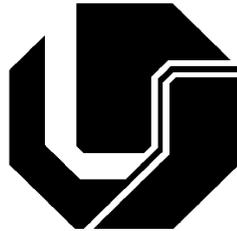


UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



ANÁLISE E PROJETO DO CONVERSOR BOOST-
QUADRÁTICO-BUCK ASSOCIADO À CÉLULA DE
COMUTAÇÃO QUASE RESSONANTE SINGLE-SWITCH

ORIENTADO: WELKER GOMES SILVA
ORIENTADOR: DR. FÁBIO VINCENZI ROMUALDO DA SILVA
COORIENTADOR: DR. JOÃO BATISTA VIEIRA JÚNIOR

OUTUBRO
2013

WELKER GOMES SILVA

ANÁLISE E PROJETO DO CONVERSOR BOOST-QUADRÁTICO-BUCK
ASSOCIADO À CÉLULA DE COMUTAÇÃO QUASE RESSONANTE
SINGLE-SWITCH

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

Área de Pesquisa: Eletrônica de Potência

Uberlândia, 28 de outubro de 2013

Banca Examinadora

Prof. Dr. Fábio Vincenzi Romualdo da Silva (Orientador) - UFU

Prof. Dr. João Batista Vieira Júnior (Co-orientador) – UFU

Prof. Dr. Kléber Lopes Fontoura

Ficha Catalográfica Online do Sistema de Bibliotecas da UFU
com dados informados pelo(a) próprio(a) autor(a).

S586 2013	<p>Silva, Welker Gomes, 1985- ANÁLISE E PROJETO DO CONVERSOR BOOST-QUADRÁTICO- BUCK ASSOCIADO À CÉLULA DE COMUTAÇÃO QUASE RESSONANTE SINGLE-SWITCH [recurso eletrônico] / Welker Gomes Silva. - 2013.</p> <p>Orientador: Fabio Vincenzi Romualdo da Silva. Coorientador: João Batista Vieira Junior. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia, Pós-graduação em Engenharia Elétrica. Modo de acesso: Internet. Disponível em: http://dx.doi.org/10.14393/ufu.di.2019.2430 Inclui bibliografia. Inclui ilustrações.</p> <p>1. Engenharia elétrica. I. Vincenzi Romualdo da Silva, Fabio, 1974-, (Orient.). II. Batista Vieira Junior, João , 1955-, (Coorient.). III. Universidade Federal de Uberlândia. Pós-graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.</p> <p style="text-align: right;">CDU: 621.3</p>
--------------	--

Bibliotecários responsáveis pela estrutura de acordo com o AACR2:
Gizele Cristine Nunes do Couto - CRB6/2091
Nelson Marcos Ferreira - CRB6/3074



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
 FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
 CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
 Campus Santa Mônica
 Caixa Postal, 593 - CEP: 38400-902 - Uberlândia - MG

ATA DE DEFESA DE DISSERTAÇÃO DE MESTRADO PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS

ATA Nº 568 / 2013

ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: Sistemas de Energia

LINHA DE PESQUISA: Eletrônica de Potência

DEFESA REALIZADA EM: 28 de outubro de 2013

CANDIDATO(A): Welker Gomes Silva

Nº de Matrícula 11122FFLO5 RG: 13624128

CPF 06932555603

BANCA EXAMINADORA:

Fábio Vincenzi Romualdo da Silva CPF 181533808-51 (ORIENTADOR(A))

João Batista Vieira Sr. (co-orientador) CPF 118.006.661-87

Kleber Lopes Fontoura (CEFET-ARAXÁ) CPF 542.973.541-87

CPF

CPF

CPF

CPF

CPF

TÍTULO DA DISSERTAÇÃO: Análise e Projeto do Conversor Boost-Quadrático-Buck associado à célula de comutação quase ressonante single-switch

PALAVRAS CHAVE: Comutação não dissipativa, conversor quadrático

LOCAL: Anfiteatro do Bloco 1 E

HORA DE INÍCIO: 11h10min

Em sessão pública, após exposição de cerca de 50 minutos, o(a) candidato(a) foi arguido(a) oralmente pelos membros da banca examinadora, tendo demonstrado suficiência de conhecimento e capacidade de sistematização no tema de sua dissertação, sendo A provado(a) SEM RESTRIÇÕES

Na forma regulamentar, foi lavrada a presente ata que é assinada pelos membros da banca e pelo (a) candidato(a).

Uberlândia (MG), 28 de outubro de 2013

Orientador:

Fábio Romualdo da Silva
Kleber Lopes Fontoura

Candidato: Welker Gomes Silva

“A mente que se abre a uma nova idéia jamais voltará ao seu tamanho original”

Albert Einstein

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus por me guiar e proteger nesse e, em todos os momentos de minha vida mostrando-me o melhor caminho a seguir. Sem dúvidas, esse é um momento mágico que guardarei com muito carinho e afeição, por se tratar de um período de árduo trabalho e múltiplas e delicadas escolhas.

Aos meus pais, Agnaldo e Lindalva, pelo empenho em me tornar uma pessoa melhor. Pela compreensão nos momentos difíceis e de minha ausência, sem falar no incondicional apoio em todos os dias de minha vida. Além do amor, carinho, lealdade e companheirismo, sempre ao meu lado para tudo.

À minha irmã Lívia e minha sobrinha Ana Lívia, pelos momentos de alegria e companheirismo.

À minha namorada, Lorena, que esteve sempre ao meu lado apoiando e confortando nos momentos mais delicados.

Aos Professores Fábio Vincenzi e João Batista pelos ensinamentos essenciais no campo da ciência e da vida. Também, pela orientação e dedicação que proporcionaram um bom desenvolvimento deste trabalho.

Aos meus amigos de trabalho e em especial ao senhor Wigney Xavier, que sempre foi capaz de entender a dificuldade de se conciliar o mestrado, que exige muita dedicação, com minha atual atividade de trabalho no campo profissional.

Aos meus amigos que, direta ou indiretamente contribuíram para o sucesso deste trabalho. Em especial os integrantes e ex-integrantes do NUPEP, Adjeferson, Danillo e Fabrício pelos incentivos, paciência, criatividade e companheirismo no decorrer do curso.

Em especial, ao meu amigo e tutor Leandro Sousa Vilefort pelas orientações e esclarecimentos tão importantes para a confecção deste trabalho.

À Universidade Federal de Uberlândia e à CAPES pelo apoio financeiro.

Enfim, a todos aqueles que, de alguma forma, contribuíram para a conclusão deste importante momento em minha vida profissional e pessoal.

SUMÁRIO

<i>AGRADECIMENTOS</i>	<i>VI</i>
<i>SUMÁRIO</i>	<i>VIII</i>
<i>ÍNDICE DE FIGURAS</i>	<i>XI</i>
<i>ÍNDICE DE TABELAS</i>	<i>XIV</i>
<i>SIMBOLOGIA</i>	<i>XV</i>
<i>CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO</i>	<i>1</i>
1.1 - INTRODUÇÃO E ESTADO DA ARTE	1
1.2 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	9
<i>CAPÍTULO 2 ANÁLISE POR VARIÁVEIS DE ESPAÇO DE ESTADO MÉDIO DO CONVERSOR BOOST2-BUCK</i>	<i>10</i>
2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	10
2.2 - MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST2-BUCK PELO MÉTODO DE ESPAÇOS DE ESTADO	11
2.3 - CONVERSOR BOOST2-BUCK COM TENSÃO DE ENTRADA CONTROLADA	12
2.3.1 - CIRCUITO EQUIVALENTE PARA A CONDIÇÃO DE INTERRUPTOR (S) FECHADO	14
2.3.2 - CIRCUITO EQUIVALENTE PARA A CONDIÇÃO DO INTERRUPTOR S ABERTO	16
2.4 - CONVERSOR BOOST2-BUCK COM TENSÃO DE SAÍDA CONTROLADA.....	21
2.4.1 - CIRCUITO EQUIVALENTE PARA A CONDIÇÃO DE INTERRUPTOR (S) FECHADO	24
2.4.2 - CIRCUITO EQUIVALENTE PARA A CONDIÇÃO DO INTERRUPTOR S ABERTO	26

2.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	31
 <i>CAPÍTULO 3 ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR</i>	
<i>BOOST2-BUCK SS PROPOSTO.....</i>	32
3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	32
3.2 - ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR BOOST2-BUCK-SS	32
3.2.1 - PRIMEIRO ESTÁGIO [$\Delta t_1 = t_1 - t_0$]	33
3.2.2 - SEGUNDO ESTÁGIO [$\Delta t_2 = t_2 - t_1$]	34
3.2.3 - TERCEIRO ESTÁGIO [$\Delta t_3 = t_3 - t_2$].....	35
3.2.4 - QUARTO ESTÁGIO [$\Delta t_4 = t_4 - t_3$].....	35
3.2.5 - QUINTO ESTÁGIO [$\Delta t_5 = t_5 - t_4$].....	36
3.2.6 - SEXTO ESTÁGIO [$\Delta t_6 = t_6 - t_5$]	37
3.2.7 - SÉTIMO ESTÁGIO [$\Delta t_7 = t_7 - t_6$]	37
3.2.8 - OITAVO ESTÁGIO [$\Delta t_8 = t_8 - t_7$].....	38
3.2.9 - NONO ESTÁGIO [$\Delta t_9 = t_9 - t_8$].....	39
3.2.10 - DÉCIMO ESTÁGIO [$\Delta t_{10} = t_{10} - t_9$].....	39
3.2.11 - FORMAS DE ONDA TEÓRICAS	40
3.3 - ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR BOOST2-BUCK SS.....	41
3.3.1 - PRIMEIRO ESTÁGIO [$\Delta t_1 = t_1 - t_0$]	43
3.3.2 - SEGUNDO ESTÁGIO [$\Delta t_2 = t_2 - t_1$]	45
3.3.3 - TERCEIRO ESTÁGIO [$\Delta t_3 = t_3 - t_2$].....	48
3.3.4 - QUARTO ESTÁGIO [$\Delta t_4 = t_4 - t_3$].....	50
3.3.5 - QUINTO ESTÁGIO [$\Delta t_5 = t_5 - t_4$]	52
3.3.6 - SEXTO ESTÁGIO [$\Delta t_6 = t_6 - t_5$].....	52
3.3.7 - SÉTIMO ESTÁGIO [$\Delta t_7 = t_7 - t_6$].....	54
3.3.8 - OITAVO ESTÁGIO [$\Delta t_8 = t_8 - t_7$]	57
3.3.9 - NONO ESTÁGIO [$\Delta t_9 = t_9 - t_8$].....	59
3.3.10 - DÉCIMO ESTÁGIO [$\Delta t_{10} = t_{10} - t_9$]	61

3.3.11 - PLANO DE FASES.....	62
3.3.12 - GANHO ESTÁTICO	63
3.3.13 - CÁLCULO DA TENSÃO MÉDIA DO INDUTOR L_3	68
3.3.14 - CÁLCULO DO GANHO ESTÁTICO GLOBAL (G) DO CONVERSOR BOOST2-BUCK SS.....	69
3.3.15 - ANÁLISE DOS ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES	70
3.4 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	76
<i>CAPÍTULO 4 PROJETO DO CONVERSOR BOOST2-BUCK.....</i>	<i>77</i>
4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	77
4.2 - PARÂMETROS DE PROJETO DO CONVERSOR BOOST2-BUCK SS	77
4.2.1 - DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES	77
4.2.2 - DIMENSIONAMENTO DOS CAPACITORES.....	81
4.2.3 - CÁLCULO DO OFF-TIME E FREQUENCIA TEÓRICA DO CONVERSOR BOOST2-BUCK SS	83
4.2.4 - DIMENSIONAMENTO DOS ELEMENTOS RESSONANTES	85
4.2.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	90
<i>CAPÍTULO 5 ANÁLISES DE SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....</i>	<i>91</i>
5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	91
5.2 - SIMULAÇÕES DO CONVERSOR BOOST2-BUCK SS	91
5.2.1 - COMPARAÇÃO ENTRE RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS.....	92
5.2.2 - COMPARAÇÃO ENTRE TENSÃO DE ENTRADA E DE SAÍDA DO CONVERSOR BOOST2- BUCK OPERANDO NO MODO HARD E NO SOFT	105
5.2.3 - GANHO X POTÊNCIA E GANHO X RAZÃO CÍCLICA	108
5.3 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	110
<i>CONCLUSÃO GERAL</i>	<i>111</i>
<i>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</i>	<i>115</i>

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1 – Conversor Boost.....	3
Figura 1.2 – Conversor Boost Cascadeado.....	4
Figura 1.3 – Conversor Boost Quadrático.....	5
Figura 1.4 - Curvas ideais de ganho estático de tensão x razão cíclica dos conversores Boost, Boost2 e Boost2-Buck.....	6
Figura 1.5 – Conversor Boost2-Buck.....	7
Figura 2.1 – Conversor BOOST2-BUCK com tensão de entrada controlada.....	12
Figura 2.2 – Primeiro estágio de operação.....	14
Figura 2.3 – Segundo estágio de operação.....	17
Figura 2.4 – Conversor BOOST2-BUCK com tensão de saída controlada.....	22
Figura 2.5 – Primeiro estágio de operação.....	24
Figura 2.6 – Segundo estágio de operação.....	27
Figura 3.1 – Conversor BOOST2-BUCK-SS proposto.....	32
Figura 3.2 – Primeiro estágio de operação.....	34
Figura 3.3 – Segundo estágio de operação.....	34
Figura 3.4 – Terceiro estágio de operação.....	35
Figura 3.5 – Quarto estágio de operação.....	36
Figura 3.6 – Quinto estágio de operação.....	36
Figura 3.7 – Sexto estágio de operação.....	37
Figura 3.8 – Sétimo estágio de operação.....	38
Figura 3.9 – Oitavo estágio de operação.....	38

Figura 3.10 – Nono estágio de operação.....	39
Figura 3.11 – Décimo estágio de operação.....	40
Figura 3.12 – Formas de onda teóricas do conversor Boost2-Buck SS em regime permanente.	41
Figura 3.13 – Plano de fases de C_r e L_r	62
Figura 3.14 – Plano de fases de C_r e L_a	63
Figura 3.15 – Formas de onda para o cálculo do ganho estático.....	64
Figura 4.1 - Detalhe da forma de onda da corrente i_{Lr}	86
Figura 4.2 – Detalhe da forma de onda no interruptor S	88
Figura 5.1 – Conversor BOOST2-BUCK SS proposto.	92
Figura 5.2 - Tensão V_{DS} (roxo) e corrente i_S (verde) HARD e tensão V_i (azul).....	93
Figura 5.3 - Corrente nos indutores L_1 (laranja), L_2 (azul) e L_3 (roxo) HARD.....	94
Figura 5.4 - Tensão V_{DS} (roxo), corrente i_S (verde) no interruptor S e tensão de entrada V_i (azul).....	96
Figura 5.5 - Correntes em L_1 (laranja), L_2 (azul) e L_3 (roxo) com $V_i = 200$ V.	97
Figura 5.6 – Tensão V_{DS} (roxo), corrente no interruptor i_S (verde) e tensão de entrada V_i (azul).....	98
Figura 5.7 - Correntes nos indutores L_1 (laranja), L_2 (azul) e L_3 (roxo) para $V_i = 24 V_{CC}$	99
Figura 5.8 - Tensão V_{DS} (roxo) e corrente i_S (verde) no interruptor S para $V_i = 200$ V (azul).	101
Figura 5.9 - Correntes em L_1 (laranja), L_2 (azul) e L_3 (roxo) para $V_i = 200$ V.	102
Figura 5.10 – Tensão V_{cr} (azul) e corrente i_{La} (verde).	103
Figura 5.11 - Tensão V_{cr} (azul) e corrente i_{Lr} (verde).	104

Figura 5.12 - Tensão de saída V_0 (roxo) do conversor em operação Hard e Soft para $V_i = 24$ V_{CC} (azul). (a) Hard e (b) Soft.	106
Figura 5.13 - Tensão de saída V_0 (roxo) do conversor em operação Hard e Soft para $V_i = 24$ V_{CC} (azul). (a) Hard e (b) Soft.	107
Figura 5.14 – Gráfico de $P_0 \times D$	108
Figura 5.15 – Gráfico de $G \times D$	109

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 4.1 – Parâmetros de projeto do conversor Boost2-Buck SS	78
Tabela 4.2 - Especificações de projeto dos elementos conversor Boost2-Buck SS	90

SIMBOLOGIA

C_0	-Capacitor de filtro de saída
C_1	-Capacitor de filtro intermediário
C_2	-Capacitor de acoplamento
CA	-Corrente Alternada
CC	-Corrente Contínua
C_r	-Capacitor Ressonante
D	-Razão Cíclica
D_n	-Diodo “n”
EMI	-“Electromagnetic Interference” – Interferência Eletromagnética
f	-Frequência de Chaveamento
f_0	-Frequência de Ressonância
FM	-“Frequency Modulation” – Modulação em Frequência
G	-Ganho estático
I_{efn}	-Corrente eficaz em “n”
I_n	-Corrente média em “n”
I_{pn}	-Corrente de pico em “n”
K_j	-Coeficiente de densidade de corrente nos fios
K_u	-Fator de utilização da área da janela
L_1	-Indutor boost 1
L_2	-Indutor boost 2
L_a	-Indutor série
l_e	-Largura efetiva do núcleo magnético

l_g	-Largura do entreferro
L_r	-Indutor Ressonante
N	-Número de espiras
P_0	-Potência de Saída
P_i	-Potência de Entrada
PWM	-“Pulse Width Modulation” – Modulação por Largura de Pulso
QRC	-“Quasi-Resonant Converter” – Conversor Quase-Ressonante
R_L	-Resistência de Carga
S	-Interruptor
SR	-“Self-Resonant” – Auto-ressonante
T	-Período de Chaveamento
V_0	-Tensão de Saída
V_i	-Tensão de Entrada
V_n	-Tensão em “n”
Z_0	-Impedância característica da ressonância
ZCS	-“Zero Current Switching” – Comutação com corrente nula na saída de condução
ZVS	-“Zero Voltage Switching” – Comutação com tensão nula na entrada de condução
ZVT	-“Zero Voltage Transition” – Transição com tensão nula
α	-Impedância característica de carga normalizada
Δt_n	-Intervalo de tempo do estágio “n”
ω	-Frequência angular de chaveamento
ω_0	-Frequência angular de ressonância

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 - INTRODUÇÃO E ESTADO DA ARTE

Devido ao grande salto ocorrido recentemente, no que diz respeito ao desenvolvimento da Eletrônica de Potência em todo o mundo, foi possível alcançar novas e eficazes topologias de conversores de energia. Estes, através de inovadoras pesquisas em áreas como a automotiva, a militar, a espacial, de telecomunicações e no controle de acionamentos de máquinas elétricas, conseguiram uma melhor eficácia na conversão de energia, via redução de tamanho e volume e, conseqüentemente, com o aumento da densidade de potência dessas estruturas. A baixa emissão de ruídos, o aumento da robustez e uma melhor resposta dinâmica, são, também, objetivos almejados por tais pesquisas.

Mas, para que se reduzam o peso e tamanho dos conversores confeccionados contemporaneamente, é necessário que se utilize frequências mais altas de trabalho, ou seja, é preciso que se usem frequências de chaveamentos superiores às que se utilizavam até então [1]. Entretanto, o ônus que se pagaria por operarem conversores em frequências tão elevadas seria o aumento de perdas oriundas do chaveamento.

A fim de solucionar tais inconvenientes, operação em frequências elevadas, realizou-se um árduo trabalho em pesquisas de células de comutação não dissipativa, que viabilizem a diminuição da geração de interferências eletromagnéticas, também conhecidas como *EMI*. O *EMI* ocorre devido às elevadas derivadas de corrente e tensão, inerentes ao chaveamento dos dispositivos semicondutores controlados, durante a operação dos interruptores numa comutação dissipativa. Portanto, o aumento da frequência de operação, só tornou-se possível,

graças à implementação das células de comutação não dissipativa que eliminam as perdas por comutação, reduzindo assim, o peso e o volume das fontes chaveadas [2].

Para entender melhor o assunto, serão citadas topologias de conversores de potência não isolados, que utilizam apenas um interruptor em seu circuito, capazes de operar em elevadas frequências de chaveamento. Os conversores Boost, Buck, Buck-Boost, Cuk, Sepic e Zeta são exemplos de topologias de conversores CC-CC que usam apenas um interruptor em sua rotina de operação [3]. Porém, algumas vezes eles também podem ser usados como conversores AC-DC com eficazes capacidades de conversão da tensão de entrada em tensões específicas de saída. Entretanto, existem aplicações onde nenhuns dos conversores ditos de topologia básica são adequados, necessitando, por esse motivo, serem aceitas e estudadas, topologias alternativas.

Devido ao desenvolvimento e aperfeiçoamento de novas tecnologias, inovadoras fontes de potências são necessárias onde existam grandes variações de tensão. Por esse motivo, há a necessidade de topologias alternativas que derivam de conversores que apresentam uma relação entre sua tensão de saída e sua tensão de entrada, conhecido como ganho estático (G) em função da razão cíclica (D) de trabalho deste conversor, ou seja, é uma função do tipo $G(D)$. Isso representa nada mais que a proporção em que o interruptor permanece fechado durante um período completo de chaveamento (T). A razão cíclica D assume a unidade como seu valor máximo e, zero como seu valor mínimo. Por esses motivos, conclui-se que, quanto maior for o valor assumido por D , tanto maior será o ganho estático (G). A desvantagem está no fato de que as perdas de condução são agravadas à medida que a razão cíclica aproxima-se da unidade.

Na grande parte das aplicações, um conversor de topologia básica pode ser usado, em outras, porém, nenhum destes conversores não apresentaram um valor adequado para

$G(D)$ [4]. Um exemplo clássico de topologia básica é o conversor Boost, que é muitas vezes usado em aplicações onde a tensão disponibilizada possui valores muito baixos se comparado com a tensão necessária na entrada de um inversor, por exemplo, quando uma conversão CC-CA é solicitada. Por isso, é necessário utilizar um conversor CC-CC elevador. A Figura 1.1 mostra o circuito esquemático do conversor Boost.

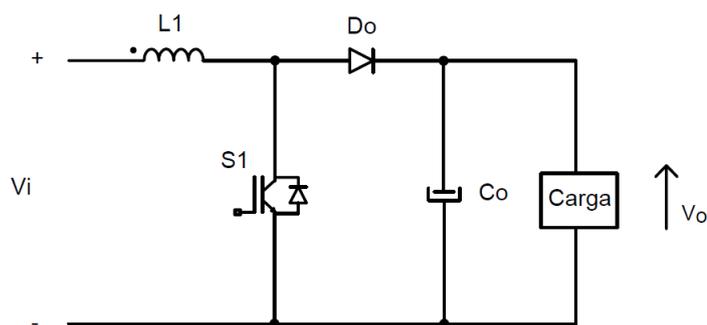


Figura 1.1 – Conversor Boost.

O conversor Boost apresenta dois estágios de operação, que envolve a abertura e o fechamento do interruptor S_I . O primeiro estágio, quando o interruptor S_I está fechado, caracteriza-se por uma transferência de energia da fonte de alimentação V_i ao indutor L_I que acumula em seu campo magnético. Já segundo estágio, quando o interruptor S_I está aberto, é compreendido como um repasse de energia que, anteriormente estava acumulada no indutor, à carga. Possibilitando assim, que a tensão de saída torne-se maior que a tensão de entrada. O ganho de tensão proveniente deste conversor é dado por:

$$G = \frac{1}{1-D} \quad (1.1)$$

Todavia, diferentes valores de $G(D)$ podem ser alcançados se topologias básicas forem cascadeadas umas com as outras [5]. Conversores cascadeados podem ser implementados utilizando-se apenas um interruptor em seu circuito. Assim, seriam produzidos conversores com razões de conversão não convencionais. Estes são frequentemente chamados de

conversores quadráticos, onde o ganho (G) está relacionado de forma quadrática com a razão cíclica (D). Ganhos elevados de tensão podem ser obtidos com o cascadeamento de dois conversores Boost, pois o ganho de tensão passará a ter uma dependência quadrática com a razão cíclica.

A Figura 1.2 abaixo mostra um exemplo de um conversor Boost cascadeado.

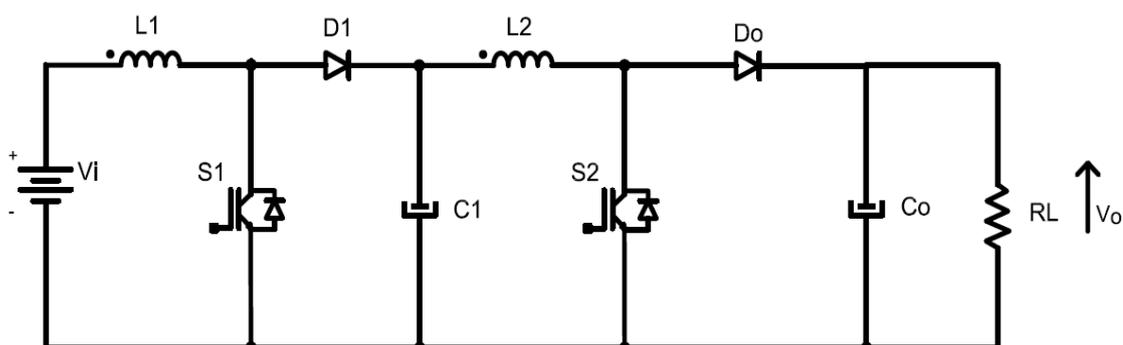


Figura 1.2 – Conversor Boost Cascadeado.

Embora um conversor quadrático seja um conversor não isolado contendo um único interruptor, este é, essencialmente, um conversor que possui dois estágios de operação, já que ele é resultado de um cascadeamento de dois conversores. O significado disso é que a energia é processada duas vezes, diferentemente dos conversores básicos que só a processam uma única vez. A desvantagem gerada em se usar um conversor quadrático é que ele nunca será mais eficiente que um conversor básico, levando-nos a conclusão de que este tipo de conversor deva ser utilizado somente em aplicações onde não seja possível o uso de conversores básicos. Outra desvantagem, que deve ser lembrada, é que esse tipo de conversores apresentam perdas de comutação.

Conversores quadráticos são adequados em aplicações que requerem baixos custos e baixas potências [6]. A Figura 1.3 abaixo mostra o conversor Boost2 que é derivado de um conversor Boost cascadeado.

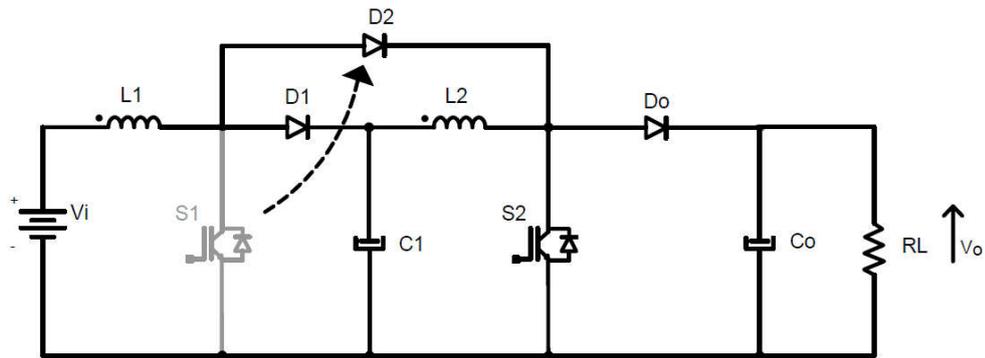


Figura 1.3 – Conversor Boost Quadrático.

Assim como a associação em cascata de dois conversores Boost, o conversor Boost2 apresenta ganho quadrático em relação à razão cíclica, conforme (1.2).

$$G = \frac{1}{(1-D)^2} \quad (1.2)$$

Por outro lado, quando se fala no conversor Boost2-Buck é importante entender que este apresenta em sua equação de ganho estático, um produto de três ganhos distintos, dois elevadores e um abaixador, ou seja, dois Boost e um Buck. O conversor Boost2-Buck apresenta a seguinte equação de ganho:

$$G = \frac{D}{(1-D)^2} \quad (1.3)$$

Para que se possa compreender melhor a relação dos ganhos estáticos dos conversores analisados anteriormente, foram traçadas suas curvas de ganho na que são mostradas na Figura 1.4.

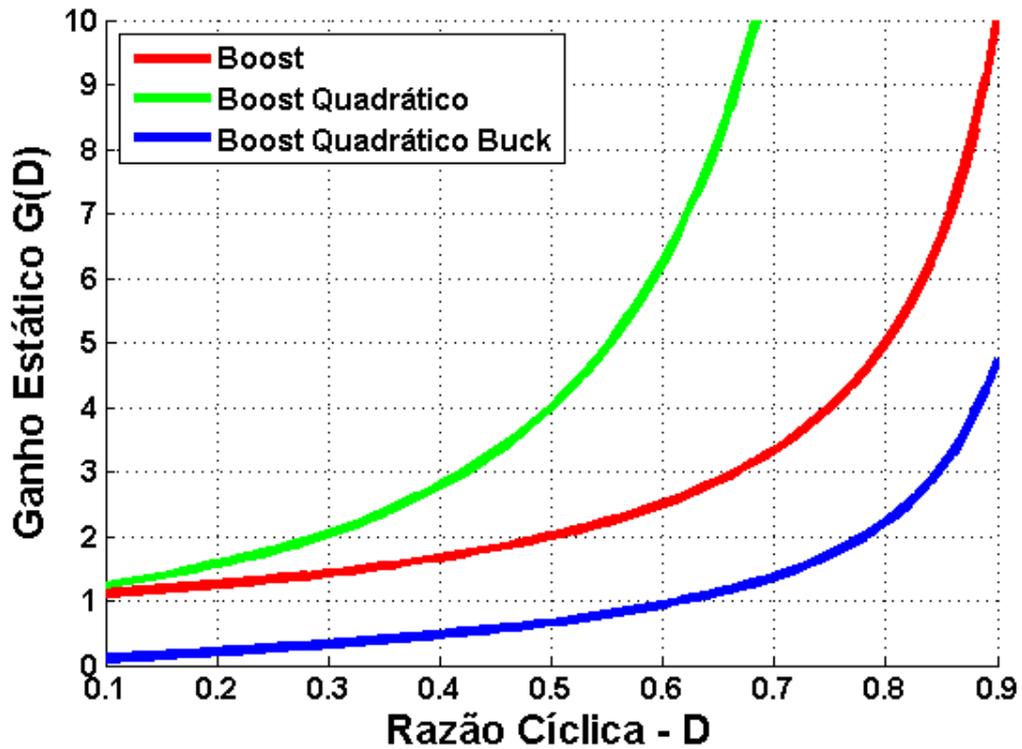


Figura 1.4 - Curvas ideais de ganho estático de tensão x razão cíclica dos conversores Boost, Boost2 e Boost2-Buck.

Nota-se que o conversor Boost2 apresenta ganhos de tensão superiores ao do conversor Boost para um mesmo valor de razão cíclica. Por outro lado, o conversor Boost2-Buck possui menor ganho de tensão, se comparado ao Boost, isso porque a característica Buck contida na topologia é determinante para essa queda no ganho real de tensão. Desse modo, utilizando-se o conversor foco deste trabalho, torna-se inviável obter ganhos elevados de tensão com valores menores de razão cíclica (D), mas, em contrapartida, esse conversor consegue atenuar o efeito das perdas de condução à medida que a razão cíclica aproxima-se da unidade. A Figura 1.5 mostra o conversor Boost2-Buck anteriormente mencionado.

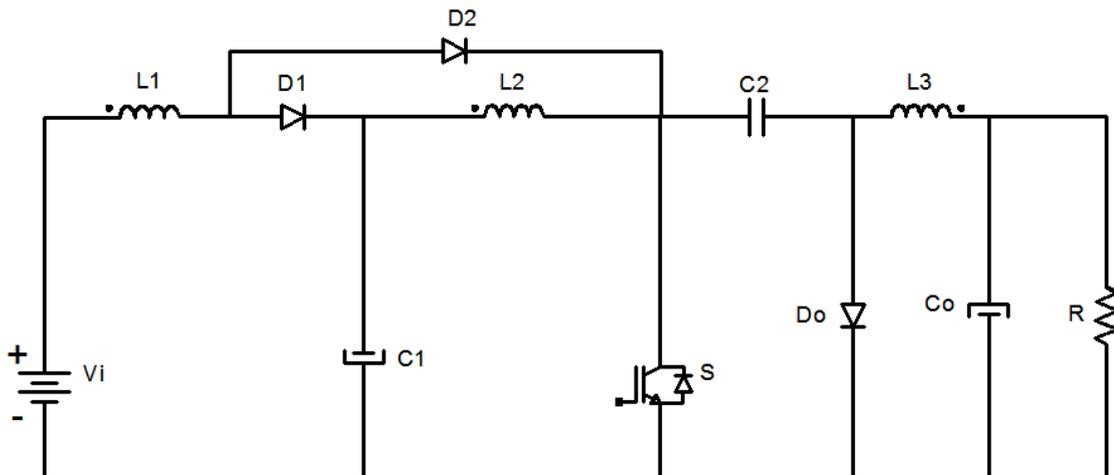


Figura 1.5 – Conversor Boost2-Buck.

A maioria dos trabalhos anteriormente produzidos mostram conversores (CC-CC) e estratégias de controle com o propósito de ajustar a tensão de saída a níveis desejáveis. Dependendo da aplicação, os conversores são projetados para elevar ou reduzir a tensão de entrada, de acordo com a tensão nominal da carga a ser alimentada. O conversor Boost2-Buck proposto neste trabalho, por outro lado, apresenta a vantagem de elevar ou reduzir a tensão de entrada em uma única topologia utilizando somente um interruptor ativo. A topologia apresentada é capaz de operar na faixa de tensão de $24 V_{CC}$ até $200 V_{CC}$ em malha aberta, podendo, portanto, ser alimentado por conjunto de baterias ligadas em série ou pela rede de distribuição de energia elétrica na tensão de $127 V_{CA}$ ($180 V_{CC}$). Essa característica permite que o equipamento continue operando, mesmo durante uma interrupção de energia na rede de distribuição.

Deste modo, a característica Boost2 do conversor Boost2-Buck proposto entrará em operação quando for alimentado por baterias, para elevar a tensão das baterias para o nível de tensão necessário para a alimentação a carga.

A principal vantagem de se utilizar um conversor quadrático para elevar a tensão é que este tipo de conversor é apropriado para realizar conversão elevada de tensão (CC-CC). Consequentemente, a razão cíclica do conversor quadrático será menor se comparada a razão cíclica do conversor tradicional para a mesma aplicação e, consequentemente, se a conversão for muito elevada, o conversor tradicional será incapaz de realizar a conversão porque necessitará de razão cíclica elevada, próxima a cem por cento. Por isso, um esquema que proporciona faixa larga de conversão é a conexão em cascata de conversores que consiste em dois ou mais conversores conectados em cascata [7].

Por outro lado, quando a rede de distribuição estiver operando adequadamente, a característica Buck do conversor proposto irá reduzir a tensão de $127 V_{CA}$ retificada, presente no barramento CC do conversor, para o correto acionamento da carga.

Um grande número de conversores quadrático é proposto na literatura da Eletrônica de Potência [8-11].

Diferentes tipos de conversores com comutação suave tais como, os conversores ressonantes série e paralelo [4], conversores quase ressonantes (QRC's) [4], e conversores multi-ressonantes (MRC's) [4], foram propostos para mitigar os problemas de perdas durante a comutação.

Desenvolveram-se recentemente uma configuração híbrida de conversores que operam em altas frequências que mescla conversores de comutação suave e controle por largura de pulso (PWM). Esse grupo de conversores é chamado de conversores PWM com comutação suave e são apresentados em [4]. Neste tipo de conversores, o interruptor opera em modo ressonante apenas durante a transição da comutação e, então, retorna à operação PWM no restante do período de chaveamento.

Uma comparação dos métodos de comutação suave para conversores PWM tem mostrado que o método passivo tem melhor eficiência na região de operação de altas potências, enquanto o método ativo supera o método passivo na região de operação de baixas potências [4].

Nesta proposta de trabalho, o objetivo foi assegurar a operação em altas frequências de chaveamento e manter o conversor operando com uma única chave para maximizar a eficiência do conversor, por isso, a opção foi utilizar o método passivo de comutação suave.

1.2 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho é apresentado em um total de seis capítulos. No capítulo 1 é apresentado o estado da arte, onde são conceituados e comparados os conversores que deram origem ao conversor analisado. São demonstradas as principais aplicações dos conversores CC-CC e conversores cascadeados com ampla faixa de conversão. Também são feitas análises gráficas e de equações de ganho estático dos três conversores que compõem o conversor Boost2-Buck. No capítulo 2 é apresentada a análise por variáveis de espaço de estados médios do conversor Boost2-Buck. Nesta análise, ora o conversor proposto comporta-se como regulador da tensão de entrada, ora como regulador da tensão de saída. No capítulo 3 é feita uma análise qualitativa e quantitativa do conversor Boost2-Buck Single Switch, assim como todo o equacionamento dos dez estágios de operação, os planos de fase, assim como as equações de ganho estático e os esforços aos quais são submetidos os semicondutores. No capítulo 4 é desenvolvido todo o projeto do conversor Boost2-Buck SS. No capítulo 4 são apresentados os resultados de simulação e experimentais. Por fim, o capítulo 6 apresenta a conclusão geral e propostas para trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

ANÁLISE POR VARIÁVEIS DE ESPAÇO DE ESTADO MÉDIO DO CONVERSOR BOOST2-BUCK

2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo serão apresentados os modelos matemáticos do conversor Boost2-Buck, que foram implementados por meio de espaço de estados. A partir dos modelos encontrados, é possível dimensionar os parâmetros do conversor proposto.

No entanto, a princípio, é necessário escolher um entre os dois modos de operação do conversor. O primeiro modo de operação consiste em utilizá-lo com fonte de tensão variável de entrada e operá-lo de modo a fornecer tensão de saída fixa (Ex: entrada acoplada a um sistema fotovoltaico). O segundo modo consiste em utilizá-lo com fonte de tensão de entrada fixa e operá-lo de modo a obter-se tensão de saída variável (Ex: sua entrada acoplada a uma bateria).

Devido aos dois modos de operação, o conversor Boost2-Buck, possui duas maneiras distintas de se projetar os valores de seus elementos passivos para que opere adequadamente ao modo de operação escolhido.

2.2 - MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST2-BUCK PELO MÉTODO DE ESPAÇOS DE ESTADO

Por definição, em engenharia de controle, uma representação em espaços de estado, nada mais é do que um modelo matemático de um sistema físico composto de inúmeras variáveis de entrada, de saída e de estado relacionado entre si, por meio de equações diferenciais de primeira ordem. Para se representar o número de entradas, saídas e estados, as variáveis devem ser expressas em vetores e, as equações diferenciais e algébricas na forma de matrizes[12]. Sendo assim, o conversor Boost2-Buck apresentado na Figura 2.1 poder ser representado no espaço de estados pelas seguintes equações matriciais[13]:

$$\dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \quad (2.1)$$

$$y = C \cdot x + E \cdot u \quad (2.2)$$

Onde:

- x é o vetor de estado, composto pelas variáveis de estado, cujo número depende da quantidade de elementos armazenadores de energia no sistema [13]. No caso do conversor Boost2-Buck, estes elementos são as correntes nos indutores e as tensões nos capacitores;
 - \dot{x} é a derivada do vetor de estados em relação ao tempo;
 - y é o vetor resposta;
 - u é o vetor de entrada, composto pelas fontes de alimentação do sistema;
 - A é a matriz de sistema;
 - B é a matriz de entrada;
 - C é a matriz de saída;
 - E é a matriz de ação avante.
-

2.3 - CONVERSOR BOOST2-BUCK COM TENSÃO DE ENTRADA CONTROLADA

A Figura 2.1 ilustra o circuito esquemático do conversor Boost2-Buck com tensão de entrada controlada.

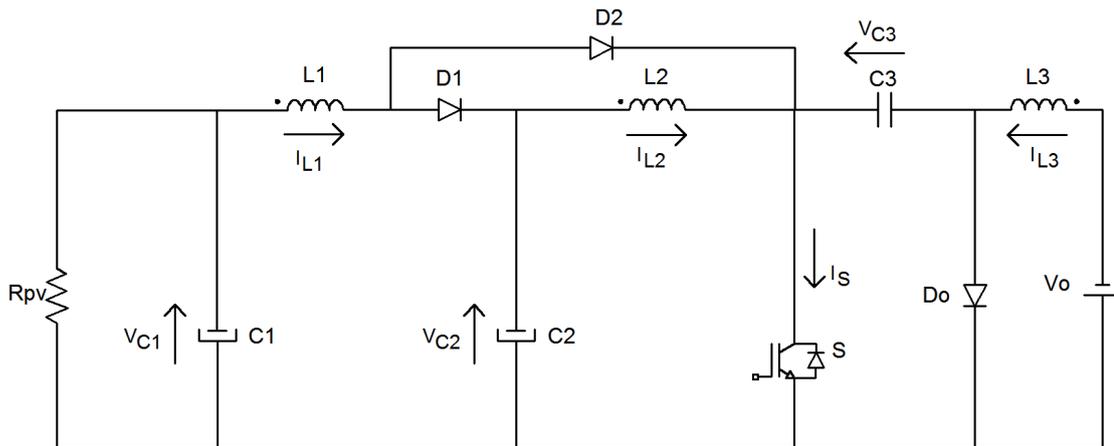


Figura 2.1 – Conversor BOOST2-BUCK com tensão de entrada controlada.

O circuito do conversor Boost2-Buck possui apenas um interruptor (S). Considerando-se que o interruptor possui dois estados de operação que é fechado e aberto, torna-se necessário encontrar os circuitos equivalentes para as duas condições.

Uma vez definidas as variáveis de estado como sendo as correntes nos indutores e as tensões sobre os capacitores, obtém-se o vetor de estados, Equação (2.3), e o vetor composto pelas derivadas das variáveis de estado, Equação (2.4).

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C2}(t) \\ v_{C0}(t) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} di_{L1}(t)/dt \\ di_{L2}(t)/dt \\ di_{L3}(t)/dt \\ dv_{C1}(t)/dt \\ dv_{C2}(t)/dt \\ dv_{C0}(t)/dt \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

O vetor de entrada, por sua vez, é representado pelas fontes de alimentação do sistema, como apresentado na Equação (2.5)

$$u(t) = [V_0] \quad (2.5)$$

Obtidos os vetores de estado e de entrada, é necessário estabelecer os equacionamentos para cada um dos dois circuitos definidos pelas condições do interruptor (aberto, fechado) a fim de se determinar as matrizes de sistema (A) e de entrada (B), necessárias para a solução do modelo matemático. Nesta etapa, as seguintes considerações serão:

- A fonte de tensão de saída é considerada ideal (V_0);
- Os filtros capacitivos C_1 , C_2 e C_0 são grandes o suficiente para que sejam considerados como fontes de tensão constantes (V_{C1} , V_{C2} , e V_{C3});

- Os indutores L_1 , L_2 e L_3 são grandes o suficiente para que suas correntes sejam consideradas constantes (I_{L1} , I_{L2} e I_{L3});
- Todos os semicondutores e elementos passivos são considerados ideais;
- O interruptor (S) é bidirecional em corrente.

2.3.1 - CIRCUITO EQUIVALENTE PARA A CONDIÇÃO DE INTERRUPTOR (S) FECHADO

Com o fechamento do interruptor S , os diodos D_1 e D_0 são bloqueados, enquanto o diodo D_2 encontra-se conduzindo. O circuito formado por este estágio está ilustrado em negrito na Figura 2.2.

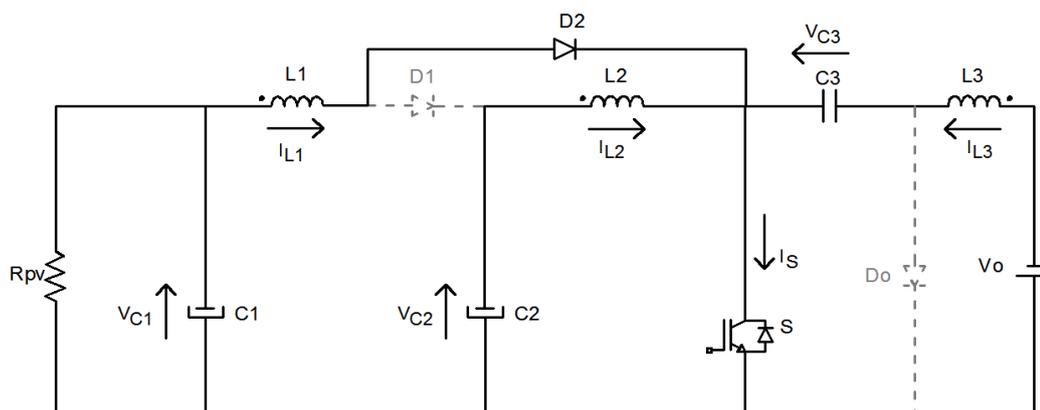


Figura 2.2 – Primeiro estágio de operação.

Analisando-se o circuito da Figura 2.2 pelo método de Kirchhoff das malhas, as derivadas das correntes nos indutores são determinadas pelas seguintes equações:

$$\frac{di_{L1}(t)}{dt} = \frac{I}{L_1} \cdot v_{C1}(t) \quad (2.6)$$

$$\frac{di_{L2}(t)}{dt} = \frac{I}{L_2} \cdot v_{C2}(t) \quad (2.7)$$

$$\frac{di_{L3}(t)}{dt} = \frac{I}{L_3} \cdot v_{C3}(t) - \frac{I}{L_3} \cdot V_0 \quad (2.8)$$

Pelo método de Kirchhoff dos nós, tem-se que as derivadas das tensões sobre os capacitores são determinadas pelas seguintes equações:

$$\frac{dv_{C1}(t)}{dt} = -\frac{I}{C_1} \cdot i_{L1}(t) - \frac{I}{R \cdot C_1} \cdot v_{C1}(t) \quad (2.9)$$

$$\frac{dv_{C2}(t)}{dt} = \frac{I}{C_2} \cdot i_{L2}(t) \quad (2.10)$$

$$\frac{dv_{C0}(t)}{dt} = \frac{I}{C_0} \cdot i_{L3}(t) \quad (2.11)$$

De posse das Equações (2.6), (2.7), (2.8), (2.9), (2.10) e (2.11), é possível construir as matrizes de sistema e de entrada para a condição de interruptor Sfechado do conversor Boost2-Buck, para a condição de tensão de entrada controlada, conforme apresentado a seguir:

$$A_I = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1/L_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L_3 \\ -1/C_1 & 0 & 0 & -1/(R \cdot C_1) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$B_I = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1/L_3 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

2.3.2 - CIRCUITO EQUIVALENTE PARA A CONDIÇÃO DO INTERRUPTOR *S* ABERTO

Com o interruptor *S* aberto, os diodos D_1 e D_0 estão conduzindo e o diodo D_2 está bloqueado. O circuito formado por este estágio está ilustrado em **negrito** na Figura 2.3.

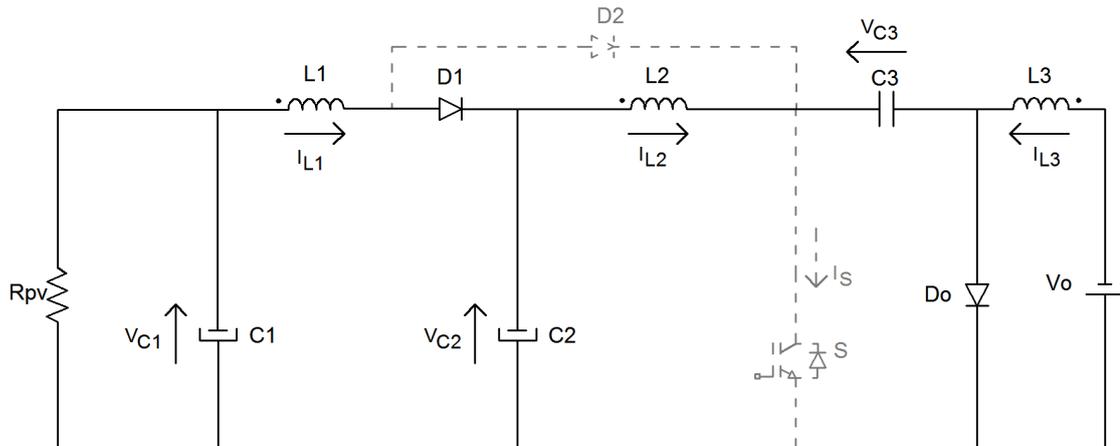


Figura 2.3–Segundo estágio de operação.

Analisando-se o circuito da Figura 2.3 pelo método de Kirchhoff das malhas, tem-se que as derivadas das correntes nos indutores são determinadas pelas seguintes equações:

$$\frac{di_{L1}(t)}{dt} = \frac{1}{L_1} \cdot v_{C1}(t) - \frac{1}{L_1} \cdot v_{C2}(t) \quad (2.14)$$

$$\frac{di_{L2}(t)}{dt} = \frac{1}{L_2} \cdot v_{C2}(t) - \frac{1}{L_2} \cdot v_{C3}(t) \quad (2.15)$$

$$\frac{di_{L3}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_3} \cdot V_o \quad (2.16)$$

Pelo método de Kirchhoff dos nós, tem-se que as derivadas das tensões sobre os capacitores são determinadas pelas seguintes equações:

$$\frac{dv_{C1}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_1} \cdot i_{L1}(t) - \frac{1}{R \cdot C_1} \cdot v_{C1}(t) \quad (2.17)$$

$$\frac{dv_{C2}(t)}{dt} = \frac{1}{C_2} \cdot i_{L1}(t) - \frac{1}{C_2} \cdot i_{L2}(t) \quad (2.18)$$

$$\frac{dv_{C0}(t)}{dt} = \frac{1}{C_0} \cdot i_{L2}(t) \quad (2.19)$$

Por meio das Equações (2.14), (2.15), (2.16), (2.17), (2.18) e (2.19), é possível construir as matrizes de sistema e de entrada para a condição de interruptor Sfechado do conversor Boost2-Buck, para a condição de tensão de entrada controlada, conforme apresentado a seguir:

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1/L_1 & -1/L_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L_2 & -1/L_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1/C_1 & 0 & 0 & -1/(R \cdot C_1) & 0 & 0 \\ 1/C_2 & -1/C_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1/L_3 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

A Equação (2.22) permite que a matriz de sistema seja utilizada no cálculo de valores médios, ou seja, em regime permanente, em um período de chaveamento:

$$A_{med} = A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1 - D) \quad (2.22)$$

Substituindo (2.12) e (2.20) em (2.22), obtém-se:

$$A_{med} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1/L_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L_3 \\ -1/C_1 & 0 & 0 & -1/(R \cdot C_1) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot D + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1/L_1 & -1/L_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L_2 & -1/L_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1/C_1 & 0 & 0 & -1/(R \cdot C_1) & 0 & 0 \\ 1/C_2 & -1/C_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot (1-D) \quad (2.23)$$

O que resulta em:

$$A_{med} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1/L_1 & -(1-D)/L_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L_2 & -(1-D)/L_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & D/L_3 \\ -1/C_1 & 0 & 0 & -1/(R \cdot C_1) & 0 & 0 \\ (1-D)/C_2 & -2(1-D)/C_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (1-D)/C_0 & D/C_3 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

De modo semelhante, aplicando-se o mesmo procedimento na matriz de entrada:

$$B_{med} = B_1 \cdot D + B_2 \cdot (1-D) \quad (2.25)$$

Substituindo (2.13) e (2.21) em (2.25), obtém-se:

$$B_{med} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1/L_3 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot D + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1/L_3 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot (1-D) \quad (2.26)$$

O que resulta em:

$$B_{med} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1/L_3 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Ao se linearizar o sistema de equações ao redor do ponto de operação, tem-se que as derivadas das variáveis de estado no ponto de operação são nulas. Além disso, os valores representativos das variáveis de estado são os valores eficazes ou os valores de pico (constantes).

Desse modo, igualando a zero a Eq. (2.1) e agora considerando apenas valores médios e resolvendo para X , tem-se:

$$X_{med} = -A_{med}^{-1} \cdot B_{med} \cdot U_{med} \quad (2.28)$$

Substituindo (2.24), (2.27) e (2.5) em (2.28), obtém-se:

$$X_{med} = \begin{bmatrix} \frac{-V_0 \cdot (1-D)^2}{R \cdot D} \\ \frac{-V_0 \cdot (1-D)^3}{R \cdot D \cdot (2D-1)} \\ \frac{V_0 \cdot (D-1)^4}{R \cdot D^2 - 2 \cdot R \cdot D^3} \\ \frac{V_0 \cdot (D-1)^2}{D} \\ \frac{V_0}{D} - V_0 \\ \frac{V_0}{D} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Como,

$$X_{med} = \begin{bmatrix} i_{L1med} \\ i_{L2med} \\ i_{L3med} \\ v_{C1med} \\ v_{C2med} \\ v_{C3med} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Logo:

$$\begin{bmatrix} i_{L1med} \\ i_{L2med} \\ i_{L3med} \\ v_{C1med} \\ v_{C2med} \\ v_{C3med} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-V_0 \cdot (1-D)^2}{R \cdot D} \\ \frac{-V_0 \cdot (1-D)^3}{R \cdot D \cdot (2D-1)} \\ \frac{V_0 \cdot (D-1)^4}{R \cdot D^2 - 2 \cdot R \cdot D^3} \\ \frac{V_0 \cdot (D-1)^2}{D} \\ \frac{V_0}{D} - V_0 \\ \frac{V_0}{D} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Estas equações são os instrumentos pela qual serão dimensionados os elementos que compõem o circuito do conversor Boost2-Buck com tensão de entrada controlada.

2.4 - CONVERSOR BOOST2-BUCK COM TENSÃO DE SAÍDA CONTROLADA

A Figura 2.4 ilustra o circuito esquemático do conversor Boost2-Buck com tensão de saída controlada.

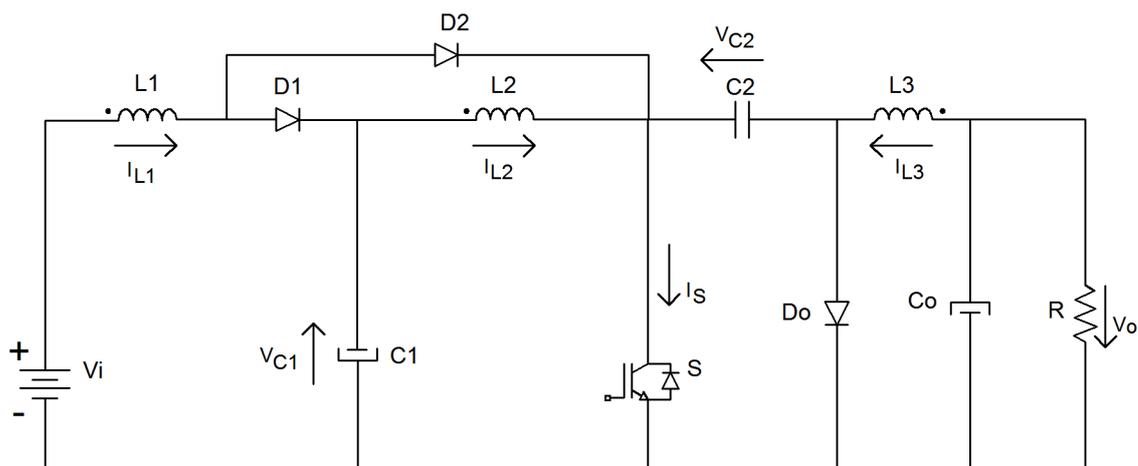


Figura 2.4 – Conversor BOOST2-BUCK com tensão de saída controlada.

De modo semelhante a análise anterior, considerando-se que o interruptor possui dois estados de operação que é fechado e aberto, torna-se necessário encontrar os circuitos equivalentes para as duas condições.

Uma vez definidas as variáveis de estado como sendo as correntes nos indutores e as tensões sobre os capacitores, obtém-se o vetor de estados, Equação (2.32), e o vetor composto pelas derivadas das variáveis de estado, Equação (2.33).

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C2}(t) \\ v_{C0}(t) \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} di_{L1}(t)/dt \\ di_{L2}(t)/dt \\ di_{L3}(t)/dt \\ dv_{C1}(t)/dt \\ dv_{C2}(t)/dt \\ dv_{C0}(t)/dt \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

O vetor de entrada, por sua vez, é representado pelas fontes de alimentação do sistema.

Portanto:

$$u(t) = [V_i] \quad (2.34)$$

Obtidos os vetores de estado e de entrada, é necessário estabelecer os equacionamentos para cada um dos dois circuitos definidos pelo do conversor Boost2-Buck para a condição de tensão de saída controlada, ou seja, aberto e fechado a fim de se determinar as matrizes de sistema (A) e de entrada (B) necessárias para a solução do modelo matemático.

Para resolver o modelo matemático e analisar corretamente seus nós e malhas, são feitas algumas considerações, em regime permanente:

- A fonte de tensão de entrada é considerada ideal (V_i);
 - Os filtros capacitivos C_1 , C_2 e C_0 são grandes o suficiente para que sejam considerados como fontes de tensão constantes (V_{C1} , V_{C2} , e V_{C3});
-

- Os indutores L_1 , L_2 e L_3 são grandes o suficiente para que suas correntes sejam consideradas constantes (I_{L1} , I_{L2} e I_{L3});
- Todos os semicondutores e elementos passivos são considerados ideais;
- O interruptor (S) é bidirecional em corrente.

2.4.1 - CIRCUITO EQUIVALENTE PARA A CONDIÇÃO DE INTERRUPTOR (S) FECHADO

Com o fechamento do interruptor S , os diodos D_1 e D_0 são bloqueados, enquanto o diodo D_2 encontra-se conduzindo. O circuito formado por este estágio está ilustrado em negrito na Figura 2.5.

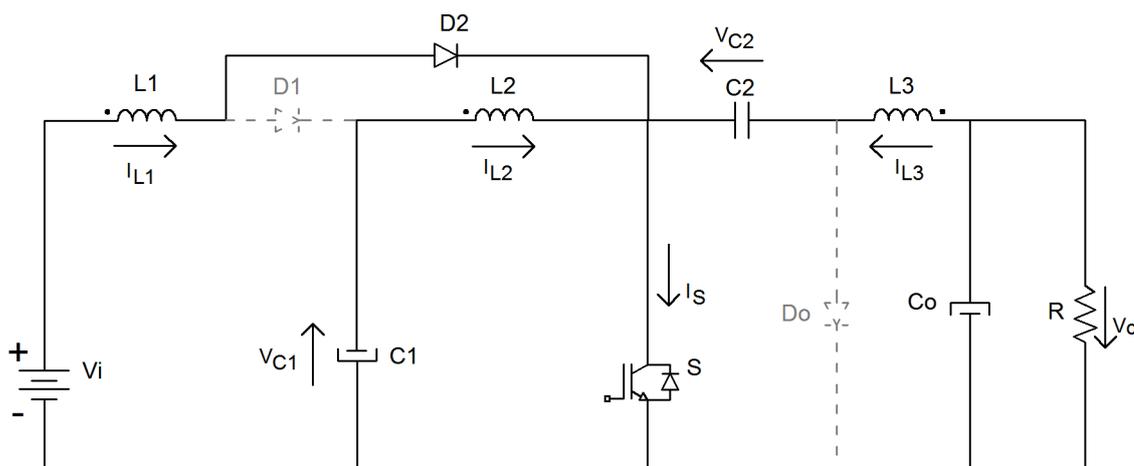


Figura 2.5 – Primeiro estágio de operação.

Analisando o circuito da Figura 2.5 pelo método de Kirchhoff das malhas, tem-se que as derivadas das correntes nos indutores são determinadas pelas seguintes equações:

$$\frac{di_{L1}(t)}{dt} = \frac{1}{L_1} \cdot V_i \quad (2.35)$$

$$\frac{di_{L2}(t)}{dt} = \frac{1}{L_2} \cdot v_{C1}(t) \quad (2.36)$$

$$\frac{di_{L3}(t)}{dt} = \frac{1}{L_3} \cdot v_{C2}(t) - \frac{1}{L_3} \cdot v_{C0}(t) \quad (2.37)$$

Analisando agora o circuito da Figura 2.5 pelo método de Kirchhoff dos nós, tem-se que as derivadas das tensões sobre os capacitores são determinadas pelas seguintes equações:

$$\frac{dv_{C1}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_1} \cdot i_{L2}(t) \quad (2.38)$$

$$\frac{dv_{C2}(t)}{dt} = \frac{1}{C_2} \cdot i_{L3}(t) \quad (2.39)$$

$$\frac{dv_{C0}(t)}{dt} = \frac{1}{C_0} \cdot i_{L3}(t) - \frac{1}{R \cdot C_3} \cdot v_{C0}(t) \quad (2.40)$$

Tendo como base as Eq. (2.35), (2.36), (2.37), (2.38), (2.39) e (2.40), é possível construir as matrizes de sistema e de entrada para a condição de interruptor Sfechado do conversor Boost2-Buck com tensão de saída controlada:

$$A_i = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L_3 & -1/L_3 \\ 0 & -1/C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C_3 & 0 & 0 & -1/(R \cdot C_0) \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

$$B_i = \begin{bmatrix} 1/L_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

2.4.2 - CIRCUITO EQUIVALENTE PARA A CONDIÇÃO DO INTERRUPTOR *S* ABERTO

Com o interruptor *S* aberto, os diodos D_1 e D_0 estão conduzindo e o diodo D_2 está bloqueado. O circuito formado por este estágio está ilustrado em negrito na Figura 2.6.

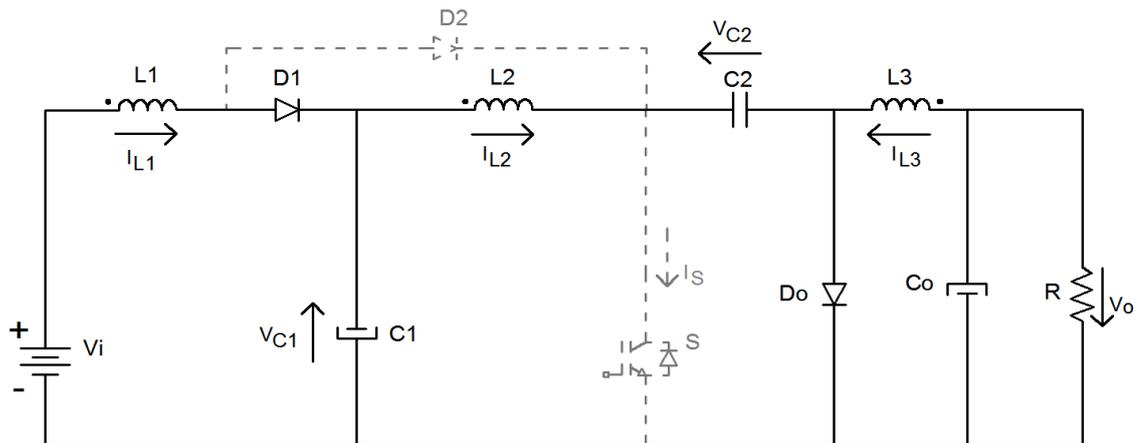


Figura 2.6 – Segundo estágio de operação.

Analisando o circuito da Figura 2.6 pelo método de Kirchhoff das malhas, tem-se que as derivadas das correntes nos indutores são determinadas pelas seguintes equações:

$$\frac{di_{L1}(t)}{dt} = \frac{1}{L_1} \cdot V_i - \frac{1}{L_1} \cdot v_{C1}(t) \quad (2.43)$$

$$\frac{di_{L2}(t)}{dt} = \frac{1}{L_2} \cdot v_{C1}(t) - \frac{1}{L_2} \cdot v_{C2}(t) \quad (2.44)$$

$$\frac{di_{L3}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_3} \cdot v_{C0}(t) \quad (2.45)$$

Analisando agora o circuito da Figura 2.6 pelo método de Kirchhoff dos nós, tem-se que as derivadas das tensões sobre os capacitores são determinadas pelas seguintes equações:

$$\frac{dv_{C1}(t)}{dt} = \frac{1}{C_1} \cdot i_{L1}(t) - \frac{1}{C_1} \cdot i_{L2}(t) \quad (2.46)$$

$$\frac{dv_{C2}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_2} \cdot i_{L2}(t) \quad (2.47)$$

$$\frac{dv_{C0}(t)}{dt} = \frac{1}{C_0} \cdot i_{L3}(t) - \frac{1}{R \cdot C_0} \cdot v_{C0}(t) \quad (2.48)$$

Tendo como base as Eq. (2.43), (2.44), (2.45), (2.46), (2.47) e (2.48), é possível construir as matrizes de sistema e de entrada para a condição de interruptor S fechado do conversor Boost2-Buck com tensão de saída controlada:

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -1/L_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_2 & -1/L_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L_3 \\ 1/C_1 & -1/C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1/C_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C_0 & 0 & 0 & -1/(R \cdot C_0) \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 1/L_3 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

As matrizes de sistemas e de entrada por valores médios, ou seja, em regime permanente, em um período de chaveamento são dadas por:

$$A_{med} = A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1 - D) \quad (2.51)$$

Substituindo (2.41) e (2.49) em (2.51), tem-se:

$$A_{med} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L_3 & -1/L_3 \\ 0 & -1/C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C_3 & 0 & 0 & -1/(R \cdot C_0) \end{bmatrix} \cdot D + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -1/L_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_2 & -1/L_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L_3 \\ 1/C_1 & -1/C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1/C_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C_0 & 0 & 0 & -1/(R \cdot C_0) \end{bmatrix} \cdot (1-D) \quad (2.52)$$

Resultando em:

$$A_{med} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -(1-D)/L_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_2 & -(1-D)/L_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & D/L_3 & -1/L_3 \\ (1-D)/C_1 & -1/C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -(1-D)/C_2 & D/C_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C_3 & 0 & 0 & -1/(R \cdot C_1) \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

Já

$$B_{med} = B_1 \cdot D + B_2 \cdot (1-D) \quad (2.54)$$

Substituindo (2.42) e (2.50) em (2.54), tem-se:

$$B_{med} = \begin{bmatrix} 1/L_3 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot D + \begin{bmatrix} 1/L_3 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot (1-D) \quad (2.55)$$

Resultando em:

$$B_{med} = \begin{bmatrix} 1/L_3 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

Ao se linearizar o sistema de equações ao redor do ponto de operação, tem-se que as derivadas das variáveis de estado no ponto de operação são nulas. Além disso, os valores representativos das variáveis de estado são os valores eficazes ou os valores de pico (constantes).

Desse modo, igualando a zero a Eq. (2.1) e agora considerando apenas valores médios, resolvendo para X , tem-se:

$$X_{med} = -A_{med}^{-1} \cdot B_{med} \cdot U_{med} \quad (2.57)$$

Substituindo (2.53), (2.56) e (2.34) em (2.57), tem-se:

$$X_{med} = \begin{bmatrix} \frac{V_i \cdot D^2}{R \cdot (D-1)^4} \\ \frac{-V_i \cdot D^2}{R \cdot (D-1)^3} \\ \frac{V_i \cdot D}{R \cdot (D-1)^2} \\ -\frac{V_i}{(D-1)} \\ \frac{V_i}{(D-1)^2} \\ \frac{V_i \cdot D}{(D-1)^2} \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

Como,

$$X_{med} = \begin{bmatrix} i_{L1med} \\ i_{L2med} \\ i_{L3med} \\ v_{C1med} \\ v_{C2med} \\ v_{C3med} \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

Logo:

$$\begin{bmatrix} i_{L1med} \\ i_{L2med} \\ i_{L3med} \\ v_{C1med} \\ v_{C2med} \\ v_{C3med} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_i \cdot D^2}{R \cdot (D-1)^4} \\ \frac{-V_i \cdot D^2}{R \cdot (D-1)^3} \\ \frac{V_i \cdot D}{R \cdot (D-1)^2} \\ -\frac{V_i}{(D-1)} \\ \frac{V_i}{(D-1)^2} \\ \frac{V_i \cdot D}{(D-1)^2} \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

De posse dessas equações, o dimensionamento dos elementos que compõem o circuito do conversor Boost2-Buck com tensão de saída controlada torna-se mais fácil.

2.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Observa-se através das equações para valores médios que é possível realizar o controle da tensão de saída através da variação da largura de pulso D no interruptor, o que possibilita manter a frequência de chaveamento constante.

CAPÍTULO 3

ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR BOOST2-BUCK SS PROPOSTO

3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo serão apresentadas as análises qualitativas e quantitativas do conversor Boost2-Buck-SS proposto. Na análise qualitativa será mostrado o princípio de operação e as principais formas de onda teóricas do conversor em questão. Por outro lado, na análise quantitativa serão obtidas as expressões para cálculo dos intervalos de tempo de cada estágio de operação, os planos de fase dos elementos ressonantes e o equacionamento do ganho estático de tensão.

3.2 - ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR BOOST2-BUCK-SS

A Figura 3.1 mostra o circuito esquemático do conversor Boost2-Buck-SS proposto.

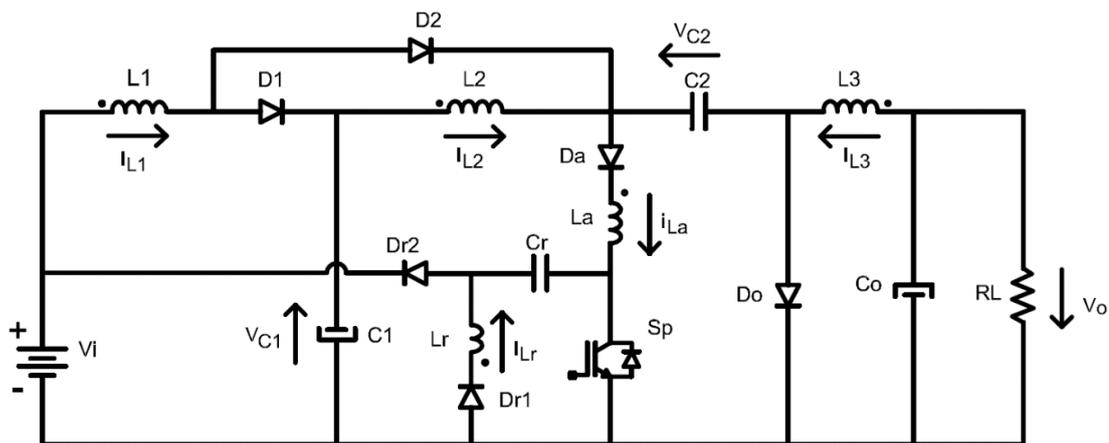


Figura 3.1 – Conversor BOOST2-BUCK-SS proposto.

O conversor Boost2-Buck-SS apresenta dez estágios de operação contidos em um período de chaveamento. Para que seja feita a análise qualitativa, as seguintes considerações, em regime permanente, são admitidas:

- A fonte de tensão de entrada é considerada como ideal (V_i);
- Os filtros capacitivos C_1 , C_2 e C_0 são grandes o suficiente para que sejam considerados como fontes de tensão constantes (V_{C1} , V_{C2} e V_0);
- Os indutores L_1 , L_2 e L_3 são grandes o suficiente para que suas correntes sejam consideradas constantes (I_{L1} e I_{L2});
- Todos os semicondutores e elementos passivos são considerados ideais;
- O interruptor (S) é bidirecional em corrente.

3.2.1 - PRIMEIRO ESTÁGIO [$\Delta t_1 = t_1 - t_0$]

O primeiro estágio inicia-se com o fechamento do interruptor S . Neste estágio, os diodos D_1 e D_0 estão conduzindo, enquanto o diodo D_2 está bloqueado. O indutor L_a assume linearmente a corrente cujo valor é a soma $I_{L2} + I_{L3}$. Simultaneamente, inicia-se a ressonância entre o indutor L_r e o capacitor C_r . Este estágio termina com o bloqueio do diodo D_0 . O circuito formado por este estágio está ilustrado em negrito na Figura 3.2.

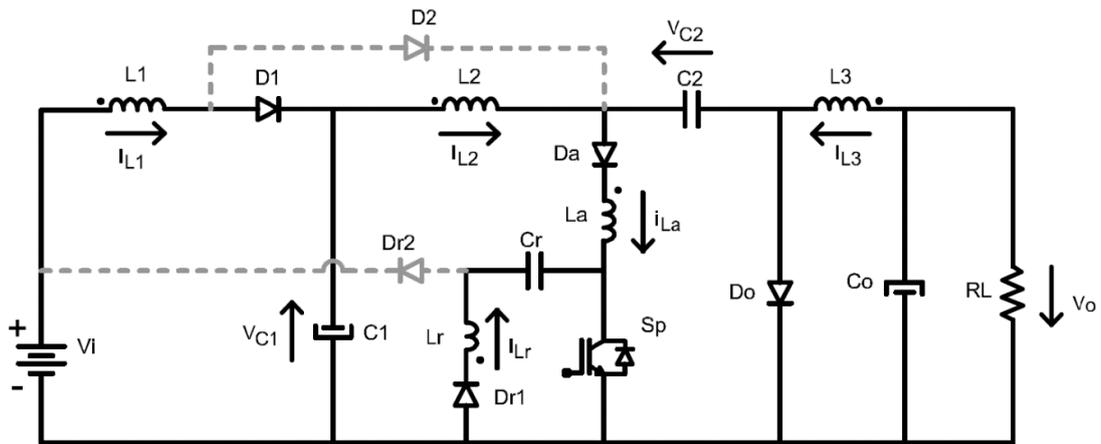


Figura 3.2 – Primeiro estágio de operação.

3.2.2 - SEGUNDO ESTÁGIO [$\Delta t_2 = t_2 - t_1$]

O segundo estágio inicia-se com o bloqueio do diodo D_0 . Os diodos D_1 e D_2 estão conduzindo. O indutor L_a se carrega linearmente com tensão constante igual a V_{C1} , de tal forma que o diodo D_2 assume linearmente a corrente que estava passando pelo diodo D_1 . Simultaneamente, continua-se a ressonância entre o indutor L_r e o capacitor C_r . Esta etapa termina quando a corrente no indutor L_a atinge o valor de $I_{L1} + I_{L2} + I_{L3}$ e, o diodo D_1 é bloqueado. O circuito formado por este estágio está ilustrado em negrito na Figura 3.3.

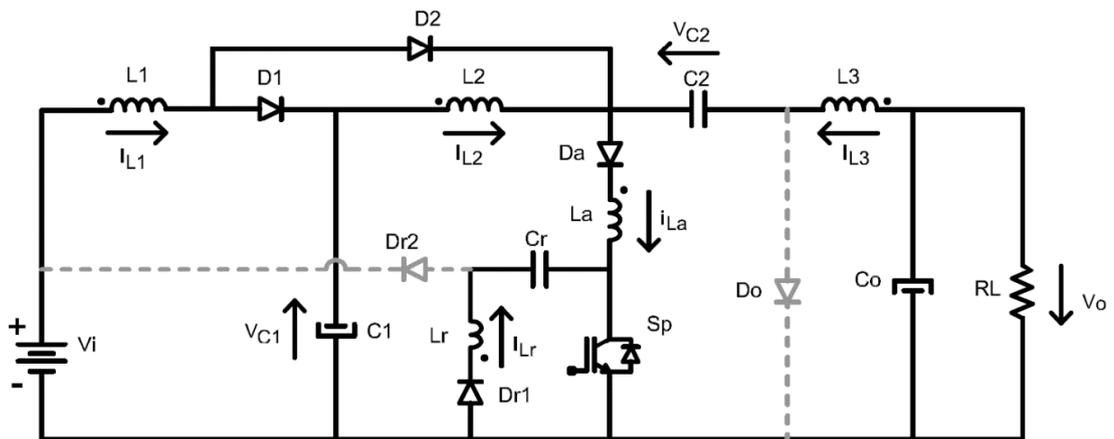


Figura 3.3 – Segundo estágio de operação.

3.2.3 - TERCEIRO ESTÁGIO [$\Delta t_3 = t_3 - t_2$]

O terceiro estágio tem início no momento em que o indutor L_a assume as correntes dos indutores L_1 e L_2 e o diodo D_1 é bloqueado. O diodo D_0 continua bloqueado e D_2 conduzindo. A ressonância entre o indutor L_r e o capacitor C_r também continua até que V_{C_r} atinja o valor de $-V_i$, fazendo com que o diodo D_{r2} entre em condução e finalize este estágio. O circuito formado por este estágio está ilustrado em negrito na Figura 3.4.

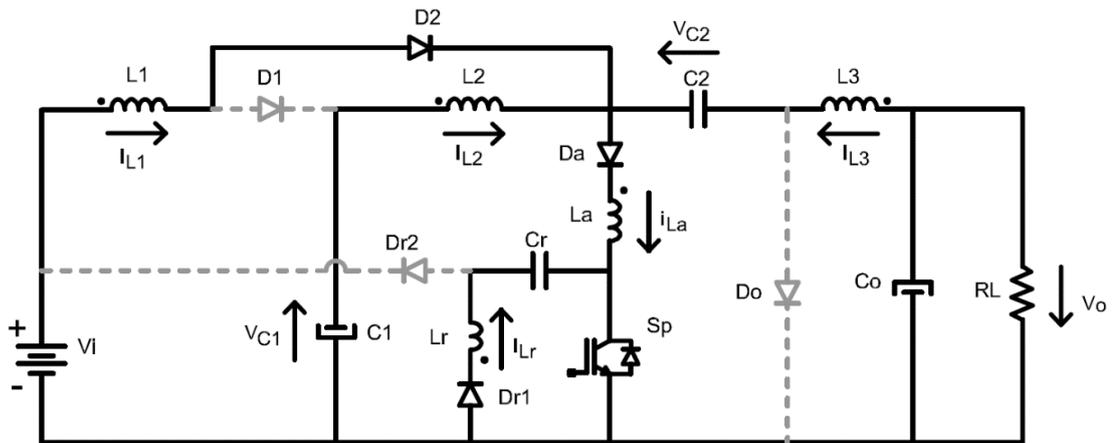


Figura 3.4 – Terceiro estágio de operação.

3.2.4 - QUARTO ESTÁGIO [$\Delta t_4 = t_4 - t_3$]

O quarto estágio inicia-se com a entrada de condução do diodo D_{r2} . Os diodos D_2 e D_{r1} estão conduzindo neste período de operação. Enquanto os diodos D_1 e D_0 permanecem bloqueados. A energia armazenada no indutor L_r , durante a ressonância, agora é transferida para a fonte de entrada V_i na forma de descarga linear de corrente com tensão constante. Este estágio termina apenas quando é cessada a corrente em L_r , bloqueando o diodo D_{r2} . O circuito formado por este estágio está ilustrado em negrito na Figura 3.5.

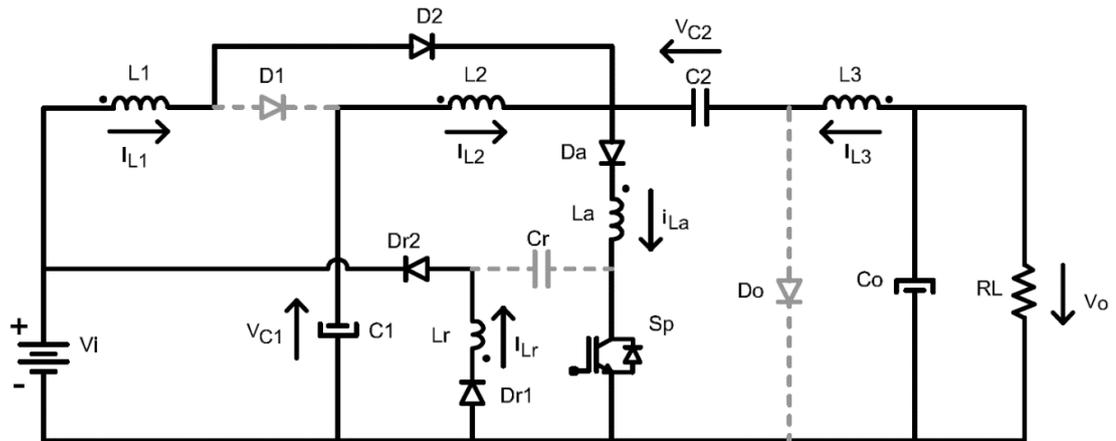


Figura 3.5 – Quarto estágio de operação.

3.2.5 - QUINTO ESTÁGIO [$\Delta t_5 = t_5 - t_4$]

Este estágio inicia-se quando a corrente no indutor L_r torna-se nula. É a etapa característica PWM de armazenamento de energia, durante a qual L_1 e L_2 recebem energia proveniente de V_i e C_1 , respectivamente. Enquanto o indutor L_3 recebe energia proveniente do capacitor C_2 que se descarrega através do interruptor S . O estágio termina quando o interruptor S é desligado. O circuito formado por este estágio está ilustrado em negrito na Figura 3.6.

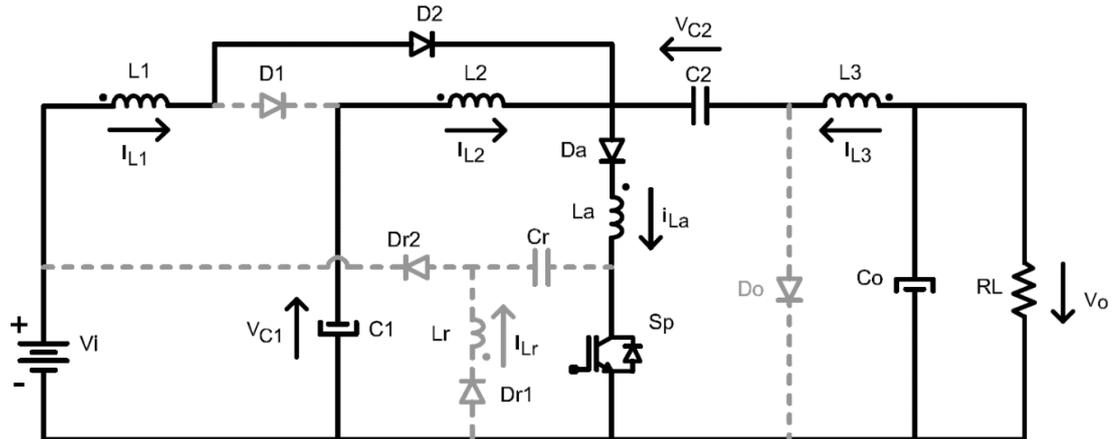


Figura 3.6 – Quinto estágio de operação.

3.2.6 - SEXTO ESTÁGIO [$\Delta t_6 = t_6 - t_5$]

O sexto estágio inicia-se com a abertura do interruptor S . Os diodos D_2 e D_{r2} estão conduzindo, enquanto os diodos D_1 , D_{r1} e D_0 estão bloqueados. O capacitor C_r assume a corrente que estava passando por S , fazendo com que C_r sofra carga linear de tensão com corrente constante igual a $I_{L1} + I_{L2} + I_{L3}$ até atingir tensão igual a $V_{C1} - V_i$. O circuito formado por este estágio está ilustrado em negrito na Figura 3.7.

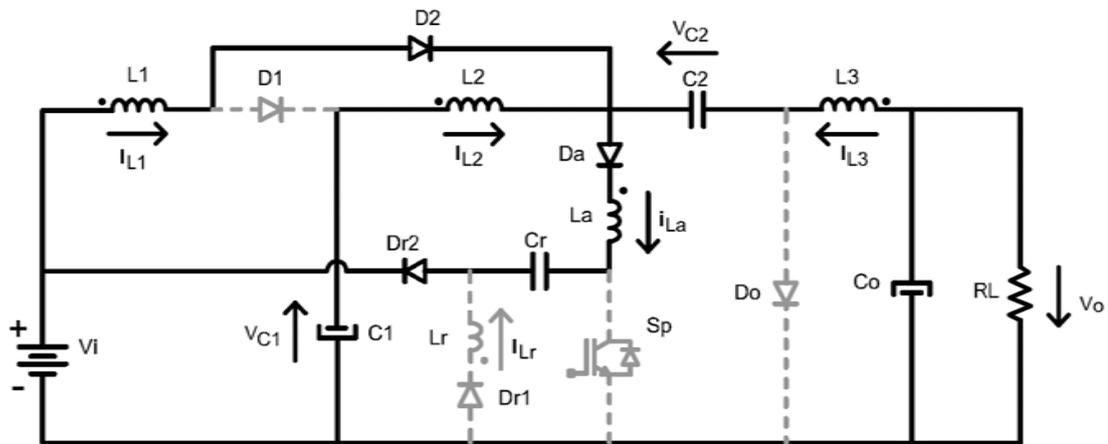


Figura 3.7 – Sexto estágio de operação.

3.2.7 - SÉTIMO ESTÁGIO [$\Delta t_7 = t_7 - t_6$]

No sétimo estágio ocorre ressonância entre L_a e C_r , fazendo com que o diodo D_1 assuma a corrente do diodo D_2 , bloqueando-o, ao término deste estágio. Os diodos D_1 , D_2 e D_{r2} conduzem, enquanto os diodos D_0 e D_{r1} . A corrente no indutor L_a descrese até assumir o valor de $I_{L2} + I_{L3}$, o mesmo acontece com a corrente i_{Dr2} . O circuito formado por este estágio está ilustrado em negrito na Figura 3.8.

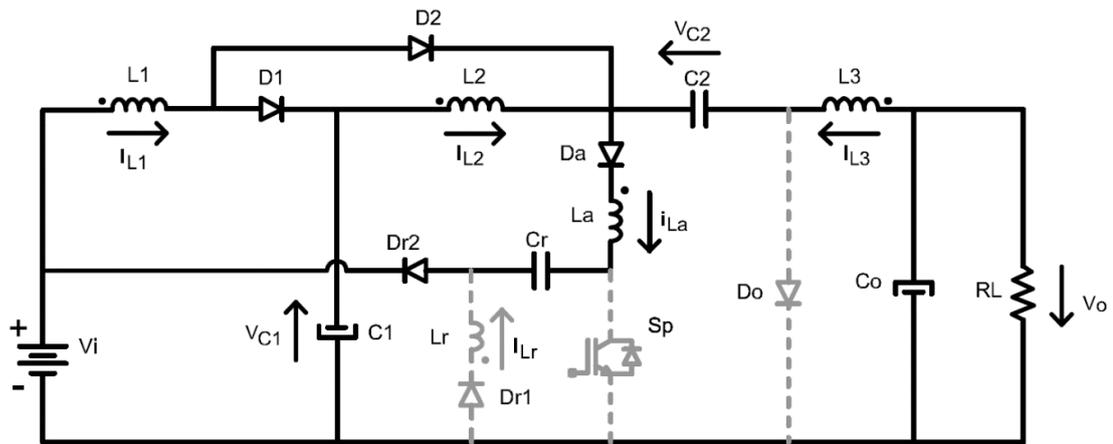


Figura 3.8 – Sétimo estágio de operação.

3.2.8 - OITAVO ESTÁGIO [$\Delta t_8 = t_8 - t_7$]

No oitavo estágio ocorre carga linear de tensão do capacitor C_r com corrente constante $I_{L2}+I_{L3}$. Os diodos D_1 e D_{r2} estão conduzindo, enquanto D_2 , D_0 e D_{r1} estão bloqueados. O estágio inicia-se com o bloqueio do diodo D_2 e finda quando o diodo D_0 entra em condução. O circuito formado por este estágio está ilustrado em negrito na Figura 3.9.

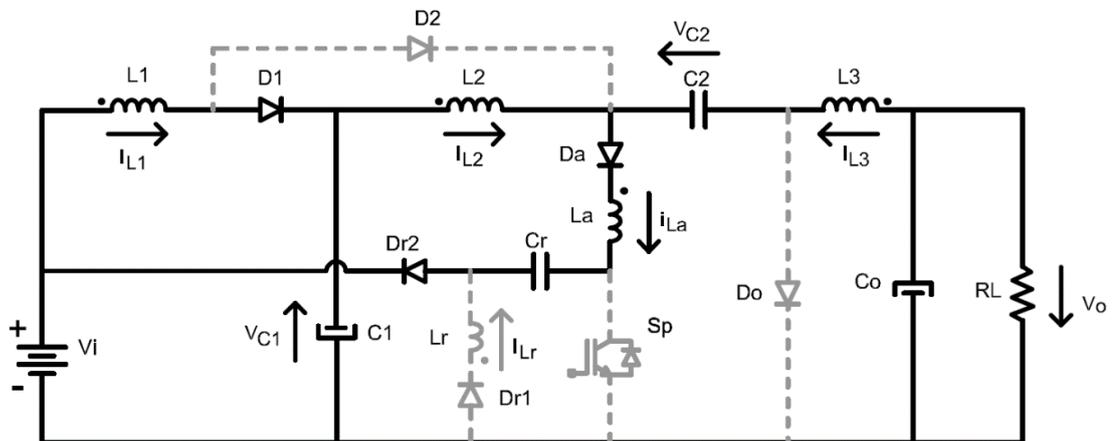


Figura 3.9 – Oitavo estágio de operação.

3.2.9 - NONO ESTÁGIO [$\Delta t_9 = t_9 - t_8$]

No nono estágio ocorre outra ressonância entre L_a e C_r , de tal forma que a corrente em C_r decresce cossenoidalmente até se extinguir, enquanto que o diodo D_0 assume esta corrente até atingir o valor de $I_{L2} + I_{L3}$. Os diodos D_1 , D_0 e D_{r2} conduzem, enquanto D_2 e D_{r1} encontram-se bloqueados. O circuito formado por este estágio está ilustrado em negrito na Figura 3.10.

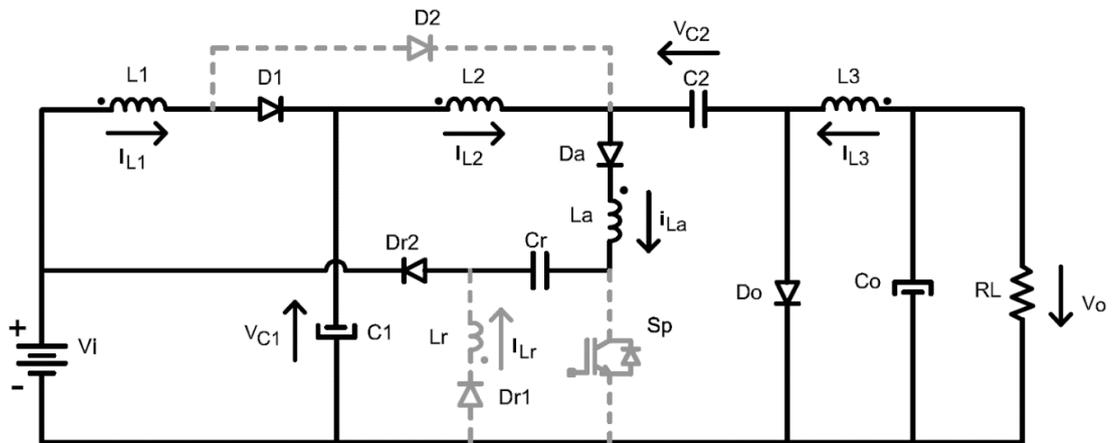


Figura 3.10 – Nono estágio de operação.

3.2.10 - DÉCIMO ESTÁGIO [$\Delta t_{10} = t_{10} - t_9$]

Este é o estágio característico PWM de transferência de energia, onde a energia armazenada no campo magnético dos indutores L_1 e L_2 é transferida para os capacitores C_1 e C_0 , respectivamente. E a energia armazenada no indutor L_3 é transferida para a carga R_L . O circuito formado por este estágio está ilustrado em negrito na Figura 3.11.

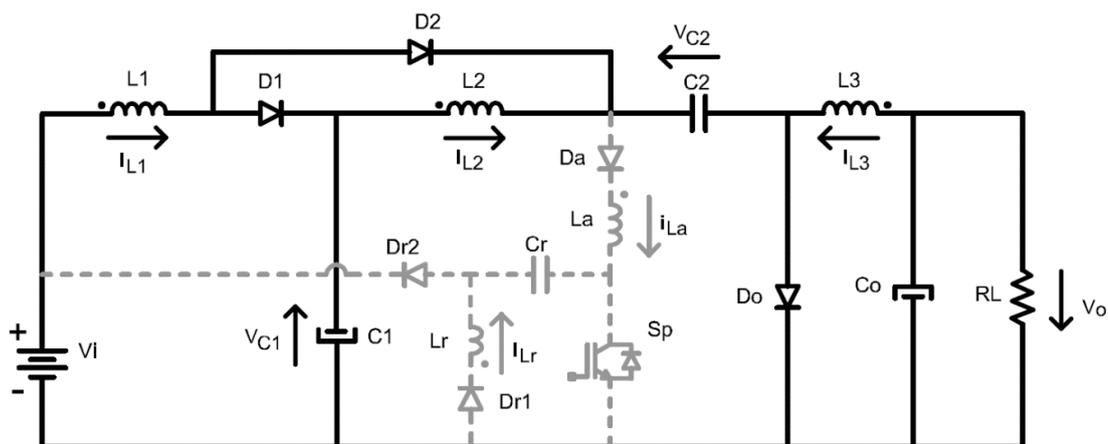


Figura 3.11 – Décimo estágio de operação.

3.2.11 - FORMAS DE ONDA TEÓRICAS

Das etapas de operação, em regime permanente, obtêm-se as seguintes formas de onda ilustradas na Figura 3.12.

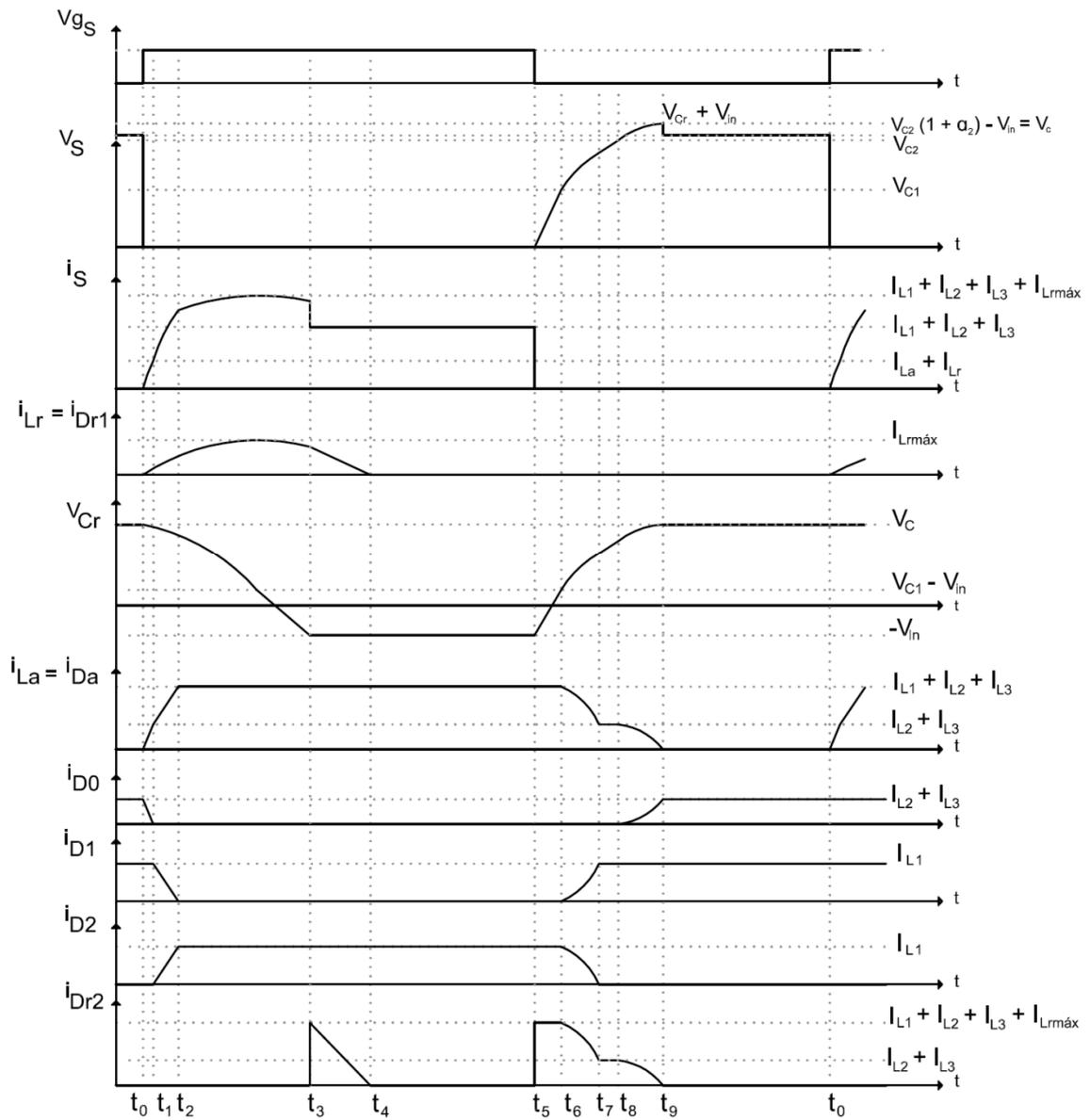


Figura 3.12 – Formas de onda teóricas do conversor Boost2-Buck SS em regime permanente.

3.3 - ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR BOOST2-BUCK SS

Com base na análise qualitativa realizada anteriormente, pode-se desenvolver o equacionamento das etapas de funcionamento do conversor.

Na análise quantitativa são determinados os intervalos de tempo (Δt_n) referentes aos estágios de operação do conversor, os planos de fase dos elementos ressonantes, o ganho estático e a quantificação dos esforços dos semicondutores.

Por definição, tem-se:

$$\omega = 2\pi \cdot f \quad (3.1)$$

$$T = \frac{1}{f} \quad (3.1)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (3.2)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_a \cdot C_r}} \quad (3.3)$$

$$G_1 = \frac{V_{c1}}{V_i} \quad (3.4)$$

$$G_2 = \frac{V_{c2}}{V_{c1}} \quad (3.5)$$

$$G_3 = \frac{V_{c0}}{V_{c2}} \quad (3.7)$$

$$G = G_1 \cdot G_2 \cdot G_3 = \frac{V_0}{V_i} \quad (3.8)$$

$$V_c = V_{c2} \cdot (1 + \alpha_2) - V_i \quad (3.9)$$

$$K = \frac{V_i}{V_c} \quad (3.10)$$

A seguir, serão analisados matematicamente os dez estágios de operação do conversor.

3.3.1 - PRIMEIRO ESTÁGIO [$\Delta t_1 = t_1 - t_0$]

O circuito equivalente do primeiro estágio de operação está ilustrado na Figura 3.2.

Nesta etapa, encontram-se os seguintes valores iniciais:

$$i_{La}(t_0) = 0 \quad (3.10)$$

$$i_{Do}(t_0) = I_{L2} + I_{L3} \quad (3.11)$$

$$i_{Lr}(t_0) = 0 \quad (3.12)$$

$$i_S(t_0) = 0 \quad (3.13)$$

$$v_{Cr}(t_0) = V_c \quad (3.14)$$

Analisando a malha formada por V_b , L_1 , D_1 e C_1 , têm-se:

$$v_{L1}(t) = -(V_{C1} - V_i) \quad (3.15)$$

Como o diodo D_0 e o interruptor S estão conduzindo, a tensão em L_a é:

$$v_{La}(t) = V_{C2} \quad (3.16)$$

Analisando a malha formada por C_1 , L_2 , L_a e S , têm-se:

$$v_{L2}(t) = -(V_{C2} - V_{C1}) \quad (3.17)$$

Analisando a malha formada por L_3 , C_0 e D_0 , tem-se:

$$v_{L3}(t) = -V_0 \quad (3.18)$$

As expressões (3.15), (3.17) e (3.18) representam que os indutores L_1 , L_2 e L_3 estão fornecendo energia para C_1 , C_2 e C_0 , respectivamente, caracterizando este estágio como um estágio PWM de transferência de energia.

A equação de tensão no indutor L_a é dada por:

$$v_{La}(t) = L_a \cdot \frac{di_{La}(t)}{dt} \quad (3.19)$$

Substituindo (3.16) em (3.19) e resolvendo-a, resulta em:

$$i_{L_a}(t) = \frac{V_{C_2}}{L_a} \cdot t \quad (3.20)$$

Quando $t = \Delta t_1$, a corrente no indutor L_a é:

$$i_{L_a}(t_1) = I_{L_2} + I_{L_3} \quad (3.21)$$

Substituindo (3.21) em (3.20) e isolando Δt_1 , encontra-se:

$$\Delta t_1 = \frac{(I_{L_2} + I_{L_3}) \cdot L_a}{V_{C_2}} \quad (3.22)$$

Analisando o nó formado por L_2 , C_2 e L_a , tem-se:

$$I_{L_2} = i_{C_2}(t) + i_{L_a}(t) \quad (3.23)$$

Analisando o nó formado por L_3 , C_2 e D_0 , tem-se:

$$I_{L_3} = i_{D_0}(t) - i_{C_2}(t) \quad (3.24)$$

Substituindo (3.23) em (3.24), e, em seguida, (3.20) em (3.24) encontra-se $i_{D_0}(t)$:

$$i_{D_0}(t) = (I_{L_2} + I_{L_3}) - \frac{V_{C_2}}{L_a} \cdot t \quad (3.25)$$

Analisando a malha ressonante formada por L_r , D_{r1} , C_r e S , no instante em que o interruptor S entra em condução, inicia-se a ressonância entre o indutor L_r e o capacitor C_r . A equação da malha de tensão do circuito é dada por:

$$L_r \frac{di_{L_r}(t)}{dt} + \frac{1}{C_r} \int_0^t i_{L_r}(t) dt - V_c = 0 \quad (3.26)$$

Aplicando-se a *Transformada de Laplace* em (3.26), resulta em:

$$L_r \cdot s \cdot I_{L_r}(s) + \frac{1}{C_r \cdot s} \cdot I_{L_r}(s) = \frac{V_c}{s} \quad (3.27)$$

Isolando $I_{L_r}(s)$ na expressão (3.27), tem-se:

$$I_{L_r}(s) = \frac{V_c}{L_r} \cdot \left[\frac{1}{s^2 + \omega_r^2} \right] \quad (3.28)$$

Aplicando a *Transformada Inversa de Laplace* em (3.28), obtém-se:

$$i_{L_r}(t) = V_c \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t) \quad (3.29)$$

A tensão no capacitor ressonante é dada por:

$$v_{C_r}(t) = \frac{1}{C_r} \int_0^t i_{L_r}(t) \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t) dt + V_c \quad (3.30)$$

Substituindo (3.29) em (3.30) e resolvendo a integral, resulta em:

$$v_{C_r}(t) = V_c \cdot \cos(\omega_r \cdot t) \quad (3.31)$$

A corrente no interruptor S é dada por:

$$i_S(t) = i_{L_r}(t) + i_{L_a}(t) \quad (3.32)$$

Substituindo (3.20) e (3.29) em (3.32), tem-se:

$$i_S(t) = V_c \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t) + \frac{V_{C2}}{L_a} \cdot t \quad (3.33)$$

3.3.2 - SEGUNDO ESTÁGIO [$\Delta t_2 = t_2 - t_1$]

O circuito equivalente do segundo estágio de funcionamento está representado na Figura 3.3. Neste estágio, encontram-se os seguintes valores iniciais:

$$i_{La}(t_1) = I_{L2} + I_{L3} \quad (3.34)$$

$$i_{Do}(t_1) = 0 \quad (3.35)$$

$$i_{Lr}(t_1) = V_c \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot \Delta t_1) \quad (3.36)$$

$$i_S(t_1) = I_{La} + V_c \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot \Delta t_1) \quad (3.37)$$

$$i_{D1}(t_1) = I_{L1} \quad (3.38)$$

$$i_{D2}(t_1) = 0 \quad (3.39)$$

$$v_{Cr}(t_1) = V_c \cdot \cos(\omega_r \cdot \Delta t_1) \quad (3.40)$$

Analisando a malha formada por V_b , L_1 , D_1 e C_1 , tem-se:

$$v_{L1}(t) = -(V_{C1} - V_i) \quad (3.41)$$

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_2 , L_a e S , têm-se:

$$v_{La}(t) = V_i - v_{L1}(t)$$

Substituindo (3.41) na expressão acima, encontra-se:

$$v_{La}(t) = V_{C1} \quad (3.42)$$

Substituindo (3.42) em (3.19) e resolvendo-a, encontra-se:

$$i_{La}(t) = \frac{V_{C1}}{L_a} \cdot t + (I_{L2} + I_{L3}) \quad (3.43)$$

Analisando a malha formada por C_1 , L_2 e L_a e S , tem-se:

$$v_{L2}(t) = V_{C1} - v_{La}(t)$$

Substituindo (3.42) na expressão anterior, encontra-se:

$$v_{L2}(t) = 0 \quad (3.44)$$

Analisando a malha formada por L_2 , C_2 , L_3 , L_a e S , têm-se:

$$v_{L3}(t) = V_{C2} - V_{C3} - v_{La}(t) \quad (3.45)$$

Substituindo (3.42) em (3.45) e resolvendo-a, encontra-se:

$$v_{L3}(t) = V_{C2} - V_{C3} - V_{C1} \quad (3.46)$$

A expressão (3.41) indica que o indutor L_1 está transferindo energia para o capacitor C_1 . Já a expressão (3.44) indica que o indutor L_2 está em roda livre, não acumulando nem transferindo energia acumulada à carga, ou seja, a corrente em L_2 é constante. E por fim, a equação (3.46) mostra que a o indutor L_3 está transferindo energia para o capacitor C_2 .

Quando $t = \Delta t_2$, a corrente no indutor L_a é:

$$i_{La}(t_2) = I_{L1} + I_{L2} + I_{L3} \quad (3.6)$$

Substituindo (3.47) em (3.43) e isolando Δt_2 , encontra-se:

$$\Delta t_2 = \frac{L_a}{V_{C1}} \cdot I_{L1} \quad (3.7)$$

Analisando o nó formado por L_2 , D_2 , C_2 e L_a , têm-se:

$$i_{La}(t) = I_{L2} + I_{L3} + i_{D2}(t) \quad (3.8)$$

Substituindo (3.49) em (3.43) e isolando $i_{D2}(t)$, tem-se:

$$i_{D2}(t) = \frac{V_{C1}}{L_a} \cdot t \quad (3.9)$$

Analisando o nó formado por L_1 , D_1 e D_2 , tem-se:

$$I_{L1} = i_{D1}(t) + i_{D2}(t) \quad (3.10)$$

Substituindo (3.50) em (3.51) e isolando $i_{D1}(t)$, tem-se:

$$i_{D1}(t) = I_{L1} - \frac{V_{C1}}{L_a} \cdot t \quad (3.52)$$

Alterando a referência de tempo inicial da expressão (3.36) para t_1 , obtém-se a corrente no indutor L_r :

$$i_{L_r}(t) = V_c \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot \{sen[\omega_r \cdot (\Delta t_1 + t)]\} + sen[\omega_r \cdot (\Delta t_1)] \quad (3.53)$$

A corrente no interruptor S é dada por:

$$i_S(t) = i_{L_r}(t) + i_{L_a}(t) \quad (3.54)$$

Substituindo (3.43) e (3.53) em (3.54), tem-se:

$$i_S(t) = V_c \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot \{sen[\omega_r \cdot (\Delta t_1 + t)]\} + sen[\omega_r \cdot (\Delta t_1)] + \frac{V_{Cl}}{L_a} \cdot t + (I_{L_2} + I_{L_3}) \quad (3.11)$$

3.3.3 - TERCEIRO ESTÁGIO [$\Delta t_3 = t_3 - t_2$]

O circuito equivalente do terceiro estágio de funcionamento está representado na Figura

3.4. Neste estágio, encontram-se os seguintes valores iniciais:

$$i_{L_a}(t_2) = I_{L_1} + I_{L_2} + I_{L_3} \quad (3.12)$$

$$i_{L_r}(t_2) = V_c \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot sen[\omega_r \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_2)] \quad (3.13)$$

$$i_S(t_2) = (I_{L_1} + I_{L_2} + I_{L_3}) + V_c \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot sen[\omega_r \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_2)] \quad (3.14)$$

$$i_{D_1}(t_2) = 0 \quad (3.15)$$

$$i_{D_2}(t_2) = I_{L_1} \quad (3.16)$$

$$v_{C_r}(t_2) = V_c \cdot \cos[\omega_r \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_2)] \quad (3.17)$$

Nesta etapa, como a corrente no indutor L_a “não varia”, a tensão induzida no indutor L_a é tão pequena que pode ser considerada nula.

$$v_{L_a}(t) \cong 0 \quad (3.18)$$

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_2 , L_a e S , têm-se:

$$v_{L1}(t) = V_i \quad (3.19)$$

Analisando a malha formada por C_1, L_2, L_a e S , têm-se:

$$v_{L2}(t) = V_{C1} \quad (3.20)$$

Analisando a malha formada por C_2, L_3, C_3, L_a e S , têm-se:

$$v_{L3}(t) = V_{C2} - V_0 \quad (3.21)$$

As expressões (3.63) e (3.64) representam que os indutores L_1 e L_2 estão acumulando energia proveniente de V_i e C_1 , respectivamente. Assim como o indutor L_3 também acumula energia proveniente do capacitor C_2 e da saída, caracterizando este estágio como um estágio PWM de acúmulo de energia.

Analisando a malha formada por C_r, S, D_{r1} e L_r , observa-se que, quando $v_{Cr}(t) = -V_i$, o diodo D_{r2} entra em condução e tem-se início o quarto estágio de operação. Assim, encontra-se Δt_3 fazendo $t = (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)$ na da expressão (3.31).

$$-V_i = V_c \cdot \cos[\omega_r \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)]$$

$$v_{Cr}(t) = V_c \cdot \cos[\omega_r \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)]$$

$$\arccos\left(-\frac{V_i}{V_c}\right) = \omega_r \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)$$

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_r} \cdot \arccos\left(-\frac{V_i}{V_c}\right) - (\Delta t_1 + \Delta t_2) \quad (3.22)$$

Substituindo (3.22) e (3.48) em (3.66), tem-se:

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_r} \cdot \arccos\left(-\frac{V_i}{V_x}\right) - L_a \cdot \left(\frac{(I_{L2} + I_{L3})}{V_{C2}} + \frac{I_{L1}}{V_{C1}}\right) \quad (3.23)$$

Alterando a referência de tempo inicial da expressão (3.36) para t_2 , obtém-se a corrente no indutor L_r :

$$i_{Lr}(t) = V_c \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot \{ \text{sen}[\omega_r \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_2 + t)] + \text{sen}[\omega_r \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_2)] \} \quad (3.24)$$

A corrente no indutor L_a é dada por:

$$i_{La}(t) = I_{L1} + I_{L2} + I_{L3} \quad (3.25)$$

Analisando o nó formado por L_a , C_r e S , tem-se:

$$i_S(t) = i_{Lr}(t) + i_{La}(t) \quad (3.26)$$

Substituindo (3.62) e (3.63) em (3.64), resulta em:

$$i_S(t) = V_c \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot \text{sen}[\omega_r \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_2 + t)] + \text{sen}[\omega_r \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_2)] + (I_{L1} + I_{L2} + I_{L3}) \quad (3.27)$$

3.3.4 - QUARTO ESTÁGIO [$\Delta t_4 = t_4 - t_3$]

O circuito equivalente do quarto estágio de operação está representado na Figura 3.5.

Neste estágio, encontram-se os seguintes valores iniciais:

$$i_{Lr}(t_3) = i_{Dr2}(t_3) = V_c \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot \text{sen}[\omega_r \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)] \quad (3.28)$$

$$i_S(t_{3-}) = (I_{L1} + I_{L2} + I_{L3}) + i_{Lr}(t_3) \quad (3.29)$$

$$i_S(t_{3+}) = I_{L1} + I_{L2} + I_{L3} \quad (3.30)$$

$$v_{Cr}(t_3) = -V_i \quad (3.31)$$

$$i_{La}(t_3) = (I_{L1} + I_{L2} + I_{L3}) \quad (3.32)$$

Nesta etapa, como a corrente no indutor L_a “não varia”, a tensão induzida no indutor L_a é tão pequena que pode ser considerada nula, portanto:

$$v_{La}(t) \cong 0 \quad (3.33)$$

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_2 , L_a e S , têm-se:

$$v_{L1}(t) = V_i \quad (3.34)$$

Analisando a malha formada por C_1 , L_2 , L_a e S , têm-se:

$$v_{L2}(t) = V_{C1} \quad (3.35)$$

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_2 , C_2 , L_3 e C_3 , têm-se:

$$v_{L3}(t) = V_{C2} - V_0 \quad (3.36)$$

As expressões (3.77), (3.78) e (3.79) representam que os indutores L_1 , L_2 e L_3 estão acumulando energia proveniente de V_i , C_1 e C_2 , respectivamente, caracterizando esta etapa como um estágio PWM de acúmulo de energia.

Analisando a malha formada por V_i , D_{r2} , L_r e D_{r1} , têm-se:

$$v_{Lr}(t) = -V_i \quad (3.37)$$

Resolvendo (3.80), encontra-se:

$$i_{Lr}(t) = -\frac{V_i}{L_r} \cdot t + i_{Lr}(t_3) \quad (3.38)$$

Quando $t = \Delta t_4$, a corrente no indutor L_r é:

$$i_{Lr}(t_4) = 0 \quad (3.39)$$

Fazendo $t = \Delta t_4$, substituindo (3.82) em (3.81) e isolando Δt_4 , encontra-se:

$$\Delta t_4 = \frac{i_{Lr}(t_3) \cdot L_r}{V_i} \quad (3.40)$$

Substituindo (3.72) em (3.83), tem-se:

$$\Delta t_4 = \frac{V_c}{V_i} \cdot L_r \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot \text{sen}[\omega_r \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)] \quad (3.41)$$

A corrente no interruptor S é igual à corrente no indutor L_a , então:

$$i_S(t) = i_{L_a}(t) = I_{L1} + I_{L2} + I_{L3} \quad (3.42)$$

3.3.5 - QUINTO ESTÁGIO [$\Delta t_5 = t_5 - t_4$]

O circuito equivalente do quinto estágio de operação está representado pela Figura 3.6.

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_2 , L_a e S , têm-se:

$$v_{L1}(t) = V_i \quad (3.43)$$

Analisando a malha formada por C_1 , L_2 , L_a e S , têm-se:

$$v_{L2}(t) = V_{C1} \quad (3.44)$$

Analisando a malha formada por C_2 , L_3 , C_3 , L_a e S , têm-se:

$$v_{L3}(t) = V_{C2} - V_0 - V_{C1} \quad (3.45)$$

As expressões (3.86), (3.87) e (3.88) representam que os indutores L_1 , L_2 e L_3 estão acumulando energia proveniente de V_i , C_1 e C_2 , respectivamente, caracterizando esta etapa como um estágio PWM de acúmulo de energia.

O intervalo de tempo desta etapa de operação é dado por:

$$\Delta t_5 = D \cdot T - (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4) \quad (3.46)$$

3.3.6 - SEXTO ESTÁGIO [$\Delta t_6 = t_6 - t_5$]

O circuito equivalente do sexto estágio de operação está representado pela Figura 3.7.

Neste estágio, encontram-se os seguintes valores iniciais:

$$i_{La}(t_5) = i_{Dr2}(t_5) = I_{L1} + I_{L2} + I_{L3} \quad (3.47)$$

$$i_S(t_5) = 0 \quad (3.48)$$

$$v_{Cr}(t_5) = -V_i \quad (3.49)$$

Analisando a malha formada por L_1 , D_2 , L_a , C_r e D_{r2} , tem-se:

$$v_{L1}(t) = -v_{Cr}(t) \quad (3.50)$$

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_2 , L_2 , e C_1 , tem-se:

$$v_{L2}(t) = V_{C1} - V_i - v_{Cr}(t) \quad (3.51)$$

Analisando a malha formada por C_1 , L_2 , C_2 , L_3 , e C_3 , têm-se:

$$v_{L3}(t) = V_{C2} - V_0 - V_i - v_{Cr}(t) \quad (3.52)$$

Sabendo que a corrente passante pelo capacitor C_r é constante e igual a $I_{L1} + I_{L2} + I_{L3}$, a equação de tensão do capacitor C_r é dada por (3.96):

$$v_{Cr}(t) = \frac{1}{C_r} \cdot \int_0^t i_{Cr}(t) \cdot dt + v_{Cr}(t_5)$$

$$v_{Cr}(t) = \frac{1}{C_r} \cdot (I_{L1} + I_{L2} + I_{L3}) \cdot t - V_i \quad (3.53)$$

Substituindo (3.96) em (3.93), tem-se:

$$v_{L1}(t) = V_i - \frac{(I_{L1} + I_{L2} + I_{L3})}{C_r} \cdot t \quad (3.54)$$

Substituindo (3.96) em (3.94), tem-se:

$$v_{L2}(t) = V_{C1} - \frac{(I_{L1} + I_{L2} + I_{L3})}{C_r} \cdot t \quad (3.955)$$

Substituindo (3.96) em (3.95), tem-se:

$$v_{L3}(t) = (V_{C2} - V_0) - \frac{(I_{L1} + I_{L2} + I_{L3})}{C_r} \cdot t \quad (3.99)$$

Quando $t = \Delta t_6$, a tensão no capacitor C_r é:

$$v_{Cr}(t_6) = V_{C1} - V_i \quad (3.56)$$

Fazendo $t = \Delta t_6$, substituindo (3.100) em (3.96) e isolando Δt_6 , encontra-se:

$$\Delta t_6 = \frac{V_{C1} \cdot C_r}{(I_{L1} + I_{L2} + I_{L3})} \quad (3.57)$$

A tensão no interruptor S é dada por:

$$v_s(t) = V_{C1} \quad (3.58)$$

3.3.7 - SÉTIMO ESTÁGIO [$\Delta t_7 = t_7 - t_6$]

O circuito equivalente do sétimo estágio de operação está representado na Figura 3.8.

Neste estágio, encontram-se os seguintes valores iniciais:

$$i_{La}(t_6) = i_{Cr}(t_6) = i_{Dr2}(t_6) = I_{L1} + I_{L2} + I_{L3} \quad (3.59)$$

$$i_{D1}(t_6) = 0 \quad (3.60)$$

$$i_{D2}(t_6) = I_{L1} \quad (3.61)$$

$$v_{Cr}(t_6) = V_{C1} - V_i \quad (3.62)$$

Quando V_{Cr} atinge o valor de $V_{C1} - V_i$, em t_6 , a tensão no indutor L_2 torna-se nula. Consequentemente, a tensão em L_1 atinge o valor de $-(V_{C1} - V_i)$, fazendo com que o diodo D_1 entre em condução.

Analisando a malha formada por V_i , D_{r2} , C_r , L_a , L_2 , e C_1 , a equação da malha de tensão resultante é dada por:

$$L_a \cdot \frac{di_{La}(t)}{dt} + \frac{1}{C_r} \cdot \int_0^t i_{La}(t) \cdot dt = 0 \quad (3.63)$$

A corrente em L_a pode ser decomposta segundo a expressão (3.108):

$$i_{La}(t) = i_{D2}(t) + I_{L2} + I_{L3} \quad (3.64)$$

Substituindo (3.108) e (3.103) em (3.107) e aplicando-se a *Transformada de Laplace*, resulta em:

$$s \cdot L_a \cdot I_{D2}(s) - L_a \cdot (I_{L1} + I_{L2} + I_{L3}) + \frac{1}{C_r} \cdot \left[\frac{(I_{L2} + I_{L3})}{s^2} + \frac{I_{D2}(s)}{s} \right] = 0 \quad (3.65)$$

Isolando $I_{D2}(s)$ na expressão (3.109), tem-se:

$$I_{D_2}(s) = I_{L_1} \cdot \left[\frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \right] + (I_{L_2} + I_{L_3}) \cdot \left[\frac{s^2 - \omega_0^2}{(s^2 + \omega_0^2)^2} \right] \cdot \left[\frac{s^2 + \omega_0^2}{s} \right] \quad (3.66)$$

Aplicando-se a *Transformada Inversa de Laplace* em (3.110), obtém-se:

$$i_{D_2}(t) = I_{L_1} \cdot \cos(\omega_0 t) + (I_{L_2} + I_{L_3}) \cdot t \cdot \cos(\omega_0 t) \cdot \frac{1}{\cos(\omega_0 t)}$$

$$i_{D_2}(t) = I_{L_1} \cdot \cos(\omega_0 t) + (I_{L_2} + I_{L_3}) \cdot t \quad (3.67)$$

É possível provar que a parcela $(I_{L_2} + I_{L_3}) \cdot t$ em (3.111) é tão pequena que pode ser desprezada. Desse modo:

$$i_{D_2}(t) = I_{L_1} \cdot \cos(\omega_0 t) \quad (3.68)$$

Analisando o nó formado por L_1 , D_1 e D_2 , tem-se:

$$I_{L_1} = i_{D_1}(t) + i_{D_2}(t) \quad (3.69)$$

Substituindo (3.111) em (3.113) e isolando $i_{D_1}(t)$, encontra-se:

$$i_{D_1}(t) = I_{L_1} \cdot [1 - \cos(\omega_0 t)] - (I_{L_2} + I_{L_3}) \cdot t \quad (3.70)$$

Analisando o nó formado por L_2 , D_2 , L_a , e C_2 tem-se:

$$i_{L_a}(t) = i_{D_2}(t) + (I_{L_2} + I_{L_3}) \quad (3.71)$$

Substituindo (3.111) em (3.115), tem-se:

$$i_{L_a}(t) = i_{D_2}(t) = I_{L_1} \cdot \cos(\omega_0 t) + (I_{L_2} + I_{L_3}) \cdot (1 + t) \quad (3.72)$$

A equação de tensão no capacitor C_r é dada por:

$$v_{C_r}(t) = \frac{1}{C_r} \cdot \int_0^t i_{L_a}(t) \cdot dt + v_{C_r}(t_6) \quad (3.73)$$

Substituindo (3.106) e (3.115) em (3.117) e resolvendo a integral, tem-se:

$$v_{C_r}(t) = (V_{C_1} - V_i) + Z_0 \cdot \left[I_{L_1} \cdot \text{sen}(\omega_0 t) + (I_{L_2} + I_{L_3}) \cdot \omega_0 \cdot \left(t + \frac{t^2}{2} \right) \right] \quad (3.74)$$

Pode-se provar que a expressão (3.118) pode ser simplificada, resultando em:

$$v_{Cr}(t) = (V_{C1} - V_i) + Z_0 \cdot [I_{L1} \cdot \text{sen}(\omega_0 t) + (I_{L2} + I_{L3}) \cdot \omega_0 t] \quad (3.75)$$

Quando $t = \Delta t_7$, a corrente no diodo D_2 é:

$$i_{D2}(t_7) = 0 \quad (3.76)$$

Fazendo $t = \Delta t_7$, substituindo (3.120) em (3.111) e isolando Δt_7 , encontra-se:

$$0 = I_{L1} \cdot \cos(\omega_0 \cdot \Delta t_7) + (I_{L2} + I_{L3}) \cdot \Delta t_7$$

$$\Delta t_7 = \frac{\arccos\left(-\frac{(I_{L2} + I_{L3}) \cdot \Delta t_7}{I_{L1}}\right)}{\omega_0} \quad (3.77)$$

Fazendo cálculo iterativo, pode-se provar que (3.121) converge para:

$$\Delta t_7 = \frac{\pi}{2 \cdot \omega_0} \quad (3.78)$$

Substituindo (3.122) em (3.119), tem-se:

$$v_{Cr}(t_7) = (V_{C1} - V_i) + Z_0 \cdot \left[I_{L1} + (I_{L2} + I_{L3}) \cdot \frac{\pi}{2} \right] \quad (3.79)$$

Analisando a malha de tensão formada por V_i , D_{r2} , C_r e S , encontram-se a equação de tensão no interruptor S :

$$v_S(t) = v_{Cr}(t) + V_i \quad (3.80)$$

Substituindo (3.119) em (3.124), tem-se:

$$v_S(t) = V_{C1} + Z_0 \cdot [I_{L1} \cdot \text{sen}(\omega_0 t) + (I_{L2} + I_{L3}) \cdot \omega_0 t] \quad (3.81)$$

Quando $t = \Delta t_7$, a tensão no interruptor S é:

$$v_S(t_7) = V_{C1} + Z_0 \cdot \left[I_{L1} + (I_{L2} + I_{L3}) \cdot \frac{\pi}{2} \right] \quad (3.82)$$

Substituindo (3.122) em (3.116), tem-se:

$$i_{La}(t_7) = i_{Dr2}(t_7) = (I_{L2} + I_{L3}) \cdot \left(1 + \frac{\pi}{2\omega_0}\right) \quad (3.83)$$

Analisando a malha de tensão formada por C_1 , L_2 , C_2 , L_3 e C_3 , encontram-se a equação de tensão no indutor L_3 :

$$v_{L3}(t) = V_{C2} - (V_0 + V_{C1}) \quad (3.84)$$

3.3.8 - OITAVO ESTÁGIO [$\Delta t_8 = t_8 - t_7$]

O circuito equivalente do oitavo estágio de operação está representado na Figura 3.9.

Este estágio possui os seguintes valores iniciais:

$$i_{La}(t_7) = i_{Dr2}(t_7) = I_{L2} + I_{L3} \quad (3.85)$$

$$i_{D1}(t_7) = I_{L1} \quad (3.86)$$

$$i_{D2}(t_7) = 0 \quad (3.87)$$

$$v_{Cr}(t_7) = (V_{C1} - V_i) + \frac{1}{\omega_0 \cdot C_r} \cdot \left[I_{L1} + (I_{L2} + I_{L3}) \cdot \frac{\pi}{2} \right] \quad (3.88)$$

$$v_s(t_7) = V_{C1} + \frac{1}{\omega_0 \cdot C_r} \cdot \left[I_{L1} + (I_{L2} + I_{L3}) \cdot \frac{\pi}{2} \right] \quad (3.89)$$

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_1 e C_1 , têm-se:

$$v_{L1}(t) = -(V_{C1} - V_i) \quad (3.90)$$

Analisando a malha formada por V_i , D_{r2} , C_r , e S , têm-se:

$$v_{Cr}(t) = v_s(t) - V_i \quad (3.91)$$

Analisando a malha formada por V_i , D_{r2} , C_r , L_a , L_2 , e C_1 , nota-se que o indutor L_2 se comporta como uma fonte de corrente constante que faz carga linear de tensão do capacitor C_r . Conseqüentemente, a tensão induzida no indutor L_a é nula. A equação de tensão em C_r é dada por:

$$v_{Cr}(t) = \frac{1}{C_r} \cdot \int_0^t i_{La}(t) \cdot dt + v_{Cr}(t_7) \quad (3.92)$$

Substituindo (3.129) e (3.132) em (3.136) e sabendo que a corrente que passa no capacitor C_r é constante e igual a $I_{L2}+I_{L3}$, a equação da tensão em C_r resulta em:

$$v_{Cr}(t) = (V_{C1} - V_i) + Z_0 \cdot \left[I_{L1} + (I_{L2} + I_{L3}) \left(\frac{\pi}{2} + \omega_0 t \right) \right] \quad (3.93)$$

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_1 , e C_1 , têm-se:

$$v_{L1}(t) = -(V_{C1} - V_i) \quad (3.94)$$

Analisando a malha formada por L_1 , D_1 , L_2 , L_a , C_r e D_{r2} , tem-se:

$$v_{L2}(t) = (V_{C1} - V_i) - v_{Cr}(t) \quad (3.95)$$

Substituindo (3.137) em (3.139), tem-se:

$$v_{L2}(t) = -Z_0 \cdot \left[I_{L1} + (I_{L2} + I_{L3}) \left(\frac{\pi}{2} + \omega_0 t \right) \right] \quad (3.140)$$

Analisando a malha formada por V_i , D_{r2} , C_r , L_a , C_2 , L_3 , e C_3 , tem-se:

$$v_{L3}(t) = (V_{C2} - V_0 - V_i) - v_{Cr}(t) \quad (3.96)$$

Substituindo (3.137) em (3.141), tem-se:

$$v_{L3}(t) = (V_{C2} - V_0 - V_{C1}) - Z_0 \cdot \left[I_{L1} + (I_{L2} + I_{L3}) \left(\frac{\pi}{2} + \omega_0 t \right) \right] \quad (3.142)$$

Esta etapa de operação tem fim quando a tensão no interruptor se iguala à tensão do capacitor C_2 , assim:

$$v_S(t_8) = V_{C2} \quad (3.97)$$

Substituindo (3.143) em (3.135), tem-se:

$$v_{Cr}(t_8) = V_{C2} - V_i \quad (3.98)$$

Substituindo (3.137) em (3.135), e resolvendo para $v_S(t)$, tem-se:

$$v_s(t) = V_{C1} + Z_0 \cdot \left[I_{L1} + (I_{L2} + I_{L3}) \left(\frac{\pi}{2} + \omega_0 t \right) \right] \quad (3.99)$$

Fazendo $t = \Delta t_8$ em (3.145) e substituindo (3.143), encontra-se:

$$\Delta t_8 = \frac{(V_{C2} - V_{C1}) - Z_0 \cdot \left((I_{L2} + I_{L3}) \frac{\pi}{2} + I_{L1} \right)}{Z_0 \cdot \omega_0 \cdot (I_{L2} + I_{L3})} \quad (3.100)$$

3.3.9 - NONO ESTÁGIO [$\Delta t_9 = t_9 - t_8$]

O circuito equivalente do nono estágio de operação está representado na Figura 3.10.

Este estágio possui os seguintes valores iniciais:

$$i_{La}(t_8) = i_{Dr2}(t_8) = (I_{L2} + I_{L3}) \quad (3.101)$$

$$i_{Do}(t_8) = 0 \quad (3.102)$$

$$v_{Cr}(t_8) = V_{C2} - V_i \quad (3.103)$$

$$v_s(t_8) = V_{C2} \quad (3.104)$$

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_1 e C_1 , têm-se:

$$v_{L1}(t) = -(V_{C1} - V_i) \quad (3.105)$$

Analisando a malha formada por C_1 , L_2 , C_2 e D_0 , têm-se:

$$v_{L2}(t) = -(V_{C2} - V_{C1}) \quad (3.1062)$$

Analisando a malha formada por D_0 , L_3 , e C_3 , tem-se:

$$v_{L3}(t) = -V_0 \quad (3.1073)$$

As expressões (3.151), (3.152) e (3.153) representam que os indutores L_1 , L_2 e L_3 estão fornecendo energia para C_1 , C_2 e C_0 , respectivamente, caracterizando esta etapa como um estágio PWM de transferência de energia.

Analisando a malha formada por L_1 , D_1 , L_2 , L_a , C_r e D_{r2} , têm-se:

$$v_{L1}(t) + v_{L2}(t) = -[v_{Cr}(t) + v_{La}(t)] \quad (3.108)$$

Substituindo (3.151), (3.152) em (3.154), encontra-se:

$$v_{La}(t) = (V_{C2} - V_i) - v_{Cr}(t) \quad (3.109)$$

Mas:

$$v_{La}(t) = L_a \cdot \frac{di_{La}(t)}{dt} \quad (3.110)$$

E

$$v_{Cr}(t) = \frac{1}{C_r} \cdot \int_0^t i_{La}(t) \cdot dt + (V_{C2} - V_i) \quad (3.111)$$

Substituindo (3.156) e (3.157) em (3.155), encontra-se:

$$L_a \cdot \frac{di_{La}(t)}{dt} + \frac{1}{C_r} \cdot \int_0^t i_{La}(t) \cdot dt = 0 \quad (3.112)$$

Aplicando a *Transformada de Laplace* em (3.158) e isolando $I_{La}(s)$, obtém-se:

$$I_{La}(s) = (I_{L2} + I_{L3}) \cdot \left[\frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \right] \quad (3.113)$$

Aplicando a *Transformação Inversa de Laplace* em (3.159), resulta em:

$$i_{La}(t) = (I_{L2} + I_{L3}) \cdot \cos(\omega_0 t) \quad (3.114)$$

Analisando o nó formado por L_2 , L_a , D_0 e L_3 , tem-se:

$$I_{L2} + I_{L3} = i_{La}(t) + i_{D0}(t) \quad (3.115)$$

Substituindo (3.160) em (3.161) e isolando $i_{D0}(t)$, encontra-se:

$$i_{D0}(t) = (I_{L2} + I_{L3}) \cdot [1 - \cos(\omega_0 t)] \quad (3.116)$$

Substituindo (3.160) em (3.157) e resolvendo a equação resulta em:

$$v_{Cr}(t) = \frac{(I_{L2} + I_{L3})}{\omega_0 \cdot C_r} \cdot \text{sen}(\omega_0 t) + (V_{C2} - V_i)$$

$$v_{Cr}(t) = (V_{C2} - V_i) + Z_0 \cdot (I_{L2} + I_{L3}) \cdot \text{sen}(\omega_0 t) \quad (3.117)$$

Quando $t = \Delta t_9$, a corrente em L_a é:

$$i_{La}(t_9) = 0 \quad (3.1184)$$

Substituindo (3.164) em (3.160) e fazendo $t = \Delta t_9$, tem-se:

$$0 = (I_{L2} + I_{L3}) \cdot \cos(\omega_0 \cdot \Delta t_9)$$

$$\arccos(0) = \omega_0 \cdot \Delta t_9$$

$$\Delta t_9 = \frac{\pi}{2 \cdot \omega_0} \quad (3.119)$$

3.3.10 - DÉCIMO ESTÁGIO [$\Delta t_{10} = t_0 - t_9$]

O circuito equivalente do sétimo estágio de operação está representado na Figura 3.11.

Neste estágio, as variáveis possuem os seguintes valores iniciais:

$$i_{La}(t_9) = i_{Dr2}(t_9) = 0 \quad (3.120)$$

$$i_{Do}(t_9) = (I_{L2} + I_{L3}) \quad (3.121)$$

$$v_{Cr}(t_9) = (V_{C2} - V_i) + \frac{(I_{L2} + I_{L3})}{\omega_0 \cdot C_r} \quad (3.122)$$

$$v_S(t_{9-}) = V_{C2} + \frac{(I_{L2} + I_{L3})}{\omega_0 \cdot C_r} \quad (3.123)$$

$$v_S(t_{9+}) = V_c \quad (3.124)$$

Analisando a malha formada por V_i , L_1 , D_1 e C_1 , têm-se:

$$v_{L1}(t) = -(V_{C1} - V_i) \quad (3.125)$$

Analisando a malha formada por C_1 , L_2 , C_2 e D_0 , têm-se:

$$v_{L2}(t) = -(V_{C2} - V_{C1}) \quad (3.126)$$

Analisando a malha formada por D_0 , L_3 , e C_3 , tem-se:

$$v_{L3}(t) = -V_0 \quad (3.127)$$

As expressões (3.171), (3.172) e (3.173) representam que os indutores L_1 , L_2 e L_3 estão fornecendo energia para C_1 , C_2 e C_0 , respectivamente, caracterizando esta etapa como um estágio PWM de transferência de energia.

O intervalo de tempo do décimo estágio é dado por:

$$\Delta t_{10} = (1-D) \cdot T - (\Delta t_6 + \Delta t_7 + \Delta t_8 + \Delta t_9) \quad (3.128)$$

3.3.11 - PLANO DE FASES

A Figura 3.13 e a Figura 3.14 ilustram os planos de fases dos elementos ressonantes L_r , L_r e C_r .

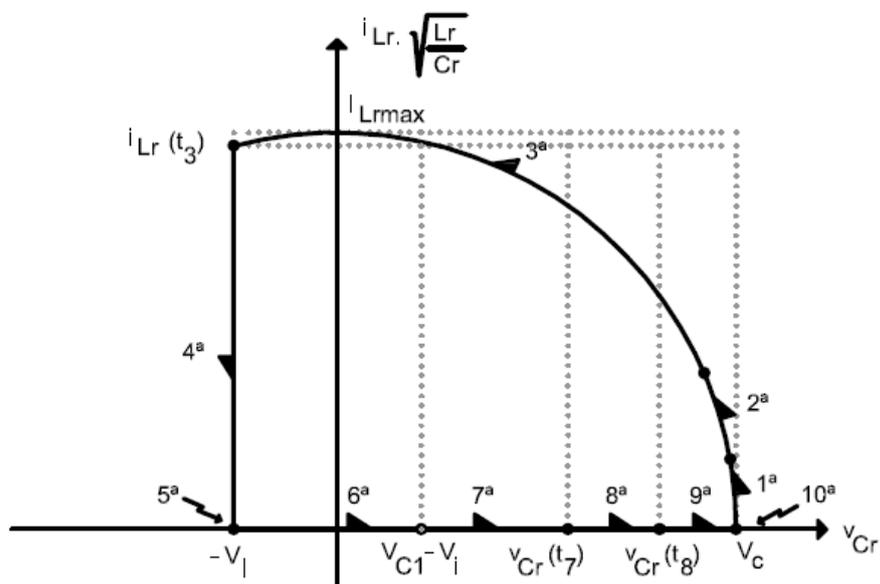


Figura 3.13 – Plano de fases de C_r e L_r .

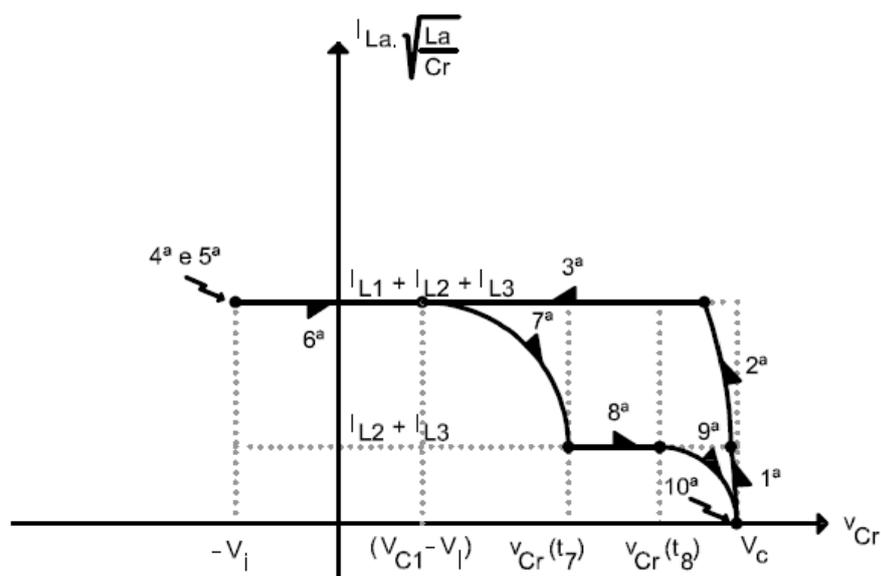


Figura 3.14 – Plano de fases de C_r e L_a .

3.3.12 - GANHO ESTÁTICO

O ganho estático global (G) do conversor será determinado considerando-se que, em regime permanente, as tensões médias nos indutores L_1 , L_2 e L_3 são nulas em um período de chaveamento completo. A Figura 3.15 mostra as formas de onda de tensão desses indutores.

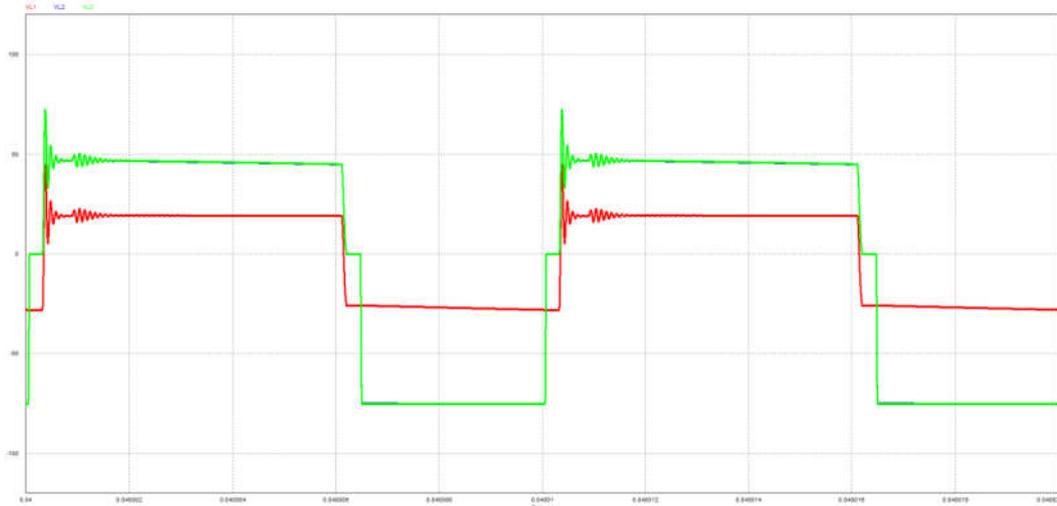


Figura 3.15 – Formas de onda para o cálculo do ganho estático.

Na Figura 3.15, em vermelho está a forma de onda da tensão no indutor L_1 , em azul está a forma de onda do indutor L_2 e, em verde, a forma de onda tensão no indutor L_3 . Note que no período completo de chaveamento a área das figuras se anula em torno do eixo zero.

3.3.12.1 - CÁLCULO DA TENSÃO MÉDIA NO INDUTOR L_1

A partir do cálculo da tensão média no indutor L_1 pode-se obter a expressão da tensão no capacitor C_1 . A tensão média no indutor L_1 é dada por:

$$V_{L_1,med} = \frac{1}{T} \cdot \left\{ \int_0^{\Delta t_1} v_{L_1}(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} v_{L_1}(t) \cdot dt \cdots + \int_0^{\Delta t_9} v_{L_1}(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_{10}} v_{L_1}(t) \cdot dt \right\} = 0 \quad (3.129)$$

- Primeiro estágio:

$$\int_0^{\Delta t_1} (V_i - V_{C1}) \cdot dt = (V_i - V_{C1}) \cdot \Delta t_1 \quad (3.1306)$$

- Segundo estágio:

$$\int_0^{\Delta t_2} (V_i - V_{C1}) \cdot dt = (V_i - V_{C1}) \cdot \Delta t_2 \quad (3.131)$$

- Terceiro estágio:

$$\int_0^{\Delta t_3} V_i \cdot dt = V_i \cdot \Delta t_3 \quad (3.132)$$

- Quarto estágio:

$$\int_0^{\Delta t_4} V_i \cdot dt = V_i \cdot \Delta t_4 \quad (3.133)$$

- Quinto estágio:

$$\int_0^{\Delta t_5} V_i \cdot dt = V_i \cdot \Delta t_5 \quad (3.134)$$

- Sexto estágio:

$$\int_0^{\Delta t_6} \left[V_i - \frac{V_{C1}}{\Delta t_6} \cdot t \right] \cdot dt = \left(V_i - \frac{V_{C1}}{2} \right) \cdot \Delta t_6 \quad (3.135)$$

- Sétimo estágio:

$$\int_0^{\Delta t_7} (V_i - V_{C1}) \cdot dt = (V_i - V_{C1}) \cdot \Delta t_7 \quad (3.136)$$

- Oitavo estágio:

$$\int_0^{\Delta t_8} (V_i - V_{C1}) \cdot dt = (V_i - V_{C1}) \cdot \Delta t_8 \quad (3.137)$$

- Nono estágio:

$$\int_0^{\Delta t_9} (V_i - V_{C1}) \cdot dt = (V_i - V_{C1}) \cdot \Delta t_9 \quad (3.138)$$

- Décimo estágio:

$$\int_0^{\Delta t_{10}} (V_i - V_{C1}) \cdot dt = (V_i - V_{C1}) \cdot \Delta t_{10} \quad (3.139)$$

- Cálculo de V_{C1} :

Substituindo as expressões (3.176) à (3.185) em (3.175) e isolando V_{C1} , resulta:

$$V_{C1} = \frac{V_i \cdot D}{\left[(1-D) + \frac{1}{T} \left(\Delta t_1 + \Delta t_2 - \frac{3\Delta t_6}{2} \right) \right]} \quad (3.140)$$

3.3.12.2 - CÁLCULO DA TENSÃO MÉDIA DO INDUTOR L_2

A partir do cálculo da tensão média no indutor L_2 pode-se obter a expressão da tensão no capacitor C_2 . A tensão média no indutor L_2 é dada por:

$$V_{L2_{med}} = \frac{1}{T} \cdot \left\{ \int_0^{\Delta t_1} v_{L2}(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} v_{L2}(t) \cdot dt \cdots + \int_0^{\Delta t_9} v_{L2}(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_{10}} v_{L2}(t) \cdot dt \right\} = 0 \quad (3.141)$$

- Primeiro estágio:

$$\int_0^{\Delta t_1} (V_{C1} - V_{C2}) \cdot dt = (V_{C1} - V_{C2}) \cdot \Delta t_1 \quad (3.142)$$

- Segundo estágio:

$$\int_0^{\Delta t_2} 0 \cdot dt = 0 \quad (3.143)$$

- Terceiro estágio:

$$\int_0^{\Delta t_3} V_{C1} \cdot dt = V_{C1} \cdot \Delta t_3 \quad (3.144)$$

- Quarto estágio:

$$\int_0^{\Delta t_4} V_{C1} \cdot dt = V_{C1} \cdot \Delta t_4 \quad (3.145)$$

- Quinto estágio:

$$\int_0^{\Delta t_5} V_{C1} \cdot dt = V_{C1} \cdot \Delta t_5 \quad (3.146)$$

- Sexto estágio:

$$\int_0^{\Delta t_6} \left[V_{C1} - \frac{V_{C1}}{\Delta t_6} \cdot t \right] \cdot dt = \left[V_{C1} - \frac{V_{C1}}{2} \right] \Delta t_6 \quad (3.147)$$

- Sétimo estágio:

$$\int_0^{\Delta t_7} 0 \cdot dt = 0 \quad (3.148)$$

- Oitavo estágio:

$$\int_0^{\Delta t_8} \left[\frac{(V_{C1} - V_{C2})}{\Delta t_8} \cdot t \right] \cdot dt = \left[\frac{(V_{C1} - V_{C2})}{2} \right] \cdot \Delta t_8 \quad (3.149)$$

- Nonoo estágio:

$$\int_0^{\Delta t_9} (V_{C1} - V_{C2}) \cdot dt = (V_{C1} - V_{C2}) \cdot \Delta t_9 \quad (3.150)$$

- Décimo estágio:

$$\int_0^{\Delta t_{10}} (V_{C1} - V_{C2}) \cdot dt = (V_{C1} - V_{C2}) \cdot \Delta t_{10} \quad (3.151)$$

- Cálculo de V_{C2} :

Substituindo as expressões (3.188) a (3.197) em (3.187) e isolando V_{C2} , resulta:

$$V_{C2} = V_{C1} \cdot \frac{\left\{ 1 - \frac{1}{T} \left[\Delta t_2 + \frac{\Delta t_6}{2} + \Delta t_7 + \Delta t_8 \right] \right\}}{\left\{ (1-D) - \frac{1}{T} \left[\Delta t_6 + \Delta t_7 + \frac{\Delta t_8}{2} - \Delta t_1 \right] \right\}} \quad (3.152)$$

3.3.13 - CÁLCULO DA TENSÃO MÉDIA DO INDUTOR L_3

A partir do cálculo da tensão média no indutor L_3 pode-se obter a expressão da tensão no capacitor C_0 , ou seja, da tensão de saída V_0 . A tensão média no indutor L_3 é dada por:

$$V_{L3_{med}} = \frac{1}{T} \cdot \left\{ \int_0^{\Delta t_1} v_{L3}(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} v_{L3}(t) \cdot dt \cdots + \int_0^{\Delta t_9} v_{L3}(t) \cdot dt + \int_0^{\Delta t_{10}} v_{L3}(t) \cdot dt \right\} = 0 \quad (3.153)$$

- Primeiro estágio:

$$\int_0^{\Delta t_1} (-V_0) \cdot dt = -V_0 \cdot \Delta t_1 \quad (3.154)$$

- Segundo estágio:

$$\int_0^{\Delta t_2} (V_{C2} - V_0 - V_{C1}) \cdot dt = (V_{C2} - V_0 - V_{C1}) \cdot \Delta t_2 \quad (3.155)$$

- Terceiro estágio:

$$\int_0^{\Delta t_3} (V_{C2} - V_0) \cdot dt = (V_{C2} - V_0) \cdot \Delta t_3 \quad (3.156)$$

- Quarto estágio:

$$\int_0^{\Delta t_4} (V_{C2} - V_0) \cdot dt = (V_{C2} - V_0) \cdot \Delta t_4 \quad (3.157)$$

- Quinto estágio:

$$\int_0^{\Delta t_5} (V_{C2} - V_0 - V_{C1}) \cdot dt = (V_{C2} - V_0 - V_{C1}) \cdot \Delta t_5 \quad (3.158)$$

- Sexto estágio:
-

$$\int_0^{\Delta t_6} \left[V_{C2} - V_0 - \frac{V_{C1}}{\Delta t_6} \cdot t \right] \cdot dt = \left[V_{C1} - V_0 - \frac{V_{C1}}{2} \right] \cdot \Delta t_6 \quad (3.159)$$

- Sétimo estágio:

$$\int_0^{\Delta t_7} (V_{C2} - V_0 - V_{C1}) \cdot dt = (V_{C2} - V_0 - V_{C1}) \cdot \Delta t_7 \quad (3.160)$$

- Oitavo estágio:

$$\int_0^{\Delta t_8} \left[(V_{C2} - V_0 - V_{C1}) - \frac{(V_{C2} - V_{C1})}{\Delta t_8} \cdot t \right] \cdot dt = \left[(V_{C2} - V_0 - V_{C1}) - \frac{(V_{C2} - V_{C1})}{2} \right] \cdot \Delta t_8 \quad (3.161)$$

- Nono estágio:

$$\int_0^{\Delta t_9} (-V_0) \cdot dt = -V_0 \cdot \Delta t_9 \quad (3.162)$$

- Décimo estágio:

$$\int_0^{\Delta t_{10}} (-V_0) \cdot dt = -V_0 \cdot \Delta t_{10} \quad (3.163)$$

- Cálculo de V_0 :

Substituindo as expressões (3.200) a (3.209) em (3.199) e isolando V_0 , resulta:

$$V_0 = V_{C2} \cdot \frac{\left(1 - \frac{1}{G_2}\right) \left\{ D - \frac{1}{T} \left[\Delta t_1 - \Delta t_7 - \frac{\Delta t_8}{2} \right] \right\} + \frac{1}{G_2} (\Delta t_3 + \Delta t_4) + \Delta t_6}{1 - \frac{1}{T} \left(\frac{\Delta t_8}{2} \right)} \quad (3.164)$$

3.3.14 - CÁLCULO DO GANHO ESTÁTICO GLOBAL (G) DO CONVERSOR BOOST2-BUCK SS

A partir dos cálculos das tensões médias nos indutores L_1 , L_2 e L_3 pode-se obter a expressão do ganho estático global (G) do conversor, ou seja, a razão entre as tensões de saída V_0 , e de entrada V_i . O ganho estático global G é dado por:

$$G = \frac{D^3 \cdot T \left(1 - \frac{1}{G_2}\right) + \frac{D^2}{G_2} \left(\Delta t_1 + \Delta t_3 + \Delta t_4 - \Delta t_7 - \frac{\Delta t_8}{2}\right) + D^2 \left(\Delta t_6 + \Delta t_7 + \frac{\Delta t_8}{2}\right)}{(1-D) \left\{ (1-D) + T - \frac{\Delta t_8}{2} + \frac{1}{T} \left(2\Delta t_1 + \Delta t_2 - \frac{5}{2}\Delta t_6 - \Delta t_7 - \frac{\Delta t_8}{2}\right) \right\}} + \frac{1}{T} \left\{ \frac{1}{T} \left[\Delta t_1^2 + \frac{3}{2}\Delta t_6^2 + \Delta t_1 \left(\Delta t_2 - \frac{5}{2}\Delta t_6 - \Delta t_7 - \Delta t_8\right) - \Delta t_2 (\Delta t_6 + \Delta t_7 + \Delta t_8) + \frac{3}{2}\Delta t_6 (\Delta t_7 + \Delta t_8) \right] \right\} + \left(\Delta t_1 + \Delta t_2 - \frac{3}{2}\Delta t_6\right) \quad (3.165)$$

3.3.15 - ANÁLISE DOS ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES

Para se determinar o valor dos componentes a serem utilizados no conversor proposto, é recomendado o cálculo dos valores das correntes médias, eficazes e de pico, bem como a tensão em cada elemento semiconductor. Esta seção apresenta as equações genéricas utilizadas no projeto do conversor e a ferramenta computacional utilizada é o software MathCad®.

Para o cálculo dos valores médios e eficazes, serão utilizadas as seguintes definições:

$$I_{med} = \frac{1}{T} \int_0^{\Delta t} i(t) dt \quad (3.212)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i(t)]^2 dt} \quad (3.166)$$

3.3.15.1 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO INTERRUPTOR S

A corrente no interruptor S é a mesma que circula pelos indutores ressonantes L_a e L_r , denominada i_{La} e i_{Lr} . O valor eficaz desta corrente é definido por:

$$I_{S\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_1} [i_S(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} [i_S(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} [i_S(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_4} [i_S(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_5} [i_S(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_6} [i_S(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_7} [i_S(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_8} [i_S(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_9} [i_S(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_{10}} [i_S(t)]^2 dt \right]} \quad (3.214)$$

$$I_{S\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_1} [i_{L_a}(t) + i_{L_r}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} [i_{L_a}(t) + i_{L_r}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} [i_{L_a}(t) + i_{L_r}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_4} [i_{L_a}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_5} [i_{L_a}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_6} [0]^2 dt + \int_0^{\Delta t_7} [0]^2 dt + \int_0^{\Delta t_8} [0]^2 dt + \int_0^{\Delta t_9} [0]^2 dt + \int_0^{\Delta t_{10}} [0]^2 dt \right]} \quad (3.215)$$

Uma das desvantagens da célula de comutação usada é o aparecimento de pico de corrente advindo da malha ressonante, como é característico das topologias quase ressonantes ZVS-ZCS PWM. Portanto, este interruptor deve ser especificado para um valor de corrente superior à corrente eficaz calculada anteriormente, sendo este, um valor dentro do limite de capacidade de condução de corrente do dispositivo.

Analisando as malhas formadas pelos circuitos equivalentes de cada etapa de operação do conversor Boost2-Buck SS, conclui-se que a tensão sobre o interruptor S não ultrapassa o valor da tensão de entrada V_i somada com a tensão no capacitor C_r . Assim, a equação (3.216) representa a máxima tensão sobre o interruptor S .

$$v_{S\text{max}}(t) = v_{C_r}(t) + V_i \quad (3.216)$$

Portanto, para uma correta especificação, deve-se utilizar um interruptor capaz de suportar no mínimo o valor $v_{S\text{max}}(t)$.

3.3.15.2 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO D_1

A corrente que circula pelo diodo D_1 é, na maioria das vezes, a mesma corrente do indutor L_1 , ou seja, a corrente $i_{D1}(t)$ é igual à I_{L1} . As equações da corrente $i_{D1}(t)$ eficaz são:

$$I_{D1\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} [i_{D1}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} [i_{D1}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} [i_{D1}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_4} [i_{D1}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_5} [i_{D1}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_6} [i_{D1}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_7} [i_{D1}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_8} [i_{D1}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_9} [i_{D1}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_{10}} [i_{D1}(t)]^2 dt \right\}} \quad (3.217)$$

$$I_{D1\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} [I_{L1}]^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} [I_{L1} - i_{D2}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} [0]^2 dt + \int_0^{\Delta t_4} [0]^2 dt + \int_0^{\Delta t_5} [0]^2 dt + \int_0^{\Delta t_6} [0]^2 dt + \int_0^{\Delta t_7} [I_{L1} - i_{D2}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_8} [I_{L1}]^2 dt + \int_0^{\Delta t_9} [I_{L1}]^2 dt + \int_0^{\Delta t_{10}} [I_{L1}]^2 dt \right\}} \quad (3.218)$$

O valor da corrente média no diodo D_1 é dado por:

$$I_{D1\text{med}} = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} i_{D1}(t) dt + \int_0^{\Delta t_2} i_{D1}(t) dt + \int_0^{\Delta t_3} i_{D1}(t) dt + \int_0^{\Delta t_4} i_{D1}(t) dt + \int_0^{\Delta t_5} i_{D1}(t) dt + \int_0^{\Delta t_6} i_{D1}(t) dt + \int_0^{\Delta t_7} i_{D1}(t) dt + \int_0^{\Delta t_8} i_{D1}(t) dt + \int_0^{\Delta t_9} i_{D1}(t) dt + \int_0^{\Delta t_{10}} i_{D1}(t) dt \right\} \quad (3.219)$$

$$I_{D1\text{med}} = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} I_{L1} dt + \int_0^{\Delta t_2} [I_{L1} - i_{D2}(t)] dt + \int_0^{\Delta t_3} 0 dt + \int_0^{\Delta t_4} 0 dt + \int_0^{\Delta t_5} 0 dt + \int_0^{\Delta t_6} 0 dt + \int_0^{\Delta t_7} [I_{L1} - i_{D2}(t)] dt + \int_0^{\Delta t_8} I_{L1} dt + \int_0^{\Delta t_9} I_{L1} dt + \int_0^{\Delta t_{10}} I_{L1} dt \right\} \quad (3.220)$$

Analisando o circuito do conversor Boost2-Buck SS, o limite máximo de tensão no diodo D_1 é dado pela expressão:

$$v_{D1\text{max}}(t) = V_{Cl} \quad (3.221)$$

3.3.15.3 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO D_2

Do mesmo modo que ocorre com o diodo D_1 , a corrente que circula pelo diodo D_2 é, na maioria das vezes, a mesma corrente do indutor L_1 , ou seja, a corrente $i_{D2}(t)$ é igual à I_{L1} . As equações da corrente $i_{D2}(t)$ eficaz são:

$$I_{D2\text{ ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_1} [i_{D2}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} [i_{D2}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} [i_{D2}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_4} [i_{D2}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_5} [i_{D2}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_6} [i_{D2}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_7} [i_{D2}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_8} [i_{D2}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_9} [i_{D2}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_{10}} [i_{D2}(t)]^2 dt \right]} \quad (3.222)$$

$$I_{D2\text{ ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_1} [0]^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} [I_{L1} - i_{D1}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} [I_{L1}]^2 dt + \int_0^{\Delta t_4} [I_{L1}]^2 dt + \int_0^{\Delta t_5} [I_{L1}]^2 dt + \int_0^{\Delta t_6} [I_{L1}]^2 dt + \int_0^{\Delta t_7} [I_{L1} - i_{D1}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_8} [0]^2 dt + \int_0^{\Delta t_9} [0]^2 dt + \int_0^{\Delta t_{10}} [0]^2 dt \right]} \quad (3.223)$$

O valor da corrente média no diodo D_2 é dado por:

$$I_{D2\text{ med}} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_1} i_{D2}(t) dt + \int_0^{\Delta t_2} i_{D2}(t) dt + \int_0^{\Delta t_3} i_{D2}(t) dt + \int_0^{\Delta t_4} i_{D2}(t) dt + \int_0^{\Delta t_5} i_{D2}(t) dt + \int_0^{\Delta t_6} i_{D2}(t) dt + \int_0^{\Delta t_7} i_{D2}(t) dt + \int_0^{\Delta t_8} i_{D2}(t) dt + \int_0^{\Delta t_9} i_{D2}(t) dt + \int_0^{\Delta t_{10}} i_{D2}(t) dt \right] \quad (3.224)$$

$$I_{D2\text{ med}} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_1} 0 dt + \int_0^{\Delta t_2} [I_{L1} - i_{D1}(t)] dt + \int_0^{\Delta t_3} I_{L1} dt + \int_0^{\Delta t_4} I_{L1} dt + \int_0^{\Delta t_5} I_{L1} dt + \int_0^{\Delta t_6} I_{L1} dt + \int_0^{\Delta t_7} [I_{L1} - i_{D1}(t)] dt + \int_0^{\Delta t_8} 0 dt + \int_0^{\Delta t_9} 0 dt + \int_0^{\Delta t_{10}} 0 dt \right] \quad (3.225)$$

Analisando o circuito do conversor Boost2-Buck SS, o limite máximo de tensão no diodo D_2 é dado pela expressão:

$$v_{D2\text{ max}}(t) = V_{C2} - V_{C1} \quad (3.226)$$

3.3.15.4 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO D_0

A corrente que circula pelo diodo D_0 é, na maioria das vezes, uma composição da soma das correntes dos indutores L_2 e L_3 com a corrente no indutor L_a . As equações das correntes médias e eficazes são mostradas a seguir. A corrente eficaz é dado por:

$$I_{D0\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} [i_{D0}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} [i_{D0}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} [i_{D0}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_4} [i_{D0}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_5} [i_{D0}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_6} [i_{D0}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_7} [i_{D0}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_8} [i_{D0}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_9} [i_{D0}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_{10}} [i_{D0}(t)]^2 dt \right\}} \quad (3.227)$$

$$I_{D0\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} [(I_{L2} + I_{L3}) - i_{La}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} [0]^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} [0]^2 dt + \int_0^{\Delta t_4} [0]^2 dt + \int_0^{\Delta t_5} [0]^2 dt + \int_0^{\Delta t_6} [0]^2 dt + \int_0^{\Delta t_7} [0]^2 dt + \int_0^{\Delta t_8} [(I_{L2} + I_{L3}) - i_{La}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_9} [I_{L2} + I_{L3}]^2 dt + \int_0^{\Delta t_{10}} [I_{L2} + I_{L3}]^2 dt \right\}} \quad (3.228)$$

O valor da corrente média no diodo D_0 é dado por:

$$I_{D0\text{med}} = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} i_{D0}(t) dt + \int_0^{\Delta t_2} i_{D0}(t) dt + \int_0^{\Delta t_3} i_{D0}(t) dt + \int_0^{\Delta t_4} i_{D0}(t) dt + \int_0^{\Delta t_5} i_{D0}(t) dt + \int_0^{\Delta t_6} i_{D0}(t) dt + \int_0^{\Delta t_7} i_{D0}(t) dt + \int_0^{\Delta t_8} i_{D0}(t) dt + \int_0^{\Delta t_9} i_{D0}(t) dt + \int_0^{\Delta t_{10}} i_{D0}(t) dt \right\} \quad (3.229)$$

$$I_{D0\text{med}} = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} [(I_{L2} + I_{L3}) - i_{La}(t)] dt + \int_0^{\Delta t_2} 0 dt + \int_0^{\Delta t_3} 0 dt + \int_0^{\Delta t_4} 0 dt + \int_0^{\Delta t_5} 0 dt + \int_0^{\Delta t_6} 0 dt + \int_0^{\Delta t_7} 0 dt + \int_0^{\Delta t_8} [(I_{L2} + I_{L3}) - i_{La}(t)] dt + \int_0^{\Delta t_9} [I_{L2} + I_{L3}] dt + \int_0^{\Delta t_{10}} [I_{L2} + I_{L3}] dt \right\} \quad (3.230)$$

Analisando o circuito do conversor Boost2-Buck SS, o limite máximo de tensão no diodo D_0 é dado pela expressão:

$$v_{D0\text{max}}(t) = V_{C2} \quad (3.231)$$

3.3.15.5 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO D_{r1}

A corrente que circula pelo diodo D_{r1} é a mesma corrente do indutor L_r , ou seja, é a corrente $i_{Lr}(t)$. As equações das correntes médias e eficazes são mostradas a seguir. A corrente eficaz é dado por:

$$I_{D_{r1}ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_1} [i_{D_{r1}}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} [i_{D_{r1}}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} [i_{D_{r1}}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_4} [i_{D_{r1}}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_5} [i_{D_{r1}}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_6} [i_{D_{r1}}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_7} [i_{D_{r1}}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_8} [i_{D_{r1}}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_9} [i_{D_{r1}}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_{10}} [i_{D_{r1}}(t)]^2 dt \right]} \quad (3.232)$$

$$I_{D_{r1}ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{\Delta t_1} [i_{L_r}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} [i_{L_r}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} [i_{L_r}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_4} [i_{L_r}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_5} [0]^2 dt + \int_0^{\Delta t_6} [0]^2 dt + \int_0^{\Delta t_7} [0]^2 dt + \int_0^{\Delta t_8} [0]^2 dt + \int_0^{\Delta t_9} [0]^2 dt + \int_0^{\Delta t_{10}} [0]^2 dt \right]} \quad (3.233)$$

O valor da corrente média no diodo D_{r1} é dado por:

$$I_{D_{r1}med} = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} i_{D_{r1}}(t) dt + \int_0^{\Delta t_2} i_{D_{r1}}(t) dt + \int_0^{\Delta t_3} i_{D_{r1}}(t) dt + \int_0^{\Delta t_4} i_{D_{r1}}(t) dt + \int_0^{\Delta t_5} i_{D_{r1}}(t) dt + \int_0^{\Delta t_6} i_{D_{r1}}(t) dt + \int_0^{\Delta t_7} i_{D_{r1}}(t) dt + \int_0^{\Delta t_8} i_{D_{r1}}(t) dt + \int_0^{\Delta t_9} i_{D_{r1}}(t) dt + \int_0^{\Delta t_{10}} i_{D_{r1}}(t) dt \right\} \quad (3.234)$$

$$I_{D_{r1}med} = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} i_{L_r}(t) dt + \int_0^{\Delta t_2} i_{L_r}(t) dt + \int_0^{\Delta t_3} i_{L_r}(t) dt + \int_0^{\Delta t_4} i_{L_r}(t) dt + \int_0^{\Delta t_5} 0 dt + \int_0^{\Delta t_6} 0 dt + \int_0^{\Delta t_7} 0 dt + \int_0^{\Delta t_8} 0 dt + \int_0^{\Delta t_9} 0 dt + \int_0^{\Delta t_{10}} 0 dt \right\} \quad (3.235)$$

Analisando o circuito do conversor Boost2-Buck SS, o limite máximo de tensão no diodo D_{r1} é dado pela expressão:

$$v_{D0\max}(t) = V_i \quad (3.236)$$

3.3.15.6 - ANÁLISE DAS TENSÕES E CORRENTES NO DIODO D_{r2}

A corrente que circula pelo diodo D_{r2} é a mesma corrente do indutor L_r , ou seja, é a corrente $i_{L_r}(t)$ no quarto estágio de operação e, é a mesma corrente do indutor L_a , ou seja, $i_{L_a}(t)$ nos estágios 6, 7, 8 e 9. As equações das correntes médias e eficazes são mostradas a seguir.

A corrente eficaz é dado por:

$$I_{Dr2\,ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} [i_{Dr2}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} [i_{Dr2}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} [i_{Dr2}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_4} [i_{Dr2}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_5} [i_{Dr2}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_6} [i_{Dr2}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_7} [i_{Dr2}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_8} [i_{Dr2}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_9} [i_{Dr2}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_{10}} [i_{Dr2}(t)]^2 dt \right\}} \quad (3.237)$$

$$I_{Dr2\,ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} [0]^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} [0]^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} [0]^2 dt + \int_0^{\Delta t_4} [i_{Lr}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_5} [0]^2 dt + \int_0^{\Delta t_6} [i_{La}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_7} [i_{La}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_8} [i_{La}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_9} [i_{La}(t)]^2 dt + \int_0^{\Delta t_{10}} [0]^2 dt \right\}} \quad (3.238)$$

O valor da corrente média no diodo D_{r2} é dado por:

$$I_{Dr2\,med} = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} i_{Dr2}(t) dt + \int_0^{\Delta t_2} i_{Dr2}(t) dt + \int_0^{\Delta t_3} i_{Dr2}(t) dt + \int_0^{\Delta t_4} i_{Dr2}(t) dt + \int_0^{\Delta t_5} i_{Dr2}(t) dt + \int_0^{\Delta t_6} i_{Dr2}(t) dt + \int_0^{\Delta t_7} i_{Dr2}(t) dt + \int_0^{\Delta t_8} i_{Dr2}(t) dt + \int_0^{\Delta t_9} i_{Dr2}(t) dt + \int_0^{\Delta t_{10}} i_{Dr2}(t) dt \right\} \quad (3.239)$$

$$I_{Dr2\,med} = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} 0 dt + \int_0^{\Delta t_2} 0 dt + \int_0^{\Delta t_3} 0 dt + \int_0^{\Delta t_4} i_{Lr}(t) dt + \int_0^{\Delta t_5} 0 dt + \int_0^{\Delta t_6} i_{La}(t) dt + \int_0^{\Delta t_7} i_{La}(t) dt + \int_0^{\Delta t_8} i_{La}(t) dt + \int_0^{\Delta t_9} i_{La}(t) dt + \int_0^{\Delta t_{10}} 0 dt \right\} \quad (3.240)$$

Analisando o circuito do conversor Boost2-Buck SS, o limite máximo de tensão no diodo D_{r2} é dado pela expressão:

$$v_{Dr2\,max}(t) = v_{Cr}(t) + V_i \quad (3.241)$$

3.4 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou a análise qualitativa e quantitativa do conversor Boost2-Buck SS. Ele mostra a equação do ganho estático global (G) em função dos intervalos de tempo de cada estágio e as expressões das correntes médias e eficazes que circulam por todos os elementos semicondutores que constituem o conversor estudado.

CAPÍTULO 4

PROJETO DO CONVERSOR BOOST2-BUCK

4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Após as análises qualitativas e quantitativas, este capítulo traz o roteiro de projeto do conversor Boost2-Buck SS que foi implementando em laboratório.

4.2 - PARÂMETROS DE PROJETO DO CONVERSOR BOOST2-BUCK SS

Os parâmetros apresentados na Tabela 4.1 foram utilizados no projeto do conversor proposto considerando-se o conversor operando em regime permanente e que a corrente nos indutores estão em modo de condução contínua.

4.2.1 - DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES

Para o projeto dos indutores L_1 , L_2 e L_3 do conversor Boost2-Buck SS, é considerada a máxima tensão de entrada, $V_{i\ máx} = 200V_{DC}$, que é a situação crítica para os indutores onde circula através destes a menor corrente. O *ripple* desta corrente deverá ser no máximo 90 % da corrente média, com a finalidade desta não entrar em modo de condução descontínua.

Tabela 4.1 – Parâmetros de projeto do conversor Boost2-Buck SS

Potência de saída	$P_0 = 100W$
Corrente de saída	$I_0 = 1A$
Tensão de saída	$V_0 = 100V$
Tensão entrada mínima	$V_{i\min} = 24V_{DC}$
Tensão entrada máxima	$V_{i\max} = 200V_{DC}$
Ondulação de corrente em L_1	$\Delta I_{L1} = 0,9 \cdot I_{L1}$
Ondulação de corrente em L_2	$\Delta I_{L2} = 0,9 \cdot I_{L2}$
Ondulação de corrente em L_3	$\Delta I_{L3} = \Delta I_0 = I_0$
Ondulação de tensão em C_1	$\Delta V_{C1} = 0,1 \cdot V_{C1}$
Ondulação de tensão em C_2	$\Delta V_{C2} = 0,2 \cdot V_{C2}$
Ondulação de tensão em C_0	$\Delta V_{C0} = 0,01 \cdot V_{C0}$
Mínima frequência de chaveamento	$f_{s\min} = 100kHz$
Eficiência prevista	$\eta = 0,80$

Da equação (2.60) é possível extrair:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{-D}{(1-D)^2} \quad (4.1)$$

A equação acima apresentada nada mais é do que o ganho estático do conversor Boost2-Buck, ou seja, sem a célula de comutação quase ressonante. A partir dessa equação e dos parâmetros contidos na Tabela 4.1, pode-se obter D para a máxima tensão de entrada, ou seja, a mínima razão cíclica (D_{\min}) de operação, que neste caso é 0,2679. E também, pode-se obter D para a mínima tensão de entrada, portanto, a máxima razão cíclica (D_{\max}) de operação, que no caso é 0,6156.

Também de acordo com os parâmetros da Tabela 4.1, pode-se calcular a resistência de carga que é dada por:

$$R = \frac{V_0}{I_0} = 100\Omega \quad (4.2)$$

4.2.1.1 - CÁLCULO DO INDUTOR L_1

Para a máxima tensão de entrada, de (2.60), a corrente média através do indutor L_1 pode ser calculada por:

$$I_{L1med_{min}} = \frac{V_{i_{max}} \cdot D_{min}^2}{R \cdot (D_{min} - 1)^4} = 0,5 A \quad (4.3)$$

O pico de corrente através do indutor L_1 pode ser calculado por:

$$I_{L1pk_{min}} = I_{L1med_{min}} + \frac{\Delta I_{L1V_{max}}}{2} = 0,725 A \quad (4.4)$$

Para a mínima tensão de entrada, de (2.60), a corrente média através do indutor L_1 pode ser calculada por:

$$I_{L1med_{max}} = \frac{V_{i_{min}} \cdot D_{max}^2}{R \cdot (D_{max} - 1)^4} = 4,165 A \quad (4.5)$$

O pico de corrente através do indutor L_1 pode ser calculado por:

$$I_{L1pk_{max}} = I_{L1med_{max}} + \frac{\Delta I_{L1V_{min}}}{2} = 6,0 A \quad (4.6)$$

O indutor L_1 pode ser calculado por:

$$L_1 = \frac{V_{i_{max}} \cdot D_{min}}{\Delta I_{L1V_{max}} \cdot f} = 1,19 mH \quad (4.7)$$

Para construção do protótipo foi utilizado, por questões de custo e disponibilidade, um indutor de 150 μ H.

4.2.1.2 - CÁLCULO DO INDUTOR L_2

Para a máxima tensão de entrada, de (2.60), a corrente média através do indutor L_2 pode ser calculada por:

$$I_{L_2 med_{min}} = \frac{V_{i_{max}} \cdot D_{min}^2}{R \cdot (1 - D_{min})^3} = 0,366 A \quad (4.8)$$

O pico de corrente através do indutor L_2 pode ser calculado por:

$$I_{L_2 pk_{min}} = I_{L_2 med_{min}} + \frac{\Delta I_{L_2 V_{max}}}{2} = 0,530 A \quad (4.9)$$

Para a mínima tensão de entrada, de (2.60), a corrente média através do indutor L_2 pode ser calculada por:

$$I_{L_2 med_{max}} = \frac{V_{i_{min}} \cdot D_{max}^2}{R \cdot (1 - D_{max})^3} = 1,60 A \quad (4.10)$$

O pico de corrente através do indutor L_2 pode ser calculado por:

$$I_{L_2 pk_{max}} = I_{L_2 med_{max}} + \frac{\Delta I_{L_2 V_{min}}}{2} = 2,32 A \quad (4.11)$$

O valor da tensão média sobre o capacitor C_1 para a máxima tensão de entrada é dado por:

$$V_{C_1 med_{V_{max}}} = \frac{V_{i_{max}}}{(1 - D_{min})} = 273 V \quad (4.12)$$

O valor da tensão média sobre o capacitor C_1 para a mínima tensão de entrada é dado por:

$$V_{C_1 med_{V_{min}}} = \frac{V_{i_{min}}}{(1 - D_{max})} = 62,43 V \quad (4.13)$$

O indutor L_2 pode ser calculado por:

$$L_2 = \frac{V_{C_1_{max}} \cdot D_{min}}{\Delta I_{L_2 V_{max}} \cdot f_s} = 2,22 mH \quad (4.14)$$

Para construção do protótipo foi utilizado, por questões de custo e disponibilidade, um indutor de 2 mH.

4.2.1.3 - CÁLCULO DO INDUTOR L_3

Para a máxima tensão de entrada, de (2.60), a corrente média através do indutor L_3 pode ser calculada por:

$$I_{L3med\ min} = \frac{V_{i\ max} \cdot D_{\min}}{R \cdot (D_{\min} - 1)^2} = 1\ A \quad (4.15)$$

Note que a corrente no indutor L_3 é igual à corrente de saída I_0 .

$$I_{L3med\ min} = I_0 = 1\ A \quad (4.16)$$

O pico de corrente através do indutor L_3 pode ser calculado por:

$$I_{L3pk\ min} = I_{0pk} = I_0 + \frac{\Delta I_{0\ r\ max}}{2} = 1,5\ A \quad (4.17)$$

O indutor L_3 pode ser calculado por:

$$L_3 = \frac{V_0 \cdot (1 - D_{\min})}{I_0 \cdot f_s} = 732,1\ \mu H \quad (4.18)$$

Para construção do protótipo foi utilizado, por questões de custo e disponibilidade, um indutor de 950 μH .

4.2.2 - DIMENSIONAMENTO DOS CAPACITORES

Para o projeto dos capacitores C_1 , C_2 e C_0 do conversor Boost2-Buck SS, será considerada a mínima tensão de entrada, $V_{imin} = 24V_{DC}$, que é a situação crítica para os capacitores, onde o *ripple* de tensão deverá ser mantido como o especificado no projeto.

Resolvendo (2.60) para D , obtém-se que para a máxima tensão de entrada, a mínima razão cíclica é $D_{min} = 0,2679$, e para a mínima tensão de entrada, a máxima razão cíclica é $D_{máx} = 0,6156$.

4.2.2.1 - CÁLCULO DO CAPACITOR C_1

Usando a equação (4.13) pode-se calcular a máxima tensão sobre o capacitor C_1 , considerando a máxima tensão de entrada:

$$V_{C1 \max V_{\max}} = V_{C1 \text{ med } V_{\max}} + \frac{\Delta V_{C1}}{2} = 286,65 V \quad (4.19)$$

O capacitor C_1 da Figura 3.1 considerando 10% de *ripple* de tensão e usando a equação (2.60), pode ser calculado por:

$$C_1 = \frac{I_{L2 \text{ med } \max} \cdot D_{\max}}{0,1 \cdot f_s \cdot V_{C1 \min}} = 1,57 \mu F \quad (4.20)$$

Para construção do protótipo foi utilizado, por questões de custo e disponibilidade, um capacitor de 4,7 μF . O capacitor utilizado apresenta baixa resistência série.

4.2.2.2 - CÁLCULO DO CAPACITOR C_2

De (2.60), encontra-se a tensão média, sobre o capacitor C_2 , para a mínima tensão de entrada.

$$V_{C2 \text{ med } V_{\min}} = \frac{V_{i \min}}{(D_{\max} - 1)^2} = 162,42 V \quad (4.21)$$

A tensão média sobre o capacitor C_2 , considerando a máxima tensão de entrada é:

$$V_{C2 \text{ med } V_{\max}} = \frac{V_{i \max}}{(D_{\min} - 1)^2} = 391,80 V \quad (4.22)$$

Usando a equação (4.22) pode-se calcular a máxima tensão sobre o capacitor C_2 , considerando a máxima tensão de entrada:

$$V_{C2 \max V_{\max}} = V_{C2 \text{ med } V_{\max}} + \frac{\Delta V_{C2}}{2} = 410,47V \quad (4.23)$$

O capacitor C_2 da Figura 3.1 considerando 10% de *ripple* de tensão e usando a equação (2.60), pode ser calculado por:

$$C_2 = \frac{I_0 \cdot D_{\max}}{0,1 \cdot f_s \cdot V_{C2 \text{ med } V_{\min}}} = 380 \text{ nF} \quad (4.24)$$

Para construção do protótipo foi utilizado, por questões de custo e disponibilidade, um capacitor de 4,7 μF . O capacitor utilizado apresenta baixa resistência série.

4.2.2.3 - CÁLCULO DO CAPACITOR C_0

Considerando desprezível a ondulação de corrente na carga, então $\Delta I_{L3} = \Delta I_{C0}$. Assim, a corrente média de carga do capacitor, no tempo $T/2$, é $I_{C0} = \Delta I_{L3}/4$, então a ondulação de tensão no capacitor C_0 [referencia dissertação Rafael Lodo] é:

$$\Delta V_{C0} = \frac{1}{C_0} \int_0^{T/2} \frac{\Delta I_{C0}}{4} \cdot t \cdot dt = \frac{\Delta I_{C0}}{8 \cdot C_0 \cdot f_s} \quad (4.25)$$

Como $\Delta I_{L3} = \Delta I_{C0}$, então de (3.18) e (3.25) obtém-se:

$$C_0 = \frac{V_0 (1 - D_{\max})}{8 \cdot L_3 \cdot f_s^2 \cdot \Delta V_{C0}} = 656,33 \text{ nF} \quad (4.26)$$

Para construção do protótipo foi utilizado, por questões de custo e disponibilidade, um capacitor de 4,7 μF . O capacitor utilizado apresenta baixa resistência série.

4.2.3 - CÁLCULO DO OFF-TIME E FREQUENCIA TEÓRICA DO CONVERTOR BOOST2-BUCK SS

Conhecer o valor do OFF-TIME é importante porque é ele quem fornecerá o tempo necessário em que o interruptor permanece desligado (off-time) constante, para toda a faixa

de operação. Com este parâmetro é possível fazer o correto dimensionamento da célula de comutação quase ressonante. O valor do OFF-TIME é dado pela seguinte expressão:

$$t_{OFF-TIME} = \left(\frac{1 - D_{m\acute{a}x}}{f_s} \right) = 3,844 \mu s \quad (4.27)$$

De posse do OFF-TIME, é possível calcular o valor mínimo e máximo da frequência de chaveamento no qual o conversor possa operar. Mas, para isso, é necessário primeiro encontrar o valor da razão cíclica D capaz de satisfazer a equação de ganho (1.3). A solução desta equação é mostrada nas equações (4.28) e (4.29) abaixo.

$$D_1 = \frac{(2 \cdot V_0 + V_i) + \sqrt{V_i} \cdot \sqrt{V_i + 4 \cdot V_0}}{2 \cdot V_0} \quad (4.28)$$

$$D_2 = \frac{(2 \cdot V_0 + V_i) - \sqrt{V_i} \cdot \sqrt{V_i + 4 \cdot V_0}}{2 \cdot V_0} \quad (4.29)$$

Resolvendo (4.27) para D e substituindo em (4.28) e (4.29), encontra-se o valor mínimo e máximo de f_s . As equações (4.30) e (4.31) mostram os valores possíveis para f_s .

$$f_{s1} = \frac{-V_i - \sqrt{V_i} \cdot \sqrt{V_i + 4 \cdot V_0}}{2 \cdot V_0 \cdot t_{OFF-TIME}} \quad (4.30)$$

$$f_{s2} = \frac{-V_i + \sqrt{V_i} \cdot \sqrt{V_i + 4 \cdot V_0}}{2 \cdot V_0 \cdot t_{OFF-TIME}} \quad (4.31)$$

Todavia, a equação (4.30) não é usada, isso porque ela apresenta como resultado um valor negativo, o que não convém. Desse modo, o valor mínimo e máximo de f_s é dado apenas pela equação (4.31). Para $V_i = 24$ V tem-se $f_{s \min}$:

$$f_{s\min} = \frac{-V_{i\min} + \sqrt{V_{i\min}^2 + 4 \cdot V_0}}{2 \cdot V_0 \cdot t_{OFF-TIME}} = 99,99 \text{ kHz} \quad (4.32)$$

Por outro lado, para $V_i = 200 \text{ V}$ tem-se $f_{s\max}$:

$$f_{s\max} = \frac{-V_{i\max} + \sqrt{V_{i\max}^2 + 4 \cdot V_0}}{2 \cdot V_0 \cdot t_{OFF-TIME}} = 190,44 \text{ kHz} \quad (4.33)$$

4.2.4 - DIMENSIONAMENTO DOS ELEMENTOS RESSONANTES

O projeto dos elementos ressonantes foi realizado da seguinte maneira:

Primeiramente definiu-se o critério para a escolha do indutor ressonante. Este processo foi realizado a partir da Figura 4.1, que é um detalhe ampliado da Figura 3.12, onde são mostradas todas as formas de ondas teóricas do conversor estudado.

Nesta figura, é possível observar que a ressonância ocorre nos intervalos de tempo Δt_1 , Δt_2 e Δt_3 e ao final do quarto estágio a corrente do indutor de ressonância torna-se nula. Então, definiu-se que o tempo que o interruptor S deve ficar fechado é 3 vezes maior do que a ressonância do indutor L_r , como mostra a Equação (4.36), de modo a garantir que a ressonância ocorra e a corrente no indutor torne-se nula antes que o interruptor interrompa o circuito.

$$D_{\min} \cdot T_s = 3 \cdot (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4) \quad (4.36)$$

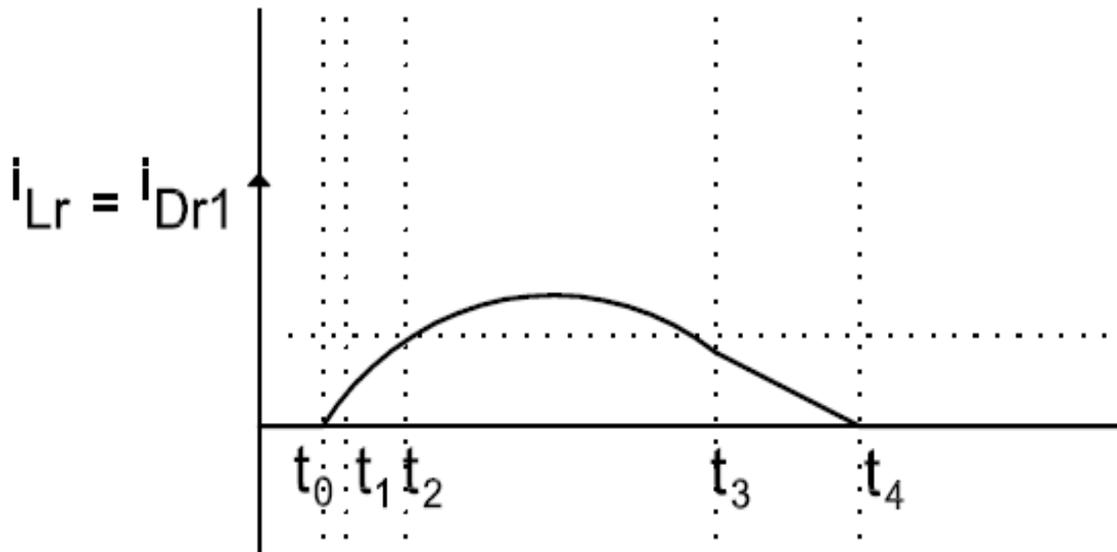


Figura 4.1 - Detalhe da forma de onda da corrente i_{Lr}

Utilizando (3.10) e, resolvendo (4.36), a relação entre as frequências f_r/f_s é definida por:

$$\frac{f_r}{f_s} = \frac{3}{2\pi \cdot D_{\min}} \cdot \left(\frac{\sqrt{1-K^2}}{K} + \arccos(-K) \right) = 16,83 \quad (4.37)$$

O valor encontrado pela Equação (4.37) fornece um valor de frequência de ressonância 16,83 vezes maior do que a frequência de chaveamento escolhida. Como a frequência de chaveamento escolhida no projeto foi de 100 kHz, uma frequência de ressonância 16,83 vezes maior (1,6 MHz) agrava os problemas relacionados a *EMI*. Ademais, para a frequência de ressonância de 1,6 MHz, o indutor ressonante deve ser da ordem de 0,53 μH . Um indutor desta ordem de grandeza gera maior dificuldade técnica em sua confecção. Além disso, quanto menor for o indutor, mais as indutâncias parasitas das trilhas do circuito impresso irão influenciar o circuito ressonante e, portanto, esta situação eleva o grau de complexidade do projeto e confecção da placa de circuito impresso. Por isso, adotou-se uma relação entre f_r/f_s igual a 3, como apresentado em (4.38).

$$\frac{f_r}{f_s} \geq 3 \quad (4.38)$$

Esta relação necessita de um capacitor ressonante C_r de valor 16,8 nF.

Assim, resolvendo (3.3) para L_r , encontra-se o valor do indutor de ressonância do circuito, com mostrado em (4.39).

$$L_r = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_r^2 \cdot C_r} = 16,75 \mu H \quad (4.39)$$

Utilizou-se um indutor de 15 μH , confeccionado por indústria especializada, disponível no laboratório.

Para o cálculo do indutor série L_a , que limita a derivada de corrente no interruptor e, conseqüentemente, a tensão sobre o mesmo, primeiramente determinou-se o valor máximo da derivada da tensão sobre o interruptor S .

Fixando-se a tensão máxima no interruptor S de 600 V e utilizando a frequência de ressonância de aproximadamente 300 kHz, fornecida pela equação (4.38), o tempo necessário para a tensão atingir o valor máximo no interruptor será de um quarto do valor do período da frequência de ressonância, isto é, 0,83 μs . Este valor será aproximado para 1 μs , para efeito dos cálculos que serão realizados a seguir, como apresentado em (4.43).

$$\frac{dV}{dt} \leq \frac{600V}{\mu s} \quad (4.43)$$

A Figura 4.2, extraída da Figura 3.12, mostra o pico de tensão sobre o interruptor S . A derivada positiva de tensão sobre o interruptor S acontece durante os estágios 6, 7, 8 e 9, ou seja, durante os intervalos de tempo Δt_6 , Δt_7 , Δt_8 e Δt_9 .

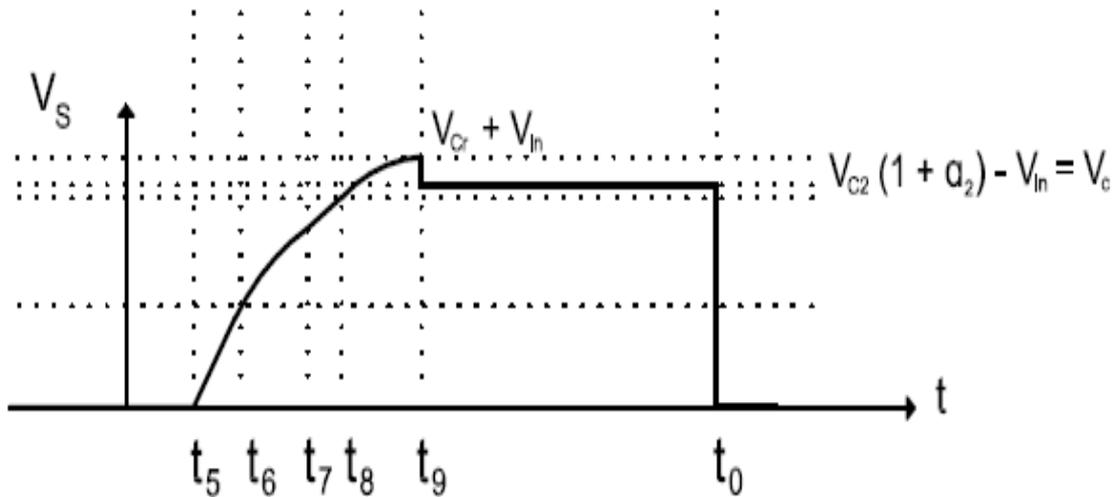


Figura 4.2 – Detalhe da forma de onda no interruptor S.

De posse dos valores estabelecidos, a equação que representa matematicamente o máximo valor da tensão no interruptor é:

$$\frac{600V}{\mu s} = \frac{V_{C2}(1 + \alpha_2)}{\Delta t_6 + \Delta t_7 + \Delta t_8 + \Delta t_9} \quad (4.44)$$

Os valores da condutância normalizada de carga α , são fornecidos pelas equações (4.34) e (4.35).

$$\alpha_1 = \frac{I_{L1} \cdot Z_0}{V_{C1}} \quad (4.34)$$

$$\alpha_2 = \frac{(I_{L2} + I_{L3}) \cdot Z_0}{V_{C2}} \quad (4.35)$$

Sabe-se que a impedância característica do circuito é dada pela expressão:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_a}{C_r}} = 13,58 \Omega \quad (4.41)$$

E que a impedância de ressonância do circuito é dada pela expressão:

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 29,88 \Omega \quad (4.42)$$

Usando (2.60), (3.6), (4.34), (4.35) e, resolvendo (4.44) para f_0 , pode-se encontrar a frequência natural do circuito. Esta é dada pela equação (4.45).

$$f_0 = \frac{600}{2\pi \cdot \mu} \cdot \frac{1}{V_{C2}(1+\alpha_2)} \cdot \frac{1}{\alpha_2} \left[1 - \frac{1}{G_2}(1+\alpha_1) + \frac{1}{\alpha_1 + \alpha_2 \cdot G_2} + \frac{\pi}{2} \right] = 3,646 \text{ MHz} \quad (4.45)$$

Para o projeto do indutor L_a , estabeleceu-se o valor 5 para a relação f_0/f_s , conforme apresentado em (4.46), pois para uma frequência de ressonância de 3,646 MHz, o valor do indutor ressonante é da ordem de 0,11 μH . Um indutor desta ordem de grandeza gera maior dificuldade técnica em sua confecção. Além disso, quanto menor for o indutor, mais as indutâncias parasitas das trilhas do circuito impresso irão influenciar o circuito ressonante e, portanto, esta situação eleva o grau de complexidade do projeto e confecção da placa de circuito impresso.

$$\frac{f_0}{f_s} \geq 5 \quad (4.46)$$

Por fim, usando (3.4) encontra-se a expressão que fornece o valor do indutor série L_a usado no protótipo.

$$L_{amin} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_0^2 \cdot C_r} = 6 \mu\text{H} \quad (4.48)$$

Por fim, a Tabela 4.2 mostra as especificações dos elementos empregados no protótipo construído no laboratório.

Tabela 4.2 - Especificações de projeto dos elementos conversor Boost2-Buck SS

Indutor L_1	350 μ H
Indutor L_2	2 mH
Indutor L_3	900 μ H
Indutor L_r	15 μ H
Indutor L_a	6 μ H
Capacitor C_1	4,7 μ F
Capacitor C_2	2 x 4,7 μ F = 2,35 μ F
Capacitor C_0	4,7 μ F
Capacitor C_r	(2 x 7500) pF + 1800 pF = 16,8 nF
Diodos $D_1, D_2, D_0, D_a, D_{r1}$ e D_{r2}	CREE C3D20060 W23712
Interruptor S	CREE CMF 20120 W10613

4.2.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou o roteiro de projeto do conversor Boost2-Buck SS construído em laboratório.

CAPÍTULO 5

ANÁLISES DE SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Os resultados de simulação são importantes durante a concepção, análise e aprimoramento da topologia a ser proposta e fornece subsídios para que, posteriormente, utilizando-se dos valores encontrados durante a simulação e do roteiro de projeto, realize-se a montagem do protótipo e os vários ensaios necessários para a validação final da topologia proposta.

Neste sentido, este capítulo apresenta os resultados de simulação feitos com a plataforma PSIM® e os resultados práticos obtidos através de um protótipo desenvolvido em laboratório.

5.2 - SIMULAÇÕES DO CONVERSOR BOOST2-BUCK SS

Utilizando-se os parâmetros da Tabela 4.2, isto é, potência de saída de 100 W e tensão de saída de 100 V, montou-se o circuito mostrado na Figura 5.1 na plataforma PSIM®. Vale ressaltar que este simulador disponibiliza modelos de componentes eletrônicos que possibilita a obtenção de resultados bem próximos dos ensaios experimentais. A seguir são apresentados os resultados de simulação obtidos por meio deste circuito.

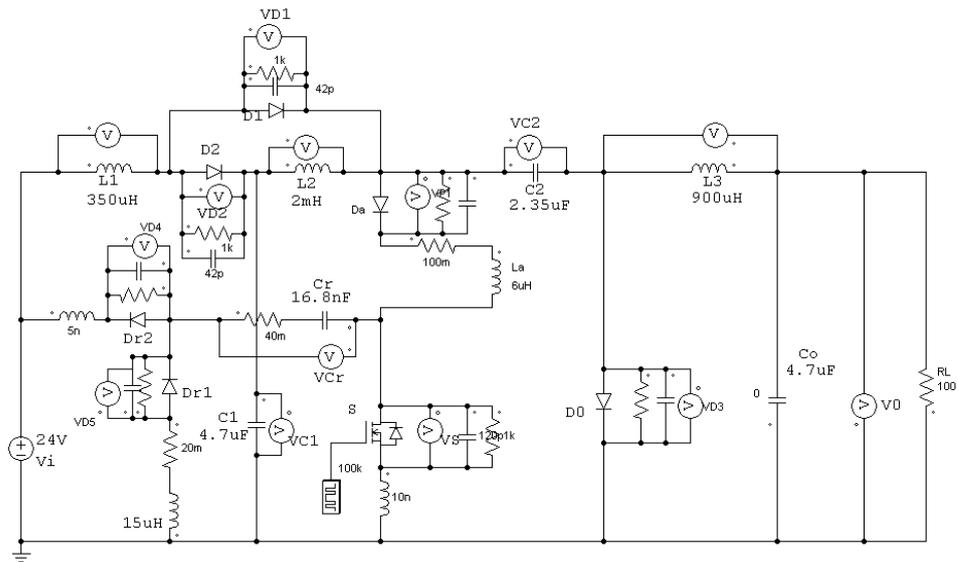
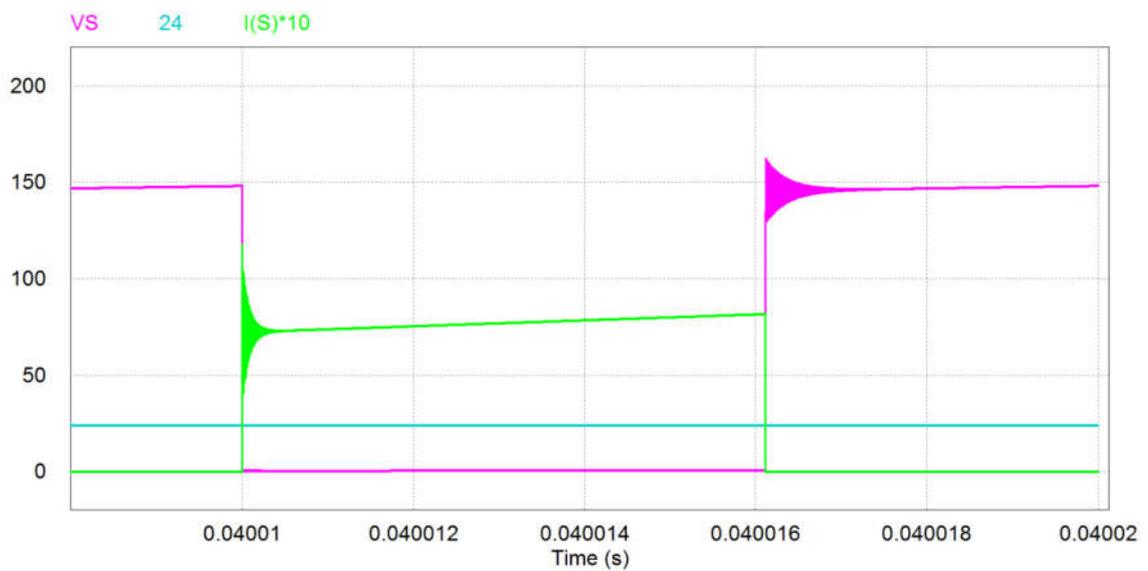


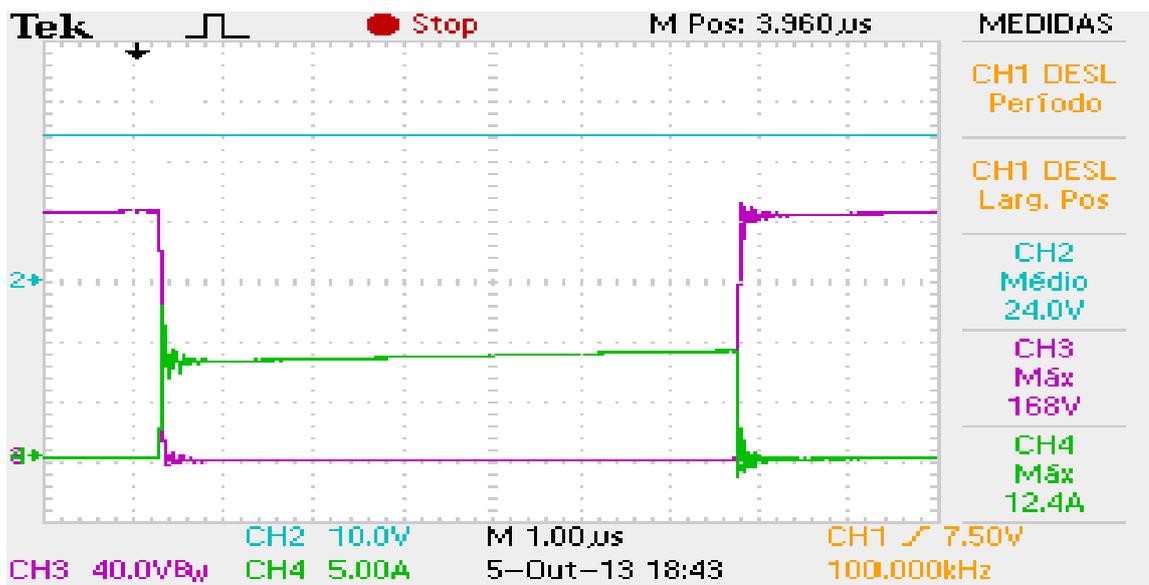
Figura 5.1 – Conversor BOOST2-BUCK SS proposto.

5.2.1 - COMPARAÇÃO ENTRE RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

As Figura 5.2 (a) e (b) apresentam, respectivamente, as formas de onda de simulação e experimental da corrente e da tensão *dreno-source* no interruptor S para o conversor operando sem a célula de comutação quase ressonante. Neste ensaio o conversor está sendo alimentado em $24 V_{CC}$. Nota-se que tanto na entrada quanto na saída de condução ocorrem cruzamento entre corrente e tensão, o que gera perdas indesejáveis de comutação.



(a)

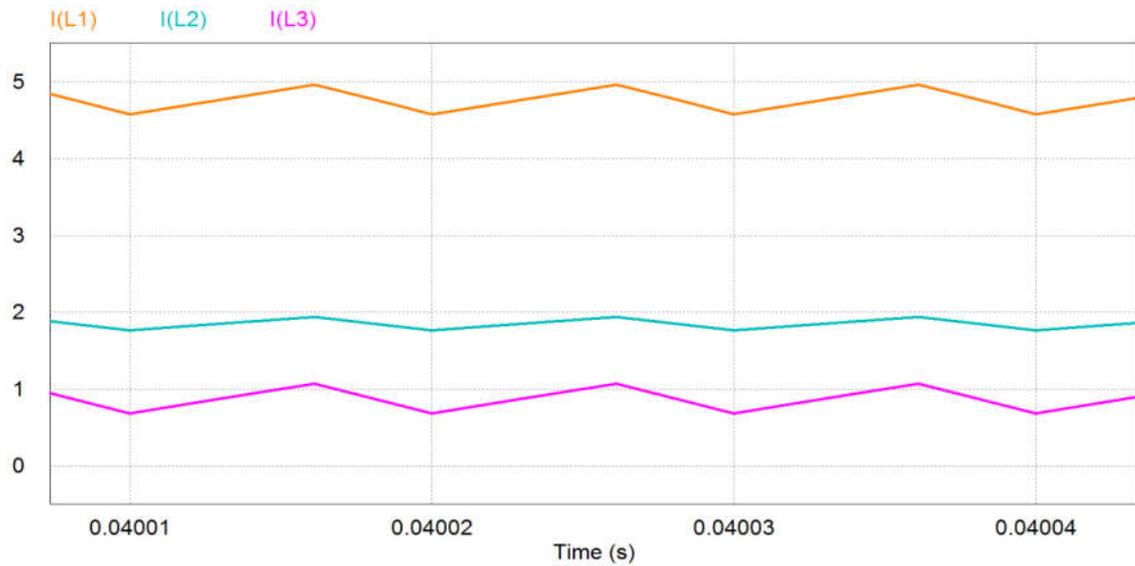


(b)

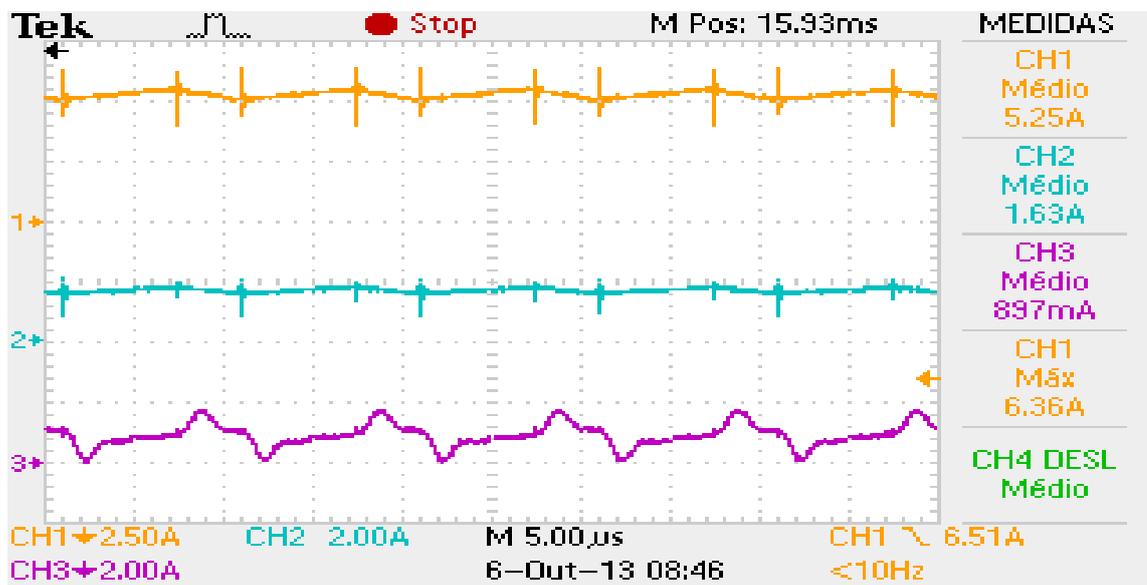
Figura 5.2 - Tensão V_{DS} (roxo) e corrente i_S (verde) HARD e tensão V_i (azul).

As Figura 5.3 (a) e (b) mostram, respectivamente, as formas de onda de simulação e experimental das correntes nos indutores L_1 , L_2 e L_3 . As formas de onda e os valores de

corrente obtidos por simulação apresentaram resultados aproximados dos obtidos experimentalmente.



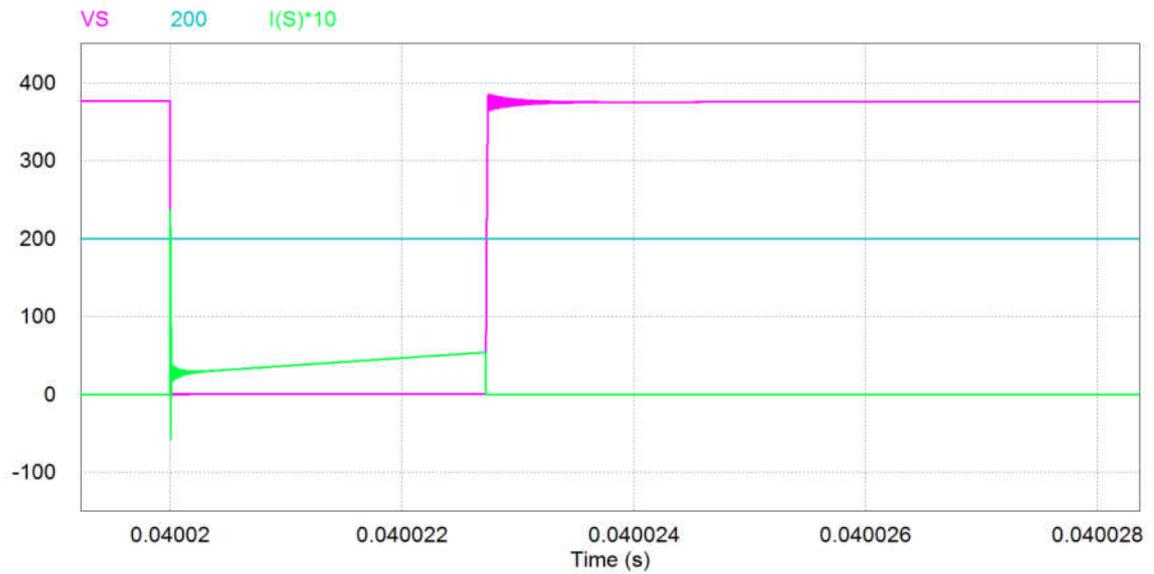
(a)



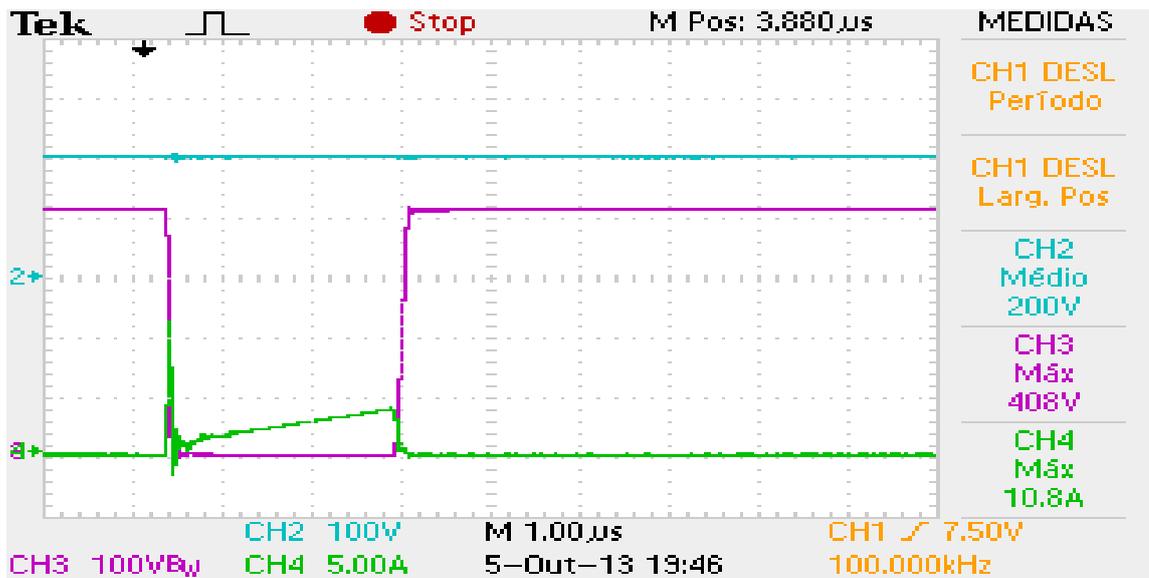
(b)

Figura 5.3 - Corrente nos indutores L_1 (laranja), L_2 (azul) e L_3 (roxo) HARD.

As Figura 5.4 (a) e (b) apresentam, respectivamente, as formas de onda de simulação e experimental da corrente e da tensão *dreno-source* no interruptor *S* para o conversor operando sem a célula de comutação quase ressonante. Neste ensaio o conversor está sendo alimentado em 200 V_{CC}. Nota-se que tanto na entrada quanto na saída de condução ocorrem cruzamento entre corrente e tensão.



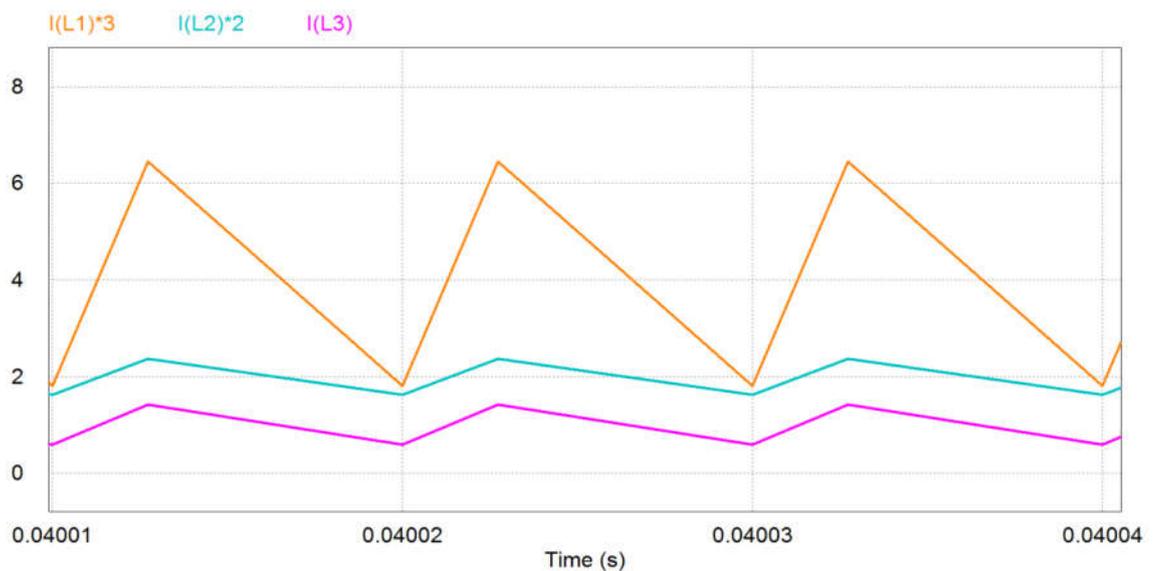
(a)



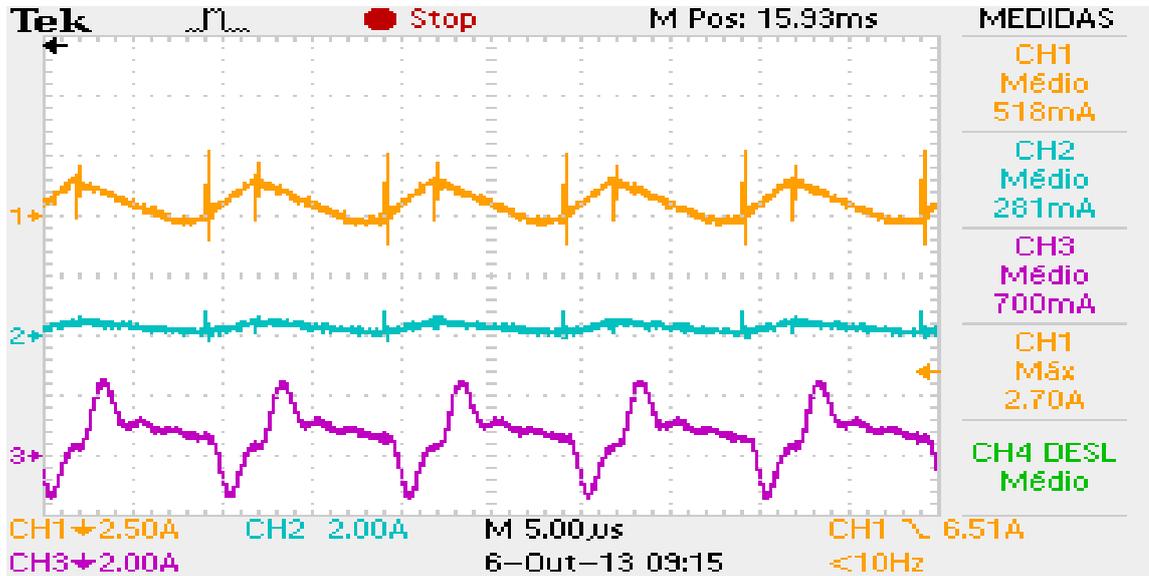
(b)

Figura 5.4 - Tensão V_{DS} (roxo), corrente i_S (verde) no interruptor Se tensão de entrada V_i (azul).

As Figura 5.5 (a) e (b) mostram, respectivamente, as formas de onda de simulação e experimental das correntes nos indutores L_1 , L_2 e L_3 . As formas de onda e os valores de corrente obtidos por simulação apresentaram resultados aproximados dos obtidos experimentalmente.



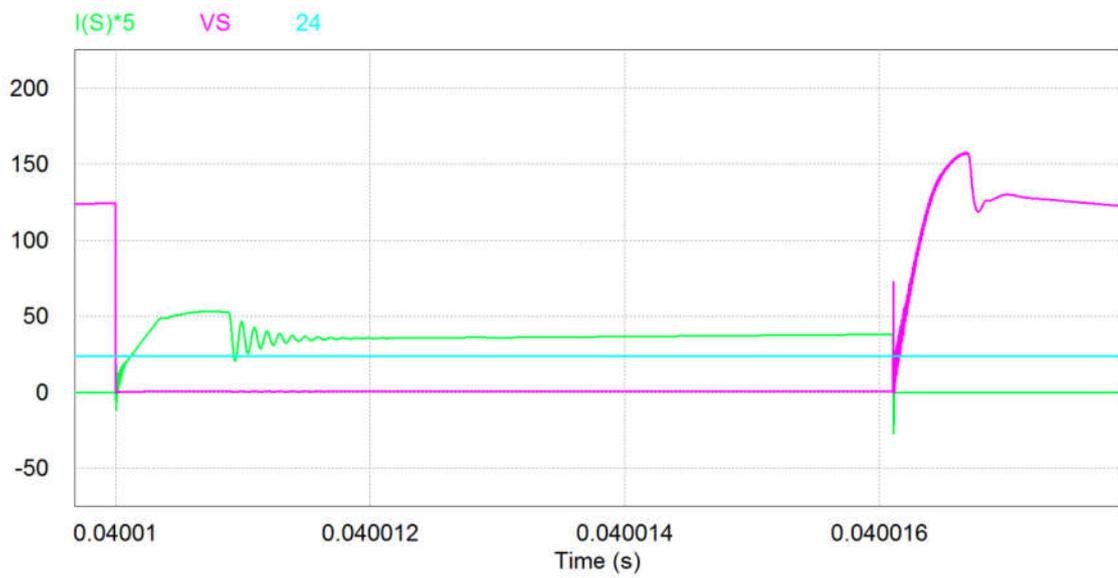
(a)



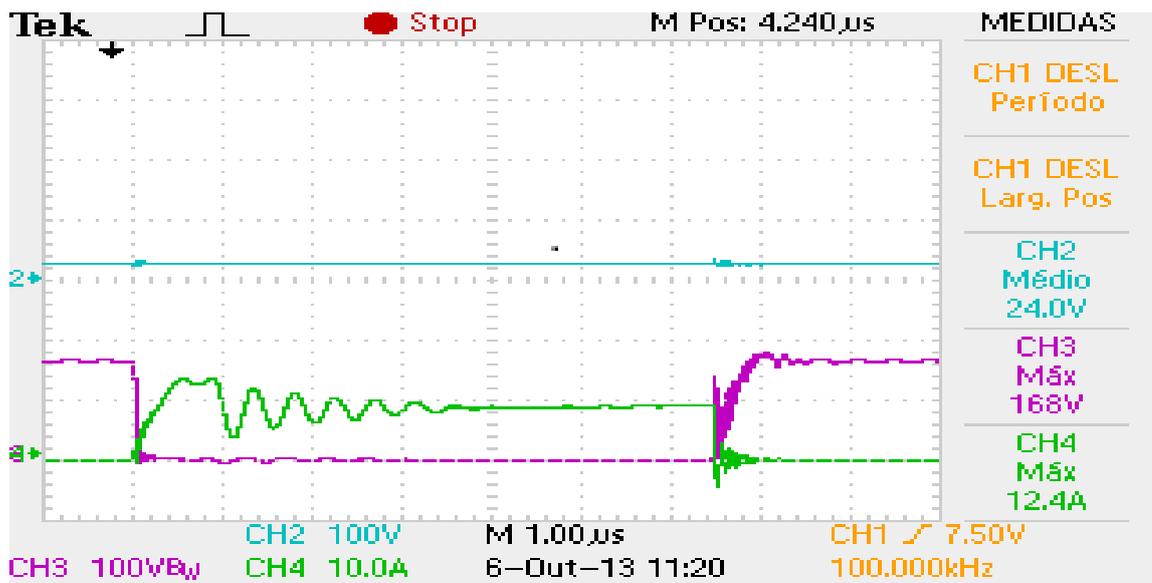
(b)

Figura 5.5 - Correntes em L_1 (laranja), L_2 (azul) e L_3 (roxo) com $V_i = 200$ V.

As Figura 5.6 (a) e (b) apresentam, respectivamente, as formas de onda de simulação e experimental da corrente e da tensão *dreno-source* no interruptor S para o conversor operando com a célula de comutação quase ressonante. Neste ensaio o conversor está sendo alimentado em 24 V_{CC}. Nota-se que na entrada de condução não ocorre cruzamento entre corrente e tensão. No entanto, na saída de condução existe um leve cruzamento, o que gera pequena perda de comutação. Por isso, a célula utilizada pode ser classificada como quase ressonante.



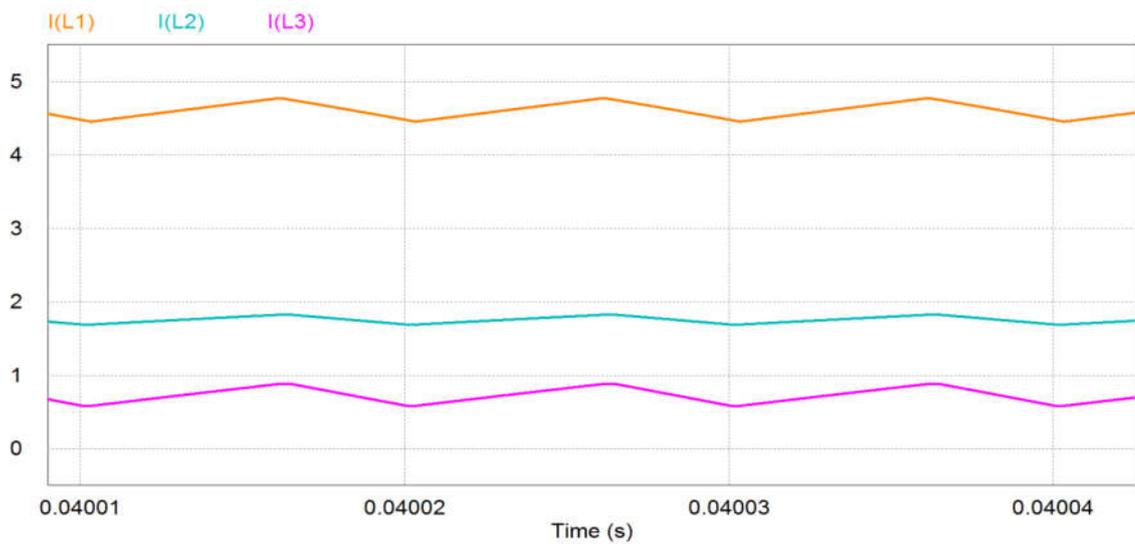
(a)



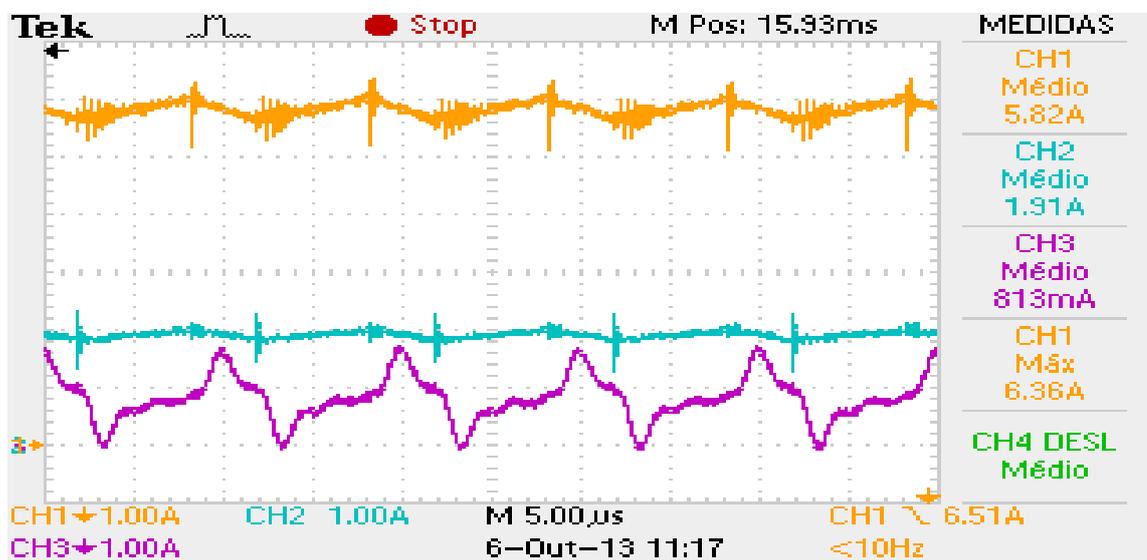
(b)

Figura 5.6 – Tensão V_{DS} (roxo), corrente no interruptor i_S (verde) e tensão de entrada V_i (azul).

As Figura 5.7 (a) e (b) mostram, respectivamente, as formas de onda de simulação e experimental das correntes nos indutores L_1 , L_2 e L_3 . As formas de onda e os valores de corrente obtidos por simulação apresentaram resultados aproximados dos obtidos experimentalmente.



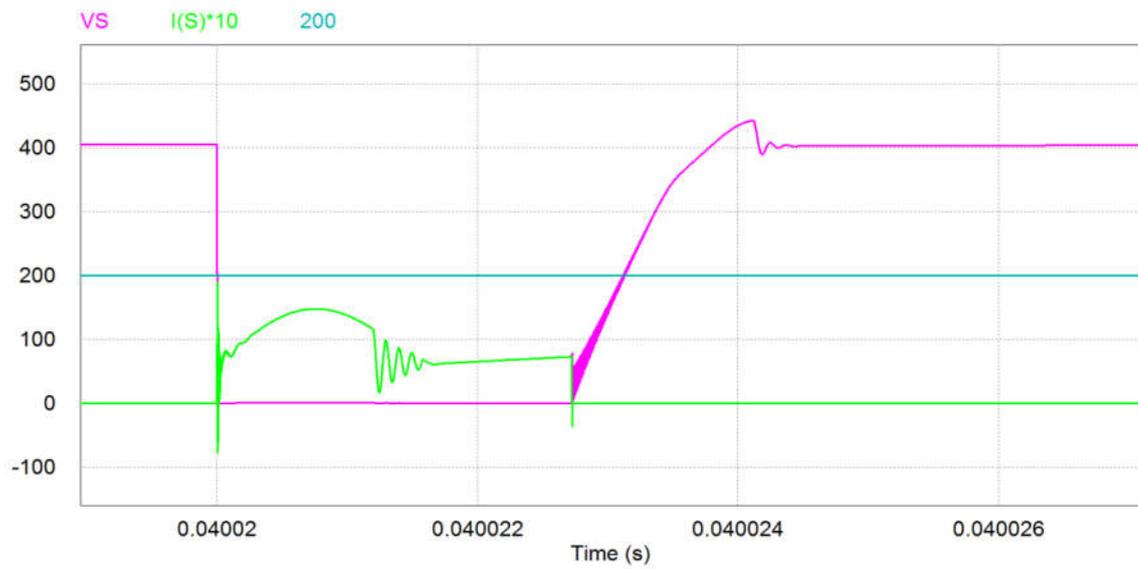
(a)



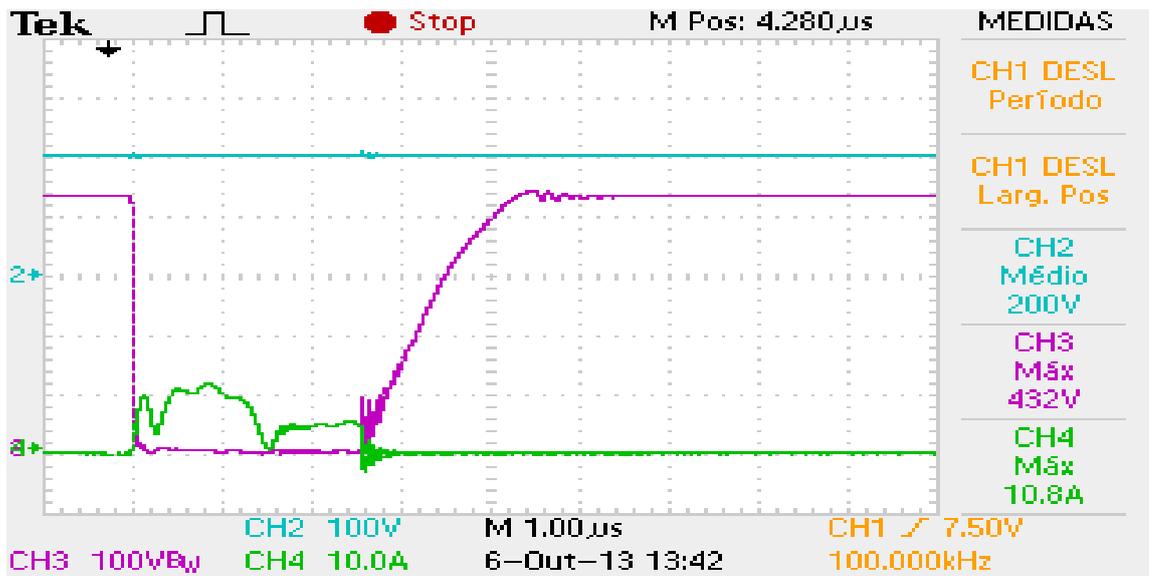
(b)

Figura 5.7 - Correntes nos indutores L_1 (laranja), L_2 (azul) e L_3 (roxo) para $V_i = 24 V_{CC}$.

As Figura 5.8 (a) e (b) apresentam, respectivamente, as formas de onda de simulação e experimental da corrente e da tensão *dreno-source* no interruptor *S* para o conversor operando com a célula de comutação quase ressonante. Neste ensaio o conversor está sendo alimentado em 200 V_{CC}. Nota-se que na entrada de condução não ocorre cruzamento entre corrente e tensão. No entanto, na saída de condução existe um pequeno cruzamento.



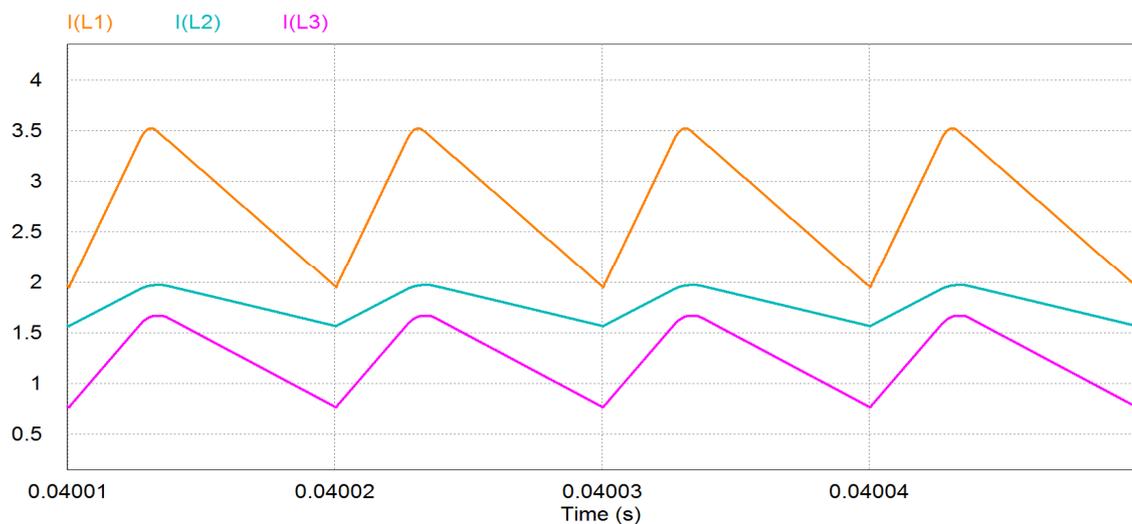
(a)



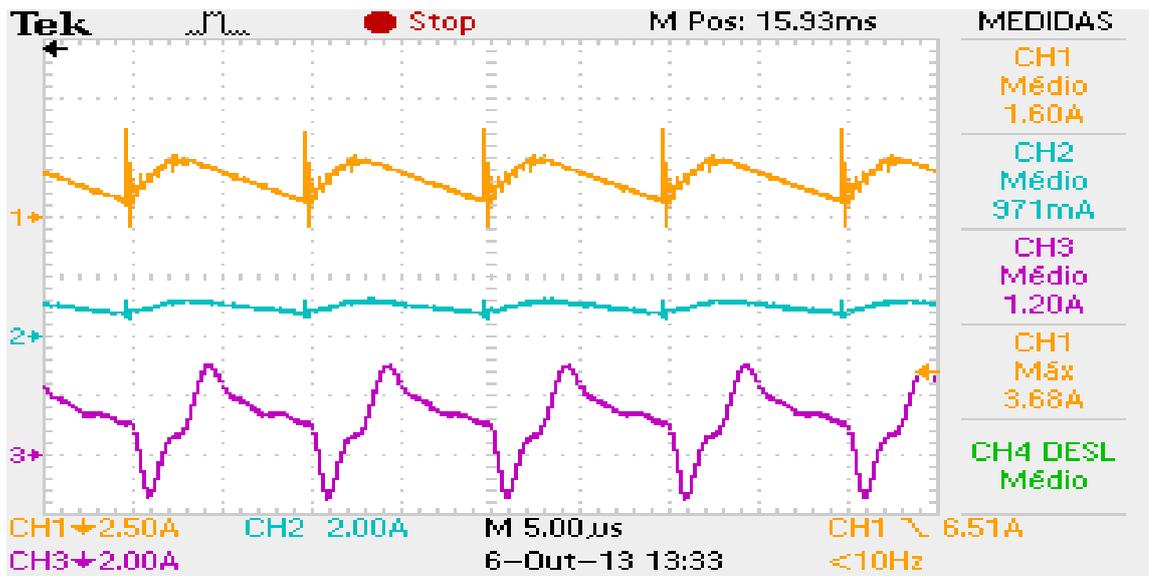
(b)

Figura 5.8 - Tensão V_{DS} (roxo) e corrente i_S (verde) no interruptor S para $V_i = 200\text{ V}$ (azul).

As Figura 5.9 (a) e (b) exibem, respectivamente, as formas de onda de simulação e experimental das correntes nos indutores L_1 , L_2 e L_3 . As formas de onda e os valores de corrente obtidos por simulação apresentaram resultados aproximados dos obtidos experimentalmente.



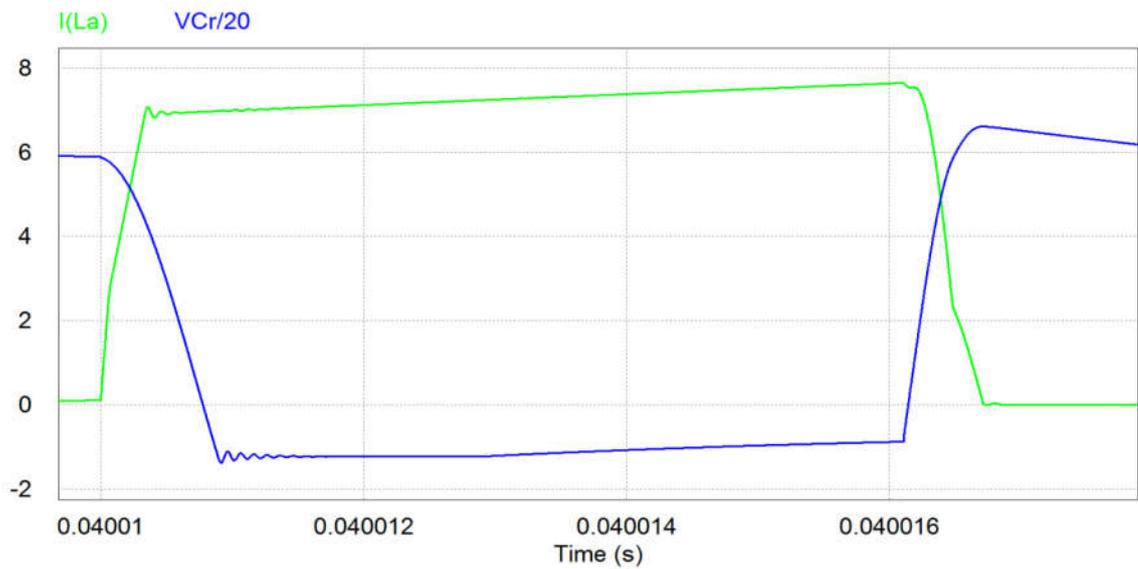
(a)



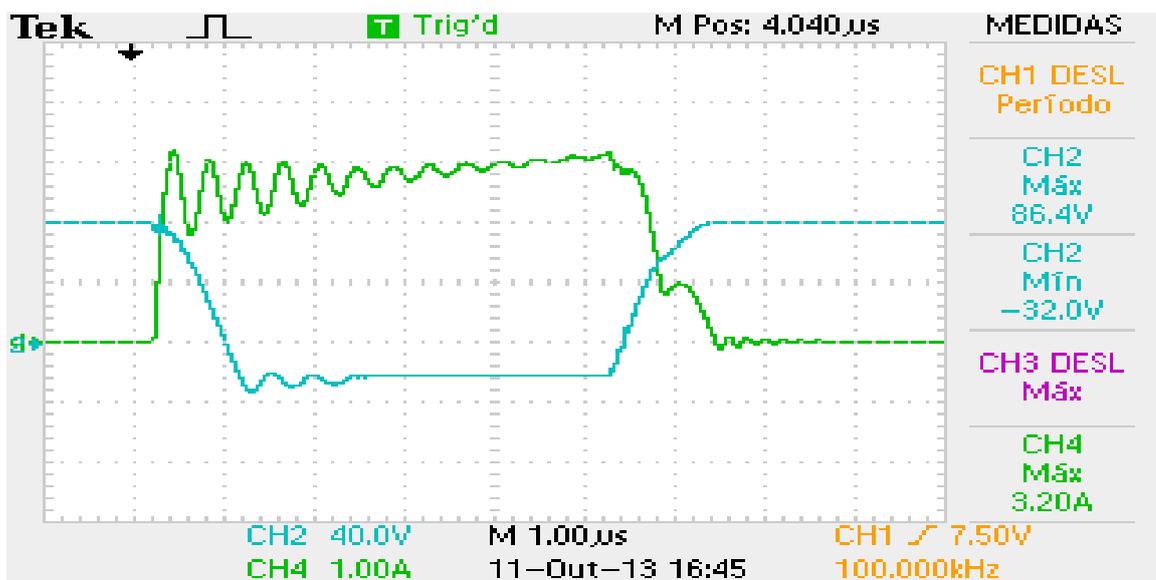
(b)

Figura 5.9 - Correntes em L_1 (laranja), L_2 (azul) e L_3 (roxo) para $V_i = 200$ V.

A Figura 5.10 mostra a ressonância entre a tensão V_{Cr} no capacitor ressonante e a corrente i_{La} no indutor L_a . Os resultados apresentados são para uma tensão de alimentação de 24 V_{CC}. A ressonância apresentada na forma de onda de corrente é fruto das indutâncias e capacitâncias parasitas dos componentes eletrônicos bem como das indutâncias parasitas das trilhas do circuito impresso. As indutâncias parasitas das trilhas da placa de circuito impresso podem ser minimizadas por meio de um projeto rigoroso e de um processo industrial de confecção de placa de circuito impresso.



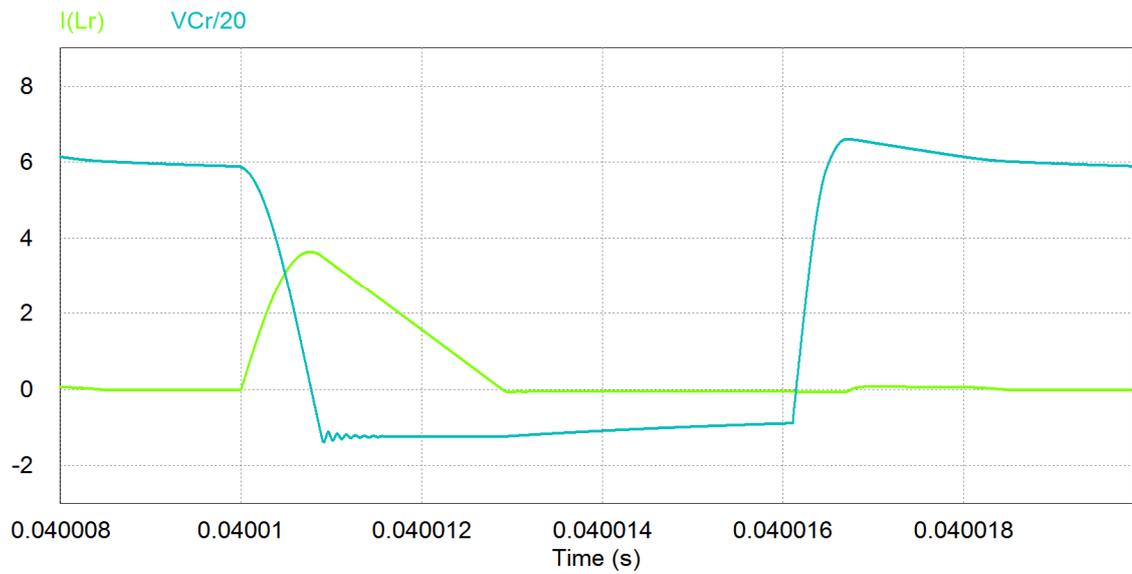
(a)



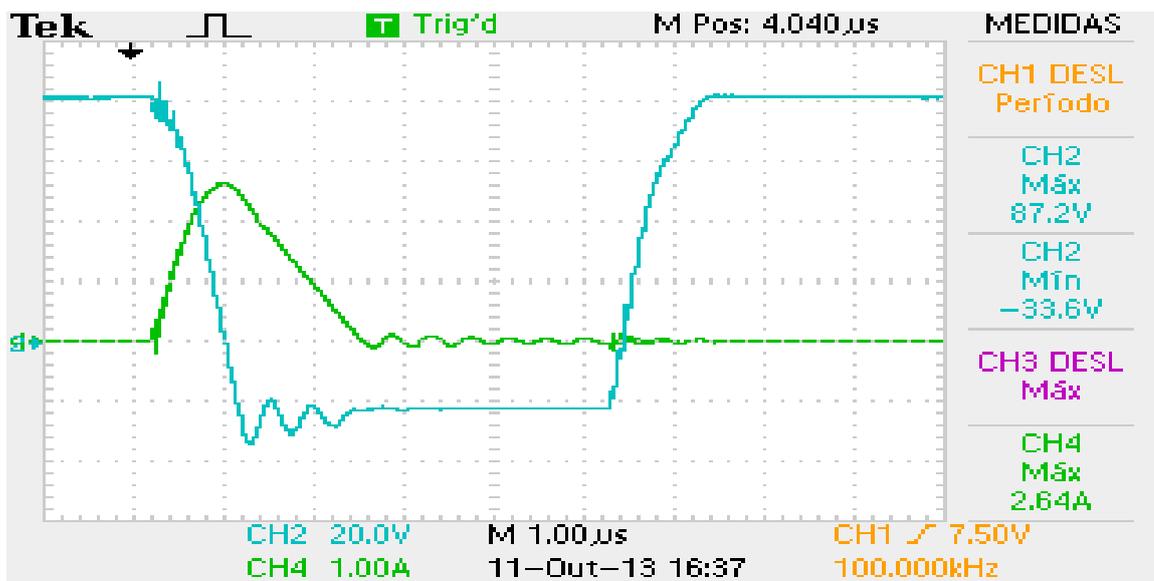
(b)

Figura 5.10 – Tensão V_{Cr} (azul) e corrente i_{La} (verde).

A Figura 5.11 mostra ressonância entre a tensão V_{Cr} no capacitor ressonante e a corrente i_{Lr} no indutor L_r . Os resultados apresentados são para uma tensão de alimentação de $24 V_{CC}$.



(a)



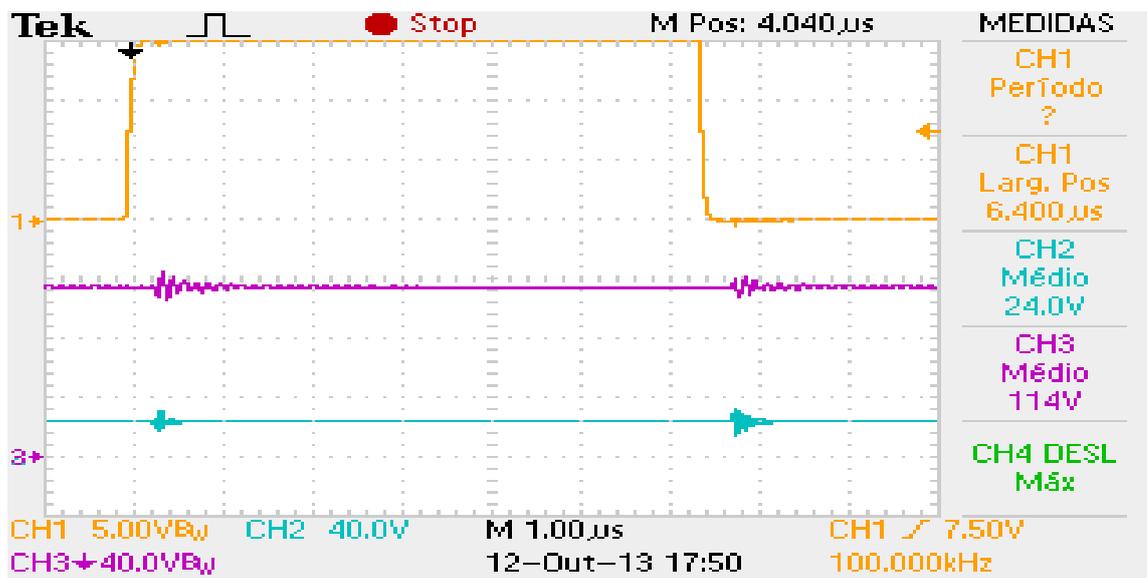
(b)

Figura 5.11 - Tensão V_{cr} (azul) e corrente i_{Lr} (verde).

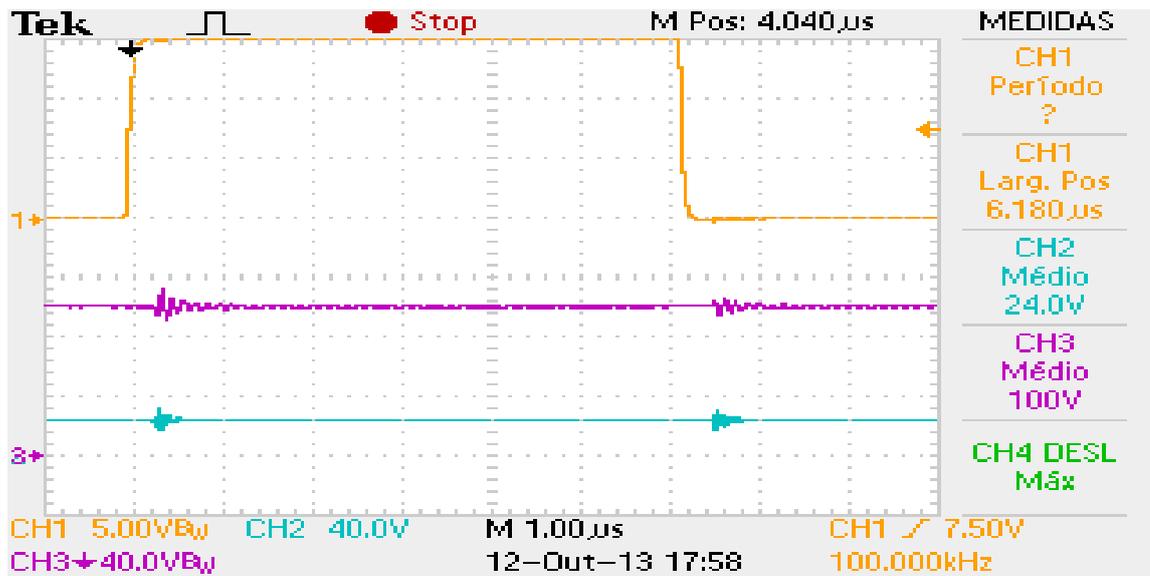
Notar-se que o pico da corrente ressonante ocorre quando a tensão no capacitor ressonante torna-se nula. Após o pico, sobrevém uma descarga linear de corrente com tensão constante, durante o quarto estágio de operação, anteriormente apresentados na Figura 3.12.

5.2.2 - COMPARAÇÃO ENTRE TENSÃO DE ENTRADA E DE SAÍDA DO CONVERSOR BOOST2-BUCK OPERANDO NO MODO HARD E NO SOFT

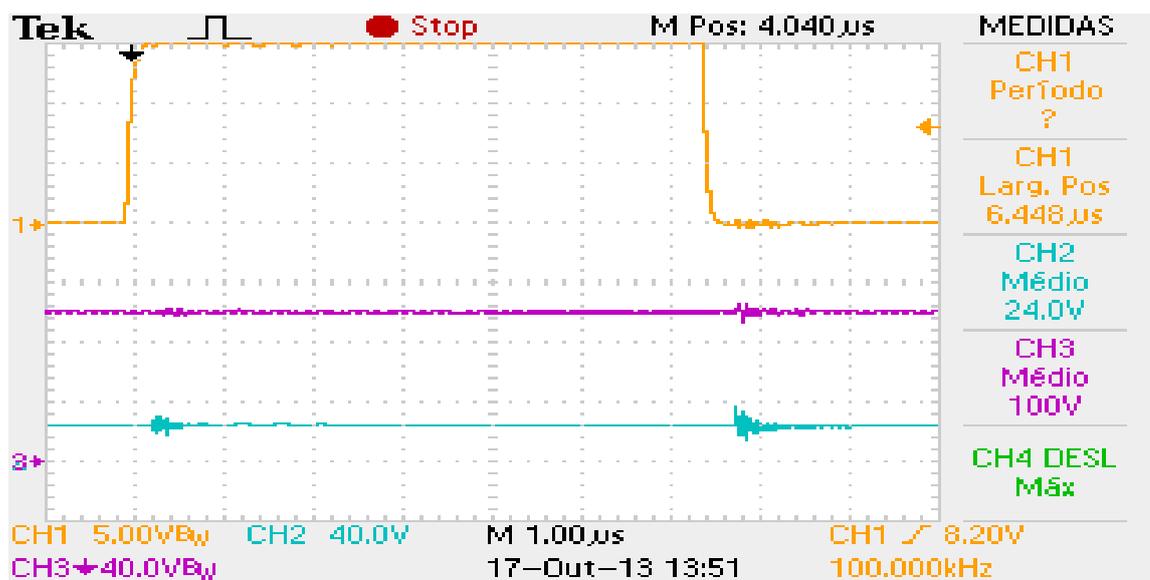
As Figura 5.12 (a) e (b) apresentam as formas de onda de tensão e corrente no interruptor S experimentais do conversor na condição Hard e Soft, respectivamente.



(a)



(a)



(b)

Figura 5.13 - Tensão de saída V_o (roxo) do conversor em operação Hard e Soft para $V_i = 24 V_{CC}$ (azul). (a) Hard e (b) Soft.

Nota-se na Figura 5.13 (b) que quanto o conversor está operando com a célula de comutação quase ressonante, necessitam de razão cíclica 4% maior para que apresente o mesmo ganho de quando está operando na condição Hard.

5.2.3 - GANHO x POTÊNCIA E GANHO x RAZÃO CÍCLICA

A Figura 5.14 expõe o gráfico experimental da potência de saída P_o em função da razão cíclica D .

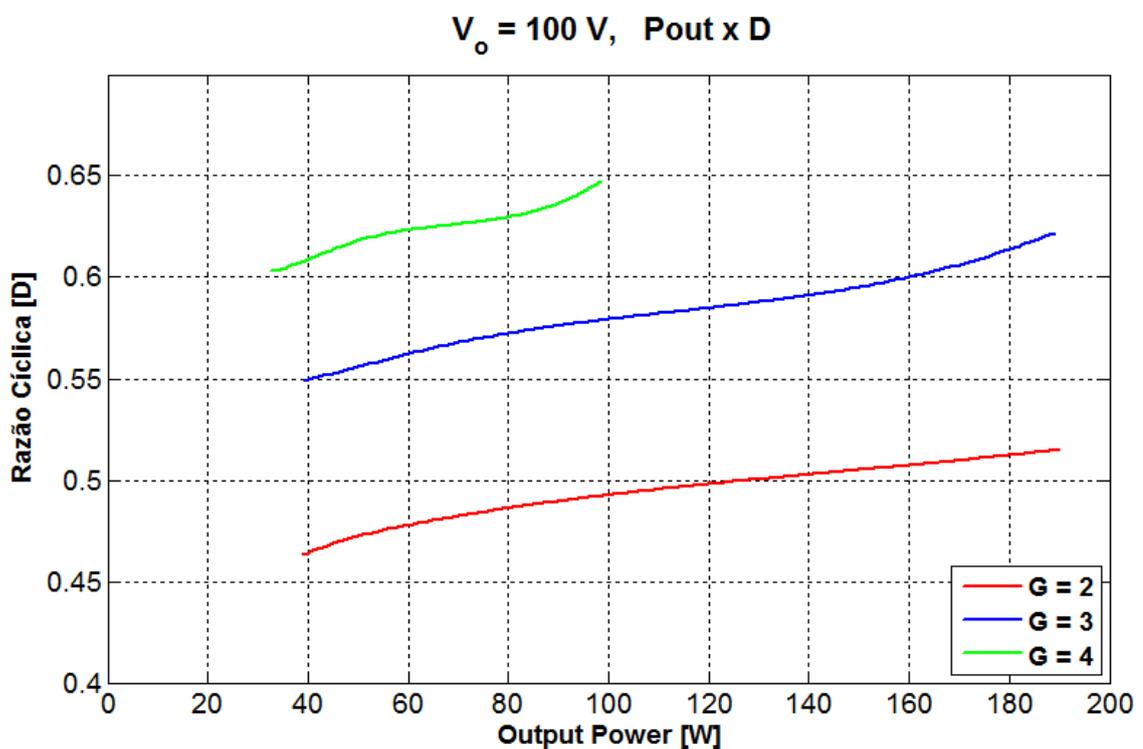


Figura 5.14 – Gráfico de $P_o \times D$.

A Figura 5.14 mostra as três curvas que representam os ganhos estáticos do conversor para uma tensão de saída fixa igual a 100 V. Foram extraídos resultados para os ganhos $G = 2$, $G = 3$ e $G = 4$.

Percebe-se que para ganhos mais elevados o range de potência de saída torna-se menor, ou seja, consegue-se extrair menos potência deste conversor para ganhos mais elevados.

A Figura 5.15 mostra o gráfico do ganho estático G em função da razão cíclica D . Esta figura exhibe duas curvas. A curva inferior foi plotada com as equações (4.28) e (4.29). A curva superior mostra os resultados obtidos com os resultados práticos.

A partir da razão cíclica 0,525 as curvas apresentam valores diferenciados visto que as equações utilizadas para a obtenção dos resultados teóricos não contemplam perdas por resistência parasita inerente as trilhas da placa de circuito impresso, soldagem dos componentes eletrônicos, qualidade do material utilizado na soldagem, dentre outros motivos.

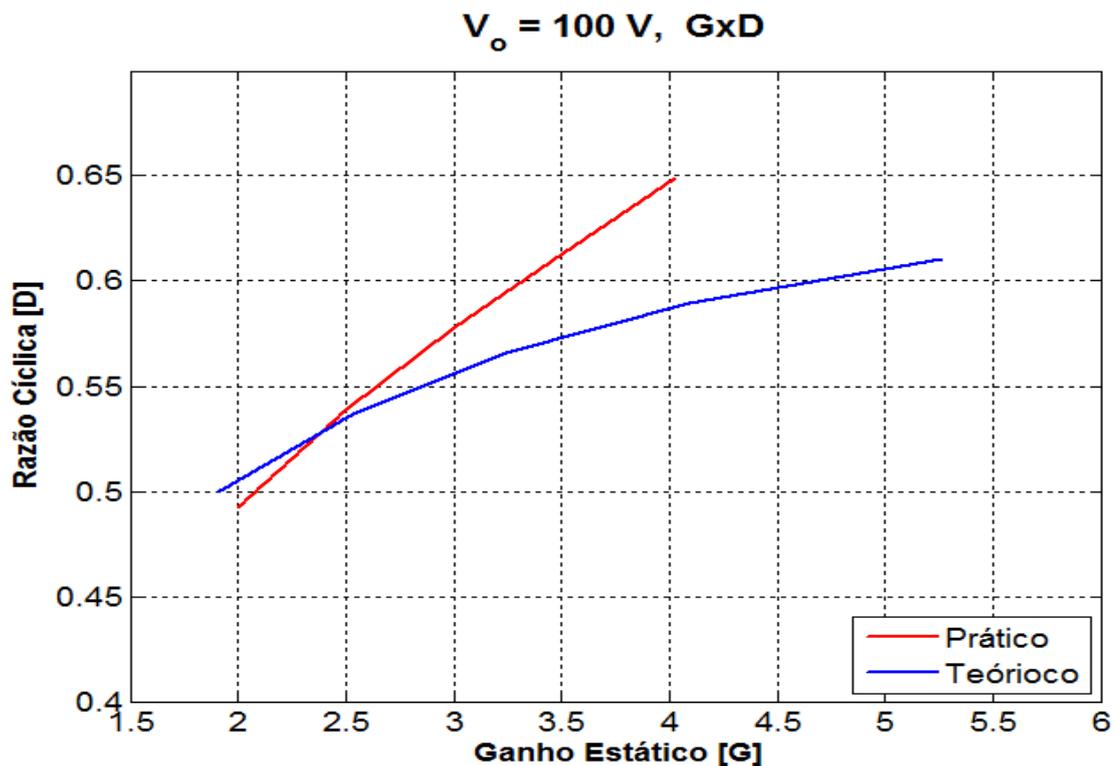


Figura 5.15 – Gráfico de $G \times D$.

5.3 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou as formas de onda de simulação e dos resultados experimentais do conversor proposto operando no modo de comutação Hard e Soft. E verificou-se que as formas de onda e os valores de corrente obtidos por simulação apresentaram resultados aproximados dos obtidos experimentalmente.

Observou-se que a ressonância apresentada na forma de onda de corrente do indutor série e ressonante é consequência das indutâncias e capacitâncias parasitas dos componentes eletrônicos, bem como das indutâncias parasitas das trilhas do circuito impresso.

Para uma determinada tensão de entrada e razão cíclica, o ganho de tensão do conversor proposto diminui 18% quando se emprega a célula de comutação quase ressonante. Consequentemente, o ganho estático dele com e sem a célula de comutação quase ressonante possui valor diferenciado.

A curva teórica e prática do ganho estático x razão cíclica apresentam valores diferenciados visto que as equações utilizadas para a obtenção dos resultados teóricos não contemplam perdas por resistência parasita inerente as trilhas da placa de circuito impresso, soldagem dos componentes eletrônicos, qualidade do material utilizado na soldagem, dentre outros motivos.

CONCLUSÃO GERAL

O Capítulo 1 mostra a vantagem de se ter um conversor estático com ganho de tensão elevado, que evite a emissão de *EMI*, que suporte larga faixa de tensão de entrada para que possa ser alimentado tanto com baterias quanto na rede de distribuição.

Nesse contexto, foi exposto o estado da arte de conversores elevadores e abaixadores que utilizam técnicas de comutação não dissipativas, também conhecidas como comutação suave (Soft). No entanto, para que o conversor proposto possa ser alimentado com uma larga faixa de tensão de alimentação, foram apresentados alguns conversores com característica de ganho quadrático em função da razão cíclica, pois somente estes conversores poderiam atender esta larga faixa de tensão pretendida.

Com o objetivo de atender as características pretendidas neste trabalho, três novas topologias foram propostas baseadas no conversor Boost2-Buck, associada à célula de comutação quase ressonante.

No Capítulo 2 realizou-se a análise matemática das topologias propostas por meio de variáveis de espaço de estado médio. As análises foram realizadas para o conversor operando com fonte de tensão de entrada controlada e, também, com fonte de tensão de saída controlada, de modo a tender a vários tipos de cargas que poderiam ser acopladas a sua saída. Por meio das equações encontradas, verificou-se que as correntes nos indutores são dependentes da carga a ser acionada e da razão cíclica D e, que as tensões nos capacitores são função apenas da razão cíclica.

O Capítulo 3 apresentou a análise qualitativa e quantitativa do conversor Boost2-Buck SS. Ele mostra a equação do ganho estático global (G) em função dos intervalos de tempo de

cada estágio e as expressões das correntes médias e eficazes que circulam por todos os elementos semicondutores que constituem o conversor estudado.

O capítulo 4 apresentou o roteiro de projeto do conversor Boost2-Buck SS construído em laboratório. No projeto dos indutores L_1 e L_2 o *ripple* da corrente foi definido de modo a atingir no máximo 90 % da corrente média, com a finalidade desta não entrar em modo de condução descontínua. Para o projeto do indutor L_3 o valor de corrente adotado foi o da corrente de carga.

Além disso, os valores das frequências de ressonância f_r e f_0 foram reajustados de modo a evitar a geração de *EMI*, aproveitar indutores disponíveis no almoxarifado do laboratório, impedir que as indutâncias parasitas das trilhas do circuito impresso influenciassem a operação desejada do circuito ressonante, evitando-se a necessidade de um projeto complexo e de se confeccionar a placa de circuito impresso em empresa especializada.

O capítulo 5 mostra as formas de onda de simulação e dos resultados experimentais do conversor proposto operando no modo de comutação Hard e Soft de modo a validar o princípio de operação e desempenho esperado do conversor proposto.

Foram observadas nos resultados, nos resultados, experimental das correntes dos indutores série e ressonantes oscilações indesejáveis causadas por indutâncias e capacitâncias parasitas das trilhas do circuito impresso e dos componentes eletrônicos utilizados. Vale salientar, entretanto, que as indutâncias parasitas das trilhas da placa de circuito impresso podem ser minimizadas por meio de um projeto rigoroso e de um processo industrial de confecção de placa de circuito impresso.

Na análise da *Razão Cíclica x Ganho* e da *Razão Cíclica x Potência de Saída*, observou-se que para uma determinada tensão de entrada e razão cíclica, o ganho de tensão

do conversor proposto diminui 18% quando se emprega a célula de comutação quase ressonante. Consequentemente, o ganho estático dele com e sem a célula de comutação quase ressonante possui valor diferenciado.

Ademais, as curvas teóricas e práticas do *Ganho Estático x Razão Cíclica* apresentam valores diferenciados visto que as equações utilizadas para a obtenção dos resultados teóricos não contemplam perdas por resistência parasita inerente as trilhas da placa de circuito impresso, soldagem dos componentes eletrônicos, qualidade do material utilizado na soldagem, dentre outros motivos.

Por fim, verificou-se que a adição da célula ressonante no conversor Boost2-Buck SS proporcionou redução das perdas de comutação, devido ao não cruzamento entre tensão e corrente na entrada de condução do interruptor S e por ter minimizado as perdas de comutação na saída de condução deste interruptor. Consequentemente, a célula proporcionou redução do stress no interruptor S e minimizou a emissão de *EMI*.

Por outro lado, a adição da referida célula gerou aumento nas perdas por condução, devido ao maior número de componentes eletrônicos no circuito. Estas perdas podem ser minimizadas por meio da redução dos valores dos capacitores e dos indutores ressonantes de modo que a corrente de ressonância seja reduzida. Todavia, esta prática irá necessitar de um projeto rigoroso de placa de circuito impresso de modo a evitar resistências parasitas e, principalmente, indutância parasita que será gerada devido à elevada frequência de ressonância provocada pela redução dos capacitores e indutores ressonantes. Além disso, a placa projetada deverá ser confeccionada por meio de processo industrial apropriado de maneira a garantir que as especificações de projeto da placa de circuito impresso sejam rigorosamente atendidas.

Para trabalhos futuros sugere-se que seja feito um controle digital em malha fechada para o conversor. Para isso, seria necessário que se fechasse a malha e encontrasse as equações das funções de transferências deste conversor através do estudo realizado no Capítulo 2.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Wakabayashi, F. T.; Bonato, M. J.; Casenin, C.A; “A new family of zero-current-switching PWM converter”, *Proc. Power Electronics Specialists Conference*, v. 1, p. 451 – 456, 1999.
 - [2] Bissochi Jr., C. A.; “Proposta de uma nova família de conversores denominados EIE: Aplicações em áudio, análise genérica e resultados experimentais. 2003. 297 f. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlandia, 2003.
 - [3] Maksimovic, D.; Cuk, S.; “General properties and synthesis of PWM dc-dc converters”, *in IEEE 1989 Power Eletronics Specialists Conference*, 1989, p. 515-525, 1989.
 - [4] Barbosa, L. R.; Vilefort, L. S.; Vincenzi, F. R. S.; Coelho, E. A.; de Freitas, L. C. G.; Vieira, J. B., Jr.; de Freitas, L. C.; “Analysisof a Soft-Single-Switched Quadratic Boost Converter”, *Accept in Eletrônica de Potência*, August, 2013.
 - [5] Maksimovic, D.; Cuk, S.; “Switching converters with wide DC conversion range”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, pages 151 – 157, vol. 6, 1991.
<https://doi.org/10.1109/63.65013>
 - [6] Bassan, S.; Moschopoulos, G.;“Properties and Applications of quadratic converters”,*in IEEE 2007 Canada Electrical Power Conference*, pp. 123 – 127, 2007.
<https://doi.org/10.1109/EPC.2007.4520317>
 - [7] Silva, W.G.; Rodovalho, D.S.; da Silva, F.V.R.; de Moraes, J.S.; de Freitas, L.C.; Coelho, E.A.A.; Vieira Junior, J.B.; "Conversor Boost Quadrático-Buck Utilizado no Aacionamento de um Vetor de LED Empregado no Tratamento de Disfunções
-

- Celulares," *Eletrônica de Potência*, vol. 16, no. 3, pp. 204-211, Jun. 2011.
<https://doi.org/10.18618/REP.20113.204211>
- [8] Barbosa, L. R.; Vieira, J.B., Jr.; de Freitas, L.C.; da Silva Vilela, M.; Farias, V.J.; "A buckquadratic PWM soft-switching converter using a single active switch", in *IEEE Transactionson Power Electronics*, p.445 – 453, vol. 14, May 1999.
<https://doi.org/10.1109/63.761688>
- [9] Pacheco, V.; Nascimento, A.; Farias, V.; Vieira, J.B.; de Freitas, L.C.; "A quadratic buck converter with lossless commutation", *IEEE Transactionson Industrial Electronics*, vol. 47, p. 264-272, April 2000. <https://doi.org/10.1109/41.836341>
- [10] Pereira, A.; Treviso, C.; Barbosa, L.; Rossi, J.; Almeida, M.; "A stressless Buck quadratic PWM soft-switched converter", in *IEEE 2002 International Telecommunications Energy Conference*, p. 150-155, 2002.
- [11] Barreto, L. H. S. C.; Coelho, E. A. A.; Farias, V. J.; de Freitas, L. C.; Vieira, J. B., Jr.; "A Quasi-Resonant Quadratic Boost Converter Using a Single Resonant Network", *IEEE Transactionson Power Electronics*, p. 552 – 557, vol. 52, 2005.
- [12] Lima G. B.; "Análise e desenvolvimento de um novo conversor CA-CC híbrido monofásico com controle digital baseado em DSP", 2011. Dissertação (Mestrado) - Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2011.
- [13] Rodrigues, D. B.; "Projeto e análise de um retificador híbrido trifásico com estratégia de controle para imposição de correntes de linha senoidais utilizando o DSP TMS320F28335", 2013. Dissertação (Mestrado) - Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2013.
-