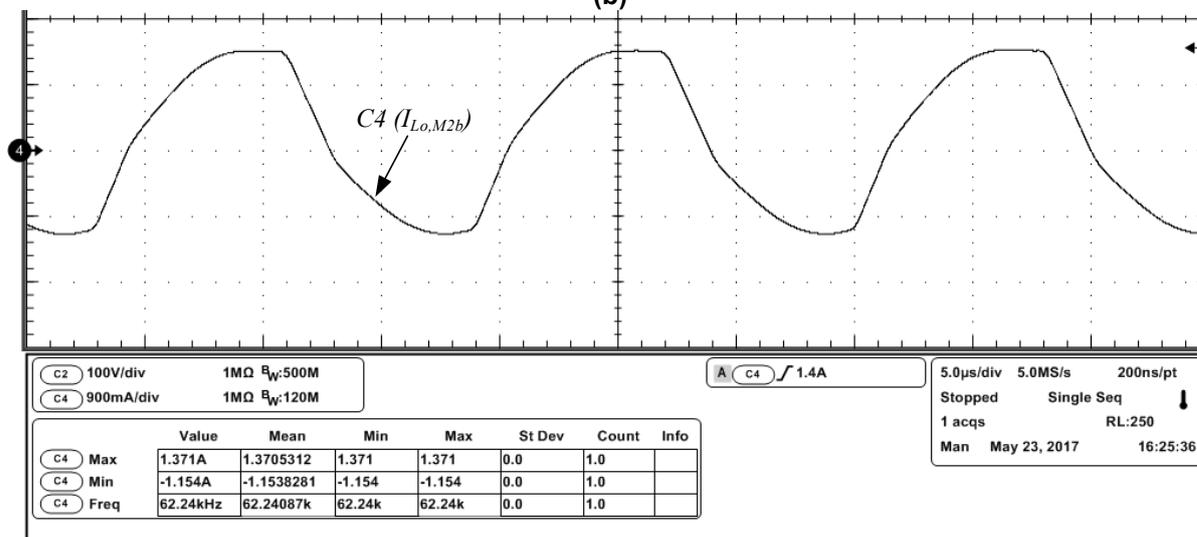
Figura 52 – Corrente no indutor L_o na frequência: (a) de comutação para Modo 1; (b) de comutação para Modo 2-A; (c) de comutação para Modo 2-B.



(a)



(b)

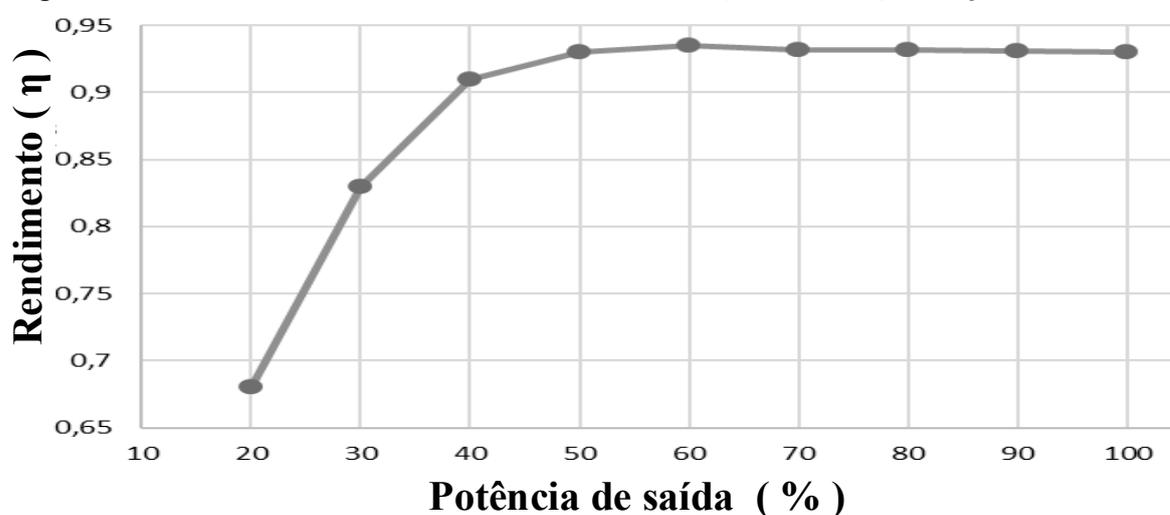


(c)

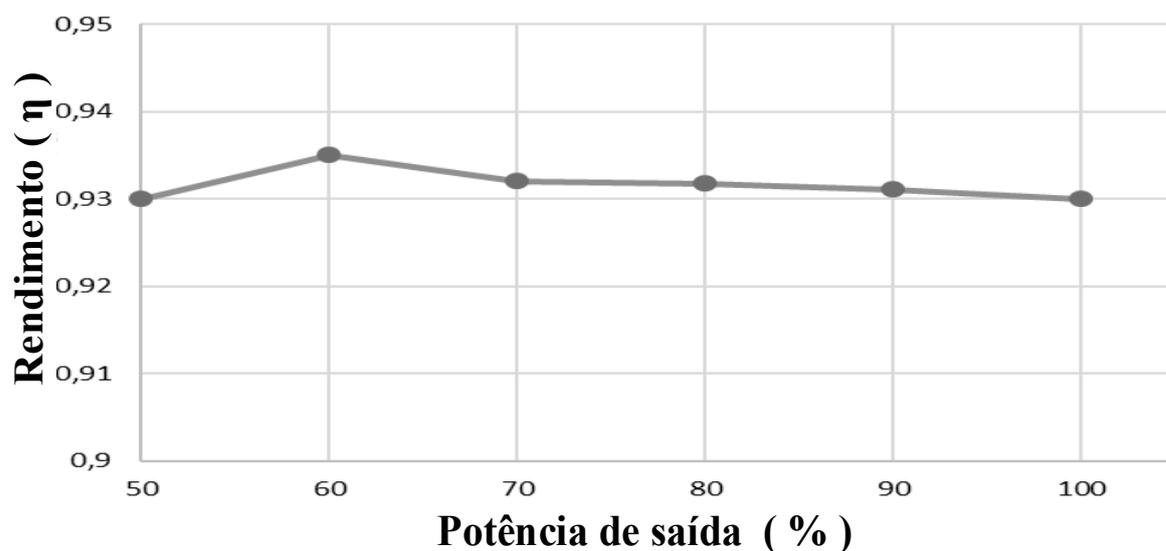
Fonte: Autoria própria.

A Figura 53 apresenta a curva do rendimento (η) do conversor para diferentes valores de potência de saída. Na Figura 51 (a), tem-se uma variação de 20 % a 100 %, enquanto que na Figura 51 (b) tem-se uma variação de 50 % a 100 %. Pode-se observar que o máximo rendimento alcançado é de 93,5 % enquanto que para a potência nominal é de 93 %. Também pode-se verificar que, para potências de saída acima de 50 %, o rendimento não apresenta valores inferiores a 93%. Os valores relativos ao rendimento foram obtidos utilizando o wattímetro (analisador de potência de precisão) *Yokogawa WT500*.

Figura 53 – Gráfico de rendimento do conversor em função da variação da potência de saída.



(a)

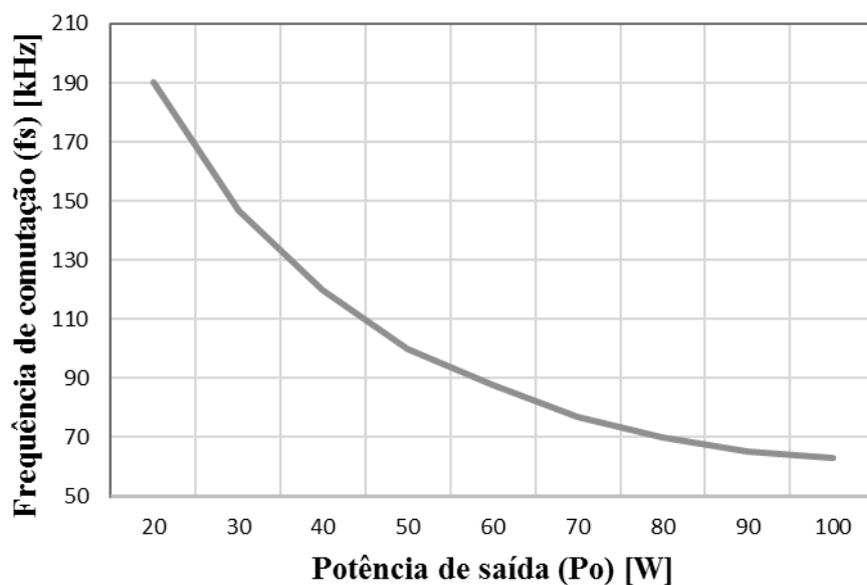


(b)

Fonte: Autoria própria.

A Figura 54 apresenta a curva da variação da frequência de comutação f_s em função da potência de saída do conversor P_o . Observa-se que a variação é expressiva entre os valores máximos e mínimos de potência o que poderá dificultar um eventual projeto de controle mantendo razão cíclica fixa. Também existe um impacto referente ao projeto dos magnéticos do conversor que deve ser realizado em função dos valores mínimos de frequência e valores máximos de potência.

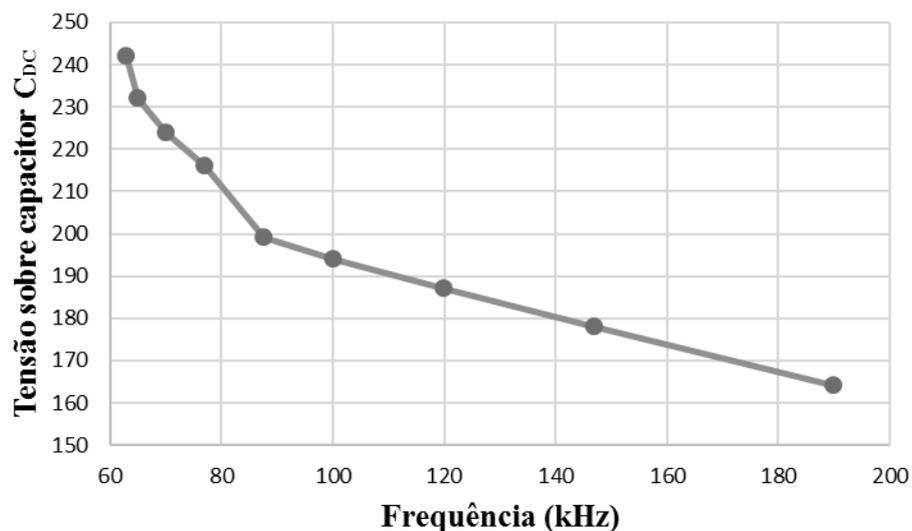
Figura 54 – Gráfico da variação da frequência de comutação em função da variação da potência de saída.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 55 apresenta a curva da tensão sobre o capacitor de barramento C_{DC} em função da variação da frequência de comutação f_s . A variação da frequência de comutação está relacionada com a variação da potência apresentada na Figura 54. É verificado que a tensão sobre o capacitor reduz à medida em que a frequência de comutação aumenta. É evidenciado também que, em relação a Figura 54, quanto menor for a potência de saída menor será a tensão do capacitor C_{DC} . Nestas condições, a correção do fator de potência fica prejudicada.

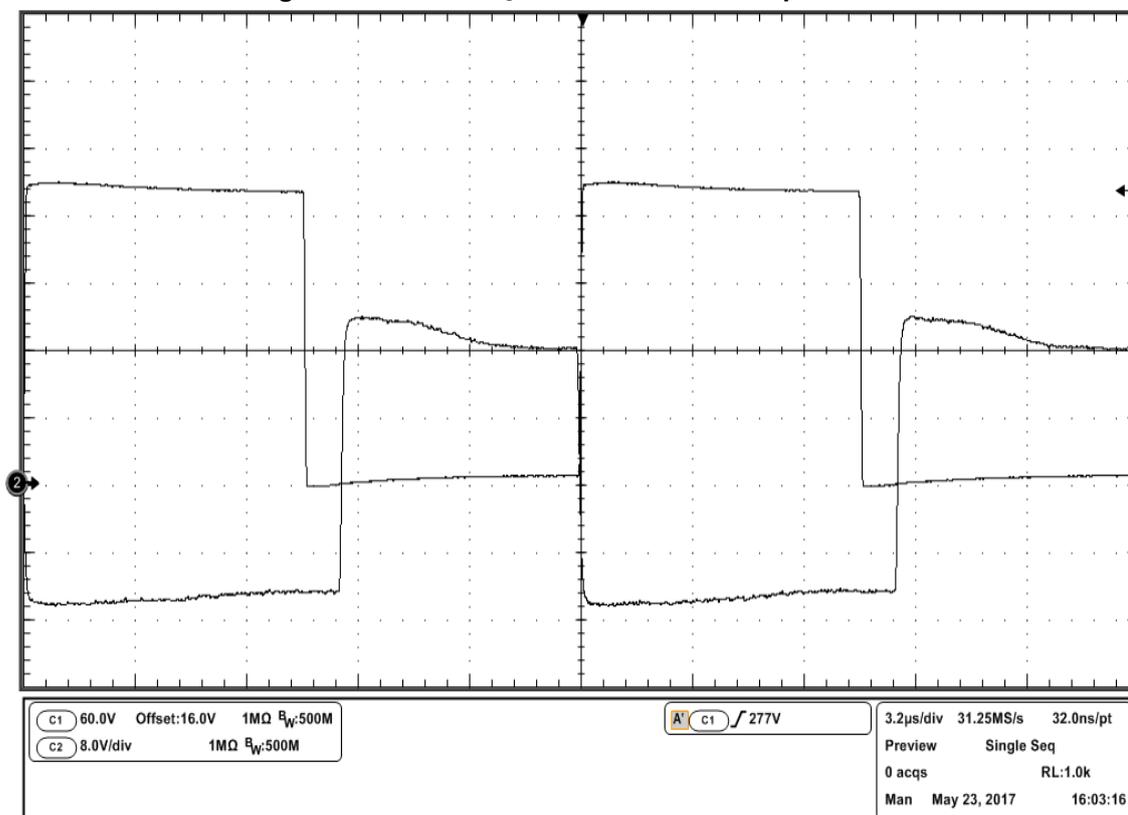
Figura 55 – Gráfico da variação tensão do capacitor C_{DC} em função da variação da frequência de comutação f_s .



Fonte: Autoria própria.

A Figura 56 apresenta a tensão e o pulso de comando de um dos interruptores MOSFETs. A comutação ZVS é observada, contribuindo para o aumento do rendimento do conversor.

Figura 56 – Comutação de um dos interruptores S.



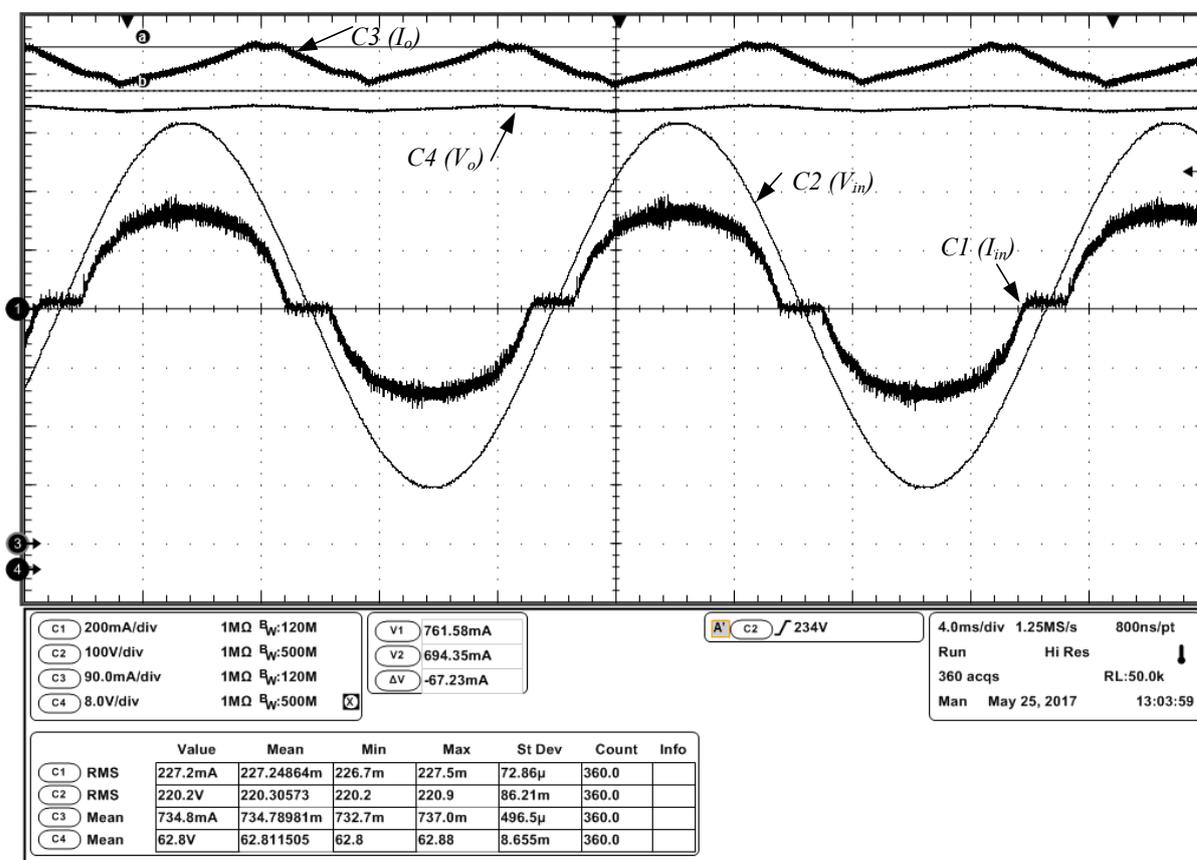
Fonte: Autoria própria.

5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM 90 KHZ

Na frequência de 90 kHz, o valor de L_o é de 247 μH . O projeto físico de L_o foi implementado apenas ajustando o entreferro do indutor construído em 67 kHz. Sendo assim, não houve otimização do magnético, o que pode impactar negativamente no rendimento do conversor. Nesta frequência, mantendo a relação entre a frequência de comutação e a frequência de ressonância (μ_o) de 1,35, o valor do capacitor C_{in} calculado é de 23,15 nF, implicando na utilização de um valor comercial de 22 nF.

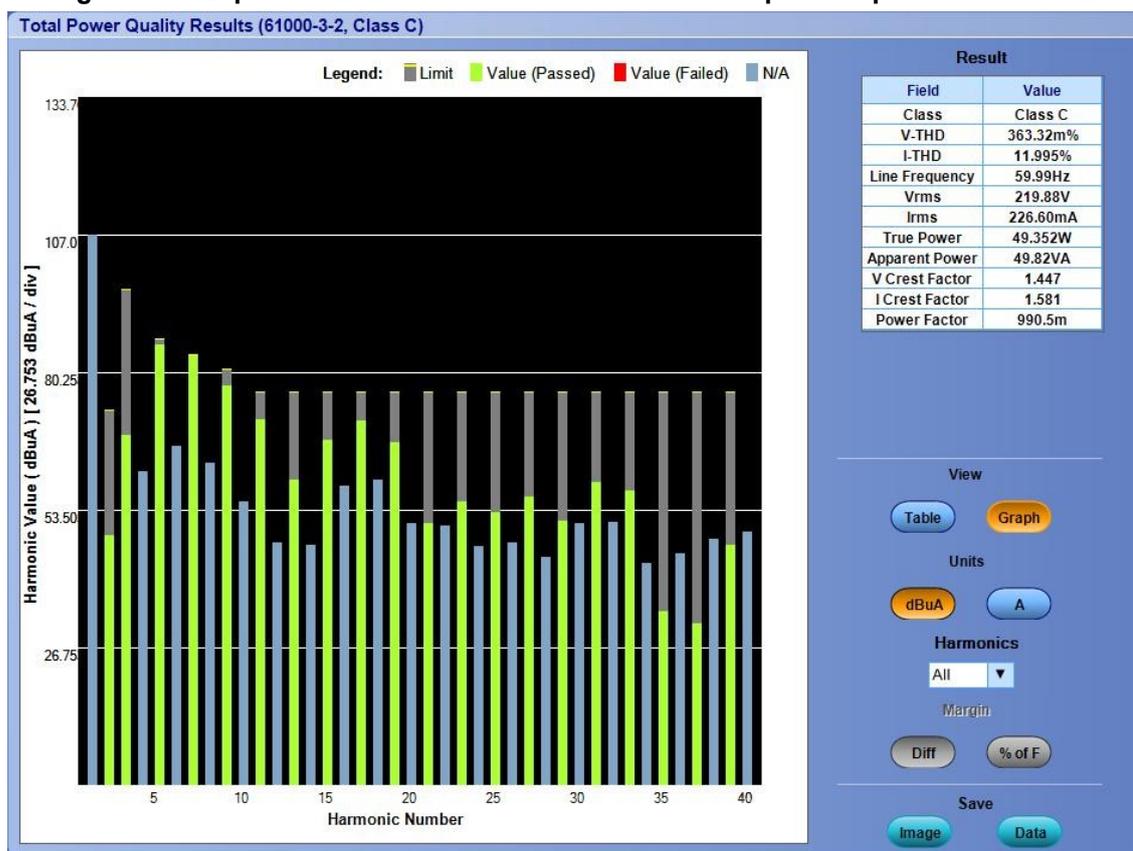
A Figura 57 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente da fonte de alimentação de entrada v_{in} , assim como as formas de onda da tensão e da corrente dos LEDs. A DHT da corrente da fonte de entrada obtida é de 12%, com todas as harmônicas individuais dentro dos limites da IEC 61000-3-2 Classe C, conforme apresentado na Figura 58. A ondulação da corrente nos LEDs é de 67,3 mA, totalizando 9,3% e indo ao encontro da recomendação da IEEE Std 1789-2015.

Figura 57 – Tensão e corrente da fonte de entrada, v_{in} e i_{in} , e de saída, V_o e I_o .



Fonte: Autoria própria.

Figura 58 – Espectro harmônico da corrente de entrada para frequência de 90 kHz.



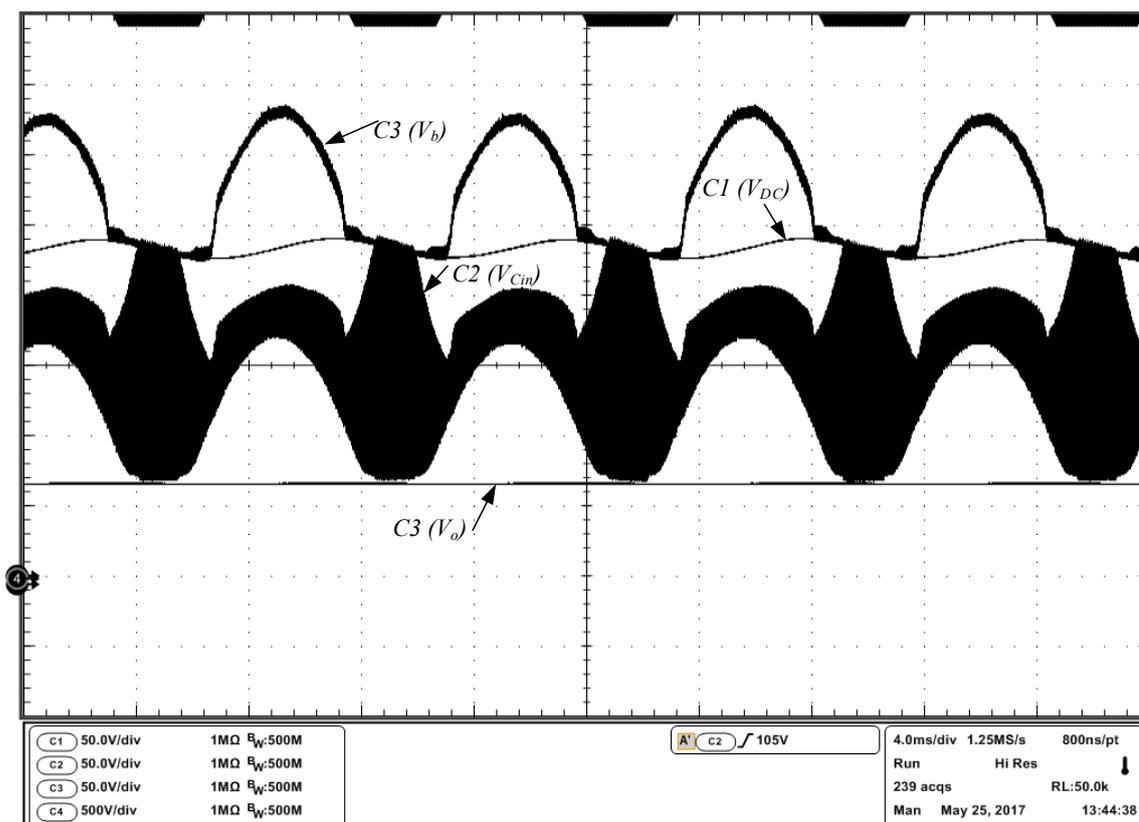
Fonte: Autoria própria.

Conforme pode ser observado, o aumento da frequência da comutação não implicou na alteração do comportamento do conversor pois os valores, tanto da DHT da corrente de entrada quanto da ondulação da corrente dos LEDs, são semelhantes aos encontrados para a frequência de 67 kHz. O rendimento obtido através do wattímetro digital na potência nominal de operação é de 92,8 %.

A Figura 59 apresenta as formas de onda da tensão sobre os capacitores C_{in} , C_{DC} e C_b , assim como a tensão de saída V_o . Verifica-se que a tensão sobre o capacitor de barramento V_{DC} apresenta valores médios em torno de 240 V, ficando abaixo da tensão de pico da fonte de entrada que é da ordem de 311 V. Também é observado através da tensão do capacitor C_b , o comportamento *Valley-Fill*, bem como as características *Charge-Pump* impostas pelo capacitor C_{in} .

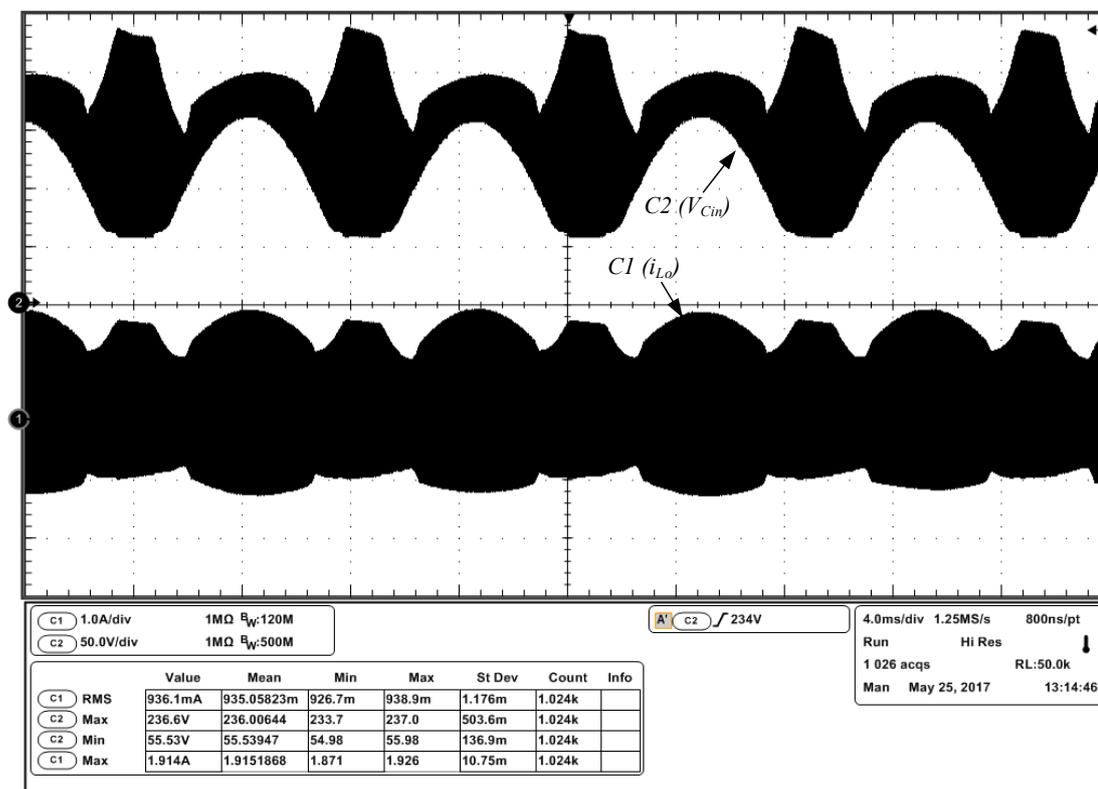
A Figura 60 mostra a tensão sobre o capacitor C_{in} e a corrente no indutor L_o , evidenciando o efeito *Charge-Pump* sobre a ondulação da corrente i_{L_o} .

Figura 59 – Tensão sobre os capacitores C_{in} , C_{DC} e C_b , e tensão de saída V_o .



Fonte: Autoria própria.

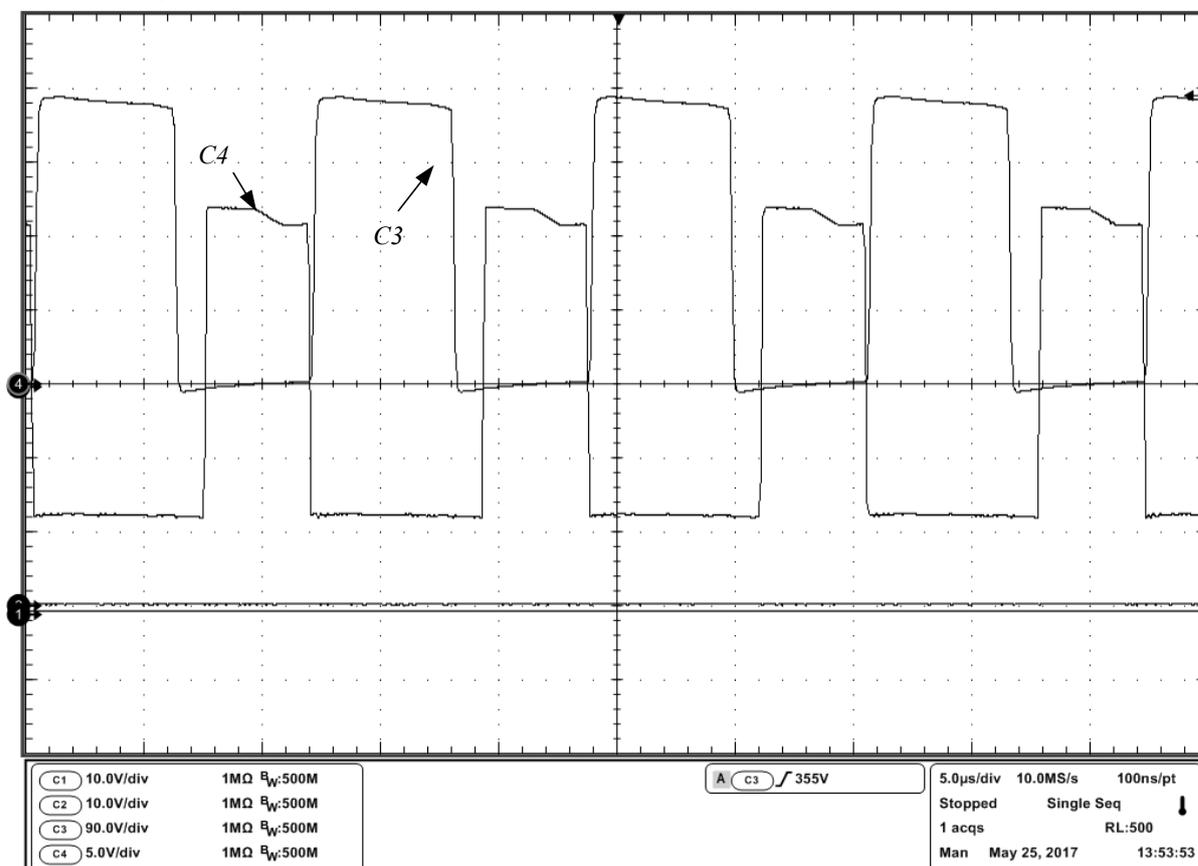
Figura 60 – Tensão sobre o capacitor C_{in} e corrente no indutor L_o na frequência da rede com o conversor operando em 90 kHz.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 61 apresenta a comutação sobre um dos interruptores MOSFETs. Através desta figura, que corresponde a tensão entre *dreno* e *source* e o pulso de comando aplicado, pode-se observar a comutação sob tensão nula.

Figura 61 – Comutação em um dos interruptores S na frequência de 90 kHz.



Fonte: Autoria própria.

Para finalizar o capítulo, é importante ressaltar que foram apresentados os resultados experimentais para o conversor operando com frequências de comutação de 67 kHz e 90 kHz. Conforme resultados apresentados, não foi observada qualquer diferença quanto às características operacionais devido à elevação da frequência. Inclusive, os rendimentos em ambas as frequências são muito semelhantes. No entanto, é possível que com frequência nominal muito elevada, a dimerização por frequência torna-se limitada.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

As pesquisas e os desenvolvimentos de sistemas eletrônicos para iluminação com LEDs têm sido um dos fatores de constantes desafios para todos os pesquisadores e profissionais envolvidos com este tipo de tecnologia. O desafio está em apresentar estruturas que contemplam características como vida útil compatível com as dos LEDs, elevado rendimento, correção do fator de potência e a redução do número de magnéticos visando a compactação e, conseqüentemente, o encapsulamento do sistema. Alinhado à estas necessidades tecnológicas, este trabalho propôs um conversor de único estágio baseado em conceitos amplamente consolidados e comprovadamente eficientes nas aplicações em sistemas de iluminação, principalmente com lâmpadas fluorescentes. Trata-se dos conceitos *Charge-Pump* e *Valley-Fill* que foram resumidamente revisados no capítulo 2 desta dissertação.

De maneira a se obter uma metodologia de projeto que pudesse definir e especificar todos os elementos do sistema proposto, o conversor foi analisado em regime permanente de funcionamento, conforme apresentado no capítulo 3. Na análise, foi destacado que o conversor apresenta três modos distintos de operação para um período da rede de alimentação. Todas as etapas de operação em cada modo foram estudadas e apresentadas, permitindo a definição de um modelo matemático para determinar os parâmetros do sistema. Porém, devido à enorme complexidade do sistema matemático obtido, o sistema de equações que deve possibilitar o cálculo e a especificação de todos os elementos do sistema proposto ainda não foi finalizado por completo. Desta forma, utilizou-se ferramentas computacionais de simulação para validar o modelo matemático inicialmente apresentado e implementar o conversor estudado.

No capítulo 4, simulações computacionais foram realizadas para verificar o modelo matemático inicialmente apresentado. Neste trabalho, o conversor é alimentado com tensão de entrada de 220 V e processa uma potência de saída em torno de 47 W relacionado a uma carga de 18 LEDs conectados em série. Os resultados de simulação obtidos são considerados satisfatórios e dentro de uma margem aceitável de diferença percentual quando comparados aos resultados teóricos.

No capítulo 5 são apresentados os resultados experimentais obtidos em laboratório. Os ensaios foram realizados mantendo os dados do projeto utilizados na simulação, porém empregando duas frequências de comutação, ou seja, 67 KHz e 90 kHz. Através da análise dos resultados experimentais pode-se chegar as seguintes conclusões:

- 1) Em relação às características operacionais do conversor, todos os resultados obtidos experimentalmente são muito próximos dos resultados encontrados por simulação numérica, bem como aos apresentados teoricamente. Portanto, pode-se afirmar que, mesmo utilizando-se de um modelo matemático aproximado para definir L_o e conseqüentemente C_{in} (considerados como sendo os principais elementos do sistema), a solução encontrada representa o conversor de maneira eficaz.
- 2) Em relação aos conceitos *Charge-Pump* e *Valley-Fill* empregados, pode-se afirmar que ambos cumpriram rigorosamente as suas funções. Quanto à configuração *Charge-Pump*, verifica-se através da ação do capacitor C_{in} , a redução do fator de crista da corrente do indutor L_o . Portanto, uma menor ondulação de corrente nos LEDs é obtida, satisfazendo a recomendação da IEEE Std 1789-2015. Quanto à configuração *Valley-Fill*, também pode-se afirmar que as respostas apresentadas pelo conversor justificam a sua utilização, pois a tensão sobre o capacitor de barramento C_{DC} ficou abaixo da tensão de pico da rede, mantendo a correção do fator de potência com baixa distorção harmônica na corrente de entrada. Neste sentido, independente da frequência de comutação aplicada, as DHTs de correntes encontradas durante os ensaios para ambas frequências de comutação são de aproximadamente 12 %, com todas as harmônicas individuais dentro dos limites da IEC 61000-3-2 Classe C.
- 3) Em relação à eficiência (rendimento) encontrada, conclui-se que o sistema eletrônico proposto apresentou bons resultados, tanto na frequência de 67 kHz quanto na frequência de 90 kHz. Com o conversor operando na potência nominal, ao se comparar os rendimentos em ambas frequências, pode-se afirmar que a diferença é praticamente inexistente. Em 67 kHz o rendimento medido é de 93 % e na frequência

de 90 kHz de 92,8 %. Para 67 kHz o máximo rendimento apresentado é de 93,5 %.

- 4) Em relação a entrada universal e dimerização, pode-se afirmar que é possível realizar tais procedimentos através da variação da frequência de comutação. Neste trabalho foi apresentado a curva de dimerização entre 20 e 100% da potência nominal de saída. Em relação à variação da tensão de entrada, foi apresentada uma curva com variação de 160 a 265 volts eficazes. O rendimento do sistema para os processos de variação, tanto de potência quanto de tensão, se manteve dentro de uma faixa aceitável. Ainda é necessário obter o modelo dinâmico do conversor para que estes procedimentos sejam realizados de maneira realimentada. Também, ainda é necessário realizar um estudo sobre a possibilidade da aplicação do comando assimétrico. Assim, tanto a dimerização quanto a entrada universal poderão ser implementadas variando somente a razão cíclica. Caso ainda existam limitações, o comando assimétrico também permite o controle do sistema de maneira híbrida, aplicando variação de frequência associada à variação da razão cíclica. Entretanto, uma nova abordagem deve ser realizada, pois o modelo matemático do conversor é totalmente diferente do que o apresentado nesta dissertação.
- 5) Em relação à vida útil do sistema, pode-se concluir que, com a utilização de capacitores, tanto do barramento quanto de saída, com tecnologia de polipropileno ou poliéster metalizada, tornou-se compatível com a vida útil de um LED.
- 6) Quanto ao número de componentes, o sistema proposto é composto por uma quantidade maior de diodos quando comparado à muitos trabalhos que empregam retificadores de onda completa integrados a inversores meia onda para acionar LEDs de potência. No entanto, desconsiderando o filtro de entrada, somente um magnético é utilizado para realizar a correção do fator de potência e limitar a corrente dos LEDs. Também, há de se considerar que o sistema é não isolado e que o filtro de entrada opera com o dobro da frequência de comutação, reduzindo seu peso e volume.

Para finalizar, com todas características operacionais apresentadas, a topologia proposta se apresenta como uma boa solução para as aplicações em sistemas de iluminação com LEDs, principalmente para as aplicações em sistemas que a dimerização não é predominantemente necessária.

REFERÊNCIAS

ALMEIDA, P. S. **Síntese de conversores ressonantes com alto fator de potência e alta eficiência para o acionamento de diodos emissores de luz.** Tese (Doutorado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Juiz de Fora. Juiz de Fora, 2014.

ALVES, J. A., Perin, A. J., Barbi, I. **An Electronic Ballast with High Power Factor for Compact Fluorescent Lamps**, IEEE - IAS Proc., 1996.

BARBI, I. **Projetos de fontes chaveadas.** Florianópolis: Edição do Autor, 2014.

BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Eletrônica de potência: conversores CC-CC básicos não isolados.** Florianópolis Ed. do Autor, 2000. vii, 377 p. ISBN 859010463X.

BULLOUGH, J.D. **Lighting answers: LED Lighting Systems.** National Lighting Product Information Program, Lighting Reserch Center, Rensselaer Polytechnic Institute. Vol. 7, Issue3, 2003.

BOWERS, B. **Historical review of artificial light sources.** IEE Proceedings, vol. 127, n.3, 1980.

BURGARDT, I. **Conversor SEPIC empregando um snubber regenerativo associado a um regulador linear de corrente para acionar e controlar LEDs de potência.** Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Ponta Grossa, 2015.

CANESIN, C. A.; BARBI, I. **A unity power factor multiple isolated outputs switching mode power supply using a single switch.** Sixth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp.430 – 436, 1991.

CHEN, Y.; CHENG, Y.; LIANG, T. **A high power factor AC-DC-AC converter using the valley-fill filter.** IEEE, 1998.

COSETIN, M.R. **Circuitos de acionamento para iluminação semicondutora empregando topologias integradas com capacitores de longa vida útil.** Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2013.

COSTA, G. J. C. da. **Iluminação econômica**: cálculo e avaliação. EDIPUCRS, 2005, 561 p.

CUNHA, L. Padrões brasileiros, **Revista do Setor Elétrico**, 2010, Ed.49, p58-65, Fev. 2010.

DALLA COSTA, M.A. **Reator eletrônico auto oscilante com alto fator de potência para alimentação de quatro lâmpadas fluorescentes independentes**.

Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2005.

DOE, Department of Energy - U.S. **Energy Savings Forecast of Solid-State Lighting in General Illumination Applications**. Setembro 2016.

DUPUIS, R. D.; KRAMES, M. R. **History, Development, and Applications of High Brightness Visible Light-Emitting Diodes**. Journal of Lightwave Technology, 26, n. 9, Maio 2008.

EPE, EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. **Resenha Mensal do Mercado de Energia Elétrica**. Ano IX, número 101. Rio de Janeiro, RJ. Fevereiro de 2016A.

EPE, EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. **Balço energético nacional 2016**: Relatório síntese ano base 2015. Rio de Janeiro, RJ. Junho de 2016B.

FONSECA, Z. P. **Sistemas eletrônicos com elevado fator de potência de estágio único e sem capacitores eletrolíticos para acionar LEDs de potência**.

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

IEA, INTERNATIONAL ENERGY AGENCY. **Excerpt from Electricity Information**. 2015 edition.

INEE, INSTITUTO NACIONAL DE EFICIÊNCIA ENERGÉTICA. Disponível em: <http://www.inee.org.br/eficiencia_o_que_eh.asp?Cat=eficiencia>. Acesso em: 25 ago. 2016.

HARRIS, J. **Electric lamps, past and present**. Engineering Science & Education Journal, IET, v.2, n.4, p.161 – 170, 1993.

KHERALUWALA, M.H.; EL-HAMAMSY, S.A. **Modified valley fill high power factor electronic ballast for compact fluorescent lamps**. IEEE, 1995.

LAROUSSE, Editora. **As grandes invenções da humanidade** - primeira parte. São Paulo, 2009.

LIENHARD, J.H; UNIVERSITY OF HOUSTON. COLLEGE OF ENGINEERING. **The Engines of Our Ingenuity**. Disponível em:
<<http://www.uh.edu/engines/epi1330.htm>>. Acesso em: 25 ago. 2016.

MADDULA, S. K., Balda, J. C. “**Life time of electrolytic capacitors in regenerative induction motor drives**”,IEEE Power Electron. Spec. Conf., 2005, pp. 153-159.

MARTINS, M.A.I. **Novas estruturas de reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes usando técnicas de integração para correção do fator de potência**. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2006.

MAEHARA, M. **High power-factor inverter device having reduced output ripple**. US Pat. 5410466, 25 abr. 1995.

NASCIMENTO, C. B. **Estruturas de reatores eletrônicos com elevado fator de potência**, Tese (Doutorado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.

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, pp. 711 –721, 2008.

PARK, C; RIM,C.-T. **Filter-free ac direct led driver with unit power factor and low input current thd using binary segment switched led strings and linear current regulator**. IEEE. Applied Power Electronics conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-eighth Annual IEEE. [S.l.], 2013. P.870 – 874.

PINTO, R.A. **Projeto e implementação de lâmpadas para iluminação de interiores empregando diodos emissores de luz (LEDs)**. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2008.

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, pp. 121 – 129, 2000.

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

RAY, W. F.; DAVIS, R. M. **The Definition and Importance of Power Factor for Power Electronic Converters**. European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), p. 799 – 805, 1989.

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

SCHUBERT, E. F. **Light-Emitting Diodes**. Cambridge: Cambridge University Press, 2003.

SCHULZ, W. **Série de Cadernos Técnicos da Agenda Parlamentar: Iluminação Pública**. O Paraná em debate. CreaPr, 2016.

TAKAHASHI, I. **"Power Factor Improvement Of A Diode Rectifier Circuit"**, IEEE Industry Application Society – Annual Meeting , pp. 1289 - 1294, 1990.

WALISIEWICZ, Marek. **Energia alternativa: solar, eólica, hidrelétrica e de biocombustíveis**. São Paulo: Publifolha, 2008.

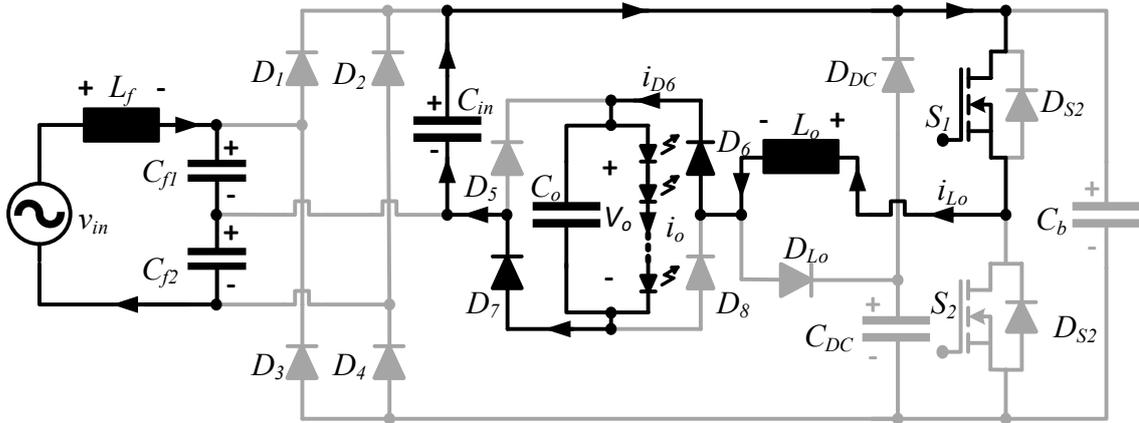
WILKINS, A.; VEITCH, J.; LEHMAN, B. **LED Lighting Flicker and Potential Health Concerns: IEEE Standard PAR1789 Update**. IEEE, 2010.

APÊNDICE A - Equacionamento Modo 1

O Modo 1 ocorre quando a tensão do capacitor C_b é maior que a tensão do capacitor C_{DC} . Neste modo, as tensões máxima e mínima do capacitor C_{in} não apresentam variações expressivas. A tensão do capacitor C_b é apresentada na equação (1.1).

$$V_b = V_{DC} + v_{Cf} - V_o \quad (1.1)$$

• **Modo 1 Etapa 1 (M1E1)**



$$\begin{aligned} v_{Cin}(t_0) &= v_{Cf} + V_o \\ v_{Cin}(t_1) &= v_{Cf} \end{aligned} \quad (1.2)$$

$$\begin{aligned} i_{Lo}(t_0) &= 0 \\ i_{Lo}(t_1) &= I_{1,M1} \\ V_{Lo} + V_o - V_{Cin} &= 0 \\ V_o &= V_{Cin} - V_{Lo} \end{aligned} \quad (1.3)$$

As equações (1.4) e (1.5) são, respectivamente, as equações da tensão no indutor L_o e a corrente no capacitor C_{in} .

$$v_{Lo}(t) = L_o \frac{di_{Lo}(t)}{dt} \quad (1.4)$$

$$i_{Cin}(t) = C_{in} \frac{dv_{Cin}(t)}{dt} \quad (1.5)$$

$$-i_{Lo}(t) = i_{Cin}(t) \quad (1.6)$$

Substituindo-se as equações (1.5) em (1.6) e (1.4), tem-se (1.7).

$$v_{Lo}(t) = - \left(L_o C_{in} \frac{d^2 v_{Cin}(t)}{dt^2} \right) \quad (1.7)$$

Manipulando-se a equação (1.3) e substituindo a equação (1.7) nesta, têm-se a equação (1.8).

$$V_o = V_{Cin}(t) + \left(L_o C_{in} \frac{d^2 v_{Cin}(t)}{dt^2} \right) \quad (1.8)$$

Aplicando a Transformada de Laplace nas equações (1.4) e (1.5) e as manipulando, têm-se a equações (1.9) e (1.10).

$$V_L(s) = L_o [s i_{L_o}(s) - i_{L_o}(t_0)] \quad (1.9)$$

$$V_L(s) = L_o [s i_{L_o}(s)]$$

$$i_{L_o}(s) = -C_{in} [s V_{Cin}(s) - V_{Cin}(t_0)] \quad (1.10)$$

$$i_{L_o}(s) = -C_{in} [s V_{Cin}(s) - (v_{Cf} + V_o)]$$

Substituindo (1.10) em (1.9), tem-se (1.11).

$$V_L(s) = -L_o C_{in} s^2 V_{Cin}(s) + L_o C_{in} s (v_{Cf} + V_o) \quad (1.11)$$

Aplicando a transformada de Laplace à equação (1.8) e substituindo (1.11) tem-se (1.12):

$$\frac{V_o}{s} = V_{Cin}(s) + L_o C_{in} s^2 V_{Cin}(s) - L_o C_{in} s (v_{Cf} + V_o) \quad (1.12)$$

Manipulando a equação (1.12):

$$V_{Cin}(s) [L_o C_{in} s^2 + 1] = L_o C_{in} s (v_{Cf} + V_o) + \frac{V_o}{s} \quad (1.13)$$

$$V_{Cin}(s) = \frac{L_o C_{in} s^2 (v_{Cf} + V_o) + V_o}{s(L_o C_{in} s^2 + 1)} \quad (1.14)$$

Definindo (1.15), tem-se (1.16).

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_o C_{in}}} \quad (1.15)$$

$$\omega_o^2 = \frac{1}{L_o C_{in}} \quad (1.16)$$

Substituindo-se a equação (1.16) em (1.14), tem-se:

$$V_{Cin}(s) = \frac{\frac{s^2(v_{Cf} + V_o)}{\omega_o^2} + V_o}{s \left(\frac{s^2}{\omega_o^2} + 1 \right)}$$

$$V_{Cin}(s) = \frac{s^2(v_{Cf} + V_o) + V_o \omega_o^2}{s(s^2 + \omega_o^2)} \quad (1.17)$$

Decompondo a equação (1.17) em frações parciais, tem-se:

$$\frac{s^2(v_{Cf} + V_o) + V_o \omega_o^2}{s(s^2 + \omega_o^2)} = \frac{As + B}{s^2 + \omega_o^2} + \frac{C}{s}$$

$$s^2(v_{Cf} + V_o) + V_o \omega_o^2 = As^2 + Bs + Cs^2 + C\omega_o^2$$

$$s^2(A + C) + s(B) + \omega_o^2(C)$$

$$A = v_{Cf} + V_o \quad B = 0 \quad C = V_o$$

$$A = v_{Cf}$$

então:

$$\frac{As + B}{s^2 + \omega_o^2} + \frac{C}{s} = \frac{v_{Cf}s}{s^2 + \omega_o^2} + \frac{V_o}{s}$$

$$V_{Cin}(s) = \frac{v_{Cf}s}{s^2 + \omega_o^2} + \frac{V_o}{s} \quad (1.18)$$

Para obter a tensão do capacitor C_{in} como uma função do tempo, aplica-se a Transformada Inversa de Laplace na equação (1.18), tem-se a equação (1.19). Pela tabela de Transformadas de Laplace têm-se :

$$f(t) = 1(t) \rightarrow F(s) = \frac{1}{s}$$

$$f(t) = \cos \omega t \rightarrow F(s) = \frac{s}{s^2 + \omega^2}$$

$$V_{Cin}(s) = v_{Cf} \frac{s}{s^2 + \omega_o^2} + V_o \frac{1}{s} \quad (1.19)$$

$$V_{Cin}(t) = V_o + v_{Cf} \cos(\omega_o t)$$

Utilizando-se das equações (1.5) e (1.6), substituindo os valores na equação (1.19), e resolvendo a derivada do capacitor C_{in} , V_{Cin} , obtêm-se a equação (1.20).

$$\begin{aligned}
 -i_L(t) &= C_{in} \frac{dv_{C_{in}}(t)}{dt} = C_{in} [v_{cf} (-\sin(\omega_o t)) \omega_o] \\
 i_L(t) &= C_{in} \omega_o v_{cf} \sin(\omega_o t)
 \end{aligned} \tag{1.20}$$

Substituindo os valores iniciais e finais da etapa 1, equação (1.2), na equação (1.19), e manipulando o resultado da equação, é possível isolar Δt_1 . Obtém-se, então, equação (1.21).

$$\begin{aligned}
 V_{C_{in}}(t_1) &= V_o + v_{cf} \cos(\omega_o \Delta t_1) \\
 \Delta t_1 &= \frac{\cos^{-1}\left(\frac{v_{cf} - V_o}{v_{cf}}\right)}{\omega_o}
 \end{aligned} \tag{1.21}$$

Substituindo (1.21) e (1.2) em (1.20), é possível estabelecer a expressão para I_1 . Têm-se a equação (1.22).

$$\begin{aligned}
 i_{L_o}(t_1) &= C_{in} \omega_o v_{cf} \sin(\omega_o \Delta t_1) \\
 i_L(t_1) &= C_{in} \omega_o v_{cf} \sin\left(\omega_o \frac{\cos^{-1}\left(\frac{v_{cf} - V_o}{v_{cf}}\right)}{\omega_o}\right) \\
 I_1 &= C_{in} \omega_o v_{cf} \sqrt{1 - \frac{(v_{cf} - V_o)^2}{v_{cf}^2}}
 \end{aligned} \tag{1.22}$$

Como:

$$\begin{aligned}
 C_{in} &= \frac{1}{\omega_o^2 L_o} \\
 C_{in} \omega_o &= \frac{1}{\omega_o L_o}
 \end{aligned} \tag{1.23}$$

Substituindo (1.23) em (1.22), tem-se:

$$I_1 = \frac{v_{cf} \sqrt{1 - \frac{(v_{cf} - V_o)^2}{v_{cf}^2}}}{\omega_o L_o} \tag{1.24}$$

Definindo:

$$z_o = \sqrt{\frac{L_o}{C_{in}}} \tag{1.25}$$

Multiplicando-se (1.20) por (1.25), tem-se:

$$i_L(t)z_o = z_o C_{in} \omega_o v_{Cf} \sin(\omega_o t) \quad (1.26)$$

Como:

$$z_o \omega_o = \sqrt{\frac{L_o}{C_{in}}} \frac{1}{\sqrt{L_o C_{in}}} = \sqrt{\frac{L_o}{L_o C_{in}^2}}$$

então:

$$z_o \omega_o = \frac{1}{C_{in}} \quad (1.27)$$

Substituindo, então, a equação (1.27) na equação (1.26), obtém-se a equação (1.28).

$$i_L(t)z_o = v_{Cf} \sin(\omega_o t) \quad (1.28)$$

Seja a definição dada pela equação (1.29).

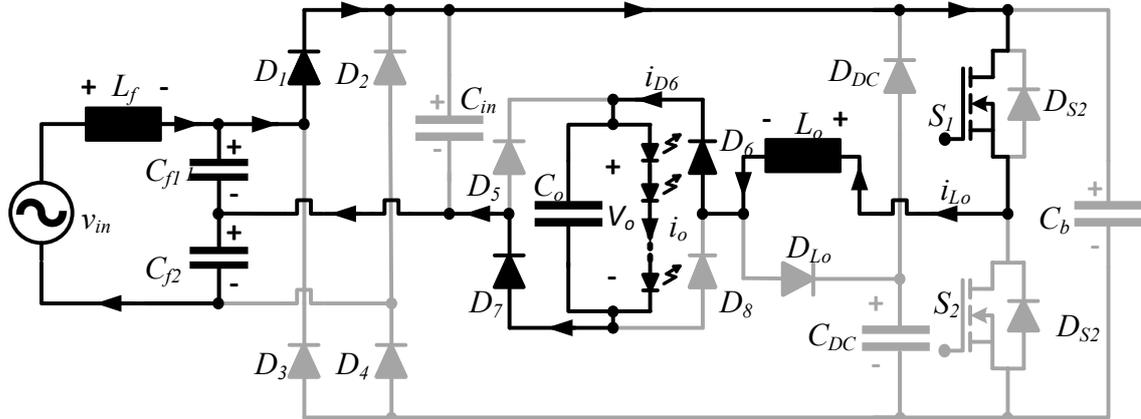
$$Z(t) = v_{Cin}(t) + jz_o i_{Lo}(t) \quad (1.29)$$

Substituindo-se as equações (1.19), (1.28) na equação (1.29), obtém-se a equação (1.30).

$$z_1(t) = V_o + v_{Cf} \cos(\omega_o t) + jv_{Cf} \sin(\omega_o t) \quad (1.30)$$

$$z_1(t) = V_o + v_{Cf} e^{j\omega_o t}$$

• M1E2



$$\begin{aligned} v_{Cin}(t_1) &= v_{Cf} \\ v_{Cin}(t_2) &= v_{Cf} \\ v_{Lo}(t_{1,2}) &= v_{Cf} - V_o \end{aligned} \quad (2.1)$$

$$i_{Lo}(t_1) = I_{1,M1} \quad i_{Lo}(t_2) = I_{2,M1}$$

$$\begin{aligned} V_{Lo} + V_o - v_{Cf} &= 0 \\ V_{Lo} &= v_{Cf} - V_o \end{aligned} \quad (2.2)$$

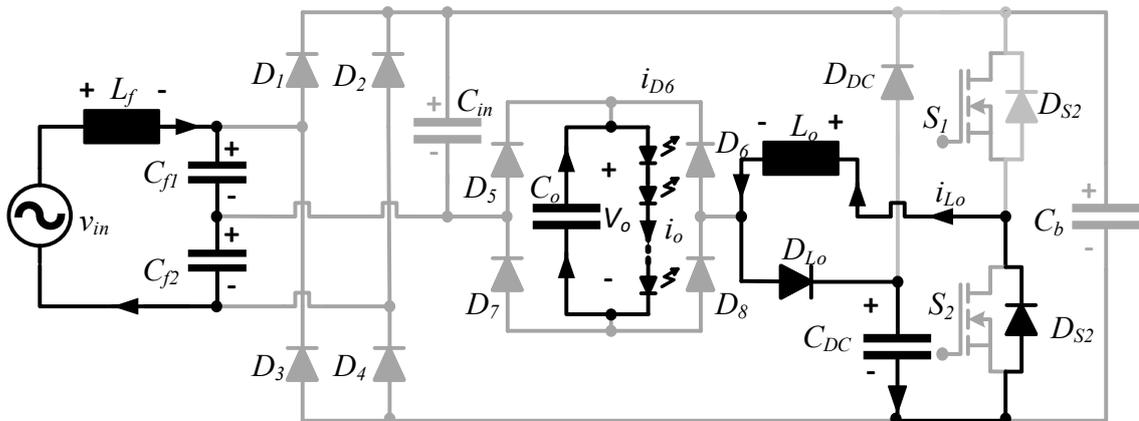
Manipulando-se a equação (1.4), tem-se:

$$di_{Lo}(t) = \frac{(v_{Cf} - V_o)}{L_o} dt \quad (2.3)$$

Integrando-se a equação (2.3) no intervalo de tempo de t_1 a t_2 , e substituindo-se os valores de (2.1), tem-se (2.4):

$$\begin{aligned} \int_{i_{Lo}(t_1)}^{i_{Lo}(t_2)} di_{Lo}(t) &= \frac{(v_{Cf} - V_o)}{L_o} \int_{t_1}^{t_2} dt \\ i_{Lo}(t_2) &= i_{Lo}(t_1) + \frac{(v_{Cf} - V_o)}{L_o} \Delta t_2 \\ \Delta t_2 &= \frac{-(-I_2 + I_1)L_o}{(v_{Cf} - V_o)} \end{aligned} \quad (2.4)$$

• M1E3



$$\begin{aligned}
 v_{Cin}(t_1) &= v_{Cf} \\
 v_{Cin}(t_2) &= v_{Cf} \\
 v_{Lo}(t_{1,2}) &= v_{Cf} - V_o \\
 i_{Lo}(t_1) &= I_{1,M1} \quad i_{Lo}(t_2) = I_{2,M1}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

$$\begin{aligned}
 V_{Lo} + V_o - v_{Cf} &= 0 \\
 V_{Lo} &= v_{Cf} - V_o
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

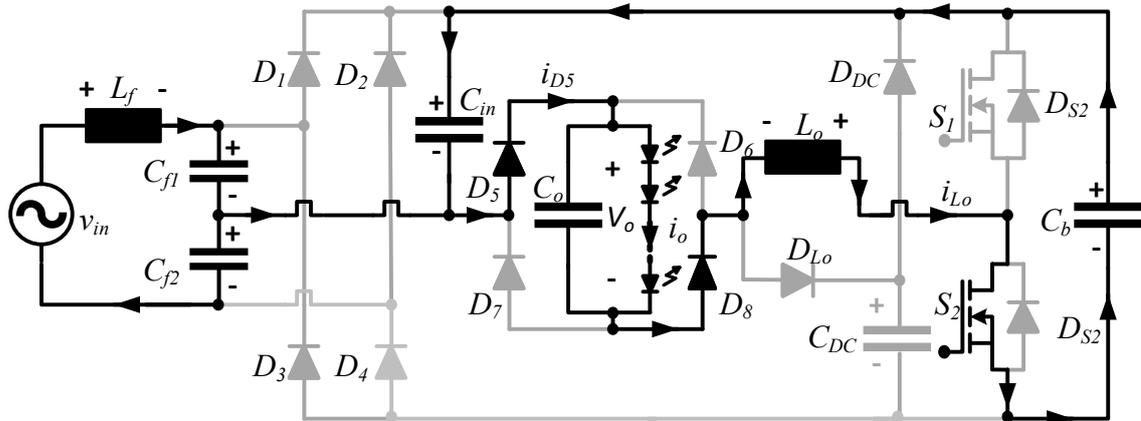
Manipulando-se a equação (1.4), tem-se:

$$di_{Lo}(t) = \frac{(v_{Cf} - V_o)}{L_o} dt \tag{3.3}$$

Integrando-se a equação (3.3) no intervalo de tempo de t_2 a t_3 , e substituindo-se os valores de (3.1), tem-se (3.4):

$$\begin{aligned}
 \int_{i_{Lo}(t_1)}^{i_{Lo}(t_2)} di_{Lo}(t) &= \frac{(v_{Cf} - V_o)}{L_o} \int_{t_1}^{t_2} dt \\
 i_{Lo}(t_2) &= i_{Lo}(t_1) + \frac{(v_{Cf} - V_o)}{L_o} \Delta t_2 \\
 \Delta t_2 &= \frac{-(-I_2 + I_1)L_o}{(v_{Cf} - V_o)}
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

• M1E4



$$\begin{aligned}
 v_{Cin}(t_3) &= v_{Cf} \\
 v_{Cin}(t_4) &= V_{DC} - V_o \\
 i_{Lo}(t_3) &= 0 \\
 i_{Lo}(t_4) &= I_3
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

$$\begin{aligned}
 -V_{Lo} - V_b + V_{Cin} + V_o &= 0 \\
 V_{Cin} - V_{Lo} &= V_{DC} + v_{Cf} - 2V_o
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

Manipulando-se a equação (4.2) e substituindo a equação (1.7) nesta, têm-se a equação (4.3).

$$V_{DC} + v_{Cf} - 2V_o = V_{Cin}(t) + \left(L_o C_{in} \frac{d^2 v_{Cin}(t)}{dt^2} \right) \tag{4.3}$$

Aplicando a Transformada de Laplace nas equações (1.4) e (1.5) e as manipulando, têm-se a equações (4.4) e (4.5).

$$\begin{aligned}
 V_L(s) &= L_o [s i_{Lo}(s) - i_{Lo}(t_3)] \\
 V_L(s) &= L_o [s i_{Lo}(s)]
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

$$\begin{aligned}
 i_{Lo}(s) &= -C_{in} [s V_{Cin}(s) - V_{Cin}(t_3)] \\
 i_{Lo}(s) &= -C_{in} [s V_{Cin}(s) - (v_{Cf})]
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

Substituindo (4.5) em (4.4), tem-se (4.6).

$$V_L(s) = -L_o C_{in} s^2 V_{Cin}(s) + L_o C_{in} s (v_{Cf}) \tag{4.6}$$

Aplicando a transformada de Laplace à equação (4.3) e substituindo (4.6) tem-se (4.7):

$$\frac{V_o}{s} = V_{Cin}(s) + L_o C_{in} s^2 V_{C1}(s) - L_o C_{in} s (v_{Cf} + V_o) \quad (4.7)$$

Manipulando a equação (4.7):

$$V_{Cin}(s) = \frac{L_o C_{in} s^2 (v_{Cf}) + (V_{DC} + v_{Cf} - 2V_o)}{s(L_o C_{in} s^2 + 1)} \quad (4.8)$$

Substituindo-se a equação (1.16) em (4.8), tem-se:

$$V_{Cin}(s) = \frac{s^2 (v_{Cf}) + (V_{DC} + v_{Cf} - 2V_o) \omega_o^2}{s(s^2 + \omega_o^2)} \quad (4.9)$$

Decompondo a equação (4.9) em frações parciais, e, para obter a tensão do capacitor C_{in} como uma função do tempo, aplica-se a Transformada Inversa de Laplace.

$$V_{Cin}(s) = (2V_o - V_{DC}) \frac{s}{s^2 + \omega_o^2} + (V_{DC} + v_{Cf} - 2V_o) \frac{1}{s} \quad (4.10)$$

$$V_{Cin}(t) = (V_{DC} + v_{Cf} - 2V_o) + (2V_o - V_{DC}) \cos(\omega_o t)$$

Utilizando-se das equações (1.5) e (1.6), substituindo os valores na equação (4.10), e resolvendo a derivada do capacitor C_{in} , V_{Cin} , obtém-se a equação (4.11).

$$-i_L(t) = C_{in} \frac{dv_{Cin}(t)}{dt} = C_{in} [(2V_o - V_{DC})(-\sin(\omega_o t)) \omega_o] \quad (4.11)$$

$$i_L(t) = C_{in} \omega_o (2V_o - V_{DC}) \sin(\omega_o t)$$

Substituindo os valores iniciais e finais da etapa 4, equação (4.1), na equação (4.10), e manipulando o resultado da equação, é possível isolar Δt_1 . Obtém-se, então, equação (4.12).

$$V_{Cin}(t_4) = (V_{DC} + v_{Cf} - 2V_o) + (2V_o - V_{DC}) \cos(\omega_o \Delta t_4)$$

$$\Delta t_4 = \frac{\cos^{-1}\left(\frac{v_{Cf} - V_o}{V_{DC} - 2V_o}\right)}{\omega_o} \quad (4.12)$$

Substituindo (4.12), (4.1) e (1.23) em (4.11), é possível estabelecer a expressão para I_3 . Têm-se a equação

$$I_3 = \frac{(2V_o - V_{DC}) \sqrt{1 - \frac{(v_{Cf} - V_o)^2}{(V_{DC} - 2V_o)^2}}}{\omega_o L_o} \quad (4.13)$$

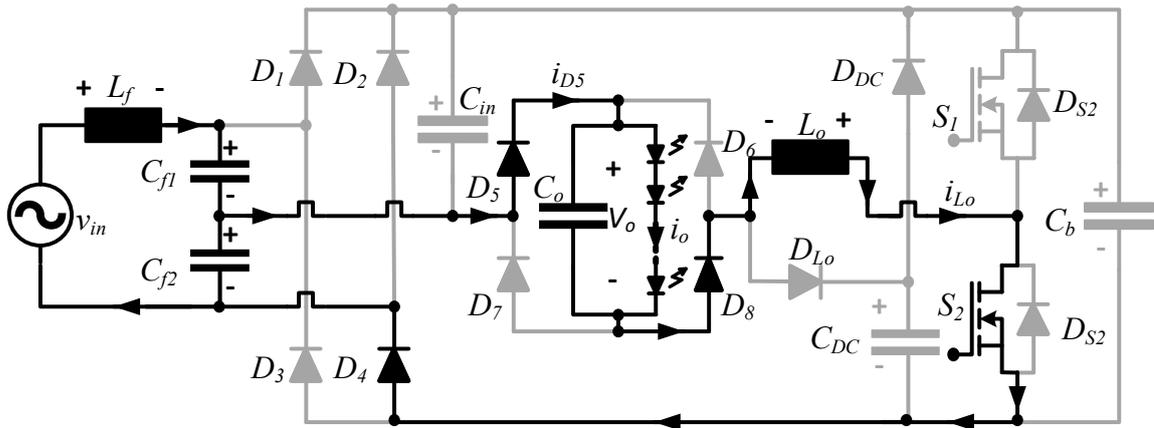
Multiplicando-se (4.11) por (1.25), e substituindo (1.27) tem-se:

$$i_L(t)z_o = (2V_o - V_{DC}) \sin(\omega_o t) \quad (4.14)$$

Substituindo-se as equações (4.10), (4.14) na equação (1.29), obtém-se a equação (4.15).

$$\begin{aligned} z_4(t) &= (V_{DC} + v_{Cf} - 2V_o) + (2V_o - V_{DC}) \cos(\omega_o t) + j(2V_o - V_{DC}) \sin(\omega_o t) \\ z_4(t) &= (V_{DC} + v_{Cf} - 2V_o) + (2V_o - V_{DC}) e^{j\omega_o t} \end{aligned} \quad (4.15)$$

• M1E5



$$\begin{aligned}
 v_{Cin}(t_4) &= V_{DC} - V_o \\
 v_{Cin}(t_5) &= V_{DC} - V_o \\
 v_{Lo}(t_{4,5}) &= -v_{Cf} + V_o
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

$$\begin{aligned}
 i_{Lo}(t_3) &= I_{3,M1} & i_{Lo}(t_4) &= I_{4,M1} \\
 -V_{Lo} - v_{Cf} + V_o &= 0 \\
 V_{Lo} &= -v_{Cf} + V_o
 \end{aligned} \tag{5.2}$$

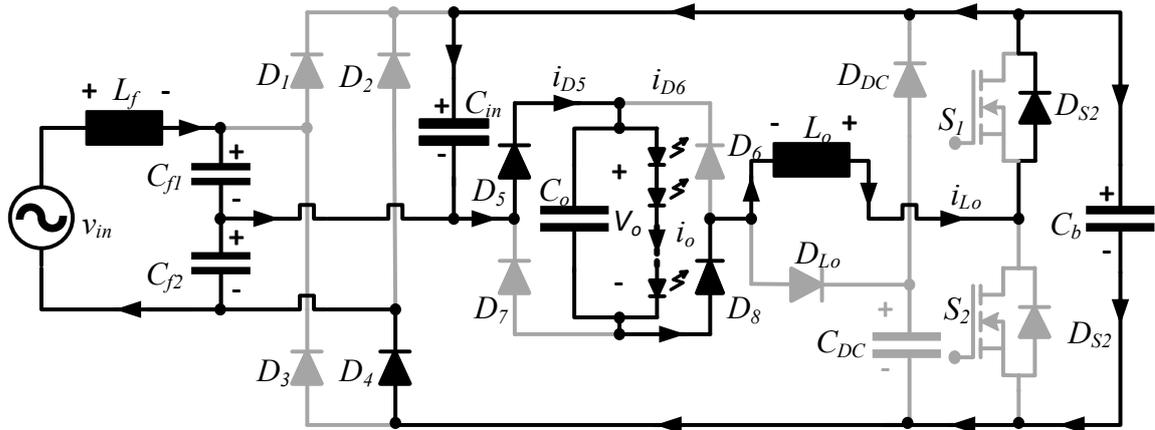
Manipulando-se a equação (1.4), tem-se:

$$di_{Lo}(t) = \frac{(V_o - v_{Cf})}{L_o} dt \tag{5.3}$$

Integrando-se a equação (5.3) no intervalo de tempo de t_4 a t_5 , e substituindo-se os valores de (5.1), tem-se (5.4):

$$\begin{aligned}
 \int_{i_{Lo}(t_4)}^{i_{Lo}(t_5)} di_{Lo}(t) &= \frac{(v_{Cf} - V_o)}{L_o} \int_{t_4}^{t_5} dt \\
 i_{Lo}(t_5) &= i_{Lo}(t_4) + \frac{(V_o - v_{Cf})}{L_o} \Delta t_5 \\
 \Delta t_5 &= \frac{-(-I_4 + I_3)L_o}{(V_o - v_{Cf})}
 \end{aligned} \tag{5.4}$$

• M1E6



$$\begin{aligned} v_{Cin}(t_5) &= V_{DC} - V_o \\ v_{Cin}(t_0) &= v_f + V_o \\ i_{Lo}(t_5) &= I_{4,M1} \\ i_{Lo}(t_0) &= 0 \end{aligned} \quad (6.1)$$

$$\begin{aligned} -V_{Lo} + V_b - v_{Cf} + V_o &= 0 \\ V_{Lo} &= V_{DC} \end{aligned} \quad (6.2)$$

$$\begin{aligned} -V_{Lo} + V_{Cin} + V_o &= 0 \\ -V_o &= V_{Cin} - V_{Lo} \end{aligned} \quad (6.3)$$

Manipulando-se a equação (1.4), tem-se:

$$di_{Lo}(t) = \frac{(V_o - v_{Cf})}{L_o} dt \quad (6.4)$$

Integrando-se a equação (6.4) no intervalo de tempo de t_5 a t_0 , e substituindo-se os valores de (6.1), tem-se (6.5):

$$\begin{aligned} \int_{i_{Lo}(t_5)}^{i_{Lo}(t_0)} di_{Lo}(t) &= \frac{V_{DC}}{L_o} \int_{t_5}^{t_0} dt \\ i_{Lo}(t_0) &= i_{Lo}(t_5) + \frac{V_{DC}}{L_o} \Delta t_6 \\ \Delta t_6 &= \frac{-I_4 L_o}{V_{DC}} \end{aligned} \quad (6.5)$$

Manipulando-se a equação (6.3) e substituindo a equação (1.7) nesta, têm-se a equação

$$-V_o = V_{Cin}(t) + \left(L_o C_{in} \frac{d^2 v_{Cin}(t)}{dt^2} \right) \quad (6.6)$$

Aplicando a Transformada de Laplace nas equações (1.4) e (1.5) e as manipulando, têm-se as equações (6.7) e (6.8).

$$V_L(s) = L_o [s i_{L_o}(s) - i_{L_o}(t_5)] \quad (6.7)$$

$$V_L(s) = L_o [s i_{L_o}(s) - I_4]$$

$$i_{L_o}(s) = -C_{in} [s V_{Cin}(s) - V_{Cin}(t_5)] \quad (6.8)$$

$$i_{L_o}(s) = -C_{in} [s V_{Cin}(s) - (V_{DC} - V_o)]$$

Substituindo (6.8) em (6.7), tem-se (6.9).

$$V_L(s) = -L_o C_{in} s^2 V_{Cin}(s) + L_o C_{in} s (V_{DC} - V_o) - L_o I_4 \quad (6.9)$$

Aplicando a transformada de Laplace à equação (6.6) e substituindo (6.9) tem-se (6.10).

$$-\frac{V_o}{s} = V_{Cin}(s) + L_o C_{in} s^2 V_{Cin}(s) - L_o C_{in} s (V_{DC} - V_o) + L_o I_4 \quad (6.10)$$

$$V_{Cin}(s) = \frac{L_o C_{in} s (V_{DC} - V_o) - L_o I_4 - \frac{V_o}{s}}{(L_o C_{in} s^2 + 1)}$$

Substituindo-se (1.16) em (6.10) e manipulando-se matematicamente, tem-se a equação (6.11).

$$V_{Cin}(s) = \frac{\frac{s(V_{DC} - V_o)}{\omega_o^2} - \frac{L_o I_4 \omega_o^2}{\omega_o^2} - \frac{V_o \omega_o^2}{s \omega_o^2}}{\frac{(s^2 + \omega_o^2)}{\omega_o^2}} \quad (6.11)$$

$$V_{Cin}(s) = \frac{-V_o \omega_o^2}{s(s^2 + \omega_o^2)} + \frac{s(V_{DC} - V_o)}{s^2 + \omega_o^2} - \frac{L_o I_4 \omega_o^2}{s^2 + \omega_o^2}$$

Para obter a tensão do capacitor C_{in} como uma função do tempo, adota-se os procedimentos:

$$\frac{\omega_o^2}{s(s^2 + \omega_o^2)} = \frac{A}{s} + \frac{Bs + C}{(s^2 + \omega_o^2)} \quad (6.12)$$

Para encontrar o termo A, faz-se:

$$\frac{A}{s} = \frac{\omega_o^2 - s(Bs + C)}{s(s^2 + \omega_o^2)}$$

$$A = \frac{\omega_o^2 - s(Bs + C)}{(s^2 + \omega_o^2)} \Big|_{s=0} \quad (6.13)$$

$$A = 1$$

Para encontrar o termo B, faz-se:

$$\frac{(Bs + C)}{(s^2 + \omega_o^2)} = \frac{\omega_o^2}{s(s^2 + \omega_o^2)} - \frac{A}{s}$$

para $A = 1$.

$$\frac{(Bs + C)}{(s^2 + \omega_o^2)} = \frac{\omega_o^2 - (s^2 + \omega_o^2)}{s(s^2 + \omega_o^2)} \quad (6.14)$$

$$\frac{(Bs + C)}{(s^2 + \omega_o^2)} = \frac{-s^2}{s(s^2 + \omega_o^2)}$$

$$Bs + C = -s$$

$$B = 1 \quad C = 0$$

Conclusão:

$$\frac{\omega_o^2}{s(s^2 + \omega_o^2)} = \frac{1}{s} - \frac{s}{(s^2 + \omega_o^2)} \quad (6.15)$$

Substituindo-se a equação (6.15) em (6.11) e aplicando a transformada de Laplace, tem-se

$$V_{Cin}(t) = -V_o [1 - \cos(\omega_o t)] + (V_{DC} - V_o) \cos(\omega_o t) - I_4 z_o \sin(\omega_o t) \quad (6.16)$$

$$V_{Cin}(t) = -V_o + V_{DC} \cos(\omega_o t) - I_4 z_o \sin(\omega_o t)$$

Utilizando-se das equações (1.5) e (1.6), substituindo os valores na equação (6.16), e resolvendo a derivada do capacitor C_{in} , V_{Cin} , obtêm-se a equação (6.17).

$$-i_L(t) = C_{in} \frac{dv_{Cin}(t)}{dt} = C_{in} [V_{DC} (-\sin(\omega_o t)) \omega_o - I_4 z_o \cos(\omega_o t) \omega_o] \quad (6.17)$$

$$i_L(t) = -C_{in} \omega_o (-V_{DC} \sin(\omega_o t) - I_4 z_o \cos(\omega_o t))$$

Multiplicando-se (6.17) por (1.25), e substituindo (1.27) tem-se:

$$i_L(t)z_o = V_{DC} \sin(\omega_o t) + I_4 z_o \cos(\omega_o t) \quad (6.18)$$

Substituindo-se as equações (6.16), (6.18) na equação (1.29), obtêm-se a equação (6.19).

$$z_4(t) = (V_{DC} + v_{CF} - 2V_o) + (2V_o - V_{DC}) \cos(\omega_o t) + j(2V_o - V_{DC}) \sin(\omega_o t) \quad (6.19)$$

$$z_4(t) = (V_{DC} + v_{CF} - 2V_o) + (2V_o - V_{DC}) e^{j\omega_o t}$$