

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

Levy Ferreira Costa

**CONVERSOR CC-CC BUCK+BOOST  
MULTINÍVEL BIDIRECIONAL**

Florianópolis

2013



Levy Ferreira Costa

**CONVERTOR CC-CC BUCK+BOOST  
MULTINÍVEL BIDIRECIONAL**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Dr. Ing. Ivo Barbi

Coorientador: Dr-Eng. Samir Ahmad Mussa

Florianópolis, Março de 2013

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Costa, Levy Ferreira  
Conversor cc-cc Buck+Boost multinível bidirecional /  
Levy Ferreira Costa ; orientador, Ivo Barbi ; co-  
orientador, Samir Ahmad Mussa. - Florianópolis, SC, 2013.  
232 p.

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

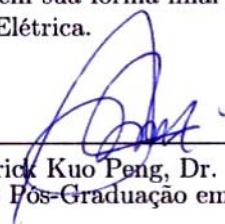
Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Conversor cc-cc. 3. Alta  
tensão. 4. Balanço de tensão nos capacitores. I. Barbi,  
Ivo. II. Mussa, Samir Ahmad. III. Universidade Federal de  
Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia  
Elétrica. IV. Título.

Levy Ferreira Costa

## CONVERSOR CC-CC BUCK+BOOST MULTINÍVEL BIDIRECIONAL

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre, Área de Concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.




---

Patrick Kuo Peng, Dr.

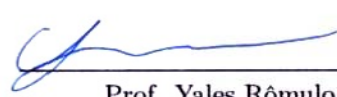
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

### Banca Examinadora:




---

Ivo Barbi, Dr. Ing.  
Orientador



---

Prof. Yales Rômulo de Novaes, Dr.



---

Prof. Thiago Batista Soeiro, Dr. Sc.



---

Prof. Arnaldo José Perin, Dr Ing.



*"Por vezes sentimos que aquilo que fazemos não é senão uma gota de água no mar. Mas o mar seria menor se lhe faltasse uma gota."*

*Madre Teresa de Calcutá*





*Aos meus pais Maria Helena e Djalma,  
Aos meus padrinhos Ângela, Elder e Gumerindo,  
Aos meus irmãos Fernando Lucas, Alyni e Juliane,  
À minha amada namorada Nathércia,  
Eu dedico este trabalho.*



## AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer à todos aqueles que me incentivaram e apoiaram nessa tarefa de realizar o mestrado no Instituto de Eletrônica de Potência (INEP) da UFSC, e também aqueles que tornaram minha estadia em Florianópolis e no INEP mais agradável.

Em primeiro lugar eu gostaria de agradecer ao Professor Ivo Barbi, meu orientador, que teve um papel fundamental neste trabalho e na minha formação. Ele esteve presente em todos os momentos desta pesquisa, me dando suporte, me mostrando novos caminhos e, sobretudo me dando liberdade para expor ideias e opiniões. Ele cumpriu de forma exemplar o papel de orientador. Além disso, agradeço à todas as oportunidades que o Prof. Ivo me deu de aprender com ele. Nunca esquecerei as discussões e conversas produtivas que tivemos durante as reuniões (seja do tema da dissertação, de eletrônica de potência, de eng. elétrica ou qualquer outro tópico), pois nesses momentos eu pude aprender mais do que aprenderia em qualquer sala de aula ou curso.

Agradeço ainda ao meu coorientador Prof. Samir Mussa, pela ajuda e suporte durante a realização deste trabalho.

Ao professores Yales Rômulo de Novaes e Arnaldo José Perin e ao Dr. Thiago Batista Soeiro, por aceitarem o convite de participar da banca e pelas correções feitas neste trabalho.

Ao demais professores do INEP, Denizar Cruz Martins, Enio Valmor Kassick e Marcelo Lobo Heldwein, pelo ensinamento durante as disciplinas. Em especial ao Prof. Marcelo, que além de ter me ensinado bastante e de forma exemplar, ainda corrigiu minha dissertação.

Ao Prof. René Bascopé, que me introduziu na área da eletrônica de potência, durante a minha graduação. Ele foi o responsável por minha formação básica nessa área, me dando uma boa base teórica e prática. Eu o considero um grande professor e um grande amigo.

Quero fazer um agradecimento especial àqueles amigos que viveram cinco anos comigo durante a graduação, mais dois anos de mestrado e ainda dividindo moradia. Aos que ficaram do começo ao fim do mestrado: Pedro André, Gean Jacques e Carlos Alberto. E aqueles que abandonaram no meio do caminho ou que chegaram depois na nossa moradia: Décio, Lincoln, Luís Paulo e Luiz Fernando. Obrigado pelo convívio, pelas brincadeiras e etc. Vocês, com certeza, tornaram esse tempo em Florianópolis muito mais agradável.

Aos meus grandes amigos de Fortaleza, que também são pessoas

muito importantes para mim: Ronny Glauber, Evilásio Lucena, Júlio Cesar, Dalton, Wellington Avelino e Daniel Catunda.

Aos meus amigos do mestrado e colega de turma: Rodrigo Santos, Odair Custódio, Marcelo Maccarini, Alan Callegaro, cito aqui novamente Gean Jacques e Pedro André e também ao Luís Fernando, pelo convívio diário, pelas conversas e discussões e pela amizade.

Aos demais amigos do INEP, Daniel Flores, Joabel Moia, Adriano Ruseler, Eduardo Valmir de Souza, Daniel Collier, Telles Lazzarin, Walbermark, Bruno Dupczak, Antônio Bottion, Francieli Lima, Moisés Villanueva, Ivar Ordoñez, Márcio Ortmann, Roberto Coelho, Tiago Jappe, André Fuerback, Jackson Lago, Delvanei, Marcos Jacoboski, Rafael Faust, Rodrigo Piontkewicz, Rômulo e Jefferson pelo convívio, conversa e troca de experiência.

Agradeço à exemplar equipe técnica do INEP Antônio Luiz S. Pacheco e Luiz Marcellius Coelho. Ao demais funcionários do INEP Diogo, Leandro e Carina.

Um agradecimento especial à minha família, que mesmo longe se fez sempre presente. Em especial, minha Mãe Maria Helena, meu pai Djalma. Aos meus padrinhos Ângela e Helder e aos Gumerindo. Obrigado pelo apoio e motivação. Tenho sorte em tê-los em minha vida.

E por fim, e com certeza não menos importante, um agradecimento especial à minha namorada Nathércia Lima Torres, que tornou minha vida mais fácil e feliz desde que entrou nela. Mesmo distante, ela sempre me apoio e me confortou. Peço-lhe desculpa pela minha ausências, e ao mesmo tempo lhe agradeço pela paciência. Mesmo de longe, você esteve perto esse tempo todo.

## RESUMO

Este trabalho apresenta uma nova topologia de conversor cc-cc Buck+Boost bidirecional multinível, adequado para aplicação em alta tensão. Esta topologia é gerada a partir da associação de um conversor Buck e um conversor Boost, ambos bidirecionais e multiníveis. As topologias multinível são obtidas a partir da generalização dos conversores Buck e Boost de três níveis. As principais características do conversor Buck+Boost proposto são: redução dos esforços de tensão nos semicondutores e capacitores, tornando-o possível para aplicação em alta tensão; capacidade de processamento de fluxo bidirecional de energia; frequência de operação dos magnéticos múltipla da frequência de comutação dos interruptores. Além disso, o conversor Buck+Boost proposto apresenta oito capacitores, cujas tensões devem ser balanceadas para a correta operação do conversor. Portanto, uma estratégia de balanço das tensões nos capacitores da topologia é apresentada e uma técnica de controle utilizando uma ação de *feedforward* é proposta. Para validar a análise teórica, um protótipo com especificação de 10 kW de potência de saída, tensão de entrada de 1 kV e de saída de 750 V foi construído e avaliado experimentalmente. Os resultados experimentais comprovaram as vantagens do conversor cc-cc proposto e da técnica de controle proposta para balanço das tensões nos capacitores.

**Palavras-chave:** conversão cc-cc, conversor Buck+Boost, conversores multiníveis, alta tensão, balanço de tensão nos capacitores.



## ABSTRACT

This work presents a novel topology of a Buck+Boost bidirectional multilevel dc-dc converter suitable for high voltage applications. The proposed topology is constructed by cascading a Buck-type and a Boost-type converter, both bidirectional and multilevel. The multilevel topologies are derived from standard three level topologies. The main features of the proposed Buck+Boost converter are: reduced voltage stress across the semiconductors, allowing its use in high voltage; bidirectional power flow; frequency operation of the inductor is a multiple of the switching frequency. Moreover, the proposed Buck+Boost topology presents eight capacitors, which their voltage must be controlled for proper operation of the converter. Therefore, a strategy to balance the voltages across these capacitors is presented and a complete feedback control technique with an inductor current feedforward action is proposed. In order to validate the theoretical analysis, a prototype with 10 kW output power capability, 1 kV to 750 V input-to-output voltage was constructed and experimented. The results attest the advantages of the new dc-dc topologies and developed feedback control.

**Keywords:** dc-dc conversion, Buck+Boost converter, multi-level converters, high voltage, capacitor voltage balancing.





## LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Descrição	Unidade
$A_{cu}$	Área de cobre do fio utiliza na montagem do magnético	$C$
$A_{cu_{iso}}$	Área do fio com isolamento utiliza na montagem do magnético	$C$
$A_e$	Área da janela do magnético	$C$
$A_t$	Área total do magnético para dissipação de calor	$C$
$A_w$	Área da secção transversal da perna da central do magnético	$C$
$B$	Densidade de fluxo magnético	$T$
$C_{cs}$	Capacitor do circuito de condicionamento de sinal	$C$
$C_i$	Capacitores das topologias unidireccionais, onde $i = 1, 2, 3, 4$	$F$
$C_i(s)$	FT do compensador de corrente	-
$C_v(s)$	FT do compensador de tensão	-
$C_{V_{C_i}}$	Controlador responsável por controlar a tensão no capacitor $C_i$	-
$D$	Razão cíclica	-
$D_i$	Diodos das topologias unidireccionais, onde $i = 1, 2, 3, 4$	-
$d_{S_i}$	Razão cíclica do interruptor $S_i$ , onde $i = 1$ à $8$	-
$e_{cs}$	Entrada do circuito de condicionamento de sinal	-
$e_i(k)$	Erro $k$ -ésimo do controlador de corrente	-

Símbolo	Descrição	Unidade
$e_v(k)$	Erro $k$ -ésimo do controlador de tensão	-
$F$	Fator de correção para cálculo do número de espiras devido ao espraçamento	-
$f_{ci}$	Frequência de cruzamento da malha de corrente	Hz
$F_i(s)$	FT equivalente da malha de corrente	-
$f_{clock}$	Frequência de clock do DSC	Hz
$f_{cv}$	Frequência de cruzamento da malha de tensão	Hz
$f_s$	Frequência de comutação dos interruptores	Hz
$G_i(s)$	Função de transferência da corrente no indutor pela razão cíclica	-
$G_{PWM}$	Função de transferência do modulador PWM	-
$G_v$	Ganho estático	-
$G_{V_{C_i}}$	FT da tensão no capacitor $C_i$ pelas perturbações nas razões cíclicas	-
$G_V(s)$	Função de transferência da tensão $v_2$ pela corrente no indutor.	-
$H_{cpu}$	Atraso da CPU	-
$H_i$	FT do circuito de medição de corrente	-
$H_{pwm}$	Atraso do modulador PWM	-
$H_{sensor}$	Ganho do sensor de tensão, considerando o circuito de medição associado ao sensor	-
$H_v$	FT do circuito de medição de tensão	-
$H_{V_c}$	Função de transferência do circuito de medição de tensão nos capacitores	-

Símbolo	Descrição	Unidade
$i_1$	Corrente instantânea de entrada do conversor bidirecional	A
$i_{C_i}$	Corrente instantânea através do capacitor $C_i$	A
$I_{C_{ief}}$	Corrente eficaz no capacitor $C_i$ , onde $i = 1, 2, 3, 4$	A
$i_{D_i}$	Corrente instantânea através do diodo $D_i$	A
$I_{D_{ief}}$	Corrente eficaz no diodo $D_i$ , onde $i = 1, 2, 3, 4$	A
$I_{D_{imed}}$	Corrente média no diodo $D_i$ , onde $i = 1, 2, 3, 4$	A
$i_L$	Corrente instantânea através do indutor $L$	A
$i_{Lmed}$	Corrente média no indutor $L$	A
$I_L$	Corrente constante da fonte de corrente, equivalente a corrente média no indutor	A
$I_{L_{ef}}$	Corrente eficaz no indutor	A
$I_{L_{max}}$	Corrente máxima no indutor	A
$i_n$	Corrente instantânea no ramo central do conversor, entre os capacitores $C_1$ e $C_2$	A
$i_{S_i}$	Corrente instantânea através do interruptor $S_i$	A
$I_{S_{ief}}$	Corrente eficaz no interruptor $S_i$ , onde $i = 1, 2, 3, 4$	A
$I_{S_{imed}}$	Corrente média no interruptor $S_i$ , onde $i = 1, 2, 3, 4$	A
$J$	Densidade de corrente do magnético	$A/cm^2$
$K_{ADC}$	Ganho do conversor AD	-
$K_{C_i}$	Ganho do compensador de corrente	-
$K_{C_v}$	Ganho do compensador de tensão	-

Símbolo	Descrição	Unidade
$K_{EON}$	Parâmetros de ajuste para cálculo das perdas por comutação do IGBT	-
$K_{I_i}$	Termo integral do controlador digital de corrente	-
$K_{I_v}$	Termo integral do controlador digital de tensão	-
$k_j$	Área de ocupação da janela do magnético	-
$K_{ocup}$	Fator de ocupação da janela do magnético dimensionado	-
$K_{P_i}$	Termo proporcional do controlador digital de corrente	-
$K_{P_v}$	Termo proporcional do controlador digital de tensão	-
$K_{pbi}$	Ganho do circuito de medição de corrente	-
$K_{pbv}$	Ganho do circuito de medição de tensão	-
$K_{PWM}$	Ganho do modulador PWM	-
$K_{V_{C_i}}$	Controlador proporcional responsável por controlar a tensão no capacitor $C_i$	-
$L$	Indutância das topologias unidirecionais e bidirecionais	H
$L(s)$	Função de transferência de laço aberto	-
$l_g$	Espessura do entreferro do magnético	cm
$l_{esp}$	Comprimento médio de uma espira do magnético	cm
$MF_i$	Margem de fase da malha de corrente	Graus
$MF_v$	Margem de fase da malha de tensão	Graus

Símbolo	Descrição	Unidade
$N$	Número de espiras do magnético	-
$n_{fios}$	Número de em paralelo do magnético	Graus
$n_{teorico}$	Rendimento teórico calculado	-
$P$	Potência do conversor	W
$P_{cap}$	Potência total dissipada nos capacitores	W
$P_{comut_{ON}}$	Potência dissipada na entrada em condução do interruptor	W
$P_{comut_{OFF}}$	Potência dissipada na saída em condução do interruptor	W
$P_{comut}$	Potência dissipada total na comutação do interruptor	W
$P_{cond_{IGBT}}$	Função da perda por condução do IGBT pela corrente de coletor	W
$P_{cond_{diodo}}$	Função da perda por condução do diodo intrínseco ao IGBT pela corrente de coletor	W
$P_{cu}$	Potência dissipada no fio do magnético	W
$P_{IGBT}$	Potência total dissipada pelos IGBT's	W
$P_{ind}$	Potência dissipada em um indutor	W
$P_{mag}$	Potência total dissipada nos magnéticos	W
$P_{nucleo}$	Potência total dissipada núcleo do magnético	W
$P_{S1a_{cond}}$	Potência dissipada devido à condução dos interruptores	W
$P_{S3a_{cond}}$	Potência dissipada devido à condução do diodo intrínseco do IGBT	W
$R_{cap}$	Resistência série equivalente dos capacitores	$\Omega$

Símbolo	Descrição	Unidade
$R_{cs}$	Resistores do circuito de condicionamento de sinal	$\Omega$
$R_{cu}$	Resistência do fio utilizado no magnético	$\Omega$
$R_i$	Região de operação $i$ , onde $i = 1, 2, 3, 4$	-
$R_L$	Resistência intrínseca do indutor	$\Omega$
$S_i$	Interruptores das topologias unidirecionais, onde $i = 1, 2, 3, 4$	-
$S_{cu}$	Área de cobre necessária para confecção do magnético	-
$t_1$	Intervalo de tempo de armazenamento de energia no indutor	s
$T_a$	Período de amostragem	s
$T_s$	Período de comutação dos interruptores	s
$u_i(k)$	Saída $k$ -ésimo do controlador de corrente	-
$u_{P_i}(k)$	Parcela proporcional do controlador de corrente	-
$u_{I_i}(k)$	Parcela integral do controlador de corrente	-
$u_v(k)$	Saída $k$ -ésimo do controlador de tensão	-
$u_{P_v}(k)$	Parcela proporcional do controlador de tensão	-
$u_{I_v}(k)$	Parcela integral do controlador de tensão	-
$u_{cs}$	Saída do circuito de condicionamento de sinal	-
$V_1$	Tensão de entrada do conversor bidirecional	V
$V_2$	Tensão de saída do conversor bidirecional	V

Símbolo	Descrição	Unidade
$v_a$	Tensão comutada gerada pelos conversores unidirecionais ou pelo conversor 'a' que compõe o conversor bidirecional	V
$V_{a_{max}}$	valor máximo da tensão $v_a$	V
$V_{a_{min}}$	valor mínimo da tensão $v_a$	V
$v_b$	Tensão comutada gerada pelo conversor 'B' que compõe o conversor bidirecional	V
$V_{b_{max}}$	valor máximo da tensão $v_b$	V
$V_{b_{min}}$	valor mínimo da tensão $v_b$	V
$v_{C_i}$	Tensão instantânea sobre o capacitor $C_i$ das topologias unidirecionais	V
$v_{D_i}$	Tensão instantânea sobre o diodo $D_i$	V
$V_i$	Tensão de entrada das topologias unidirecionais	V
$v_L$	Tensão instantânea sobre o indutor $L$	V
$V_o$	Tensão de saída das topologias unidirecionais	V
$V_p$	Valor de pico das portadoras do modulador PWM	V
$V_{Sa_{max}}$	Tensão de bloqueio dos interruptores do conversor A	V
$V_{Sb_{max}}$	Tensão de bloqueio dos interruptores do conversor B	V
$v_{s_i}$	Tensão instantânea sobre o interruptor $S_i$	V
$\delta$	Ângulo de defasagem normalizado entre a operação dos conversores A e B	-
$\Delta i_L$	Ondulação de corrente no indutor $L$	A
$\Delta v_{C_i}$	Ondulação de tensão no capacitor $C_i$ , onde $i = 1, 2, 3, 4$	V

Símbolo	Descrição	Unidade
$\Delta d_{S_i}$	Perturbação na razão cíclica do interruptor $S_i$ , onde $i = 1$ à $8$	-
$\overline{\Delta i_L}$	Ondulação de corrente parametrizada no indutor	-
$\mu_o$	Permeabilidade magnética	$H/m$
$\rho_{cu}$	Resistividade do cobre à $100^\circ C$ .	$C$
$\varphi$	Ângulo de defasagem entre a operação dos conversores A e B. Defasagem entre $v_a$ e $v_b$	graus
$\omega_{Ci}$	Frequência do zero do compensador de corrente	$rad/s$
$\omega_{Cv}$	Frequência do zero do compensador de tensão	$rad/s$
$\omega_{pbi}$	Frequência de corte da FT do circuito de medição de corrente	$rad/s$
$\omega_{pbv}$	Frequência de corte da FT do circuito de medição de tensão	$rad/s$



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	Conversor analógico digital ( <i>Analog to digital converter</i> )
cc	Corrente contínua
CPU	Unidade central de processamento ( <i>Central processing unit</i> )
DSC	Controlador digital de sinal ( <i>Digital Signal Controller</i> )
GD	Geração distribuída
HVDC	Corrente contínua em alta tensão ( <i>High Voltage Direct Current</i> )
IGBT	Transistor bipolar de porta isolada ( <i>Insulate gate bipolar transistor</i> )
IGCT	Tiristor controlador por porta integrada ( <i>Integrated gate-commutated thyristor</i> )
MCC	Modo de condução contínua
MMC	Conversor multinível modular ( <i>Modular multilevel converter</i> )
MOSFET	Transistor de efeito de campo de óxido metálico ( <i>Metal oxide semiconductor field effect transistor</i> )
MVDC	Corrente contínua em média tensão ( <i>Medium Voltage Direct Current</i> )
NPC	Conversor com ponto neutro grampeado ( <i>Neutral point clamped</i> )
PI	Proporcional-integral
PWM	Modulação por largura de pulso ( <i>Pulse Width Modulation</i> )



# SUMÁRIO

1	MOTIVAÇÃO, REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E PROPOSTA DO TRABALHO .....	3
1.1	Motivação .....	3
1.2	Revisão Bibliográfica .....	6
1.3	Proposta da Topologia .....	10
1.4	Objetivo e Contribuições do Trabalho .....	17
1.5	Conclusão .....	17
2	CONVERSORES CC-CC MULTINÍVEIS UNIDIRECIONAIS	19
2.1	Introdução .....	19
2.2	Conversor Buck Multinível .....	20
2.2.1	Estratégia de Modulação .....	21
2.2.2	Estados Topológicos .....	22
2.2.3	Principais Formas de Onda .....	28
2.2.4	Análise Teórica .....	32
2.2.4.1	Ganho Estático .....	32
2.2.4.2	Ondulação de Corrente no Indutor . . .	33
2.2.4.3	Ondulação de Tensão e Esforços de Corrente nos Capacitores .....	37
2.2.4.4	Esforços nos Semicondutores .....	42
2.3	Conversor Boost Multinível .....	43
2.3.1	Estratégia de Modulação .....	44
2.3.2	Estados Topológicos .....	45
2.3.3	Principais Formas de Onda .....	49
2.3.4	Análise Teórica .....	54
2.3.4.1	Ganho Estático .....	54
2.3.4.2	Ondulação de Corrente no Indutor . . .	55
2.3.4.3	Ondulação de Tensão e Esforços de Corrente nos Capacitores .....	59
2.3.4.4	Esforços nos Semicondutores .....	63
2.4	Conclusão .....	65
3	CONVERSOR CC-CC BUCK+BOOST BIDIRECIONAL ....	67
3.1	Introdução .....	67
3.2	Estratégia de Modulação .....	68
3.3	Análise de Funcionamento .....	69

3.4	Estudo da Ondulação de Corrente no Indutor . . . . .	71
3.4.1	Região $R1$ . . . . .	73
3.4.2	Região $R2$ . . . . .	85
3.4.3	Regiões $R3$ e $R4$ . . . . .	93
3.5	Esforços nos Semicondutores . . . . .	98
3.5.1	Conversor $A$ . . . . .	98
3.5.2	Conversor $B$ . . . . .	99
3.6	Conclusão . . . . .	100
4	BALANÇO DE TENSÃO NOS CAPACITORES.....	101
4.1	Introdução . . . . .	101
4.2	Mecanismo de Balanço das Tensões nos Capacitores . . . . .	101
4.3	Estratégia de Balanço e Modelagem das Tensões nos Capacitores . . . . .	105
4.3.1	Princípio de Atuação Para Balancear as Tensões nos Capacitores . . . . .	106
4.3.2	Modelagem Matemática de Pequenos Sinais . . . . .	109
4.4	Estratégia de Controle . . . . .	115
4.4.1	Desacoplamento das Variáveis de Controle . . . . .	116
4.4.2	Controle das Tensões com <i>Feedforward</i> da Corrente no Indutor . . . . .	117
4.5	Projeto dos Controladores . . . . .	123
4.6	Conclusão . . . . .	125
5	MODELAGEM E CONTROLE.....	127
5.1	Introdução . . . . .	127
5.2	Aplicações do Conversor Bidirecional Proposto . . . . .	127
5.2.1	Aplicação 1: Interfaceamento Entre Redes de Transmissão cc . . . . .	128
5.2.2	Aplicação 2: Interface entre sistema de transmissão cc e distribuição cc com geração distribuída . . . . .	129
5.3	Modelagem do Conversor Bidirecional Buck+Boost . . . . .	131
5.3.1	Modelagem Orientada ao Controle da Corrente no Indutor . . . . .	131
5.3.2	Modelagem Orientada ao Controle da Tensão $v_2$ . . . . .	134
5.4	Projetos dos Controladores . . . . .	137
5.4.1	Controlador de Corrente . . . . .	138
5.4.2	Controlador de Tensão . . . . .	143
5.5	Sistema de controle Completo do Conversor Bidirecional . . . . .	147

5.6	Conclusão . . . . .	149
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS . . . . .	151
6.1	Introdução . . . . .	151
6.2	Protótipo Implementado . . . . .	151
6.3	Resultados do Conversor Buck Multinível Unidirecional . . . . .	153
6.4	Balço de Tensão nos Capacitores . . . . .	154
6.5	Resultados do Conversor Buck+Boost Bidirecional . . . . .	156
6.6	Resultados do Conversor Buck+Boost Bidirecional . . . . .	158
6.7	Resultados do Conversor Buck+Boost Bidirecional . . . . .	161
6.8	Resultados do Conversor Buck+Boost Bidirecional . . . . .	164
6.9	Curva de Rendimento . . . . .	165
6.10	Conclusão . . . . .	165
7	CONCLUSÃO GERAL E TRABALHOS FUTUROS . . . . .	167
	Apêndice A – Dimensionamento do Conversor CC-CC Bidirecional	177
A.1	Introdução . . . . .	177
A.2	Especificação . . . . .	177
A.3	Razão Cíclica e Corrente no Indutor . . . . .	177
A.4	Dimensionamento dos Interruptores . . . . .	178
A.4.1	Esforços nos Interruptores do Conversor A . . . . .	178
A.4.2	Esforços nos Interruptores do Conversor B . . . . .	179
A.4.3	Especificação dos Interruptor. . . . .	179
A.5	Cálculo das Perdas nos Semicondutores . . . . .	180
A.5.1	Perdas nos Interruptores . . . . .	181
A.5.2	Perdas nos Diodos . . . . .	184
A.6	Dimensionamento dos Capacitores. . . . .	186
A.6.1	Esforços nos Capacitores do Conversor A. . . . .	187
A.6.2	Esforços nos Capacitores do Conversor B. . . . .	187
A.6.3	Especificação do Capacitor . . . . .	188
A.7	Cálculo das Perdas no Capacitor. . . . .	188
A.8	Dimensionamento da Indutância L . . . . .	189
A.9	Projeto do Indutor . . . . .	189
A.9.1	Escolha do Núcleo . . . . .	190
A.9.2	Número de Espiras e Entreferro . . . . .	191
A.9.3	Escolha do Condutor e número de Condutores em Paralelo . . . . .	192
A.9.4	Possibilidade de Execução . . . . .	192
A.10	Cálculo das Perdas no Indutor . . . . .	193

A.10.1 Perdas no Cobre . . . . .	193
A.10.2 Perdas no Núcleo Magnético . . . . .	193
A.10.3 Perdas Totais no Indutor . . . . .	194
A.10.4 Elevação de Temperatura . . . . .	194
A.11 Distribuição de Perdas e Eficiência . . . . .	195
A.12 Detalhes da Implementação . . . . .	196
A.12.1 Circuito de Acionamento dos Interruptores . . . . .	196
A.12.2 Sensores . . . . .	196
Referências Bibliográficas . . . . .	177
Apêndice B – Detalhes da Implementação Digital . . . . .	197
B.1 Introdução . . . . .	197
B.2 Especificação do DSC . . . . .	197
B.3 Configuração do PWM . . . . .	198
B.4 Amostragem . . . . .	200
B.5 Condicionamento de Sinal . . . . .	201

## INTRODUÇÃO

A evolução da tecnologia dos semicondutores somada ao avanço da eletrônica de potência resultou em uma disseminação de sistemas de transmissão e distribuição em corrente contínua, que passaram a ser utilizados em aplicações que anteriormente não eram possíveis. Com esse avanço, viu-se a necessidade de utilizar conversores cc-cc neste tipo de sistema, para tornar possível a conexão entre sistemas de transmissão e distribuição em corrente contínua, ou entre dois sistemas de transmissão ou de distribuição em corrente contínua, adequando níveis de tensão e controlando o fluxo de potência. Por outro lado, devido aos elevados níveis de tensão envolvidos neste tipo de sistema, as topologias convencionais de conversores cc-cc não são adequadas.

Essa topologia é formada pelo cascadeamento do conversor Buck multinível e Boost multinível, ambos bidirecionais, também proposto neste trabalho. Esses conversores multiníveis são gerados a partir da generalização dos conversores Buck e Boost de três níveis, já conhecidos na literatura.

A estrutura deste trabalho é descrita a seguir.

O capítulo 1 expõe uma motivação do trabalho, no qual se apresenta a necessidade de utilizar conversores cc-cc em sistemas de alta tensão. Uma breve revisão bibliográfica, onde os principais conversores bidirecionais com capacidade de operar com alta tensão são descritos. As topologias dos conversores Buck e Boost multiníveis, que compõe o conversor proposto, são apresentadas. A topologia proposta do conversor cc-cc Buck+Boost multinível bidirecional é introduzida como uma solução para alta tensão.

No capítulo 2, por sua vez, é realizado o estudo estático dos conversores Buck e Boost multinível, operando de forma unidirecional, já que eles compõem o conversor Buck+Boost proposto.

No capítulo 3 é realizada a análise estática do conversor Buck+Boost multinível proposto, no qual o princípio de operação e o ganho estático são apresentados. Além disso, faz-se um estudo para reduzir a indutância, através do modo de operação do conversor.

No capítulo 4 é apresentada uma estratégia de controle para balancear as tensões nos capacitores. Toda a modelagem matemática orientada ao controle é realizada e a estratégia de controle é exposta e analisada. Os controladores utilizados para balancear as tensões nos capacitores são dimensionados neste capítulo.

No capítulo 5, estudam-se duas estratégias de controle do conversor Buck+Boost visando a aplicação do mesmo. A modelagem e o projeto dos controladores são realizados neste capítulo.

Por fim, o capítulo 6 apresenta os resultados experimentais do conversor, a fim de validar toda a análise apresentada neste documento.

No apêndice A é realizado o projeto do circuito de potência, no qual todos os componentes são dimensionados.

O apêndice B expõe detalhes da implementação digital do controlador.



# 1 MOTIVAÇÃO, REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E PROPOSTA DO TRABALHO

## 1.1 Motivação

O padrão para sistemas de transmissão e distribuição de energia elétrica adotado mundialmente é, quase que exclusivamente, em corrente alternada. Este padrão tornou-se popular após a "guerra das correntes", disputada entre Thomas Edison e George Westinghouse, pois se mostrou vantajoso devido à facilidade de elevação e redução da tensão, através de transformadores, e facilidade de interrupção de corrente.

Com o surgimento do retificador de vapor de mercúrio, em 1901, tornou-se possível elevar a tensão contínua a valores viáveis para transmissão de energia, surgindo, assim, os primeiros sistemas de transmissão em corrente contínua, chamados HVDC [1]-[3]. O primeiro sistema comercial de transmissão HVDC foi instalado na Suécia, em 1954, com extensão de 96 km e capacidade de 20 MW [1]. Mais tarde, o surgimento dos interruptores de estado sólido e o avanço desta tecnologia, somados ao avanço da eletrônica de potência envolvida, permitiram uma ampla utilização de transmissão HVDC em aplicações que anteriormente não poderiam ser consideradas.

Atualmente, há um elevado número de sistemas de transmissão HVDC espalhados pelo mundo, com os mais diversos níveis de tensão e potência, sendo utilizados em várias aplicações, como: interconexão de sistemas em corrente alternadas com frequências diferentes [1]; alimentação de plataformas de indústrias petrolífera [4]-[5]; transmissão de energia a longas distâncias; grandes sistemas eólicos offshore (*large offshore wind farm*) [6]-[9], dentre outros.

Com o avanço desta tecnologia, começaram a surgir novos desafios para eletrônica de potência associada a este tipo de sistema, principalmente devido aos níveis de tensão envolvidos. Um deles está relacionado aos conversores cc-cc utilizados para adequar níveis de tensão de subsistemas conectados aos sistemas de transmissão. Devido à limitação da tensão de bloqueio dos semicondutores disponíveis no mercado, eles não suportam os níveis de tensão envolvidos em sistemas de transmissão HVDC, tornando-se um problema.

Um exemplo da utilização desses conversores cc-cc pode ser visto em [6]-[9], onde os grandes sistemas de geração de energia eólica *offshore*

apresentados nesses trabalhos, retificam a energia elétrica gerada pelas turbinas eólicas e elevam a tensão, através de um conversor cc-cc, para transmissão em alta tensão. O conversor cc-cc utilizado nesta aplicação deve ter a característica de elevador e de processar fluxo unidirecional de energia.

Outro exemplo é ilustrado na figura 1.1, no qual se tem um sistema de acionamento em média tensão, com os *drivers* sendo alimentados através de uma rede de distribuição cc em média tensão. Já a rede de distribuição é alimentada por um sistema de transmissão HVDC, através de um conversor cc-cc. Sistemas semelhantes a este são estudados para a utilização em indústrias petrolíferas [4], nos quais as máquinas, juntamente com os *drivers*, são submersos e a energia é transmitida em corrente contínua até eles. A diferença entre o sistema apresentado em [4] e aquele mostrado na figura 1.1, é que em [4] a rede de distribuição é em corrente alternada e cada *driver* possui seu retificador. No sistema mostrado na figura 1.1, o conversor cc-cc em destaque deve ter a característica de abaixador e de processar fluxo unidirecional de energia.

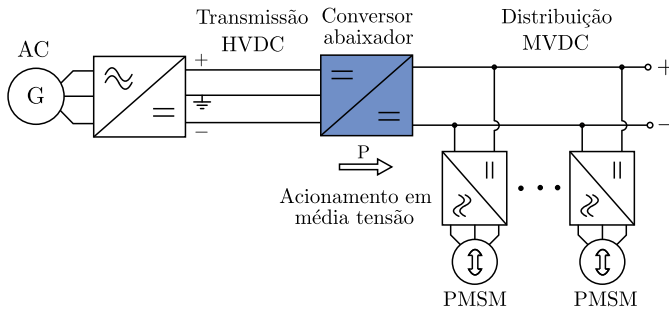


Figura 1.1: Sistemas de acionamento em média tensão utilizando transmissão de energia em corrente contínua.

As figuras 1.2 e 1.3 ilustram, ainda, mais dois exemplos de aplicação do conversor cc-cc conectado a um sistema de alta tensão.

A figura 1.2 apresenta dois sistemas de transmissão em corrente contínua conectados por um conversor cc-cc, que é responsável por realizar a troca de energia entre esses dois sistemas. Nesta aplicação, o conversor cc-cc em destaque deve ter a capacidade de processamento bidirecional de energia e ser elevador/abaixador, dependendo dos níveis de tensão envolvidos nos dois sistemas.

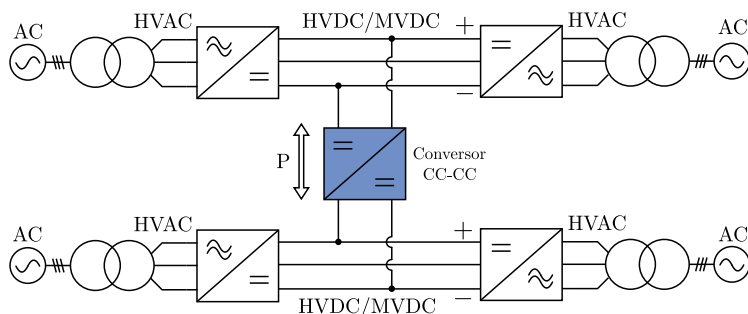


Figura 1.2: Sistemas de transmissão/distribuição em alta/media tensão interligados por um conversor cc-cc.

Já a figura 1.3 mostra um sistema de distribuição ativa em corrente contínua alimentado por um sistema de transmissão HVDC. A rede ativa de distribuição, também conhecida como micrede, foi proposta inicialmente em [10], o qual é definido como um conjunto de fontes de geração distribuída, dispositivos de armazenamento e de cargas que são vistos pela rede primária como uma única entidade [11]. De acordo com [11], a rede ativa de distribuição deve suportar fluxo de potência bidirecional, de modo a acomodar altos níveis de inserção de geração distribuída.

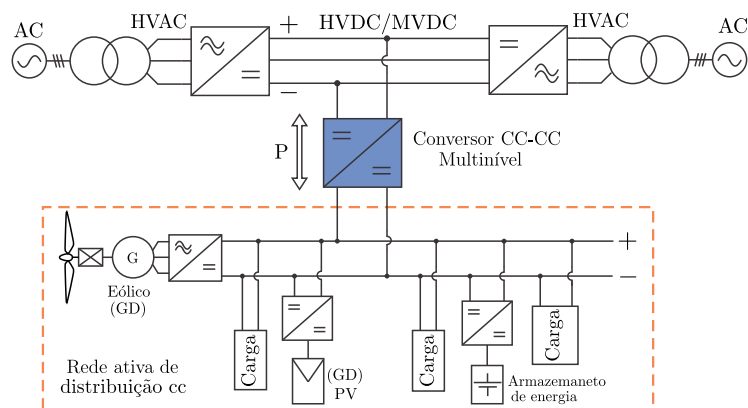


Figura 1.3: Sistema de distribuição cc de energia alimentado por um sistema de transmissão cc.

Nessa aplicação, o sistema de transmissão HVDC alimenta a rede de distribuição, somente quando a energia consumida pelas cargas for superior à quantidade de energia gerada pela própria rede, através das gerações distribuídas. Quando a energia gerada localmente pela rede de distribuição for superior à quantidade de energia consumida pelas cargas, é viável enviar a energia restante para o sistema de transmissão de HVDC. Por esse motivo, o conversor cc-cc destacado na figura 1.3 deve ter a capacidade de processamento bidirecional de energia.

Além desta última aplicação descrita, há outras aplicações na literatura de conversores cc-cc de alta tensão envolvendo rede de distribuição em corrente contínua, como apresentados em [12]-[14]. Nesses trabalhos, os autores propõe dois sistemas de distribuição industrial cc passivos, sendo o sistema primário alimentado em aproximadamente 7 kV e o sistema secundário alimentado em 800 V, no qual as cargas estão conectadas. O sistema de distribuição secundário é alimentado pelo primário através de um conversor cc-cc abaixador unidirecional.

Esses exemplos foram apresentados com o objetivo de mostrar que os conversores cc-cc já estão sendo aplicados em sistemas de transmissão e distribuição em corrente contínua, nos quais os níveis de tensão envolvidos são bastante altos. Entretanto, a estrutura do conversor cc-cc que melhor se adequa a esta função ainda é estudada na literatura.

Em meio a esse contexto, o presente trabalho apresenta uma proposta e o estudo de um conversor cc-cc para aplicação em alta tensão. Visando atender aplicações que requerem fluxo bidirecional de energia, bem como aquelas apresentadas nas figuras 1.2 e 1.3, o conversor proposto deve ter a característica de bidirecionalidade. Além disso, ele deve ter a capacidade de operar com elevada tensão em sua entrada e em sua saída. Sendo assim, uma breve revisão bibliográfica de conversores cc-cc bidirecional com possibilidade de operar com alta tensão na entrada e na saída é realizada.

## 1.2 Revisão Bibliográfica

Como já citado, os conversores cc-cc para alta tensão ainda são um desafio para eletrônica de potência, devido à limitação tecnológica dos semicondutores, principalmente em relação à tensão de bloqueio dos mesmos. Atualmente, os semicondutores mais utilizados em alta tensão são os *IGCT's* (com tensão de bloqueio máxima de 10 kV)[15] e os *IGBT's* de alta tensão (com tensão de bloqueio máxima de 6,5 kV)

[16]. Por outro lado, esses dispositivos apresentam alta perdas em comutação, o que limita sua frequência de comutação à aproximadamente 1 kHz [16].

Apesar da baixa frequência de comutação, estes interruptores ainda são os mais empregados nas aplicações descritas, como pode ser visto em [8], [17]-[19]. Em [18] é proposta a topologia mostrada na figura 1.4, utilizando tiristores. Já em [17], esta topologia é utilizada para conectar sistemas de HVDC multiterminais, isto é, conectam-se várias linhas de transmissão HVDC. A mesma topologia, porém unidirecional, também é estudada em [8] e [19]. Devido à baixa frequência de operação, este conversor tende a apresentar volume elevado, tornando-se uma solução menos atrativa.

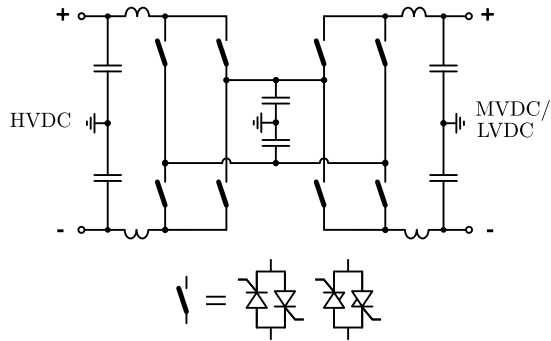


Figura 1.4: Conversor cc-cc baseado em interruptores de alta tensão e baixa frequência.

Topologias de conversores cc-cc com alta tensão e alta frequência de operação também são encontradas na literatura e serão discutidas ainda nesta seção. Para elevadas frequências de comutação, os interruptores mais adequados são os MOSFET's e os IGBT's (com tensão de bloqueio máxima de 1200 V). Por outro lado, esses tipos de interruptores apresentam baixa tensão de bloqueio. Portanto, para empregá-los em topologias que operam com altas tensões, é preciso utilizar estratégias para reduzir a tensão na qual o interruptor fica submetido. Algumas dessas estratégias são discutidas na literatura [20]-[27].

Em [20], o autor propõe um conversor isolado de 5 kV para 700 V operando em alta frequência, cuja topologia é ilustrada na figura 1.5. Para reduzir a tensão máxima sobre os semicondutores do

lado primário, o autor conecta os interruptores em série, conforme é mostrado na figura 1.5. Esta técnica apresenta a vantagem de ser modular, podendo conectar quantos interruptores em série forem necessários. Por outro lado, é necessário utilizar um complexo circuito de *gate driver*, para dividir igualmente as tensões sobre os interruptores, que levam em conta a característica estática e dinâmica do dispositivo.

Em [21] e [22], propõe-se utilizar conversores isolados com suas entradas conectadas em série e as saídas conectadas em paralelo, assim como ilustrado na figura 1.6.

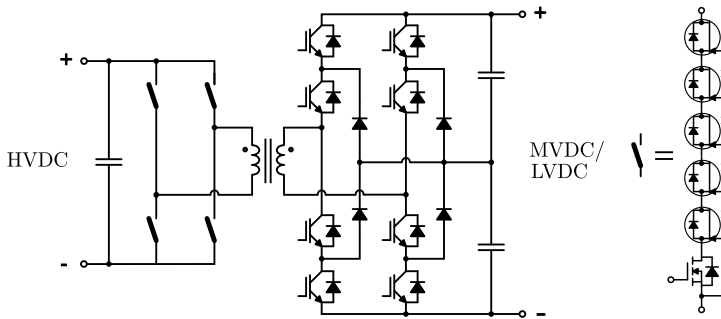


Figura 1.5: Conversor de alta tensão empregando conexão série de interruptores [20].

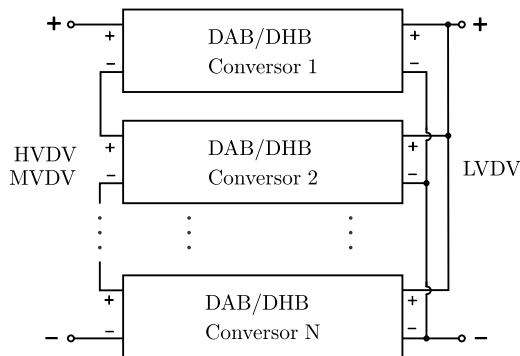


Figura 1.6: Conversores com suas entradas conectadas em série e saída conectada em paralelo [21], [22].

Nesta configuração, a tensão de entrada de cada conversor, e consequentemente a tensão sobre os interruptores, ficam reduzidas. Além disso, esta conexão apresenta a vantagem de ser modular, podendo conectar quantos conversores forem necessários. Por outro lado, os interruptores do secundário ficam submetidos à tensão total de saída, limitando, assim, a máxima tensão de saída. Os conversores mais empregados neste tipo de conexão são os conversores DAB (*Dual Active Bridge*) e DHB (*Dual Half Bridge*) [21] e [22], cujas topologias são apresentadas na figura 1.7.

Outra solução para alta tensão é utilizar conversores cc-cc multiníveis. A figura 1.8 ilustra a topologia do conversor cc-cc multinível *Flying-Capacitor*, proposta por [23]. Este conversor reduz a tensão sobre os interruptores, dada por  $V/n$ , além de ser expansível indefinidamente, considerando um caso ideal. Apesar da reduzida tensão sobre os interruptores, os capacitores ficam submetidos às maiores tensões, de forma, que o capacitor mais externo fica submetido a uma tensão próxima a de entrada. Além disso, quanto maior for o número de níveis, maior será a tensão que o capacitor mais externo fica submetido.

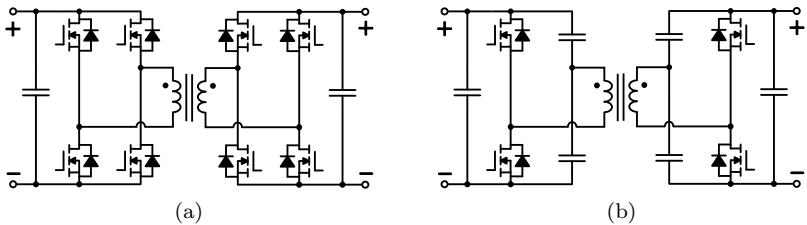


Figura 1.7: Conversores cc-cc: (a) DAB (*Dual Active Bridge*); (b) DHB (*Dual Half Bridge*).

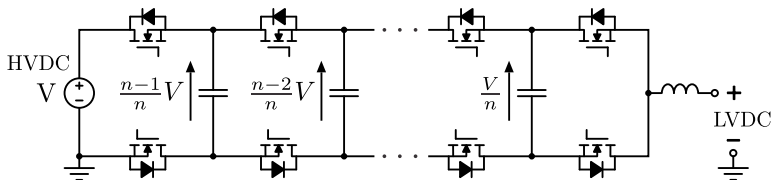


Figura 1.8: Conversor cc-cc multinível *Flying-Capacitor* [23].

Uma solução semelhante ao conversor *Flying-Capacitor*, é o conversor baseado em capacitor chaveado. Este tipo de conversor foi aplicado em alta tensão em [24]-[26]. Apesar desse conversor reduzir a tensão sobre o interruptor e não possuir indutor, o que implica na redução do volume total do conversor, o mesmo apresenta uma alta relação de transformação entre a entrada e saída. Assim, a tensão de saída do conversor é bastante reduzida.

Por fim, é apresentado em [27] um conversor cc-cc multinível derivado do conversor multinível modular (MMC - *modular multilevel converter*). No conversor proposto em [27], o autor utiliza um estágio inversor baseado no MMC, um transformador isolador e um estágio retificador, também baseado no MMC. Esse conversor apresenta a vantagem de reduzir a tensão sobre os semicondutores e de ser modular. Por outro lado, essa solução utiliza uma quantidade relativamente alta de semicondutores e a complexidade do circuito de comando é bastante elevada.

A partir da revisão apresentada propõe-se, neste trabalho, um conversor cc-cc bidirecional com capacidade de operar com alta tensão de entrada e de saída. A sua descrição, bem como a proposta deste trabalho são apresentadas a seguir.

### 1.3 Proposta da Topologia

A topologia proposta é baseada no conversor Buck+Boost, mostrado na figura 1.9a. Este conversor tem a característica de fonte de tensão em sua entrada e sua saída, além de ser bidirecional. Nas aplicações descritas previamente, o conversor cc-cc é utilizado para conectar dois sistemas com características de fonte de tensão, portanto o conversor Buck+Boost se adequa a esta aplicação. Por outro lado, os semicondutores deste conversor ficam submetidos à tensão total do barramento de entrada ou de saída, tornando-o inviável para aplicação em alta tensão.

Observa-se, que esta topologia é formada por dois braços de dois níveis, destacados na figura 1.9a, conectados entre si através de uma indutância. Esses braços podem ser generalizados, assim como ilustrado na figura 1.9b. Assim sendo, pode-se substituir o braço de dois níveis por braços com múltiplos níveis, nos quais a tensão sobre cada semicondutor é reduzida, objetivando tornar viável a aplicação do conversor Buck+Boost em alta tensão.



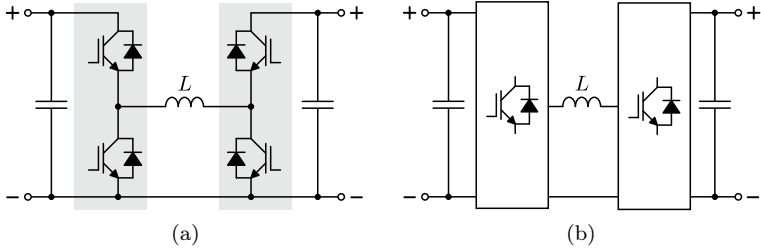


Figura 1.9: Conversores cc-cc: (a) Buck+Boost, (a) Buck+Boost com braço generalizado.

Os braços de múltiplos níveis mais comuns encontrados na literatura são os braços de uma fase de conversores multiníveis do tipo NPC (*neutral-point-clamped*) [28], *Flying Capacitor* [23] e MMC (*Modular Multilevel Converter*) [29]. Aplicando esses braços no circuito da figura 1.9b, obtêm-se conversores Buck+Boost multiníveis.

As figuras 1.10a, 1.10b e 1.11 apresentam, assim, as topologias dos conversores Buck+Boost derivado do NPC, do *Flying Capacitor* e do MMC, respectivamente, para uma estrutura de três níveis. Essas três topologias apresentam as características de fonte de tensão em sua entrada e saída, de bidirecionalidade e de redução de tensão sobre os semicondutores, assim como desejado.

O conversor Buck+Boost derivado do NPC deve operar com inversão periódica do sentido da corrente no indutor, isto é, com correntes positivas e negativas no indutor, independente do fluxo de potência médio que o conversor esteja processando. Este é um requisito para tornar possível o balanço das tensões nos capacitores. Portanto, este fator torna esta topologia menos atrativa, pois a modulação e a estratégia de balanço da tensão nesses capacitores tornam-se bastante complicadas. O mesmo ocorre para a topologia derivada do MMC.

Já no conversor Buck+Boost derivado do *Flying Capacitor*, figura 1.10b, é possível impor correntes positivas ou negativas no capacitor flutuante desta topologia, independente do sentido da corrente no indutor. Portanto, o sentido da corrente no indutor é definido pelo sentido do fluxo de energia que o conversor processa. A maior desvantagem deste conversor é que quanto maior o número de níveis, maior será a tensão nos capacitores flutuantes.

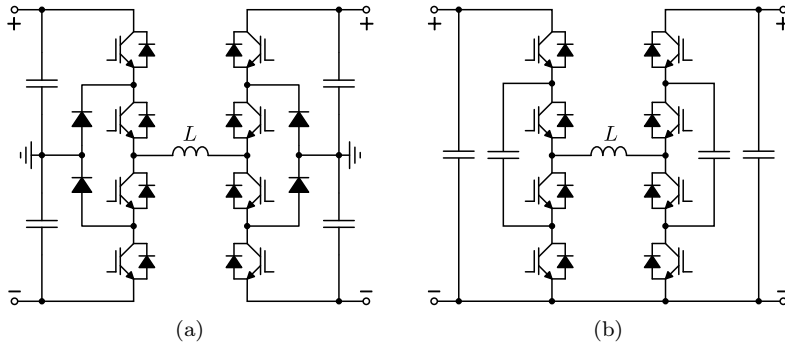


Figura 1.10: Conversores cc-cc na configuração Buck+Boost: (a) NPC (*neutral-point-clamped*), (b) *Flying Capacitor*.

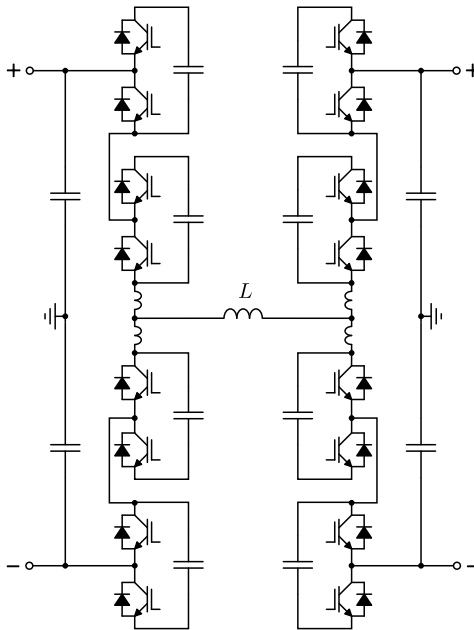


Figura 1.11: Conversor cc-cc Buck+Boost baseado no *Conversor Multinível Modular*.

Além desses braços multiníveis, outros circuitos podem ser utilizados para formar o conversor Buck+Boost. Uma nova opção é utilizar um conversor Buck e Boost de três níveis [30], na sua versão bidirecional, ilustrado na figura 1.12. Entretanto, este circuito reduz a tensão sobre os semicondutores apenas pela metade. Para reduzir ainda mais a tensão sobre os interruptores desses conversores, propõe-se generalizar essa topologia para uma versão multinível, assim como apresentada na figura 1.13. Na topologia de três níveis, pode-se identificar uma célula formada por um capacitor e dois interruptores. Essa célula é preservada na versão multinível generalizada, e expandida de uma forma semelhante como feita para o *Flying-Capacitor*.

Portanto, este trabalho propõe um conversor Buck+Boost multinível bidirecional, gerado a partir do conversor multinível apresentado na figura 1.13. A topologia proposta é ilustrada na figura 1.14.

Ela apresenta as seguintes características: fonte de tensão em suas portas de entrada e de saída; bidirecional; reduzidos esforços de tensão nos semicondutores; frequência de operação do magnético múltipla da frequência de comutação dos interruptores, reduzindo, assim, o seu volume total. Além disso, nesta topologia é possível realizar a carga e a descarga dos capacitores independente do sentido de corrente no indutor, assim como ocorria na topologia *Flying-Capacitor*.

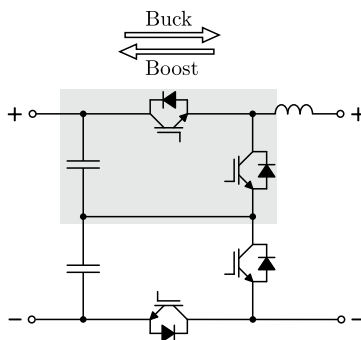


Figura 1.12: Conversor cc-cc Buck ou Boost de três níveis.

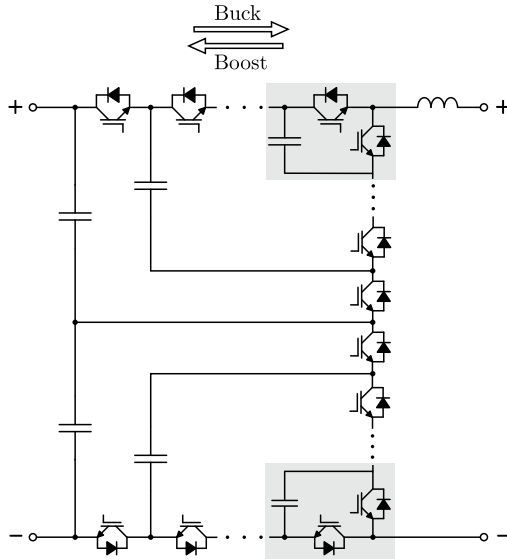


Figura 1.13: Conversor cc-cc Buck ou Boost multinível generalizado.

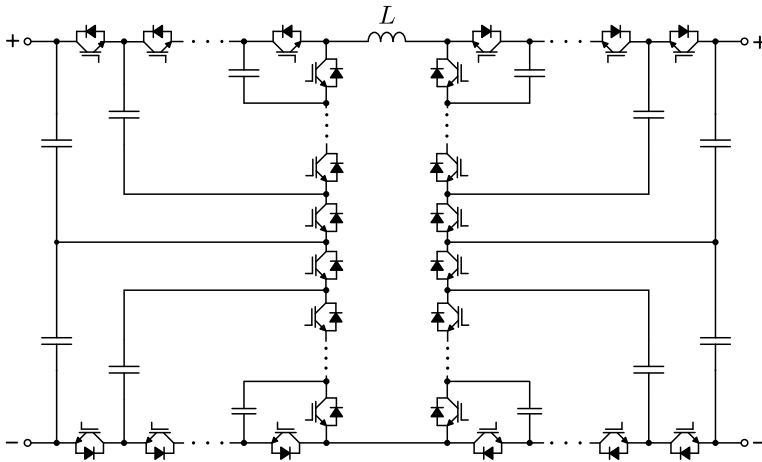


Figura 1.14: Conversor cc-cc Buck+Boost multinível proposto.

Vale ressaltar que o conversor de três níveis, figura 1.12, pode ser visto como dois braços de dois níveis conectados em série. Da mesma forma, o conversor multinível generalizado mostrado na figura 1.13 pode ser visto como dois braços multiníveis, derivado do conversor *Flying-Capacitor*, conectados em série. Sendo assim, outros braços de conversores multiníveis como NPC, MMC, dentre outro, podem ser utilizados para gerar novos conversores multiníveis. Por outro lado, é esperado que as topologias geradas pela associação em série de braços NPC e MMC apresentem problemas no balanço de tensão dos capacitores, podendo ser necessária a adição de um circuito auxiliar que garanta a divisão de tensão nos capacitores. Assim sendo, essas topologias tornam-se menos vantajosas. Já a topologia do conversor multinível gerada a partir da associação série de dois braços *Flying-Capacitor*, figura 1.13, apresenta maior flexibilidade no controle das tensões parciais dos capacitores, devido a grande quantidade de redundâncias, como será visto no capítulo 2 desta dissertação. Logo, essa topologia torna-se mais vantajosa.

Comparada com a topologia Buck+Boost derivada do *Flying-Capacitor*, figura 1.10b, a topologia Buck+Boost proposta apresenta a vantagem de reduzir a tensão nos capacitores. Isto é, independente do número de níveis, a máxima tensão que o capacitor fica submetido é a metade da tensão de entrada. Isso não ocorria no *Flying-Capacitor*, cuja máxima tensão sobre os capacitores dependia do número de níveis, de modo que, quanto maior o número de níveis, maior seria essa tensão.

O conversor proposto apresenta, ainda, vantagem quando comparado com topologias que apresentam conexão de interruptores em série, pois na topologia proposta, a frequência de operação do magnético é múltipla da frequência de comutação dos interruptores.

O presente trabalho tem foco na versão de cinco níveis da topologia Buck+Boost proposta, na qual toda a análise teórica é desenvolvida e comprovada. A topologia do conversor Buck+Boost de cinco níveis é ilustrada na figura 1.15. Devido à aplicação proposta, mostrada nas figuras 1.2 e 1.3, para evitar possível conexão entre os terminais negativos dos dois sistemas de transmissão ou distribuição no qual o conversor esteja conectando, deve-se dividir o indutor, assim como ilustrado na figura 1.15. Além disso, de acordo com [31], a divisão do indutor também reduz a interferência eletromagnética do conversor.

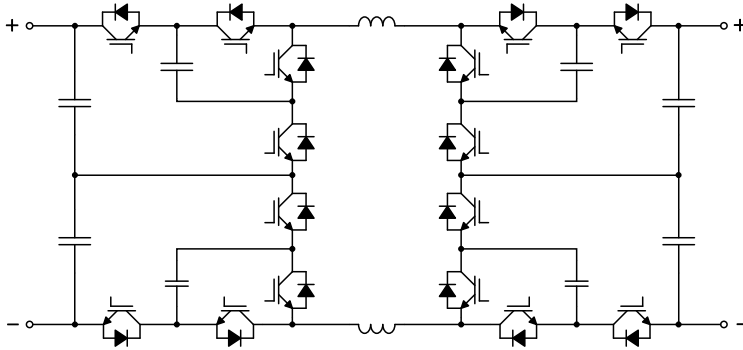


Figura 1.15: Conversor cc-cc Buck+Boost de cinco níveis proposto.

Apesar do conversor ser aplicável à altas tensões e altas potências, para o estudo e validação da topologia, foram utilizadas as especificações apresentadas na tabela 1.1. Portanto, essas especificações serão utilizadas em toda a análise teórica realizada no decorrer deste documento. O projeto do circuito de potência do conversor é apresentado no apêndice A deste documento. O controle do conversor será implementada de forma digital através de um DSC (*Digital Signal Controller*) do tipo TMS320f28335, da *Texas Instruments* e os detalhes da implementação digital são expostos no apêndice B.

Tabela 1.1: Especificação do conversor.

Parâmetros	Valores
Potência de saída	10 kW
Tensão de entrada	1000 V
Tensão de saída	750 V

A tensão em todos os capacitores do conversor proposto deve ser balanceada, para garantir que a tensão sobre os semicondutores seja reduzida. Portanto, uma estratégia de balanço de tensão também é estudada e apresentada neste trabalho.

## 1.4 Objetivo e Contribuições do Trabalho

O objetivo principal desta dissertação é a proposta, estudo e validação da topologia do conversor cc-cc Buck+Boost multinível bidirecional. Entretanto, durante o desenvolvimento deste trabalho outras contribuições foram realizadas, tais como:

- Proposta e estudo detalhado dos conversores Buck multinível e Boost multinível.
- Proposta e estudo detalhado dos conversor Buck+Boost multinível.
- Estudo detalhado da técnica de balanço das tensões nos capacitores, contemplando a descrição detalhadas do mecanismos de balanço, modelagem matemática orientada ao controle e projeto do controlador.
- Proposta de uma malha de controle das tensões nos capacitores, contemplando o desacoplamento das variáveis de uma ação de feedforward da corrente no indutor, que melhora a resposta dinâmica das tensões nos capacitores, principalmente em baixa carga.

## 1.5 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada uma motivação para este trabalho, onde se ressaltou a necessidade de utilização conversores cc-cc em sistemas de alta e de média tensão. Além disso, uma revisão bibliográfica foi realizada, sendo apresentadas as características dos principais conversores cc-cc bidirecionais para alta tensão encontrados na literatura.

Por fim, foi introduzida a topologia proposta baseada no conversor Buck+Boost bidirecional multinível. O propósito principal deste trabalho é a proposição, estudo e validação desta topologia.





## 2 ANÁLISE ESTÁTICA DO CONVERSOR CC-CC MULTINÍVEL UNIDIRECIONAL

### 2.1 Introdução

O conversor Buck+Boost bidirecional proposto neste trabalho é composto por um conversor Buck multinível em seu estágio de entrada e um conversor Boost multinível em seu estágio de saída, independente do fluxo de potência que o conversor esteja processando, assim como ilustrado na figura 2.1. Portanto, para facilitar a compreensão do funcionamento do conversor Buck+Boost, será inicialmente realizada a análise do conversor Buck multinível unidirecional e do conversor Boost multinível unidirecional.

Este capítulo apresenta, então, a análise qualitativa e quantitativa dos conversores cc-cc unidirecionais Buck e Boost multiníveis, operando no modo de condução contínua (MCC). A estratégia de modulação, estados topológicos, principais formas de onda e dimensionamento e esforços dos elementos reativos e semicondutores são apresentados para ambos os conversores, nessa análise. É importante ressaltar que o estudo teórico destas topologias é realizado para uma estrutura de cinco níveis, que é o objetivo principal desta dissertação.

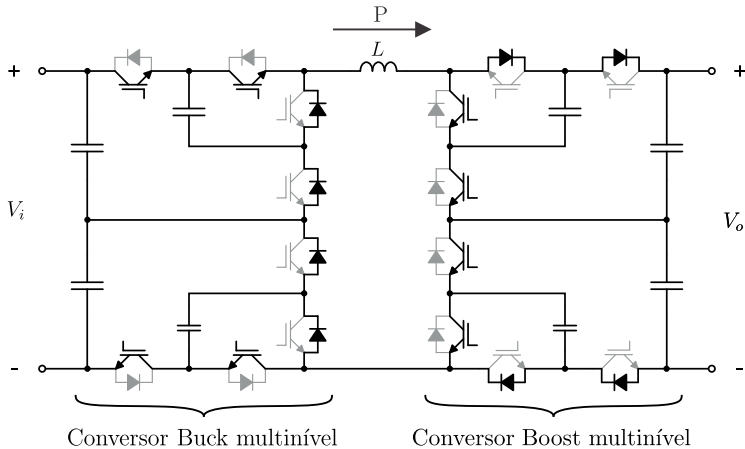


Figura 2.1: Topologia do conversor Buck+Boost multinível operando com fluxo positivo de potência.

## 2.2 Conversor Buck Multinível

A topologia do conversor Buck de cinco níveis proposto neste trabalho é apresentada na figura 2.2, e já foi apresentado na literatura em [32]. Esta topologia é formada por quatro capacitores, quatro interruptores e quatro diodos. Os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  operam carregados com metade da tensão do barramento de entrada ( $V_{C_1} = V_{C_2} = V_i/2$ ), enquanto os capacitores  $C_3$  e  $C_4$  operam carregados com um quarto desta mesma tensão ( $V_{C_3} = V_{C_4} = V_i/4$ ). Desta forma, a máxima tensão a que os interruptores e diodos ficam submetidos é um quarto da tensão do barramento de entrada.

Para que a máxima tensão de bloqueio dos semicondutores não ultrapasse o valor de  $V_i/4$ , a tensão sobre os capacitores  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_4$  devem estar balanceadas nos valores indicados anteriormente. Caso contrário, a tensão sobre alguns semicondutores será maior do que  $V_i/4$ , o que não é desejável. Sendo assim, é necessário garantir o balanço de tensão nos capacitores, para a operação correta do conversor. Para isso, utiliza-se um controle ativo de balanço de tensão nos capacitores, que será descrito em detalhes no capítulo 4. Na análise realizada no presente capítulo, considera-se que as tensões nos capacitores estão balanceadas em seus valores corretos.

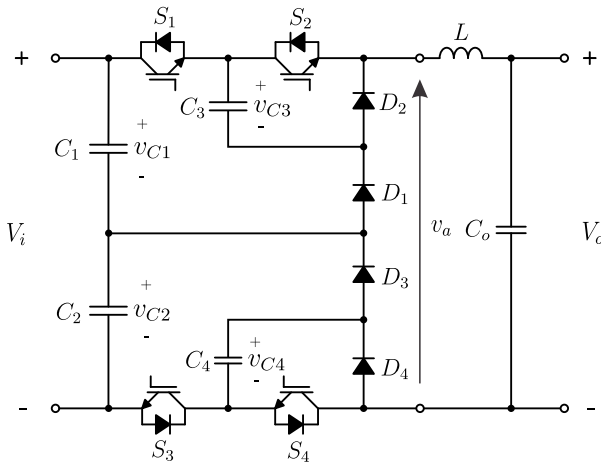


Figura 2.2: Topologia do conversor Buck multinível.

A redução da tensão de bloqueio dos semicondutores é uma das principais vantagens desta topologia. Generalizando que para  $n$  níveis, a topologia apresentará  $(n - 1)$  capacitores, nos quais os dois mais externos são submetidos a uma tensão de  $V_i/2$ , os próximos dois capacitores são submetidos a uma tensão de  $V_i/4$ , e assim sucessivamente, até que os dois capacitores mais internos são submetidos a uma tensão de  $V_i/(n - 1)$ . A máxima tensão de bloqueio dos interruptores também será  $V_i/(n - 1)$ . Nota-se que devido à simetria do conversor, só é possível obter número ímpar de níveis, logo  $n$  tem que ser ímpar. Esta característica da topologia generalizada também é válida para o conversor Boost multinível estudado na seção 2.3.

### 2.2.1 Estratégia de Modulação

A estratégia de modulação utilizada para o conversor Buck de cinco níveis é baseada em quatro portadoras defasadas de 90 graus entre si, assim como mostrado na figura 2.3. Cada uma delas é responsável por gerar o sinal de razão cíclica de um interruptor. Estas portadoras podem apresentar um formato dente-de-serra (*trailing edge* ou *leading edge*) ou um formato triangular (*trailing triangle*), como realizado em [32]. No presente trabalho são utilizadas portadoras dente-de-serra *trailing edge*, como ilustradas na figura 2.3, devido à facilidade de implementação. Detalhes da implementação do modulador PWM serão expostos no apêndice B. É importante ressaltar que esta técnica de modulação permite realizar a carga e a descarga individual dos capacitores, tornando possível o controle de balanço de tensão nos capacitores.

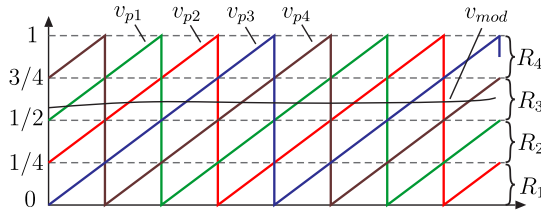


Figura 2.3: Estratégia de modulação do conversor Buck multinível.

Utilizando esta estratégia de modulação, o conversor apresenta, então, quatro regiões de operação, definidas pela razão cíclica dos interruptores,  $D$ , como apresentado na tabela 2.1.

Tabela 2.1: Regiões de operação do conversor Buck 5-níveis.

Regiões de Operação	Razão Cíclica	Limites da Tensão de Saída
R1	$D < 1/4$	$0 - V_i/4$
R2	$1/4 < D < 1/2$	$V_i/4 - V_i/2$
R3	$1/2 < D < 3/4$	$V_i/2 - 3V_i/4$
R4	$3/4 < D < 1$	$3V_i/4 - V_i$

De acordo com esta tabela, se o conversor estiver operando com razão cíclica menor que  $1/4$ , então o mesmo encontra-se na região denominada *R1* e gera em sua saída,  $v_a$ , uma forma de onda de tensão de dois níveis, cujos limites inferiores e superiores são, respectivamente, 0 e  $V_i/4$ . O mesmo ocorre para outras razões cíclicas, e as definições das regiões e limites da tensão de saída que o conversor por gerar em cada região é apresentada na tabela 2.1.

As formas de onda e análise teórica apresentadas neste capítulo serão realizadas para cada região de operação do conversor.

### 2.2.2 Estados Topológicos

O conversor Buck de cinco níveis possui apenas quatro interruptores controlados, o que implica em dezesseis combinações para os mesmos. Consequentemente, o conversor apresenta dezesseis estados topológicos, que serão descritos a seguir.

Para analisar os estados topológicos, as seguintes considerações são realizadas:

- O conversor opera em regime permanente no modo de condução contínua (MCC);
- A carga é uma fonte de corrente constante;
- Os semicondutores são considerados ideais;
- As tensões nos capacitores estão balanceadas no seus valores corretos.

Os estados topológicos são apresentados nas figuras 2.4, 2.5 e 2.6.

Nos quatro primeiros estados topológicos, há apenas um interruptor em condução, como pode ser visto na figura 2.4. A tensão de saída,  $v_a$ , gerada em cada desses estados, é igual a um quarto da tensão de entrada ( $v_a = V_i/4$ ). Observa-se, então, que do ponto de vista da tensão de saída, estes estados são redundantes. Entretanto, do ponto de vista das tensões nos capacitores estes estados não são redundantes, visto que as corrente através dos capacitores apresentam comportamento diferente em cada um deles. Por exemplo, no primeiro estado (figura 2.4a), o capacitor  $C_3$  está se carregando, enquanto no segundo estado (figura 2.4b), este mesmo capacitor esta se descarregando. Isso torna possível o balanço de tensão nos capacitores. A corrente através dos capacitores, em cada estado, pode ser observada na figura 2.4. É importante notar que a presença de estados redundantes do ponto de vista da tensão de saída e não redundantes do ponto de vista da tensão nos capacitores também são muito comuns em inversores multiníveis. Analisando, ainda, o primeiro estado (figura 2.4a), observa-se que a tensão sobre o interruptor  $S_2$  é a própria tensão sobre o capacitor  $C_3$ , ou seja,  $V_{S_2} = v_{C_3} = V_i/4$ , como esperado. O mesmo ocorre para todos os interruptores.

Do quinto ao décimo estado topológico, há apenas dois interruptores em condução de forma simultânea. Então, há apenas dois diodos conduzindo e dois bloqueados, como pode ser visto na figura 2.5. A tensão de saída,  $v_a$ , gerada em cada um desses estados, é igual a metade da tensão de entrada ( $v_a = V_i/2$ ). Como já descrito anteriormente, do ponto de vista da tensão de saída, estes estados são redundantes. Por outro lado, não há redundância do ponto de vista das tensões nos capacitores, já que o comportamento da corrente através desses dispositivos é diferente de acordo com os estado. A corrente através dos capacitores, nesses estados topológicos, pode ser observada na figura 2.5.

Do décimo primeiro ao décimo quarto estado topológico, há três interruptores conduzindo simultaneamente em cada um desses estados. Conseqüentemente, há apenas um diodo conduzindo e outros três bloqueados, como mostra a figura 2.6. A tensão de saída,  $v_a$ , em cada desses estado é  $v_a = 3V_i/4$ . Da mesma forma, estes estados são redundantes do ponto de vista da tensão de saída, contudo não redundantes do ponto de vista das tensões nos capacitores. A figura 2.6 ilustra claramente os interruptores e diodos que estão conduzindo ou bloqueando, bem como, o sentido de corrente nos capacitores.

O décimo quinto estado topológico apresenta os quatro interrup-

tores em condução e, conseqüentemente, todos os diodos bloqueados, como ilustrado na figura 2.6e. A tensão de saída,  $v_a$ , gerada neste estado é a própria tensão de entrada ( $v_a = V_i$ ). A corrente através dos capacitores são todas nulas, logo as tensões nos capacitores não se alteram neste estado.

Por fim, o décimo sexto estado topológico apresenta quatro diodos em condução e, portanto, os quatro interruptores bloqueados, como mostrado na figura 2.6f. Este é o estado nulo ou estado de roda livre, e a tensão de saída,  $v_a$ , gerada pelo conversor é nula ( $v_a = 0$ ). A corrente através dos capacitores são todas nulas, logo as tensões nos capacitores não se alteram neste estado.

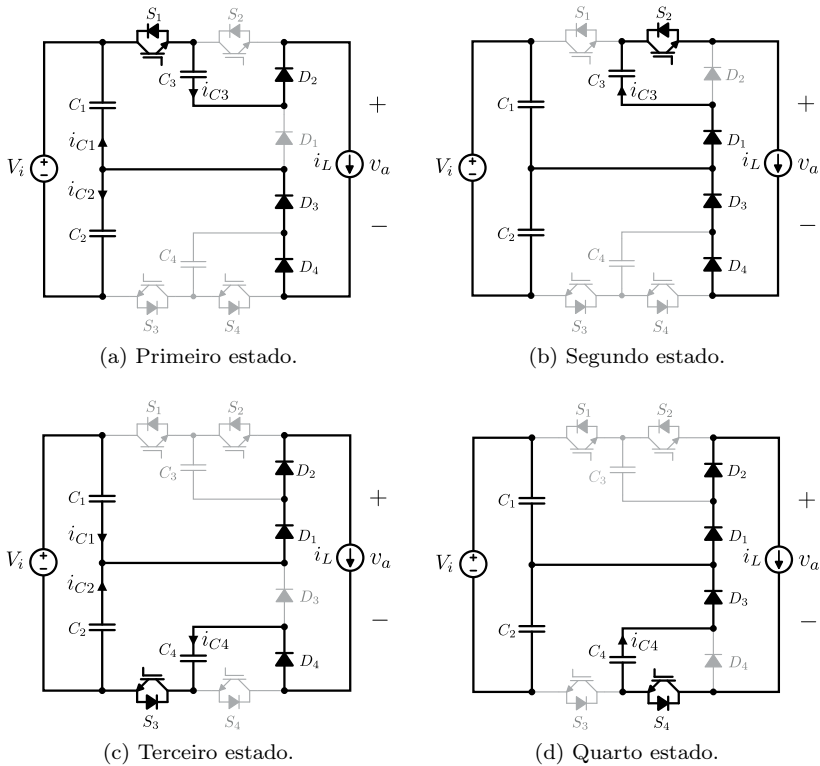


Figura 2.4: Estados topológicos do conversor Buck de 5 níveis.

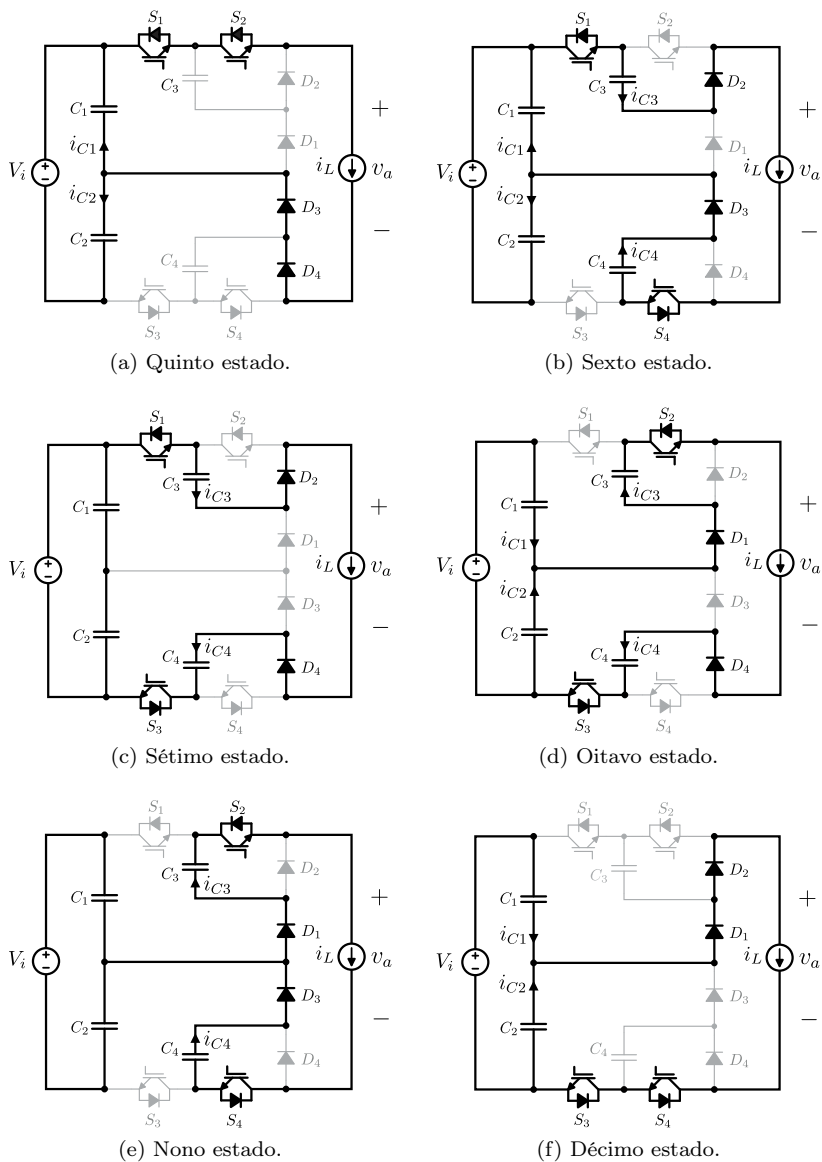


Figura 2.5: Estados topológicos do conversor Buck de 5 níveis (continuação).

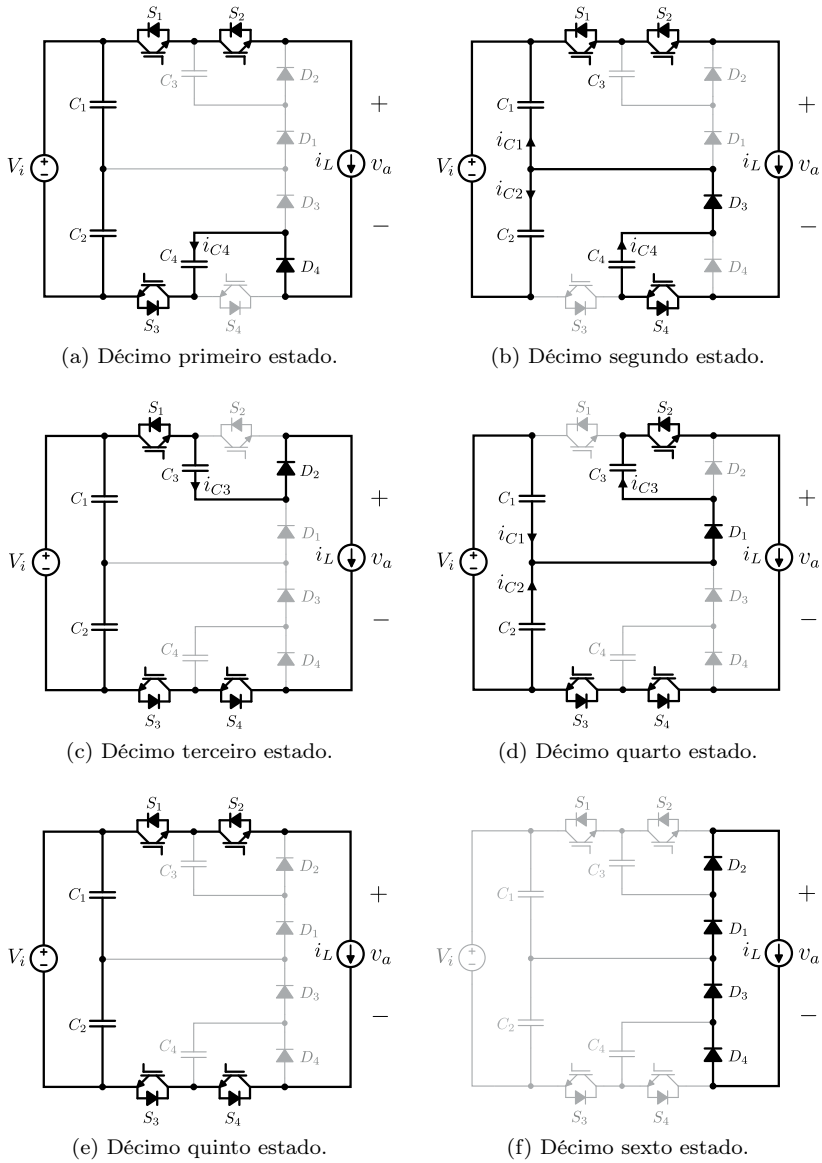


Figura 2.6: Estados topológicos do conversor Buck de 5 níveis (continuação).



A tabela 2.2 apresenta um resumo do que foi descrito e do que está ilustrado nas figuras 2.4, 2.5 e 2.6. Isto é, esta tabela mostra, para cada estado, o sentido das correntes através dos capacitores, a tensão de saída a partir da combinação das tensões nos capacitores e também a tensão de saída,  $v_a$ , efetiva do conversor. Observa-se que este conversor apresenta quatro estados redundantes capazes de gerar  $V_i/4$  de tensão de saída, seis estados redundantes capazes de gerar  $V_i/3$  de tensão de saída, quatro estados redundantes capazes de gerar  $3V_i/4$  de tensão de saída, apenas um estado capaz de gerar  $V_i$  de tensão de saída e um estado nulo, ou estado de roda livre.

Tabela 2.2: Descrição da corrente nos capacitores e tensão de saída em cada estado topológico do conversor Buck de cinco níveis.

Estado	$i_{C1}$	$i_{C2}$	$i_{C3}$	$i_{C4}$	$v_a$	$v_a$
1	-	+	+	0	$v_{C1} - v_{C3}$	$V_i/4$
2	0	0	-	0	$v_{C3}$	$V_i/4$
3	+	-	0	+	$v_{C2} - v_{C4}$	$V_i/4$
4	0	0	0	-	$v_{C4}$	$V_i/4$
5	-	+	0	0	$v_{C1}$	$V_i/2$
6	-	+	+	-	$v_{C1} - v_{C3} + v_{C4}$	$V_i/2$
7	0	0	+	-	$V_i - v_{C4} - v_{C3}$	$V_i/2$
8	+	-	-	+	$v_{C2} + v_{C3} - v_{C4}$	$V_i/2$
9	0	0	-	-	$v_{C3} + v_{C4}$	$V_i/2$
10	+	-	0	0	$v_{C2}$	$V_i/2$
11	0	0	0	+	$V_i - v_{C4}$	$3V_i/4$
12	-	+	0	-	$v_{C1} + v_{C4}$	$3V_i/4$
13	0	0	+	0	$V_i - v_{C3}$	$3V_i/4$
14	+	-	-	0	$v_{C2} + v_{C3}$	$3V_i/4$
15	0	0	0	0	$V_i$	$V_i$
16	0	0	0	0	0	0

### 2.2.3 Principais Formas de Onda

Apesar do conversor Buck de cinco níveis apresentar dezesseis estados topológicos, cada região de operação apresenta apenas oito etapas de operação em um período de comutação,  $T_s$ , podendo apresentar até oito estados topológicos. As formas de onda do conversor, considerando a ondulação de corrente no indutor, são apresentadas para cada região de operação.

A figura 2.7 apresenta as principais formas de onda do conversor em estudo operando na região  $R1$ . Nesta figura é apresentado, ainda, o estado topológico correspondente a cada etapa de operação. A tabela 2.3 apresenta os valores dos intervalos de tempo  $t_1$  e  $t_2$ , indicados na figura 2.7, e a tensão sobre o indutor  $L$ ,  $v_L$ , para região  $R1$ .

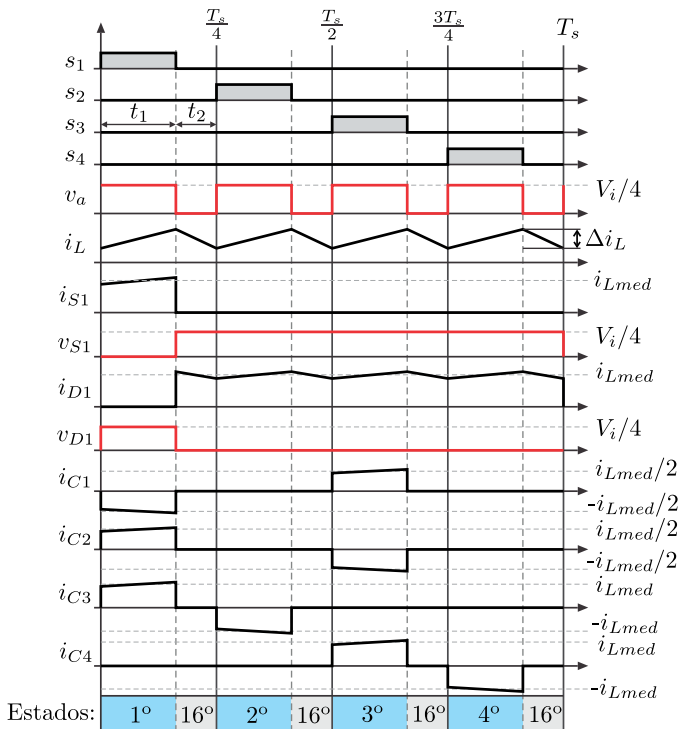


Figura 2.7: Formas de onda do conversor Buck de cinco níveis - região  $R1$ .

Tabela 2.3: Intervalos de tempo e tensão sobre o indutor - região R1.

Tempo	Valor	Tensão sobre o indutor
$t_1$	$D \cdot T_s$	$V_i/4 - V_o$
$t_2$	$(1 - 4D) \cdot T_s/4$	$-V_o$

Da mesma forma, a figura 2.8 apresenta as principais formas de onda e os estados topológicos correspondentes em cada etapa de operação, para o conversor Buck de cinco níveis operando na região R2. A tabela 2.4 apresenta os valores dos intervalos de tempo  $t_1$  e  $t_2$ , indicados na figura 2.8, e a tensão sobre o indutor  $L$ ,  $v_L$ , para região R2.

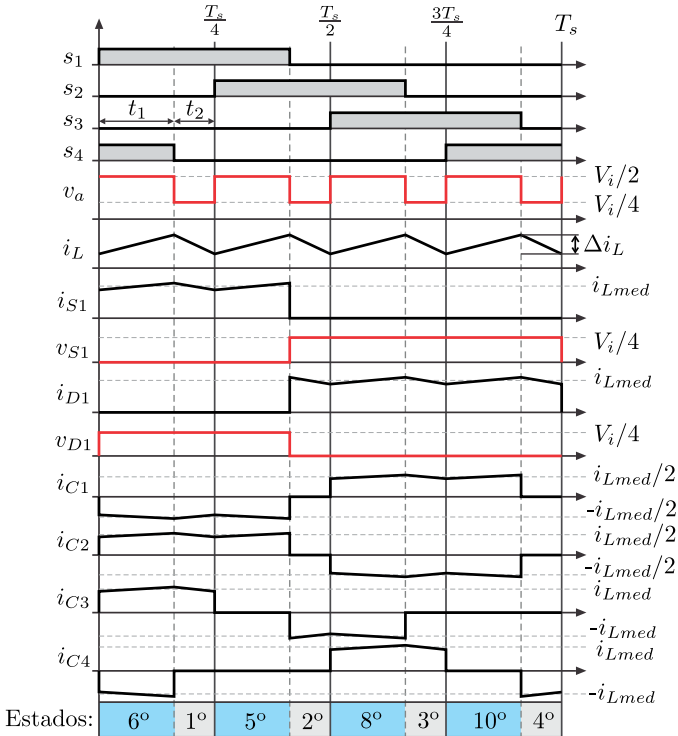


Figura 2.8: Formas de onda do conversor Buck de cinco níveis - região R2.

Tabela 2.4: Intervalos de tempo e tensão sobre o indutor - região R2.

Tempo	Valor	Tensão sobre o indutor
$t_1$	$(4D - 1) \cdot T_s/4$	$V_i/2 - V_o$
$t_2$	$(1 - 2D) \cdot T_s/2$	$V_i/4 - V_o$

Já a figura 2.9 apresenta as principais formas de onda e os estados topológicos para cada etapa de operação para o conversor operando na região R3, enquanto a tabela 2.5 apresenta os valores dos intervalos de tempo  $t_1$  e  $t_2$ , mostrados na figura 2.9, e a tensão  $v_L$  para a mesma região.

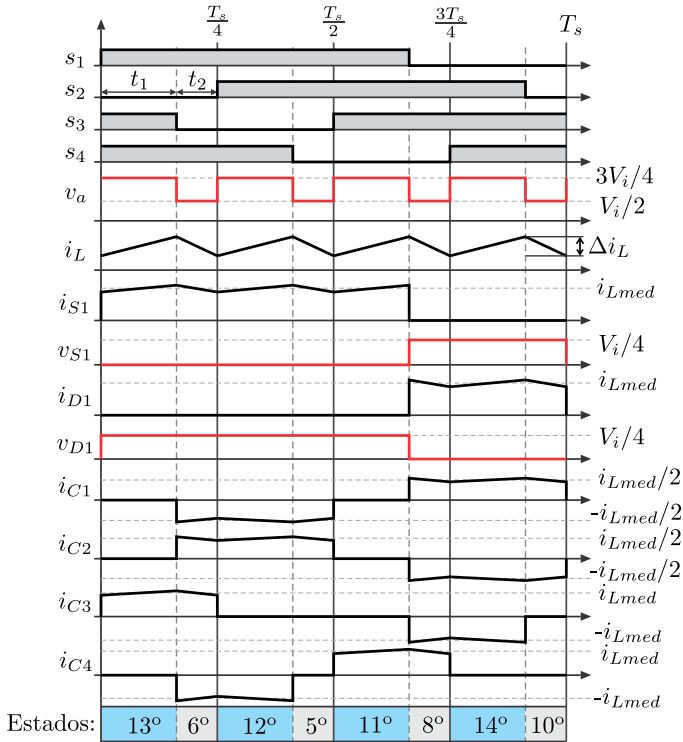


Figura 2.9: Formas de onda do conversor Buck de cinco níveis - região R3.

Tabela 2.5: Intervalos de tempo e tensão sobre o indutor - região R3.

Tempo	Valor	Tensão sobre o indutor
$t_1$	$(2D - 1) \cdot T_s/2$	$3V_i/4 - V_o$
$t_2$	$(3 - 4D) \cdot T_s/4$	$V_i/2 - V_o$

Por fim, a figura 2.10 também apresenta as principais formas de onda para a região R4, nos quais os estados topológicos correspondentes em cada etapa de operação também são indicados na figura. A tabela 2.6 apresenta os valores dos intervalos de tempo  $t_1$  e  $t_2$  e a tensão  $v_L$ , indicados na figura 2.10, para a mesma região.

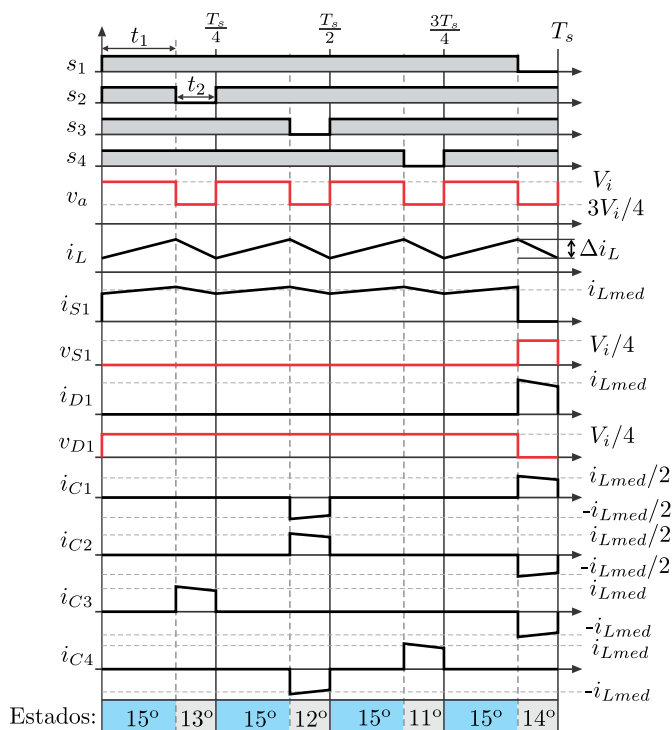


Figura 2.10: Formas de onda do conversor Buck de cinco níveis - região R4.

Tabela 2.6: Intervalos de tempo e tensão sobre o indutor - região R4.

Tempo	Valor	Tensão sobre o indutor
$t_1$	$(4D - 3) \cdot T_s/4$	$V_i - V_o$
$t_2$	$(1 - D) \cdot T_s$	$3V_i/4 - V_o$

Nas figuras 2.7 à 2.10, observa-se que a frequência da tensão de saída,  $v_a$ , e da corrente no indutor,  $i_L$ , é quatro vezes maior do que a frequência de comutação dos interruptores. Isso favorece a redução de volume do filtro de saída. Observa-se ainda, nestas figuras, que a máxima tensão sobre o interruptor  $S_1$  e o diodo  $D_1$  é  $V_i/4$ , como já citado no início deste capítulo.

### 2.2.4 Análise Teórica

A análise teórica do conversor Buck de cinco níveis baseia-se na obtenção do ganho estático, estudo da ondulação de corrente através do indutor e tensão sobre os capacitores, bem como esforço de tensão e corrente nos semicondutores, para operação no MCC. Esta análise é realizada com base nas formas de onda do conversor, mostradas nas figuras 2.7 à 2.10, e nos valores apresentados nas tabelas 2.3 à 2.6.

#### 2.2.4.1 Ganho Estático

O ganho estático do conversor Buck de cinco níveis é obtido igualando a tensão média sobre o indutor  $L$  a zero, já que o conversor opera em regime permanente, assim como mostrado em (2.1)

$$\frac{4}{T_s} \int_{t_o}^{t_o + \frac{T_s}{4}} v_L(t) dt = 0 \quad (2.1)$$

Substituindo na equação (2.1) os valores da tabela 2.3, obtém-se a equação (2.2). Esta equação é válida apenas para a região de operação R1.

$$\left(\frac{V_i}{4} - V_o\right) \cdot D \cdot T_s = V_o \left(\frac{1}{4} - D\right) \cdot T_s \quad (2.2)$$

Fazendo o mesmo para as demais regiões de operação, ou seja, utilizando os valores de intervalo de tempo e tensão sobre o indutor, apresentado agora nas tabelas 2.4, 2.5 e 2.6, obtém-se as equações (2.3), (2.4) e (2.5), que são válidas para as regiões  $R2$ ,  $R3$  e  $R4$ , respectivamente.

$$\left(\frac{V_i}{2} - V_o\right) \cdot \left(D - \frac{1}{4}\right) \cdot T_s = \left(V_o - \frac{V_i}{4}\right) \cdot \left(\frac{1}{2} - D\right) \cdot T_s \quad (2.3)$$

$$\left(\frac{3 \cdot V_i}{4} - V_o\right) \cdot \left(D - \frac{1}{2}\right) \cdot T_s = \left(V_o - \frac{V_i}{2}\right) \cdot \left(\frac{3}{4} - D\right) \cdot T_s \quad (2.4)$$

$$\left(\frac{V_i}{2} - V_o\right) \cdot \left(D - \frac{3}{4}\right) \cdot T_s = \left(V_o - \frac{3 \cdot V_i}{4}\right) \cdot \left(\frac{1}{2} - D\right) \cdot T_s \quad (2.5)$$

Simplificando as equações anteriores, obtém-se a expressão matemática do ganho estático do conversor Buck de cinco níveis, dado por

$$G_v = \frac{V_o}{V_i} = D. \quad (2.6)$$

Vale ressaltar que a simplificação das equações (2.2), (2.3), (2.4) e (2.5) apresenta o mesmo resultado, mostrado em (2.6). Logo, o ganho estático apresentado na equação (2.6) é válido para todas as regiões de operação do conversor. Observa-se que o ganho estático do conversor Buck de cinco níveis é o mesmo do conversor Buck convencional.

### 2.2.4.2 Ondulação de Corrente no Indutor

A ondulação de corrente através do indutor de saída do conversor Buck de cinco níveis apresenta comportamento diferente para cada região de operação. Sendo assim, todas as regiões devem ser analisadas. Esta ondulação é calculada analisando a tensão sobre o indutor durante o período de armazenamento ou de entrega de energia do mesmo e utilizando a conhecida equação mostrada em (2.7). Os valores apresentados nas tabelas 2.3 à 2.6 auxiliarão no cálculo da ondulação de corrente.

$$v_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (2.7)$$

• **Região R1**

Analisando o estágio de armazenamento de energia no indutor para a região R1, figura 2.7, tem-se que a tensão sobre este dispositivo é  $v_L = V_i/4 - V_o$  e o intervalo de tempo é  $\Delta t = D \cdot T_s$ , como já mostrado na tabela 2.3. Então, substituindo esses valores em (2.7), obtém-se

$$\frac{V_i}{4} - V_o = L \cdot \frac{\Delta i_L}{D \cdot T_s}. \quad (2.8)$$

Substituindo (2.6) em (2.8) e simplificando, obtém-se a ondulação de corrente através do indutor de saída do conversor em estudo, válida para a região de operação R1, dada por

$$\Delta i_L = \frac{(1 - 4 \cdot D) \cdot D \cdot V_i}{4 \cdot f_s \cdot L}. \quad (2.9)$$

• **Região R2**

Da mesma forma, analisando o estágio de armazenamento de energia no indutor para a região R2, cujos valores de tensão sobre o indutor e intervalo de tempo já foram apresentados na tabela 2.4, e utilizando (2.7), chega-se em

$$\frac{V_i}{2} - V_o = L \cdot \frac{\Delta i_L}{(4 \cdot D - 1) \cdot \frac{T_s}{4}}. \quad (2.10)$$

Simplificando (2.10), é obtida a ondulação de corrente através do indutor de saída do conversor em estudo, válida para a região de operação R2.

$$\Delta i_L = \frac{(1 - 2 \cdot D) \cdot (4 \cdot D - 1) \cdot V_i}{8 \cdot f_s \cdot L} \quad (2.11)$$

• **Região R3**

Fazendo o mesmo procedimento para a região R3 e utilizando os valores da tabela 2.5, obtém-se

$$\frac{3 \cdot V_i}{4} - V_o = L \cdot \frac{\Delta i_L}{(2 \cdot D - 1) \cdot \frac{T_s}{2}}. \quad (2.12)$$



Portanto, simplificando (2.12) obtém-se a expressão da ondulação de corrente através do indutor, válida para a região  $R3$ , apresentada em (2.13).

$$\Delta i_L = \frac{(3 - 4 \cdot D) \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot V_i}{8 \cdot f_s \cdot L} \quad (2.13)$$

• **Região  $R4$**

Por fim, analisando o estágio de armazenamento de energia no indutor para a região  $R4$ , figura 2.10, tem-se que  $v_L = 3V_i/4 - V_o$  e  $\Delta t = (3 - 4D) \cdot T_s$ , como já mostrado na tabela 2.6. Então, substituindo esses valores em (2.7), chega-se em

$$V_i - V_o = L \cdot \frac{\Delta i_L}{(4 \cdot D - 3) \cdot \frac{T_s}{4}} \quad (2.14)$$

Substituindo (2.6) em (2.14) e simplificando, é obtida a expressão da ondulação de corrente através do indutor, válida para a região  $R4$ , dada por

$$\Delta i_L = \frac{(1 - D) \cdot (4 \cdot D - 3) \cdot V_i}{4 \cdot f_s \cdot L} \quad (2.15)$$

A equação (2.16) apresenta, então, a ondulação de corrente no indutor de saída do conversor Buck de cinco níveis, considerando todas as regiões de operação do conversor.

$$\Delta i_L = \begin{cases} \frac{V_i}{4 \cdot f_s \cdot L} (1 - 4 \cdot D) \cdot D, & D < \frac{1}{4} \\ \frac{V_i}{4 \cdot f_s \cdot L} \frac{(1 - 2 \cdot D)(4 \cdot D - 1)}{2}, & \frac{1}{4} \leq D < \frac{1}{2} \\ \frac{V_i}{4 \cdot f_s \cdot L} \frac{(3 - 4 \cdot D)(2 \cdot D - 1)}{2}, & \frac{1}{2} \leq D < \frac{3}{4} \\ \frac{V_i}{4 \cdot f_s \cdot L} (1 - D)(4 \cdot D - 3), & \frac{3}{4} \leq D < 1 \end{cases} \quad (2.16)$$

Parametrizando a equação (2.16) em relação a  $V_i/(4f_sL)$ , ou seja  $\overline{\Delta i_L} = (4 \cdot f_s \cdot L \cdot \Delta i_L)/V_i$ , obtém-se a ondulação de corrente

parametrizada, apresentada por (2.17).

$$\overline{\Delta i_L} = \begin{cases} (1 - 4 \cdot D) \cdot D, & D < \frac{1}{4} \\ \frac{(1 - 2 \cdot D)(4 \cdot D - 1)}{2}, & \frac{1}{4} \leq D < \frac{1}{2} \\ \frac{(3 - 4 \cdot D)(2 \cdot D - 1)}{2}, & \frac{1}{2} \leq D < \frac{3}{4} \\ (1 - D)(4 \cdot D - 3), & \frac{3}{4} \leq D < 1 \end{cases} \quad (2.17)$$

A figura 2.11 mostra a variação da ondulação de corrente no indutor com a variação da razão cíclica para o conversor Buck de cinco níveis e Buck convencional, para efeito comparativo. Observa-se que a ondulação do conversor Buck de cinco níveis é bem inferior à ondulação do conversor Buck convencional. Observa-se, ainda, que há pontos onde a ondulação de corrente no indutor do conversor Buck de cinco níveis é nula. Esses pontos são a transição entre regiões de operação.

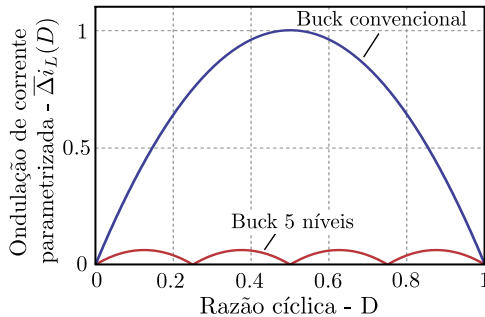


Figura 2.11: Ondulação de corrente parametrizada através do indutor do conversor Buck de cinco níveis.

### • Indutância L

Para calcular a indutância necessária que garanta uma ondulação de corrente inferior ou igual a certo valor especificado, deve-se considerar o pior caso, ou seja, o ponto de máxima ondulação de corrente. Na região  $R1$ , o ponto de máxima ondulação de corrente ocorre

em  $D_{\Delta_{imax}} = 0.125$ . Já para a região  $R2$ , este ponto de máxima ondulação de corrente ocorre em  $D_{\Delta_{imax}} = 0.375$ . Da mesma forma, para as regiões  $R3$  e  $R4$ , o ponto de máxima ondulação de corrente ocorre em  $D_{\Delta_{imax}} = 0.625$  e  $D_{\Delta_{imax}} = 0.825$ , respectivamente. Portanto, substituindo esses valores nas equações (2.9), (2.11), (2.13) e (2.15), respectivamente, ou diretamente em (2.16), obtêm-se o valor da indutância do conversor Buck de cinco níveis, apresentada em (2.18). Para a mesma ondulação de corrente e frequência de comutação, o conversor buck de cinco níveis requer uma indutância 64 vezes menor que aquela requerida pelo conversor Buck convencional.

$$L = \frac{V_i}{64 \cdot f_s \cdot \Delta i_L} \quad (2.18)$$

### 2.2.4.3 Ondulação de Tensão e Esforços de Corrente nos Capacitores

Analisando as formas de onda de corrente através dos capacitores, figuras 2.7 à 2.10, observa-se que  $\Delta v_{C1} = \Delta v_{C2}$  e  $\Delta v_{C3} = \Delta v_{C4}$ , independente da região de operação do conversor. Assim, os cálculos da ondulação de tensão e esforços de corrente serão realizados inicialmente para os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  e em seguida para os capacitores  $C_3$  e  $C_4$ , considerando todas as regiões de operação.

O cálculo da ondulação de tensão nos capacitores é realizado baseado na equação (2.19), cujo  $\Delta t_c$  é o tempo de carga ou descarga dos capacitores.

$$\Delta v_C = \frac{1}{C} \int_0^{\Delta t_c} i_C(t) dt \quad (2.19)$$

- Capacitores  $C_1$  e  $C_2$

Inicialmente é analisada a ondulação de tensão e os esforços de corrente nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  para a região de operação  $R1$  e  $R2$ . Nesta situação, o tempo de carga dos capacitores é  $\Delta t_c = D \cdot T_s$  e a corrente de carga é  $i_C(t) = i_{Lmed}/2$ . Portanto, substituindo esses valores em (2.19), obtêm-se ondulação de tensão desejada, dada por

$$\Delta v_{C1,2} = \frac{i_{Lmed} \cdot D}{2 \cdot f_s \cdot C_{1,2}}. \quad (2.20)$$

Aplicando a definição de valor eficaz na forma de onda da corrente através dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , figuras 2.7 e 2.8, tem-se

$$I_{C1ef} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \left( \frac{i_{Lmed}}{2} \right)^2 dt}. \quad (2.21)$$

Resolvendo a equação (2.21), chega-se na expressão da corrente eficaz através dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  em função da corrente média no indutor e da razão cíclica, dada por

$$I_{C1ef} = \frac{i_{Lmed}}{2} \cdot \sqrt{2 \cdot D}. \quad (2.22)$$

Analisando, agora, as formas de onda de tensão nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  para a região de operação  $R3$  e  $R4$ , figuras 2.9 e 2.10, observa-se que o tempo de carga é  $\Delta t_c = (1 - D) \cdot T_s$  e a corrente de carga é  $i_C(t) = i_{Lmed}/2$ . Substituindo esses valores em (2.19), obtém-se a ondulação de tensão desejada, apresentada em (2.23).

$$\Delta v_{C1,2} = \frac{I_{Lmed} \cdot (1 - D)}{2 \cdot f_s \cdot C_{1,2}} \quad (2.23)$$

Já a corrente eficaz nesses capacitores, para a região de operação  $R3$  e  $R4$ , é

$$I_{C1,2ef} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left( \frac{i_{Lmed}}{2} \right)^2 dt}, \quad (2.24)$$

$$I_{C1,2ef} = \frac{i_{Lmed}}{2} \cdot \sqrt{2 \cdot (1 - D)}. \quad (2.25)$$

### • Capacitores $C_3$ e $C_4$

A análise da ondulação de tensão e os esforços de corrente nos capacitores  $C_3$  e  $C_4$  é semelhante àquela apresentada para os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ . Para região de operação  $R1$ , o tempo de carga dos capacitores  $C_3$  e  $C_4$  é  $\Delta t_c = D \cdot T_s$  e a corrente de carga é  $i_C(t) = i_{Lmed}$ .

Portanto, substituindo esses valores em (2.19), obtém-se ondulação de tensão desejada, dada por

$$\Delta v_{C3,4} = \frac{i_{Lmed} \cdot D}{f_s \cdot C_{3,4}}. \quad (2.26)$$

Aplicando a definição de valor eficaz na forma de onda da corrente através dos capacitores  $C_3$  e  $C_4$ , figura 2.7, tem-se

$$I_{C3,4ef} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} (i_{Lmed})^2 dt}. \quad (2.27)$$

Resolvendo a equação (2.27), chega-se na expressão da corrente eficaz através dos capacitores  $C_3$  e  $C_4$ , válida para a região  $R1$ , apresentada em (2.28).

$$I_{C3,4ef} = i_{Lmed} \cdot \sqrt{2 \cdot D} \quad (2.28)$$

Para as regiões  $R2$  e  $R3$ , o tempo de carga dos capacitores  $C_3$  e  $C_4$  é  $\Delta t_c = T_s/4$  e a corrente de carga é  $i_C(t) = i_{Lmed}$ , obtidos das figuras 2.8 e 2.9. Substituindo esses valores em (2.19), obtém-se ondulação de tensão desejada, mostrada em (2.29).

$$\Delta v_{C3,4} = \frac{i_{Lmed}}{4 \cdot f_s \cdot C_{3,4}} \quad (2.29)$$

Já a corrente eficaz nesses capacitores, para a região de operação  $R2$  e  $R3$ , é

$$I_{C3,4ef} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{T_s/4} (i_{Lmed})^2 dt}, \quad (2.30)$$

$$I_{C3,4ef} = \frac{i_{Lmed}}{2} \cdot \sqrt{2}. \quad (2.31)$$

Observa-se que para as regiões  $R2$  e  $R3$ , a ondulação de tensão e esforços de corrente nos capacitores  $C_3$  e  $C_4$  não dependem da razão cíclica.

Por fim, a ondulação de tensão nesses capacitores, considerando a região de operação  $R4$ , é calculada com base na figura 2.10. Observe-se, nesta figura, que o tempo de carga dos capacitores  $C_3$  e  $C_4$  é  $\Delta t_c = (1-D) \cdot T_s$  e a corrente de carga é  $i_C(t) = i_{Lmed}$ . Portanto, substituindo esses valores em (2.19), obtém-se ondulação de tensão nos capacitores  $C_3$  e  $C_4$ , para esta condição, dada por

$$\Delta v_{C3,4} = \frac{i_{Lmed} \cdot (1-D)}{f_s \cdot C_{3,4}}. \quad (2.32)$$

Para esta região de operação, a corrente eficaz através de  $C_3$  e  $C_4$  é

$$I_{C3,4ef} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} (i_{Lmed})^2 dt}, \quad (2.33)$$

$$I_{C3,4ef} = i_{Lmed} \cdot \sqrt{2 \cdot (1-D)}. \quad (2.34)$$

Após esta análise, tem-se que a ondulação de tensão nos capacitores  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_4$  pode ser calculada por (2.35) e (2.36).

$$\Delta v_{C1,2} = \begin{cases} \frac{i_{Lmed}}{2 \cdot f_s \cdot C_{1,2}} \cdot D, & D < \frac{1}{2} \\ \frac{i_{Lmed}}{2 \cdot f_s \cdot C_{1,2}} \cdot (1-D), & D > \frac{1}{2} \end{cases} \quad (2.35)$$

$$\Delta v_{C3,4} = \begin{cases} \frac{i_{Lmed}}{f_s \cdot C_{3,4}} \cdot D, & D < \frac{1}{2} \\ \frac{i_{Lmed}}{4 \cdot f_s \cdot C_{3,4}}, & \frac{1}{4} < D < \frac{3}{4} \\ \frac{i_{Lmed}}{f_s \cdot C_{3,4}} \cdot (1-D), & \frac{3}{4} < D < 1 \end{cases} \quad (2.36)$$

Parametrizando as equações (2.35) e (2.36) em relação a  $i_{Lmed}/(2f_sL)$ , ou seja  $\overline{\Delta v_C} = (2 \cdot f_s \cdot C \cdot \Delta v_C)/i_{Lmed}$ , obtém-se a

ondulação de tensão parametrizada, apresentadas por (2.37) e (2.38).

$$\overline{\Delta v_{C_{1,2}}} = \begin{cases} D, & D < \frac{1}{2} \\ 1 - D, & D > \frac{1}{2} \end{cases} \quad (2.37)$$

$$\overline{\Delta v_{C_{3,4}}} = \begin{cases} 2 \cdot D, & D < \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2}, & \frac{1}{4} < D < \frac{3}{4} \\ 2 \cdot (1 - D), & \frac{3}{4} < D < 1 \end{cases} \quad (2.38)$$

A figura 2.12 mostra a variação da ondulação de tensão nos capacitores em função da variação de razão cíclica, para o conversor Buck de cinco níveis. Observa-se que a ondulação de tensão em  $C_3$  e  $C_4$  na região de operação  $R2$  e  $R3$  não depende da razão cíclica, conforme já citado.

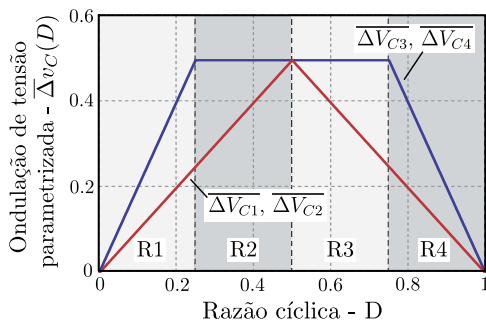


Figura 2.12: Ondulação de tensão nos capacitores  $C_{1-4}$  do conversor Buck de cinco níveis em função da razão cíclica.

- Capacitâncias  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_4$

Observa-se, ainda na figura 2.12, que a ondulação de tensão em todos os capacitores é máxima em  $D_{\Delta v_{max}} = 0.5$ . Portanto, substituindo esse valor de razão cíclica na equação (2.35) ou 2.36) obtém-se o valor da capacitância, que garante ondulação de tensão menor ou igual

à  $\Delta v_C$  para toda faixa de razão cíclica, dada por

$$C = \frac{i_{Lmed}}{4 \cdot f_s \cdot \Delta v_C}. \quad (2.39)$$

#### 2.2.4.4 Esforços nos Semicondutores

Os esforços em todos os interruptores do conversor Buck de cinco níveis é o mesmo, então apenas o interruptor  $S_1$  é analisado. O mesmo ocorre para os diodos da topologia. Vale ressaltar que a máxima tensão que os semicondutores são submetidos é  $V_i/4$ , como já citado anteriormente. Então, apenas os esforços de corrente são calculados nesta seção.

##### • Interruptor $S_1$

Aplicando a definição de valor médio na forma de onda da corrente através do interruptor  $S_1$ , ilustrada nas figuras 2.7 à 2.10, tem-se

$$I_{S1med} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} i_{Lmed} dt. \quad (2.40)$$

Portanto, resolvendo (2.40), obtém-se a equação do valor médio da corrente através do interruptor  $S_1$ , como apresentado em (2.41).

$$I_{S1med} = i_{Lmed} \cdot D \quad (2.41)$$

Aplicando, agora, a definição de valor eficaz na forma de onda da corrente através do interruptor  $S_1$ , chega-se em

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} i_{Lmed}^2 dt}. \quad (2.42)$$

Resolvendo (2.42), obtém-se a equação do valor médio da corrente através do interruptor  $S_1$ , como apresentado em (2.43).

$$I_{S1ef} = i_{Lmed} \cdot \sqrt{D} \quad (2.43)$$



### • Diodo $D_1$

Os esforços de corrente no diodo são calculados da mesma forma que foi feito para interruptor. Aplicando a definição de valor médio na forma de onda da corrente através do interruptor  $D_1$ , ilustrada nas figuras 2.7 à 2.10, obtém-se

$$I_{D1med} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} i_{Lmed} dt. \quad (2.44)$$

Portanto, a corrente média através do diodo  $D_1$  é

$$I_{D1med} = I_{Lmed} \cdot (1 - D). \quad (2.45)$$

Da mesma forma, a corrente eficaz através de  $D_1$  é calculada por

$$I_{D1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} I_{Lmed}^2 dt}, \quad (2.46)$$

$$I_{D1ef} = I_{Lmed} \cdot \sqrt{1 - D}. \quad (2.47)$$

Observa-se que os esforços de corrente nos semicondutores do conversor Buck de cinco níveis são os mesmo do conversor Buck convencional. Isto é, os esforços de corrente nos semicondutores independem do número de níveis que o conversor possa possuir. Desde modo, verifica-se que o conversor Buck multinível reduz apenas os esforços de tensão nos semicondutores, de modo que quanto maior o número de níveis, maior será a redução.

## 2.3 Conversor Boost Multinível

A topologia do conversor Boost de cinco níveis proposto neste trabalho é ilustrada na figura 2.13. Semelhante ao conversor Buck de cinco níveis, os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  do converor Boost proposto operam carregados com metade da tensão do barramento de saída ( $V_{C_1} = V_{C_2} = V_o/2$ ), enquanto os capacitores  $C_3$  e  $C_4$  operam carregados com um quarto desta mesma tensão ( $V_{C_3} = V_{C_4} = V_o/4$ ). Assim, a máxima



### 2.3.2 Estados Topológicos

O conversor Boost de cinco níveis apresenta dezesseis estados topológicos, mostrados nas figuras 2.14, 2.15 e 2.16, e os mesmos serão discutidos a seguir. As seguintes considerações são realizadas na análise deste conversor:

- O conversor opera em regime permanente no MCC;
- A carga é uma fonte de tensão constante;
- Os semicondutores são considerados ideais;
- As tensões nos capacitores estão balanceadas no seus valores corretos.

Nos quatro primeiros estados topológicos, há um apenas um interruptor em condução. A tensão que o conversor aplica antes do indutor,  $v_a$ , em cada desses estados, é  $v_a = 3V_o/4$ . Deste modo, pode-se afirmar que estes estados são redundantes do ponto de vista de transferência de energia. Por outro lado, do ponto de vista do controle das tensões nos capacitores, estes estados não são redundantes, visto que as corrente através dos capacitores apresentam comportamento diferente em cada desses estados, assim como ocorria no conversor Buck de cinco níveis. A figura 2.14 ilustra claramente os interruptores e diodos que estão conduzindo ou bloqueando, bem como, o sentido de corrente nos capacitores para cada um desses estados.

Do quinto ao décimo estado topológico, há apenas dois interruptores conduzindo simultaneamente. A tensão que o conversor aplica antes do indutor  $v_a$ , em cada desses estados, é  $v_a = V_o/2$ . Da mesma forma, esses estados são redundantes do ponto de vista de transferência de energia da entrada para saída, entretanto eles não são redundantes do ponto de vista das tensões nos capacitores. A figura 2.15 ilustra de forma clara os interruptores e diodos que estão conduzindo ou bloqueando, bem como, o sentido de corrente nos capacitores para cada um desses estados.

Do décimo primeiro ao décimo quarto estado topológico, há três interruptores conduzindo simultaneamente. A tensão que o conversor aplica antes do indutor é  $v_a = V_o/4$ . A figura 2.16 ilustra claramente os interruptores e diodos que estão conduzindo ou bloqueando, bem como, o sentido de corrente nos capacitores para cada um desses estados.

No décimo quinto estado topológico todos os interruptores estão conduzindo. A tensão que o conversor aplica antes do indutor é nula

( $v_a = 0$ ). Logo, este estado, apresentado na figura 2.16e, é o estado nulo. A tensão sobre o indutor é a própria tensão de entrada, portanto se pode afirmar que há armazenamento de energia no indutor no presente estado. Observa-se na figura 2.16e que as correntes em todos os capacitores são nulas, logo não há variação da tensão nos capacitores neste estado topológico.

Por fim, o décimo sexto estado topológico todos os interruptores estão bloqueados e, conseqüentemente, todos os diodos conduzindo, como mostrado na figura 2.16f. A tensão que o conversor aplica antes do indutor é a própria de saída ( $v_a = V_o$ ). Neste estado ocorre a transferência de energia do indutor para a carga, independente da região de operação do conversor.

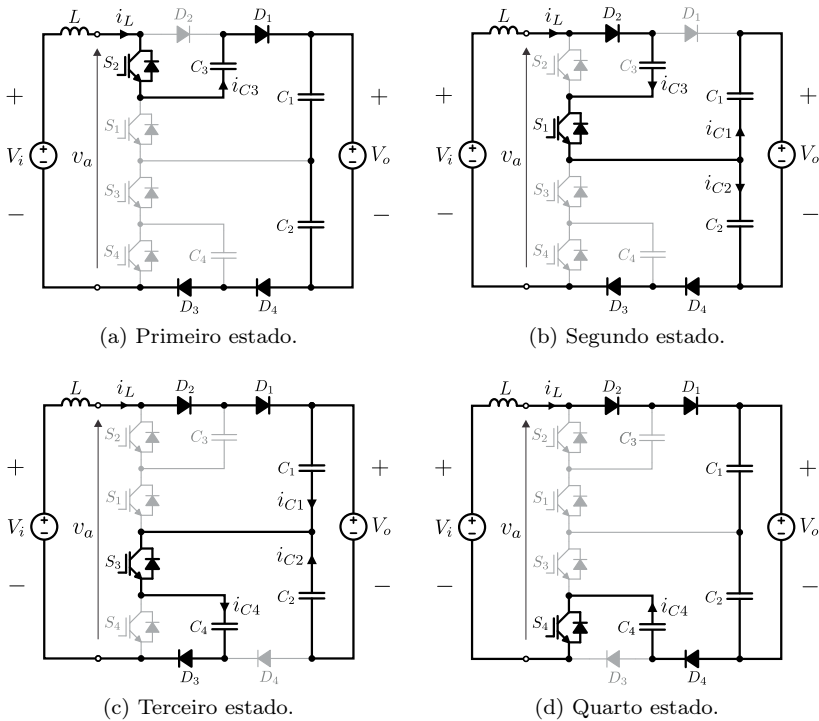


Figura 2.14: Estados topológicos do conversor Boost de 5 níveis.

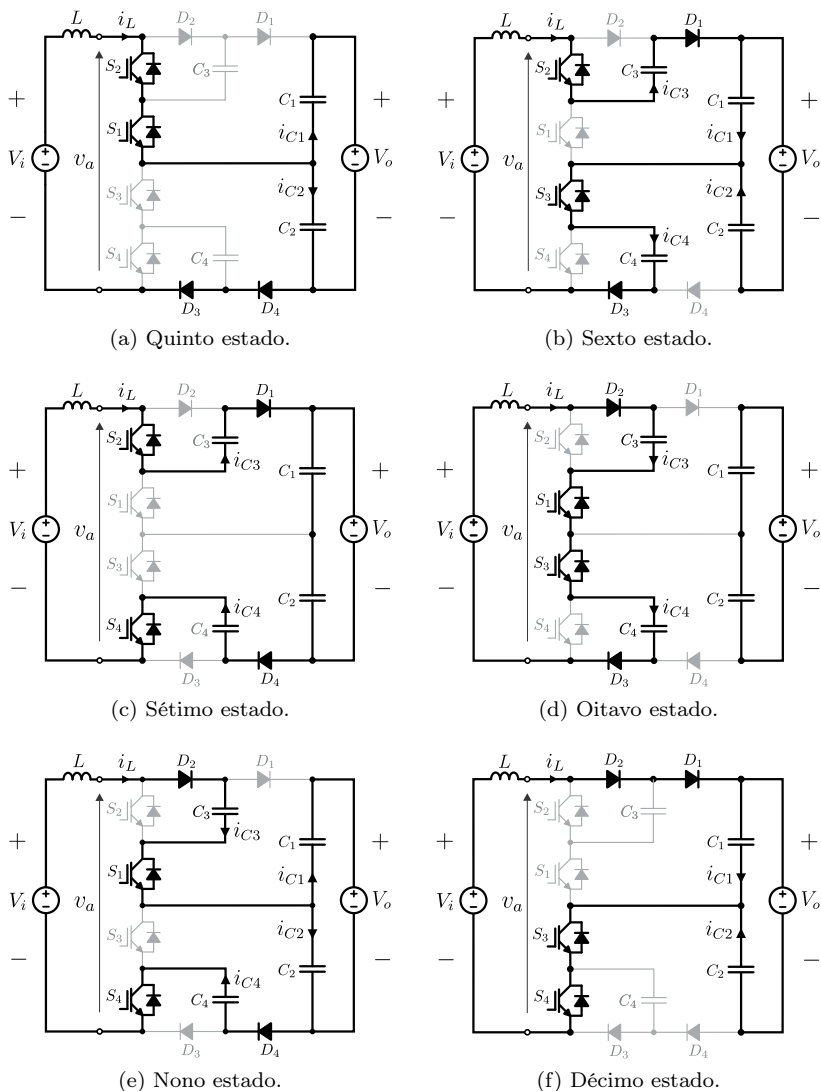


Figura 2.15: Estados topológicos do conversor Boost de 5 níveis (continuação).

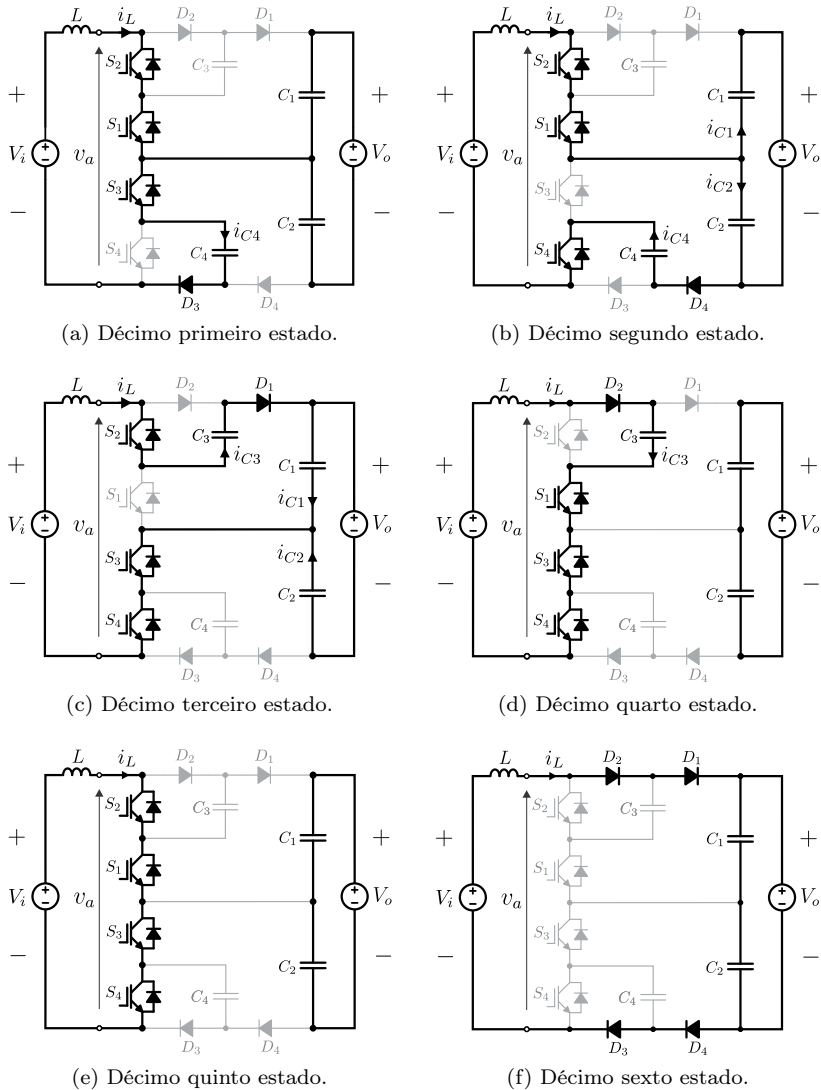


Figura 2.16: Estados topológicos do conversor Boost de 5 níveis (continuação).

A tabela 2.7 apresenta um resumo do que foi descrito e do que está ilustrado nas figuras 2.14, 2.15 e 2.16. Ou seja, esta tabela mostra o sentido das correntes através dos capacitores e a tensão que conversor aplica antes do indutor ( $v_a$ ), em função da tensão nos capacitores e da tensão de saída, para cada estado topológico do conversor Boost de cinco níveis.

Tabela 2.7: Descrição da corrente nos capacitores e tensão  $V_a$  em cada estado topológico do conversor Boost de cinco níveis.

Estado	$i_{C1}$	$i_{C2}$	$i_{C3}$	$i_{C4}$	$v_a$	$v_a$
1	0	0	-	0	$V_o - v_{C3}$	$3V_o/4$
2	-	+	+	0	$v_{C3} + v_{C2}$	$3V_o/4$
3	+	-	0	+	$v_{C1} + v_{C4}$	$3V_o/4$
4	0	0	0	-	$V_o - v_{C4}$	$3V_o/4$
5	-	+	0	0	$v_{C2}$	$V_o/2$
6	+	-	-	+	$v_{C1} - v_{C3} + v_{C4}$	$V_o/2$
7	0	0	-	-	$V_o - v_{C4} - v_{C3}$	$V_o/2$
8	0	0	+	+	$v_{C3} + v_{C4}$	$V_o/2$
9	-	+	+	-	$v_{C2} + v_{C3} - v_{C4}$	$V_o/2$
10	+	-	0	0	$v_{C1}$	$V_o/2$
11	0	0	0	+	$v_{C4}$	$V_o/4$
12	-	+	0	-	$v_{C2} - v_{C4}$	$V_o/4$
13	+	-	-	0	$v_{C1} - v_{C3}$	$V_o/4$
14	0	0	+	0	$v_{C3}$	$V_o/4$
15	0	0	0	0	0	0
16	0	0	0	0	$V_o$	$V_o$

### 2.3.3 Principais Formas de Onda

Em cada região de operação, o conversor Boost de cinco níveis apresenta oito etapas de operação em um período de comutação,  $T_s$ , podendo apresentar até oito estados topológicos. As formas de onda do conversor, considerando a ondulação de corrente no indutor, são apresentadas para cada região de operação.

A figura 2.17 apresenta as principais formas de onda do conversor

em estudo operando na região R1. Nesta figura é apresentado, ainda, o estado topológico correspondente em cada etapa de operação. A tabela 2.8 apresenta os valores dos intervalos de tempo  $t_1$  e  $t_2$ , indicados na figura 2.7, e a tensão sobre o indutor  $L$ ,  $v_L$ , para região R1. Esses valores serão utilizados no equacionamento deste conversor.

Tabela 2.8: Intervalos de tempo e tensão sobre o indutor - região R1.

Tempo	Valor	Tensão sobre o indutor
$t_1$	$D \cdot T_s$	$V_i - 3V_o/4$
$t_2$	$(1 - 4D) \cdot T_s/4$	$V_i - V_o$

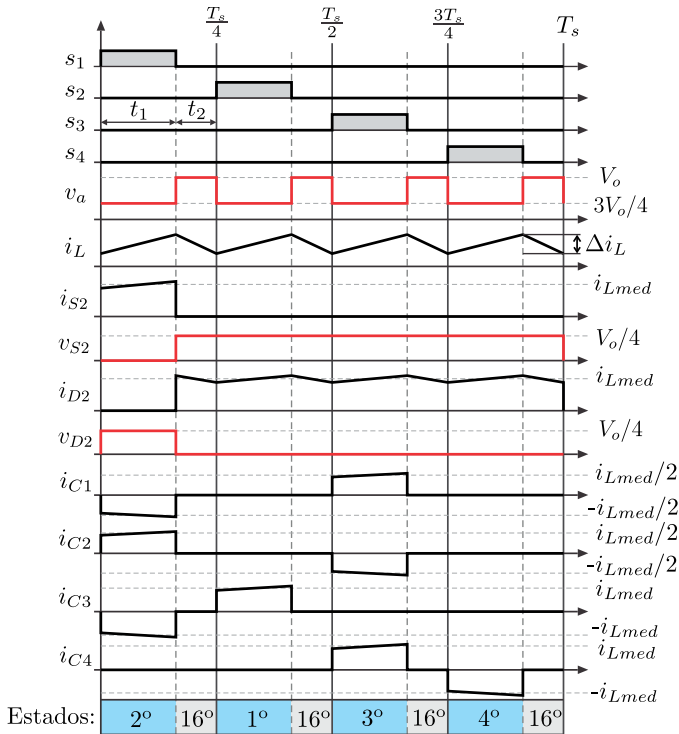


Figura 2.17: Formas de onda do conversor Boost de cinco níveis - região R1.



Da mesma forma, a figura 2.18 apresenta as principais formas de onda e os estados topológicos correspondentes em cada etapa de operação do conversor Boost proposto, operando na região R2. A tabela 2.9 apresenta os valores dos intervalos de tempo  $t_1$  e  $t_2$ , indicados na figura 2.18, e a tensão sobre o indutor  $L$ ,  $v_L$ , para a mesma região.

Tabela 2.9: Intervalos de tempo e tensão sobre o indutor - região R2.

Tempo	Valor	Tensão sobre o indutor
$t_1$	$(4D - 1) \cdot T_s/4$	$V_i - V_o/2$
$t_2$	$(1 - 2D) \cdot T_s/2$	$V_i - 3V_o/4$

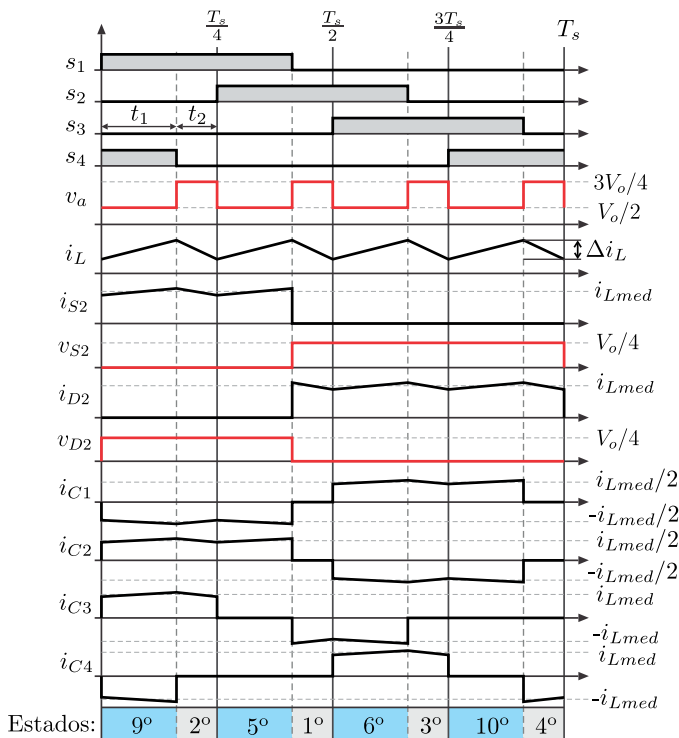


Figura 2.18: Formas de onda do conversor Boost de cinco níveis - região R2.

Já a figura 2.19 apresenta as principais formas de onda e os estados topológicos correspondentes em cada etapa de operação para o conversor operando na região  $R3$ , enquanto a tabela 2.10 apresenta os valores dos intervalos de tempo  $t_1$  e  $t_2$ , indicados na figura 2.19, e a tensão  $v_L$  para a mesma região.

Tabela 2.10: Intervalos de tempo e tensão sobre o indutor - região R3.

Tempo	Valor	Tensão sobre o indutor
$t_1$	$(2D - 1) \cdot T_s/2$	$V_i - V_o/4$
$t_2$	$(3 - 4D) \cdot T_s/4$	$V_i - V_o/2$

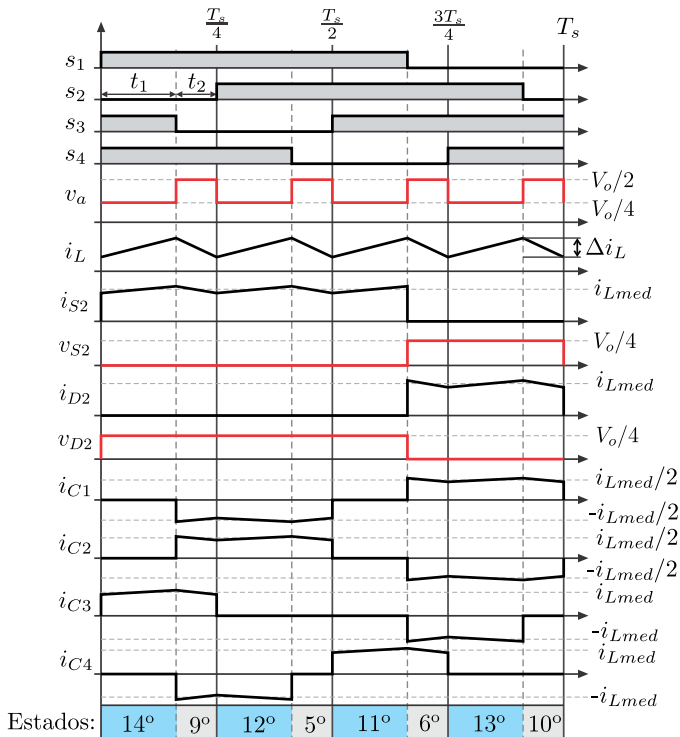


Figura 2.19: Formas de onda do conversor Boost de cinco níveis - região R3.

Por fim, a figura 2.20 também apresenta as principais formas de onda para a região  $R4$ , onde os estados topológicos correspondentes em cada etapa de operação também são indicados na figura. A tabela 2.11 apresenta os valores dos intervalos de tempo  $t_1$  e  $t_2$  e a tensão  $v_L$ , indicados na figura 2.20, para a mesma região de operação.

Tabela 2.11: Intervalos de tempo e tensão sobre o indutor - região R4.

Tempo	Valor	Tensão sobre o indutor
$t_1$	$(4D - 3) \cdot T_s/4$	$V_i$
$t_2$	$(1 - D) \cdot T_s$	$V_i - V_o/4$

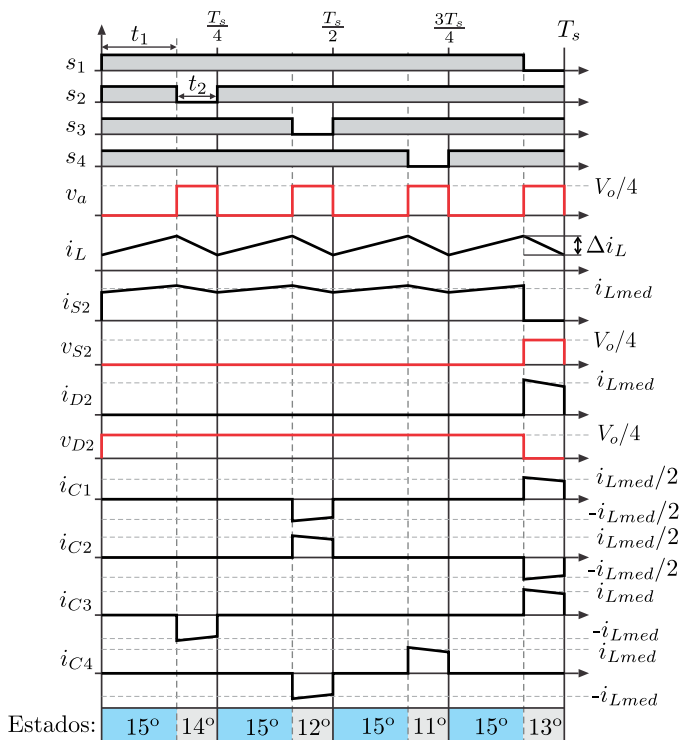


Figura 2.20: Formas de onda do conversor Boost de cinco níveis - região R4.

Analisando as figuras 2.17 à 2.20, observa-se que a frequência da corrente no indutor,  $i_L$ , é quatro vezes maior do que a frequência de comutação dos interruptores, como esperado. Isso favorece a redução de volume do indutor de entrada. Essas formas de onda são bem semelhantes às formas de onda do conversor Buck de cinco níveis. Observa-se ainda, nestas figuras, que a máxima tensão sobre o interruptor  $S_2$  e o diodo  $D_2$  é  $V_o/4$ , como já citado anteriormente.

### 2.3.4 Análise Teórica

A análise teórica do conversor Boost de cinco níveis é realizada com base nas formas de onda do conversor, mostradas nas figuras 2.17 à 2.20 e nos valores apresentados nas tabelas 2.8 à 2.11. O conteúdo destas tabelas é de grande valia e resumem a análise.

#### 2.3.4.1 Ganho Estático

O ganho estático do conversor Boost cinco níveis é calculado igualando a tensão média no indutor à zero. Logo, utiliza-se a equação (2.1).

Portanto, para obter o ganho estático deste conversor, válido para a região  $R1$ , calcula-se a tensão média no indutor utilizando os valores da tabela (2.8). Fazendo isto, obtém-se

$$\left( V_i - \frac{3 \cdot V_o}{4} \right) \cdot D \cdot T_s = (V_o - V_i) \cdot (1 - 4 \cdot D) \cdot \frac{T_s}{4}. \quad (2.48)$$

Para obter o ganho estático válido para as regiões  $R2$ ,  $R3$  e  $R4$ , faz-se o mesmo procedimento, utilizando, agora, o conteúdo das tabelas 2.9, 2.10 e 2.11, respectivamente. Deste modo, as equações (2.49), (2.50) e (2.51) são obtidas, válidas para as regiões  $R2$ ,  $R3$  e  $R4$ , respectivamente.

$$\left( V_i - \frac{V_o}{2} \right) \cdot (4 \cdot D - 1) \cdot \frac{T_s}{4} = \left( \frac{3 \cdot V_o}{4} - V_i \right) \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot \frac{T_s}{4} \quad (2.49)$$

$$\left( V_i - \frac{V_o}{4} \right) \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot \frac{T_s}{2} = \left( \frac{V_o}{2} - V_i \right) \cdot (3 - 4 \cdot D) \cdot \frac{T_s}{4} \quad (2.50)$$

$$V_i \cdot (4 \cdot D - 3) \cdot \frac{T_s}{4} = \left( \frac{V_o}{4} - V_i \right) \cdot (1 - D) \cdot T_s \quad (2.51)$$

A solução das equações anteriores resulta no ganho estático do conversor Boost de cinco níveis, válido para sua respectiva região de operação. Por outro lado, essas soluções são iguais e dadas por (2.52). Logo, o ganho estático do conversor Boost de cinco níveis, válido para todas as regiões de operação, é apresentado em (2.52).

$$G_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.52)$$

Observa-se que o ganho estático do conversor Boost de cinco níveis é o mesmo do conversor Boost convencional, sendo independente do número de níveis do conversor.

### 2.3.4.2 Ondulação de Corrente no Indutor

A ondulação de corrente no indutor de entrada do conversor Boost é calculada analisando a tensão sobre o mesmo, durante o período de armazenamento ou entrega de energia, e utilizando a equação (2.7). Nota-se que a ondulação de corrente apresenta comportamento diferente em cada região de operação, portanto, cada região será analisada.

#### • Região *R1*

A tabela 2.8 apresenta o intervalo de tempo,  $t_1$ , e a tensão sobre o indutor durante o armazenamento de energia neste dispositivo. Portanto, aplicando esses valores em (2.7), obtém-se

$$V_i - \frac{3 \cdot V_o}{4} = L \cdot \frac{\Delta i_L}{D \cdot T_s}. \quad (2.53)$$

Substituindo (2.52) em (2.53) e simplificando, é obtida a ondulação de corrente no indutor do conversor em estudo, válida para a região de operação *R1*, dada por

$$\Delta i_L = \frac{(1 - 4 \cdot D) \cdot D \cdot V_o}{4 \cdot f_s \cdot L}. \quad (2.54)$$

• **Região R2**

Da mesma forma, analisando o estágio de armazenamento de energia no indutor para a região R2, cujos valores de tensão sobre o indutor e intervalo de tempo são apresentados na tabela 2.9, e utilizando (2.7), chega-se em

$$V_i - \frac{V_o}{2} = L \cdot \frac{\Delta i_L}{(4 \cdot D - 1) \cdot \frac{T_s}{4}}. \quad (2.55)$$

Simplificando (2.55), obtém-se na expressão da ondulação de corrente no indutor, válida para a região de operação R2.

$$\Delta i_L = \frac{(1 - 2 \cdot D) \cdot (4 \cdot D - 1) \cdot V_i}{8 \cdot f_s \cdot L} \quad (2.56)$$

• **Região R3**

Fazendo o mesmo procedimento para a região R3, utilizando agora os valores da tabela 2.10, obtém-se

$$V_i - \frac{V_o}{4} = L \cdot \frac{\Delta i_L}{(2 \cdot D - 1) \cdot \frac{T_s}{2}}. \quad (2.57)$$

Substituindo (2.52) em (2.57) e simplificando, encontra-se a equação da ondulação de corrente no indutor, válido para região R3.

$$V_i = L \cdot \frac{\Delta i_L}{(4 \cdot D - 3) \cdot \frac{T_s}{4}} \quad (2.58)$$

• **Região R4**

Por fim, analisando o estágio de armazenamento de energia no indutor para a região R4, tabela 2.11, e utilizando (2.7), obtém-se

$$V_i - V_o = L \cdot \frac{\Delta i_L}{(4 \cdot D - 3) \cdot \frac{T_s}{4}}. \quad (2.59)$$

Substituindo (2.52) em (2.59) e simplificando é obtida a expressão da ondulação de corrente através do indutor, válida para a

região R4, dado por

$$\Delta i_L = \frac{(1 - D) \cdot (4 \cdot D - 3) \cdot V_o}{4 \cdot f_s \cdot L}. \quad (2.60)$$

Após a realização desta análise, pode-se definir a expressão matemática da ondulação de corrente no indutor de entrada do conversor Boost de cinco níveis, considerando todas as regiões de operações, assim como apresentado em 2.61.

$$\Delta i_L = \begin{cases} \frac{V_o}{4 \cdot f_s \cdot L} (1 - 4 \cdot D) \cdot D, & D < \frac{1}{4} \\ \frac{V_o}{4 \cdot f_s \cdot L} \frac{(1 - 2 \cdot D)(4 \cdot D - 1)}{2}, & \frac{1}{4} \leq D < \frac{1}{2} \\ \frac{V_o}{4 \cdot f_s \cdot L} \frac{(3 - 4 \cdot D)(2 \cdot D - 1)}{2}, & \frac{1}{2} \leq D < \frac{3}{4} \\ \frac{V_o}{4 \cdot f_s \cdot L} (1 - D)(4 \cdot D - 3), & \frac{3}{4} \leq D < 1 \end{cases} \quad (2.61)$$

A ondulação de corrente parametrizada,  $\overline{\Delta i_L}$ , em relação à  $V_o/(4f_sL)$  é obtida fazendo  $\overline{\Delta i_L} = (4 \cdot f_s \cdot L \cdot \Delta i_L)/V_o$ . Deste modo, obtém-se a mesma expressão já encontrada anteriormente para o conversor Buck multinível, que foi apresentada em 2.17 e é mostrada novamente em 2.62.

$$\overline{\Delta i_L} = \begin{cases} (1 - 4 \cdot D) \cdot D, & D < \frac{1}{4} \\ \frac{(1 - 2 \cdot D)(4 \cdot D - 1)}{2}, & \frac{1}{4} \leq D < \frac{1}{2} \\ \frac{(3 - 4 \cdot D)(2 \cdot D - 1)}{2}, & \frac{1}{2} \leq D < \frac{3}{4} \\ (1 - D)(4 \cdot D - 3), & \frac{3}{4} \leq D < 1 \end{cases} \quad (2.62)$$

A figura 2.21 mostra, então, o comportamento da ondulação de corrente no indutor em função da razão cíclica para o conversor Boost de cinco níveis e Boost convencional, para efeito comparativo. Observa-se que a máxima ondulação de corrente no indutor do conversor Boost de cinco níveis é 64 vezes menor que a máxima ondulação do conversor Boost convencional, assim como ocorria para o Buck multinível. Observa-se, ainda, que na transição entre regiões de operação, a ondulação de corrente no indutor do conversor é nula.

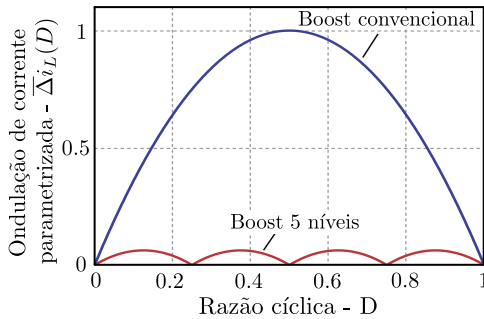


Figura 2.21: Ondulação de corrente no indutor do conversor Boost de cinco níveis em função da razão cíclica.

### • Indutância L

Para calcular a indutância necessária que garanta uma ondulação de corrente inferior ou igual a certo valor especificado, deve-se considerar o pior caso, ou seja, o ponto de máxima ondulação de corrente. Para as regiões  $R1$ ,  $R2$ ,  $R3$  e  $R4$ , os pontos de máxima ondulação de corrente ocorre em  $D_{\Delta i_{max}} = 0.125$ ,  $D_{\Delta i_{max}} = 0.375$ ,  $D_{\Delta i_{max}} = 0.625$  e  $D_{\Delta i_{max}} = 0.825$ , respectivamente. Portanto, substituindo esses valores na equação (2.61), obtém-se a expressão que define a indutância do conversor Boost de cinco níveis, assim como apresentada em (2.63). Para a mesma ondulação de corrente e frequência de comutação, o conversor Boost de cinco níveis requer uma indutância 64 vezes menor que aquela requerida pelo conversor Boost convencional.

$$L = \frac{V_o}{64 \cdot f_s \cdot \Delta i_L} \quad (2.63)$$



### 2.3.4.3 Ondulação de Tensão e Esforços de Corrente nos Capacitores

A análise da ondulação de tensão e esforços de corrente nos capacitores do conversor Boost proposto é semelhante àquela já realizada para o conversor Buck de cinco níveis, apresentada na seção 2.3.4.3. O cálculo da ondulação de tensão é realizado baseado na equação (2.19), onde  $\Delta t_c$  é o tempo de carga ou descarga dos capacitores.

Analisando as formas de onda de corrente através dos capacitores, figuras 2.17 à 2.20, observa-se que  $\Delta v_{C1} = \Delta v_{C2}$  e  $\Delta v_{C3} = \Delta v_{C4}$ , independente da região de operação do conversor. Assim, os cálculos da ondulação de tensão e esforços de corrente serão realizados inicialmente para os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  e em seguida para os capacitores  $C_3$  e  $C_4$ , considerando todas as regiões de operação.

#### • Capacitores $C_1$ e $C_2$

Inicialmente é analisada a ondulação de tensão e os esforços de corrente nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  para a região de operação  $R1$  e  $R2$ . Nesta situação, o tempo de carga dos capacitores é  $\Delta t_c = D \cdot T_s$  e a corrente de carga é  $i_C(t) = I_{Lmed}/2$ . Portanto, substituindo esses valores em (2.19), obtém-se ondulação de tensão desejada, dada por

$$\Delta v_{C1,2} = \frac{i_{Lmed} \cdot D}{2 \cdot f_s \cdot C_{1,2}}. \quad (2.64)$$

Aplicando a definição de valor eficaz na forma de onda da corrente através desses capacitores, figuras 2.17 e 2.18, tem-se

$$I_{C1ef} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \left( \frac{i_{Lmed}}{2} \right)^2 dt}. \quad (2.65)$$

Resolvendo a equação (2.65), chega-se na expressão da corrente eficaz através dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  em função da corrente média no indutor e da razão cíclica, dada por

$$I_{C1ef} = \frac{i_{Lmed}}{2} \cdot \sqrt{2 \cdot D}. \quad (2.66)$$

Analisando, agora, as formas de onda de tensão nesses capacitores para a região de operação  $R3$  e  $R4$ , figuras 2.19 e 2.20, observa-se que o tempo de carga é  $\Delta t_c = (1 - D) \cdot T_s$  e a corrente de carga é  $i_C(t) = I_{Lmed}/2$ . Substituindo esses valores em (2.19), obtêm-se ondulação de tensão desejada, apresentada em (2.67).

$$\Delta v_{C1,2} = \frac{i_{Lmed} \cdot (1 - D)}{2 \cdot f_s \cdot C_{1,2}} \quad (2.67)$$

Já a corrente eficaz nesses capacitores, para a região de operação  $R3$  e  $R4$ , é

$$I_{C1,2ef} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left( \frac{i_{Lmed}}{2} \right)^2 dt}, \quad (2.68)$$

$$I_{C1,2ef} = \frac{i_{Lmed}}{2} \cdot \sqrt{2 \cdot (1 - D)}. \quad (2.69)$$

#### • Capacitores $C_3$ e $C_4$

Para região de operação  $R1$ , o tempo de carga dos capacitores  $C_3$  e  $C_4$  é  $\Delta t_c = D \cdot T_s$  e a corrente de carga é  $i_C(t) = I_{Lmed}$ . Portanto, substituindo esses valores em (2.19), obtêm-se ondulação de tensão desejada, dada por

$$\Delta v_{C3,4} = \frac{i_{Lmed} \cdot D}{f_s \cdot C_{3,4}}. \quad (2.70)$$

Aplicando a definição de valor eficaz na forma de onda da corrente através desses capacitores, figura 2.17, tem-se

$$I_{C3,4ef} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} (i_{Lmed})^2 dt}, \quad (2.71)$$

cuja solução é

$$I_{C3,4ef} = i_{Lmed} \cdot \sqrt{2 \cdot D}. \quad (2.72)$$

Para as regiões  $R2$  e  $R3$ , o tempo de carga dos capacitores  $C_3$  e

$C_4$  é  $\Delta t_c = T_s/4$  e a corrente de carga é  $i_C(t) = I_{Lmed}$ , obtidos através das figuras 2.18 e 2.19. Substituindo esses valores em (2.19), obtém-se ondulação de tensão desejada, mostrada em (2.73).

$$\Delta v_{C3,4} = \frac{i_{Lmed}}{4 \cdot f_s \cdot C_{3,4}} \quad (2.73)$$

Já a corrente eficaz nesses capacitores, para a região de operação  $R2$  e  $R3$ , é calculada por

$$I_{C3,4ef} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{T_s/4} (I_{Lmed})^2 dt}, \quad (2.74)$$

$$I_{C3,4ef} = \frac{I_{Lmed}}{2} \cdot \sqrt{2}. \quad (2.75)$$

Observa-se que, para as regiões  $R2$  e  $R3$ , a ondulação de tensão e esforços de corrente nos capacitores  $C_3$  e  $C_4$  não dependem da razão cíclica, da mesma forma que acontecia para o conversor Buck proposto.

Por fim, a ondulação de tensão nesses capacitores, considerando a região de operação  $R4$ , é calculada com base na figura 2.20. Observa-se, nesta figura, que o tempo de carga desses capacitores é  $\Delta t_c = (1-D) \cdot T_s$  e a corrente de carga é  $i_C(t) = I_{Lmed}$ . Portanto, substituindo esses valores em (2.19), obtém-se ondulação de tensão nos capacitores  $C_3$  e  $C_4$ , para esta condição, dada por

$$\Delta v_{C3,4} = \frac{i_{Lmed} \cdot (1-D)}{f_s \cdot C_{3,4}}. \quad (2.76)$$

Aplicando a definição de valor eficaz na forma de onda da corrente através dos capacitores  $C_3$  e  $C_4$ , considerando a região de operação  $R4$ , figura 2.20, tem-se

$$I_{C3,4ef} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} (i_{Lmed})^2 dt}. \quad (2.77)$$

Portanto, para esta região de operação, a corrente eficaz através de  $C_3$  e  $C_4$  é

$$I_{C_{3,4}ef} = i_{Lmed} \cdot \sqrt{2 \cdot (1 - D)}. \quad (2.78)$$

Após esta análise, tem-se que a ondulação de tensão nos capacitores  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_4$  pode ser calculada por (2.79) e (2.79).

$$\Delta v_{C_{1,2}} = \begin{cases} \frac{I_{Lmed}}{2 \cdot f_s \cdot C_{1,2}} \cdot D, & D < \frac{1}{2} \\ \frac{I_{Lmed}}{2 \cdot f_s \cdot C_{1,2}} \cdot (1 - D), & D > \frac{1}{2} \end{cases} \quad (2.79)$$

$$\Delta v_{C_{3,4}} = \begin{cases} \frac{I_{Lmed}}{f_s \cdot C_{3,4}} \cdot D, & D < \frac{1}{2} \\ \frac{I_{Lmed}}{4 \cdot f_s \cdot C_{3,4}}, & \frac{1}{4} < D < \frac{3}{4} \\ \frac{I_{Lmed}}{f_s \cdot C_{3,4}} \cdot (1 - D), & \frac{3}{4} < D < 1 \end{cases} \quad (2.80)$$

As ondulações de tensão parametrizada,  $\overline{\Delta v_{C_{1,2}}}$  e  $\overline{\Delta v_{C_{3,4}}}$ , em relação à  $I_{Lmed}/(2f_s L)$  são obtidas fazendo  $\overline{\Delta v_C} = (2 \cdot f_s \cdot C \cdot \Delta v_C)/i_{Lmed}$ . Deste modo, obtêm-se as mesmas expressões já encontradas anteriormente para o conversor Buck multinível, e apresentada em 2.37 e 2.38.

Deste modo, a variação da ondulação de tensão parametrizada nos capacitores em função da razão cíclica é a mesma para o conversor Buck e Boost multinível, e ilustrada na figura 2.22. Observa-se que a ondulação de tensão em  $C_3$  e  $C_4$  na região de operação  $R2$  e  $R3$  não depende da razão cíclica, como já descrito na análise do conversor Buck.

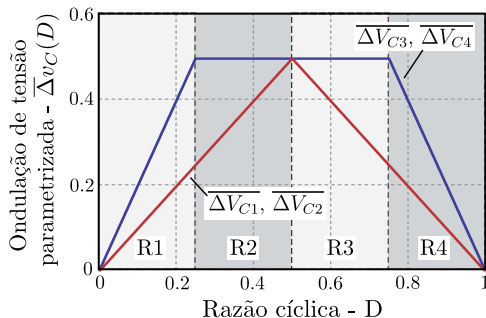


Figura 2.22: Ondulação de tensão nos capacitores  $C_{1-4}$  do conversor Boost de cinco níveis em função da razão cíclica.

- **Capacitâncias  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_4$**

Observa-se, ainda na figura 2.22, que a ondulação de tensão em todos os capacitores é máxima em  $D_{\Delta v_{max}} = 0,5$ . Portanto, substituindo esse valor de razão cíclica na equação (2.79) ou 2.80) obtém-se o valor da capacitância que garante ondulação de tensão menor ou igual a um valor especificado  $\Delta v_C$  para qualquer razão cíclica, assim como apresentado em (2.81).

$$C = \frac{I_{Lmed}}{4 \cdot f_s \cdot \Delta v_C} \quad (2.81)$$

É importante notar que a equação que define as capacitâncias do conversor Boost de cinco níveis é a mesma daquela utilizada para o conversor Buck de cinco níveis.

#### 2.3.4.4 Esforços nos Semicondutores

Os esforços em todos os interruptores do conversor Boost de cinco níveis é mesmo, então apenas o interruptor  $S_2$  será analisado. O mesmo ocorre para os diodos da topologia.

• **Interruptor  $S_2$**

Aplicando a definição de valor média na forma de onda da corrente através do interruptor  $S_2$ , ilustrada nas figuras 2.17 à 2.20, tem-se

$$I_{S1med} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} i_{Lmed} dt. \quad (2.82)$$

Portanto, resolvendo (2.82), obtém-se a equação do valor médio da corrente através do interruptor  $S_2$ , como apresentado em (2.83).

$$I_{S1med} = i_{Lmed} \cdot D \quad (2.83)$$

Aplicando, agora, a definição de valor eficaz na forma de onda da corrente através do interruptor  $S_2$ , tem-se

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} i_{Lmed}^2 dt}. \quad (2.84)$$

Resolvendo (2.84), obtém-se a equação do valor médio da corrente através do interruptor  $S_2$ , como apresentado em (2.85).

$$I_{S1ef} = I_{Lmed} \cdot \sqrt{D} \quad (2.85)$$

• **Diodo  $D_2$**

Os esforços de corrente no diodo são calculados da mesma forma que foi feita para interruptor. Aplicando a definição de valor médio na forma de onda da corrente através do interruptor  $D_2$ , ilustrada nas figuras 2.17 à 2.20, resulta em

$$I_{D1med} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} I_{Lmed} dt. \quad (2.86)$$

Portanto, a corrente média através do diodo  $D_2$  é

$$I_{D1med} = I_{Lmed} \cdot (1 - D). \quad (2.87)$$

Da mesma forma, a corrente eficaz através de  $D_2$  é

$$I_{D1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} I_{Lmed}^2 dt}, \quad (2.88)$$

$$I_{D1ef} = I_{Lmed} \cdot \sqrt{1 - D}. \quad (2.89)$$

Como já citado anteriormente, a máxima tensão que os semicondutores são submetidos é  $V_o/4$ . Deste modo, observa-se que os esforços de corrente nos semicondutores do conversor Boost de cinco níveis é igual aos esforços nos semicondutores do conversor Boost convencional. Portanto, o conversor Boost multinível reduz apenas os esforços de tensão nos semicondutores.

## 2.4 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados e estudados os conversores Buck e Boost de cinco níveis propostos neste trabalho. A estratégia de modulação, etapas de operação, principais formas de onda e todo o equacionamento do conversor operando em regime permanente no modo de condução contínua foram apresentados neste capítulo.

Após esta análise, verificou-se que estes conversores apresentam as seguintes vantagens: os interruptores bloqueiam apenas fração da tensão do barramento; os elementos magnéticos operam com frequência múltipla da frequência de comutação, reduzindo, assim, seu tamanho e volume consideravelmente; tensão reduzida sobre os capacitores; ausência de um transformador; e baixo número de componentes.

O estudo teórico mostrou que o ganho estático e os esforços de corrente nos semicondutores dos conversores multiníveis propostos são iguais aos dos conversores convencionais equivalentes. Além disso, a potência comutada dos conversores multiníveis e dos conversores de dois níveis são iguais. Portanto, isso indica que o aproveitamento dos semicondutores em ambos os conversores, dois níveis ou multiníveis, é o mesmo.





### 3 ANÁLISE ESTÁTICA DO CONVERSOR CC-CC BUCK+BOOST BIDIRECIONAL

#### 3.1 Introdução

Neste capítulo será realizado o estudo do conversor cc-cc bidirecional Buck+Boost multinível, operando em regime permanente. A topologia do conversor de cinco níveis é mostrada na figura 3.1.

Esta topologia apresenta a característica de fonte de tensão em sua entrada e em sua saída, além de ser abaixadora/elevadora de tensão. Portanto, observa-se que há uma simetria no conversor, no qual tanto a entrada como a saída apresentam as mesmas características.

Apesar da figura 3.1 apresentar o conversor completo, ele pode ser dividido em dois blocos, assim como mostrado na figura 3.2, para facilitar sua descrição. Esses blocos são denominados de conversor *A* e conversor *B* e os componentes receberão o subíndice ‘*a*’ ou ‘*b*’ para indicar a qual conversor eles pertencem. Isto é, o interruptor  $S_{1a}$  pertence ao conversor *A*, enquanto o interruptor  $S_{3b}$  pertence ao conversor *B*. O mesmo é válido para os capacitores.

Sempre haverá um conversor operando no modo Buck e outro no modo Boost. Por isso, o estudo dos conversores Buck e Boost multiníveis, apresentado no capítulo 2, é importante para a análise deste conversor.

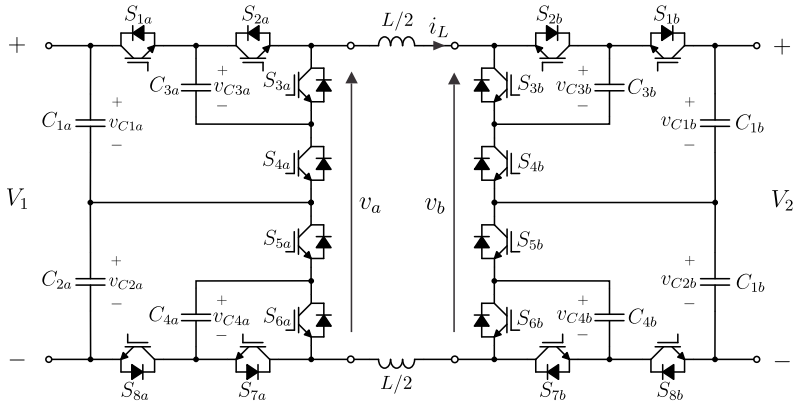


Figura 3.1: Topologia do conversor bidirecional Buck+Boost multinível proposta.

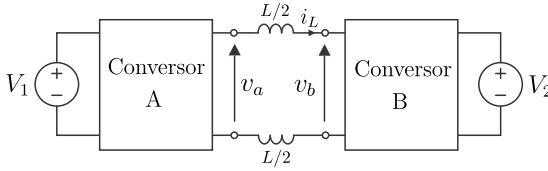


Figura 3.2: Circuito simplificado do conversor proposto.

Os conversores  $A$  e  $B$  operam sincronizados e com a mesma razão cíclica. Neste capítulo será mostrado que defasagem na operação desses conversores implica na redução da ondulação de corrente no indutor, ou na redução da indutância requerida, e o estudo para minimizar a indutância necessária é apresentado. Além disso, a estratégia de modulação e a análise teórica do conversor  $CC$  serão descritos neste capítulo.

### 3.2 Estratégia de Modulação

A estratégia de modulação do conversor Buck+Boost proposto é semelhante àquela apresentada previamente para os conversores Buck e Boost. Isto é, o modulador é baseado em 8 portadoras, sendo quatro, defasadas de  $90^\circ$  entre si, para o conversor  $A$  e outras quatro, também defasadas de  $90^\circ$  entre si, para o conversor  $B$ . Logo, o conversor bidirecional também apresenta quatro regiões de operação, de acordo com a razão cíclica  $D$ , assim como ocorria para os conversores unidirecionais estudados anteriormente. É importante notar que as portadoras do conversor  $A$  podem estar defasadas das portadoras do conversor  $B$  de um ângulo  $\varphi$ . O estudo da influência desta defasagem no conversor Buck+Boost será realizado no decorrer deste capítulo.

Considerando que o conversor bidirecional opere com corrente positiva no indutor ( $i_L > 0$ ), ou seja a fonte  $V_1$  entregando energia para a fonte  $V_2$ , então o conversor  $A$  opera no modo Buck e o  $B$  opera no modo Boost. Neste caso, é definido que a razão cíclica  $D$  é aplicada nos interruptores  $S_{1a}$ ,  $S_{2a}$ ,  $S_{7a}$  e  $S_{8a}$  do conversor  $A$ , e nos interruptores  $S_{3b}$ ,  $S_{4b}$ ,  $S_{5b}$  e  $S_{6b}$  do conversor  $B$ . Consequentemente, a razão cíclica complementar é aplicada nos interruptores  $S_{3a}$ ,  $S_{4a}$ ,  $S_{5a}$  e  $S_{6a}$  do conversor  $A$ , e nos interruptores  $S_{1b}$ ,  $S_{2b}$ ,  $S_{7b}$  e  $S_{8b}$  do conversor  $B$ .

Vale ressaltar que os interruptores  $S_{1a}$  e  $S_{4a}$  operam de forma complementar. Então o modulador PWM do conversor bidirecional deve gerar um pulso para  $S_{4a}$  complementar ao pulso de  $S_{1a}$ . Os

seguintes pares de interruptores também operam de forma complementar:  $S_{2a}$  e  $S_{3a}$ ;  $S_{8a}$  e  $S_{5a}$ ;  $S_{7a}$  e  $S_{6a}$ . O mesmo é válido para os interruptores do conversor  $B$ .

A figura 3.3 apresenta o circuito do modulador PWM do conversor Buck+Boost proposto. Esta figura ilustra claramente como são gerados os sinais de gatilhos dos interruptores a partir de cada portadora, além de mostrar quais sinais são complementares e a defasagem  $\varphi$  entre as portadoras dos conversores  $A$  e  $B$ .

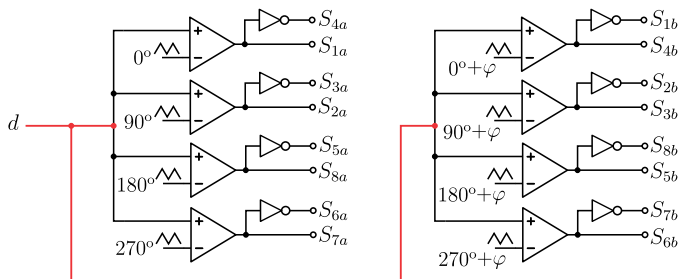


Figura 3.3: Modulador PWM do conversor bidirecional proposto.

### 3.3 Análise de Funcionamento

Para entender o funcionamento do conversor Buck+Boost bidirecional proposto é realizada uma análise inicial, onde uma breve explanação do princípio de funcionamento e a obtenção do ganho estático são apresentadas.

Considerando, nesta análise,  $\varphi = 0$  e considerando também que, tanto a entrada (fonte) quanto a saída (carga) do conversor são fontes de tensão constante, então o conversor Buck+Boost opera impondo as tensões  $v_a(t)$  e  $v_b(t)$  nos terminais do seu indutor. Essas tensões apresentam um formato retangular e são ilustradas na figura 3.4, para meio período de comutação. Os níveis inferiores e superiores das tensões  $v_a(t)$  e  $v_b(t)$  ( $V_{a,max}$ ,  $V_{a,min}$ ,  $V_{b,max}$  e  $V_{b,min}$ ) e os intervalos de tempo  $t_1$  e  $t_2$ , figura 3.4, dependem da região de operação do conversor.

Desta maneira, a tabela 3.1 mostra a definição das regiões de operação e os valores de  $V_{a,max}$ ,  $V_{a,min}$ ,  $V_{b,max}$  e  $V_{b,min}$  para cada região. Já a tabela 3.2 apresenta os valores dos intervalos de tempo  $t_1$  e  $t_2$  para cada região de operação.

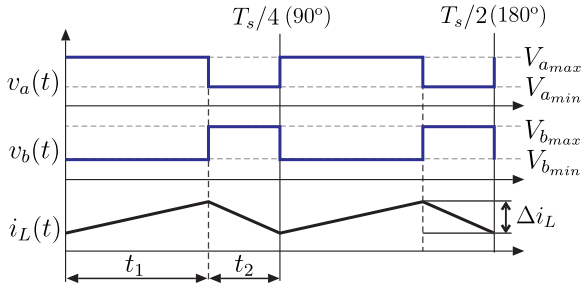


Figura 3.4: Formas de onda das tensões  $v_a$  e  $v_b$  e corrente no indutor,  $i_L$ .

Tabela 3.1: Regiões de operação e níveis das tensões  $v_a$  e  $v_b$  do conversor Buck+Boost.

Regiões	Razão Cíclica	$V_{a_{max}}$	$V_{a_{min}}$	$V_{b_{max}}$	$V_{b_{min}}$
R1	$d < 1/4$	$V_1/4$	0	$V_2$	$3V_2/4$
R2	$1/4 < d < 1/2$	$V_1/2$	$V_1/4$	$3V_2/4$	$V_2/2$
R3	$1/2 < d < 3/4$	$3V_1/4$	$V_1/2$	$V_2/2$	$V_2/4$
R4	$3/4 < d < 1$	$V_1$	$3V_1/4$	$V_2/4$	0

Tabela 3.2: Intervalos de  $t_1$  e  $t_2$  para cada região de operação.

Regiões	$t_1$	$t_2$
R1	$D \cdot T_s$	$(1 - 4D) \cdot T_s/4$
R2	$(4D - 1) \cdot T_s/4$	$(1 - 2D) \cdot T_s/2$
R3	$(2D - 1) \cdot T_s/2$	$(3 - 4D) \cdot T_s/4$
R4	$(4D - 3) \cdot T_s/4$	$(1 - D) \cdot T_s$

A partir da figura 3.1 ou 3.2, verifica-se que a tensão sobre o indutor é definida por

$$v_L(t) = v_a(t) - v_b(t). \quad (3.1)$$

Independente da região de operação do conversor em estudo tem-

se que  $|V_{a_{max}}| > |V_{b_{min}}|$  e  $|V_{b_{max}}| > |V_{a_{min}}|$ . Portanto, durante o intervalo de tempo  $t_1$ , a tensão sobre o indutor é positiva, carregando-o, e no intervalo de tempo  $t_2$  a tensão sobre o indutor é negativa, descarregando-o. A forma de onda de corrente no indutor também é ilustrada na figura 3.4.

Considerando que o conversor opera em regime permanente, então a tensão média sobre o indutor em um quarto do período de comutação ( $T_s/4$ ) é nula, assim como expressado em (3.2).

$$\frac{4}{T_s} \cdot \int_0^{T_s/4} [v_a(t) - v_b(t)] dt = 0 \quad (3.2)$$

O ganho estático do conversor Buck+Boost proposto é obtido utilizando a expressão (3.2) em qualquer uma das regiões de operação, resultado em

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{D}{1-D}. \quad (3.3)$$

A expressão do ganho estático mostrada em (3.3) já era esperado, visto que o ganho estático do conversor Buck de cinco níveis é  $D$  e o do conversor Boost de cinco níveis é  $1/(1-D)$ .

Uma observação importante que deve ser feita, é que o valor médio de  $v_a(t)$  é  $V_a = D \cdot V_1$ , e o valor médio de  $v_b(t)$  é  $V_b = V_2 \cdot (1-D)$ . Como a tensão média no indutor é nula, então a tensão média em  $v_a(t)$  é igual à tensão média de  $v_b(t)$ , assim  $V_a = V_b$ . Esta é outra maneira de obter o ganho estático.

É importante ressaltar ainda que as tensões médias  $V_a$  e  $V_b$  dependem apenas dos níveis de tensão  $v_a(t)$  e  $v_b(t)$  ( $V_{a_{max}}$ ,  $V_{a_{min}}$ ,  $V_{b_{max}}$  e  $V_{b_{min}}$ ) e dos intervalos de tempo  $t_1$  e  $t_2$ . Portanto, a defasagem  $\varphi$  não influencia no ganho estático do conversor.

### 3.4 Estudo da Ondulação de Corrente no Indutor

Como já citado, os conversores  $A$  e  $B$ , figura 3.2, podem operar com suas portadoras defasadas de um ângulo definido por  $\varphi$ , o que acarreta em uma defasagem de  $\varphi$  entre as tensões  $v_a(t)$  e  $v_b(t)$ . Essa defasagem não influencia no ganho estático do conversor, já que este parâmetro depende apenas dos valores médios de  $v_a(t)$  e  $v_b(t)$  ( $V_a$  e

$V_b$ ). Por outro lado, esta defasagem influencia diretamente na tensão instantânea sobre o indutor, dada por (3.1), o que acarreta em uma influência direta na ondulação de corrente no indutor. Deste modo, é realizado a seguir o estudo da relação entre a defasagem  $\varphi$  e a ondulação de corrente no indutor, a fim de obter o ângulo que minimize esta ondulação.

Este estudo é feito considerando diversos intervalos para o ângulo de defasagem  $\varphi$ , e verificando o comportamento da tensão e corrente instantânea no indutor  $L$  em todas as regiões de operação do conversor. A figura 3.5 mostra as três faixas de ângulo  $\varphi$  que devem ser analisadas. Observa-se, nesta figura, que a defasagem está representada por  $\delta$ . Este parâmetro representa a defasagem parametrizada e está relacionado com o ângulo  $\varphi$  de acordo com a equação (3.4). A frequência das tensões  $v_a(t)$  e  $v_b(t)$  é quatro vezes maior que a frequência de comutação. Portanto, após um intervalo de tempo de  $T_s/4$ , essas formas de onda se repetem, assim como as formas de onda de tensão e corrente no indutor. Sendo assim, o ângulo  $\varphi$  será limitado a 90 graus ( $0 < \varphi < 90$ ) e, conseqüentemente, o parâmetro  $\delta$  será limitado a  $1/4$  ( $0 < \delta < 1/4$ ).

$$\delta = \frac{\varphi}{360} \quad (3.4)$$

Em cada região de operação, há valores de razão cíclica que implicam em  $t_1 < t_2$  e outros valores que implicam na relação inversa, ou seja,  $t_1 > t_2$ . Para  $t_1 < t_2$ , os três intervalos do ângulo de deslocamento são delimitados por: ( $\delta < t_1$ ), ( $t_1 < \delta < t_2$ ) e ( $\delta > t_2$ ), assim como mostrado na figura 3.5. Porém, para  $t_1 > t_2$ , esses intervalos passam a ser delimitados por: ( $\delta < t_2$ ), ( $t_2 < \delta < t_1$ ) e ( $\delta > t_1$ ). A mudança dos limites destes intervalos influencia na tensão instantânea sobre o indutor. Portanto, isto também deve ser levado em consideração na análise da ondulação de corrente no indutor.

Por fim, o último fator que também deve ser levado em conta, é que  $|V_{a_{max}}| > |V_{b_{min}}|$  e  $|V_{b_{max}}| > |V_{a_{min}}|$ . Porém, a relação entre  $V_{a_{max}}$  e  $V_{b_{max}}$ , bem como a relação entre  $V_{a_{min}}$  e  $V_{b_{min}}$  não está bem definida, pois dependem da razão cíclica de operação. Mesmo dentro de uma região de operação, há valores de razão cíclica em que  $V_{a_{max}} > V_{b_{max}}$  e outros valores que esta relação é inversa. Isto também tem influência direta na tensão instantânea sobre o indutor e, portanto, será considerado nesta análise.

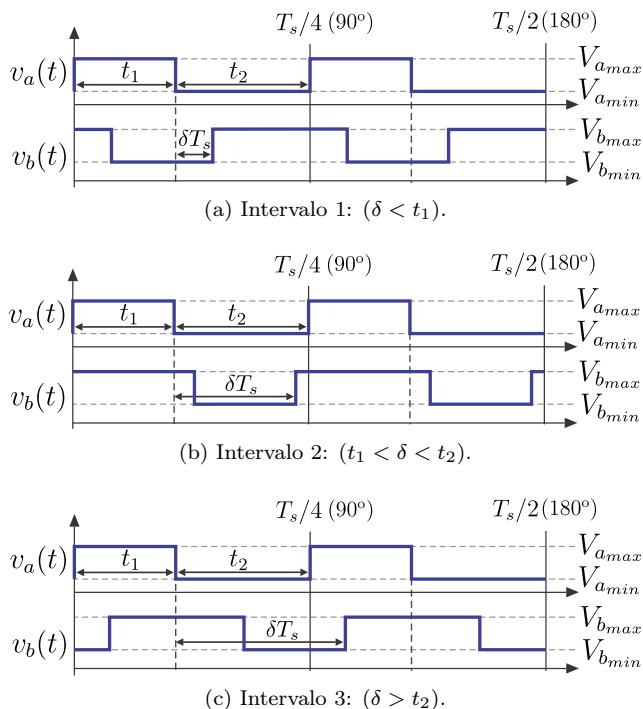


Figura 3.5: Intervalos do ângulo de deslocamento  $\varphi$ .

Considerando todos esses fatores descritos, o estudo da ondulação de corrente no indutor é realizado a seguir para cada região de operação, na qual é utilizada a equação que relaciona ondulação corrente e tensão instantânea no indutor, mostrada em (3.5).

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \cdot \int_0^{t_1} v_L(t) dt \quad (3.5)$$

### 3.4.1 Região R1

Na região de operação R1 ( $0 < D < 0,25$ ), os níveis das tensões  $v_a(t)$  e  $v_b(t)$  são:  $V_{a_{min}} = 0$ ,  $V_{a_{max}} = V_1/4$ ,  $V_{b_{min}} = 3V_2/4$ ,  $V_{b_{max}} = V_2$ , assim como mostrado na tabela 3.1. Os parâmetros  $V_{b_{max}}$  e  $V_{b_{min}}$  podem ser descritos em função da tensão  $V_1$ , utilizando a relação do

ganho estático, assim como mostrado em (3.6).

$$\begin{cases} V_{b_{\max}} = V_1 \cdot \left( \frac{D}{1-D} \right) \\ V_{b_{\min}} = \frac{3 \cdot V_1}{4} \cdot \left( \frac{D}{1-D} \right) \end{cases} \quad (3.6)$$

A partir de (3.6), pode-se obter a relação entre  $V_{a_{\max}}$  e  $V_{b_{\max}}$ , bem como a relação entre  $V_{a_{\min}}$  e  $V_{b_{\min}}$ , levando em conta a faixa de operação da razão cíclica. Para qualquer valor de razão cíclica, a relação  $|V_{b_{\min}}| > |V_{a_{\min}}|$  é válida, pois  $V_{a_{\min}} = 0$ . Já a relação entre  $V_{a_{\max}}$  e  $V_{b_{\max}}$  é obtida partindo do pressuposto que

$$V_{a_{\max}} > V_{b_{\max}}. \quad (3.7)$$

Substituindo (3.6) em (3.7), obtém-se a desigualdade

$$\frac{V_1}{4} - V_1 \cdot \frac{D}{1-D} > 0. \quad (3.8)$$

Resolvendo esta inequação, chega-se na relação procurada, como apresentada em 3.9. Observa-se que, mesmo dentro de uma região de operação, a relação entre  $V_{a_{\max}}$  e  $V_{b_{\max}}$  se altera, de acordo com (3.9). Logo, isto implica que a ondulação de corrente no indutor para  $D < 0,2$  será diferente da ondulação para  $D > 0,2$ , para um determinado  $\varphi$ . Portanto, esses dois intervalos de razão cíclica devem ser considerados na análise.

$$\begin{cases} \frac{V_1}{4} - V_2 < 0, & D > 0,2 \\ \frac{V_1}{4} - V_2 > 0, & D < 0,2 \end{cases} \quad (3.9)$$

Os intervalos de tempo  $t_1$  e  $t_2$  nesta região de operação são dados por  $t_1 = D \cdot T_s$  e  $t_2 = (1 - 4D) \cdot T_s/4$ , respectivamente, tabela 3.2. Portanto, uma razão cíclica  $D < 0,125$  implica em  $t_1 > t_2$ , consequentemente,  $D > 0,125$  implica em  $t_1 < t_2$ . Assim, esses dois intervalos de razão cíclica são considerados no estudo da ondulação de corrente no indutor.

De forma resumida, para a região  $R_1$  é necessário analisar três



condições de razão cíclica, para cada ângulo de deslocamento, como destacado a seguir. Como há três intervalos de ângulo de deslocamento (também destacados abaixo), então, há nove possibilidades que serão analisadas nesta seção.

	<u>Razão Cíclica (<math>D</math>)</u>	×	<u>Deslocamento (<math>\delta T_s</math>)</u>	
1 <sup>a</sup>	$0 < D < 0,125$		$0 < \delta T_s < t_1$	1 <sup>a</sup>
2 <sup>a</sup>	$0,125 < D < 0,2$		$t_1 < \delta T_s < t_2$	2 <sup>a</sup>
3 <sup>a</sup>	$0,2 < D < 0,25$		$t_2 < \delta T_s < T_s/4$	3 <sup>a</sup>

- **Primeira condição:**  $(0 < D < 0,125)$  e  $(\delta < t_1)$ .

Inicialmente é estudada a influência do deslocamento  $\varphi$  na ondulação de corrente, quando o conversor opera na faixa de razão cíclica  $0 < D < 0,125$  e defasagem máxima de  $\delta < t_1$ . As formas de onda das tensões  $v_a(t)$  e  $v_b(t)$ , e da tensão  $v_L(t)$  e corrente  $i_L(t)$  no indutor são ilustradas na figura 3.6 para esta condição de operação. Percebem-se, nesta figura, que há diferentes derivadas de corrente de acordo com o intervalo de tempo.

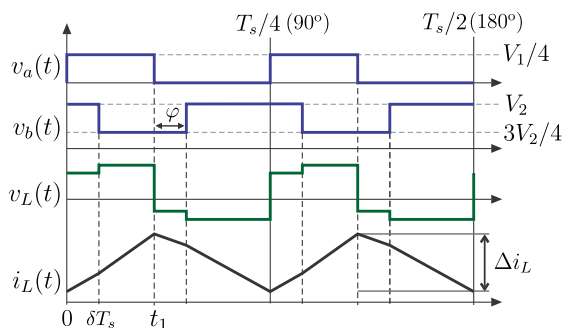


Figura 3.6: Formas de onda das tensões  $v_a$  e  $v_b$  e corrente no indutor,  $i_L$ , para condição 1 e região R1

Aplicando em (3.5) os valores de tensão no indutor para o intervalo de tempo de 0 à  $t_1$ , obtém-se

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \cdot \int_0^{\delta} \left( \frac{V_1}{4} - V_2 \right) dt + \frac{1}{L} \cdot \int_{\delta}^{t_1} \left( \frac{V_1}{4} - \frac{3 \cdot V_2}{4} \right) dt. \quad (3.10)$$

Substituindo (3.3) em (3.10) e resolvendo-a, chega-se na expressão da ondulação de corrente no indutor em função da razão cíclica e do deslocamento  $\delta$ , dada por

$$\Delta i_L = \frac{V_1 \cdot D \cdot (4 \cdot D + \delta - 1)}{4 \cdot L \cdot f_s \cdot (D - 1)}. \quad (3.11)$$

- **Segunda condição:** ( $0 < D < 0,125$ ) e ( $t_1 < \delta < t_2$ ).

Considerando a mesma faixa de razão cíclica e variando o ângulo de deslocamento para o segundo intervalo, ou seja,  $t_1 < \delta < t_2$ , modifica-se as formas de onda de tensão e corrente no indutor, como ilustrado na figura 3.7. Desta forma, a expressão da ondulação de corrente no indutor também é modificada.

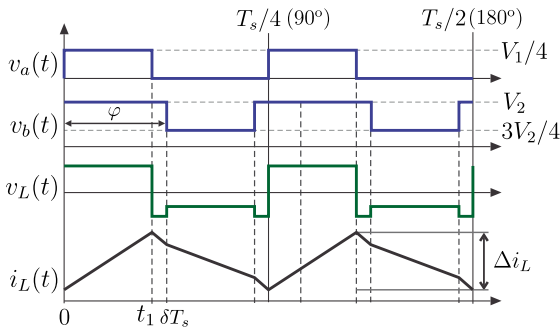


Figura 3.7: Formas de onda das tensões  $v_a$  e  $v_b$  e corrente no indutor,  $i_L$ , para condição 2 e região R1

Assim como no caso anterior, a equação (3.12) é obtida aplicando em (3.5) os valores de tensão no indutor para o intervalo de tempo de 0 à  $t_1$ .

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \cdot \int_0^{t_1} \left( \frac{V_1}{4} - V_2 \right) dt \quad (3.12)$$

Resolvendo a equação anterior, chega-se na expressão da ondulação de corrente no indutor, mostrada em (3.13). Observa-se que esta

expressão é função apenas da razão cíclica e não depende de  $\delta$ .

$$\Delta i_L = \frac{V_1 \cdot D \cdot (1 - 5 \cdot D)}{4 \cdot L \cdot f_s \cdot (1 - D)} \quad (3.13)$$

- **Terceira condição:** ( $0 < D < 0,125$ ) e ( $t_2 < \delta < T_s/4$ ).

Considerando, ainda, a mesma faixa de razão cíclica e variando agora o ângulo de deslocamento para o terceiro intervalo, ou seja,  $t_2 < \delta < T_s/4$ , tem-se as formas de onda de tensão e corrente no indutor, mostradas na figura 3.8.

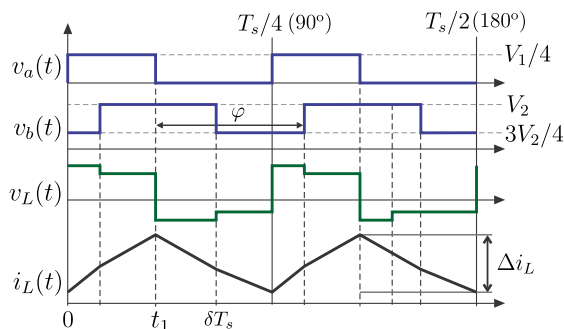


Figura 3.8: Formas de onda das tensões  $v_a$  e  $v_b$  e corrente no indutor,  $i_L$ , para condição 3 e região  $R1$

Aplicando em (3.5) os valores de tensão no indutor para o intervalo de tempo de  $t_1$  à  $T_s/4$ , chega-se na expressão

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \cdot \int_{t_1}^{\delta} V_2 \cdot dt + \frac{1}{L} \cdot \int_{\delta}^{T_s/4} \frac{3 \cdot V_2}{4} \cdot dt. \quad (3.14)$$

Resolvendo (3.14), chega-se na expressão da ondulação de corrente no indutor em função da razão cíclica e do deslocamento  $\delta$ , dada por

$$\Delta i_L = \frac{V_1 \cdot D \cdot (4 \cdot \delta - 16 \cdot D + 3)}{4 \cdot L \cdot f_s \cdot (1 - D)}. \quad (3.15)$$

- **Quarta condição:**  $(0, 125 < D < 0, 2)$  e  $(\delta < t_2)$ .

Assumindo que o conversor Buck+Boost opera, agora, na faixa de razão cíclica de  $0, 125 < D < 0, 2$ , então o intervalo de tempo  $t_1$  é maior que o intervalo  $t_2$ , figura 3.5. Portanto, o intervalo do ângulo  $\delta$  analisado deixa de ser  $(0 < \delta < t_1)$ , como apresentado na figura 3.5, e passa a ser dado por  $(0 < \delta < t_2)$ , como já citado anteriormente. A figura 3.9 mostra as tensões  $v_a(t)$  e  $v_b(t)$ , bem como e a tensão  $v_L(t)$  e a corrente  $i_L(t)$  no indutor.

Observa-se que as formas de onda de tensão e corrente no indutor neste caso são semelhantes àquelas apresentadas na primeira condição descrita. Portanto, a expressão da ondulação de corrente nesta condição é a mesma da primeira condição, mostrada em (3.11).

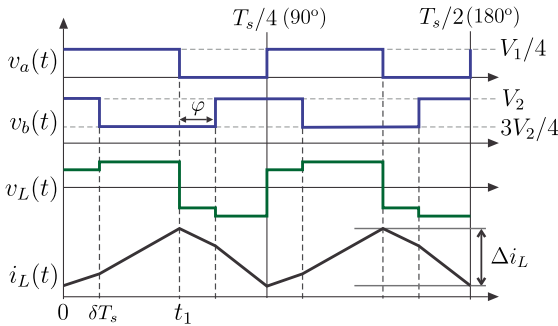


Figura 3.9: Formas de onda das tensões  $v_a$  e  $v_b$  e corrente no indutor,  $i_L$ , para condição 4 e região R1.

- **Quinta condição:**  $(0, 125 < D < 0, 2)$  e  $(t_1 < \delta < t_2)$ .

Ainda, para a mesma faixa de razão cíclica e analisando, agora, o ângulo de deslocamento no intervalo  $t_1 < \delta < t_2$ , tem-se as formas de onda de tensão e corrente no indutor, mostradas na figura 3.10.

A ondulação de corrente no indutor é calculada utilizando (3.5) para o intervalo de tempo de 0 à  $t_1$ , obtendo como resultado final (3.16). Observa-se que a expressão da ondulação de corrente no indutor é função apenas da razão cíclica e não depende do deslocamento  $\delta$ .

$$\Delta i_L = \frac{3 \cdot V_1 \cdot D \cdot (4 \cdot D - 1)}{16 \cdot L \cdot f_s \cdot (D - 1)} \quad (3.16)$$

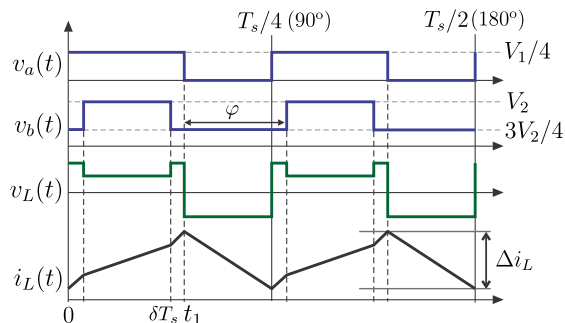


Figura 3.10: Formas de onda das tensões  $v_a$  e  $v_b$  e corrente no indutor,  $i_L$ , para condição 5 e região  $R1$ .

- **Sexta condição:**  $(0, 125 < D < 0, 2)$  e  $(t_2 < \delta < T_s/4)$ .

Considerando, ainda, a mesma faixa de razão cíclica e variando, agora, o ângulo de deslocamento para o terceiro intervalo, isto é,  $t_2 < \delta < T_s/4$ , tem-se as formas de onda de tensão e corrente no indutor mostradas em 3.11. Observa-se que estas formas de onda são semelhantes àsquelas apresentadas na terceira condição descrita. Portanto, a expressão da ondulação de corrente nesta condição é a mesma da terceira condição, mostrada em (3.15).

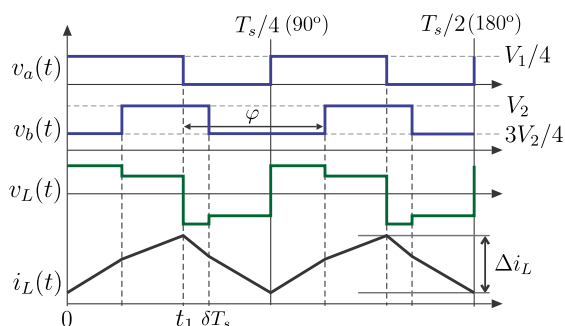


Figura 3.11: Formas de onda das tensões  $v_a$  e  $v_b$  e corrente no indutor,  $i_L$ , para condição 6 e região  $R1$ .

- **Sétima condição:**  $(0, 2 < D < 0, 25)$  e  $(\delta < t_2)$ .

Considerando, agora, que o conversor Buck+Boost proposto opera na última faixa de razão cíclica definida dentro da região de operação R1, ou seja,  $0, 2 < D < 0, 25$ , faz-se o mesmo procedimento já feito anteriormente para outras faixas de razão cíclica. O intervalo do ângulo de defasagem considerado agora é  $\delta < t_2$ . A figura 3.12 apresenta as tensões  $v_a(t)$  e  $v_b(t)$ , e a tensão e a corrente no indutor para estas condições de razão cíclica e de ângulo de deslocamento.

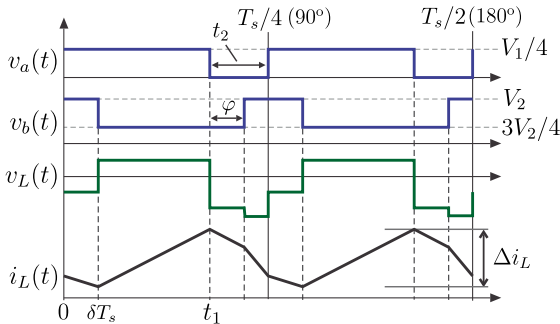


Figura 3.12: Formas de onda das tensões  $v_a$  e  $v_b$  e corrente no indutor,  $i_L$ , para condição 7 e região R1.

A ondulação de corrente é calculada analisando a tensão instantânea no indutor para o intervalo de tempo definido de intervalo de tempo de  $\delta \cdot T_s$  à  $t_1$  e utilizando a expressão (3.5), obtendo

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \cdot \int_{\delta}^{t_1} \left( \frac{V_1}{4} - \frac{3 \cdot V_2}{4} \right) dt. \quad (3.17)$$

Deste modo, resolvendo (3.17), chega-se na expressão da ondulação de corrente no indutor em função da razão cíclica e da defasagem  $\delta$ , dada por

$$\Delta i_L = \frac{V_1 \cdot (D - \delta) \cdot (1 - 4 \cdot D)}{4 \cdot L_f \cdot f_s \cdot (1 - D)}. \quad (3.18)$$

- **Oitava condição:**  $(0,2 < D < 0,25)$  e  $(t_2 < \delta < t_1)$ .

Mantendo a mesma faixa de razão cíclica e variando a faixa de operação do ângulo de deslocamento para  $(t_2 < \delta < t_1)$ , tem-se as formas de onda de  $v_L$  e  $i_L$  mostradas na figura 3.13.

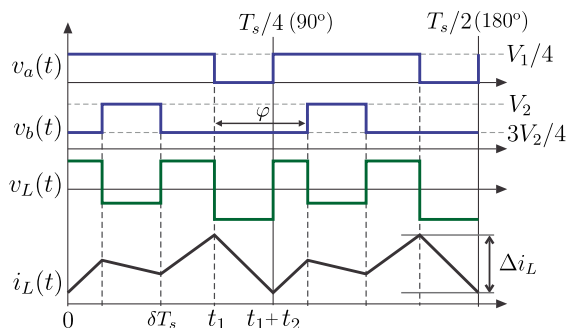


Figura 3.13: Formas de onda das tensões  $v_a$  e  $v_b$  e corrente no indutor,  $i_L$ , para condição 8 da região  $R1$

Da mesma forma, a ondulação de corrente é obtida analisando a tensão instantânea no indutor para o intervalo de tempo de  $t_1$  à  $(t_1+t_2)$ , resultando em

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \cdot \int_{t_1}^{t_1+t_2} \left( \frac{3 \cdot V_2}{4} \right) dt. \quad (3.19)$$

Resolvendo (3.19), chega-se na expressão da ondulação de corrente no indutor em função da razão cíclica e da defasagem  $\delta$ , mostrada em (3.20). Observa-se que a expressão da ondulação de corrente para esta condição é a mesma daquela encontrada na quinta condição.

$$\Delta i_L = \frac{3 \cdot V_1 \cdot D \cdot (4 \cdot D - 1)}{16 \cdot L \cdot f_s \cdot (D - 1)} \quad (3.20)$$

- **Nona condição:**  $(0,2 < D < 0,25)$  e  $(t_1 < \delta < T_s/4)$ .

Por fim, variando a faixa de operação do ângulo de deslocamento para  $t_2 < \delta < t_1$ , tem-se que as formas de onda de tensão e corrente no indutor, mostradas na figura 3.14.

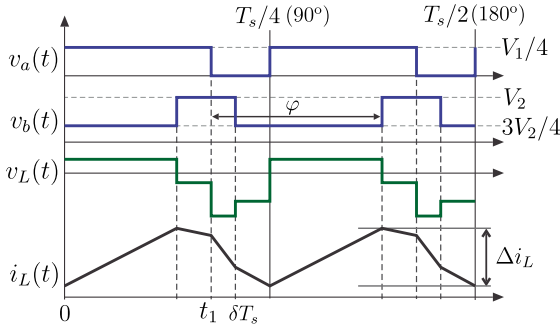


Figura 3.14: Formas de onda das tensões  $v_a$  e  $v_b$  e corrente no indutor,  $i_L$ , para condição 9 da região  $R1$

A ondulação de corrente no indutor para esta condição é obtida utilizando do mesmo procedimento já realizado anteriormente, isto é, analisando a tensão instantânea no indutor para o intervalo de tempo de  $t_1$  à  $(\delta T_s - t_2)$ . Desta análise, chega-se na expressão já simplificada mostrada em (3.21).

$$\Delta i_L = \frac{V_1 \cdot (4 \cdot D - 1) \cdot (4 \cdot D + 4 \cdot \delta - 1)}{16 \cdot L_f \cdot f_s \cdot (D - 1)} \quad (3.21)$$

Após analisar a ondulação de corrente no indutor para as nove condições pertencentes à região  $R1$ , verifica-se que a imposição de um deslocamento  $\delta$  entre  $v_a$  e  $v_b$  faz com que apareça mais níveis na tensão sobre indutor, como pode ser visto nas figuras 3.6 à 3.14. Esses níveis influenciam na ondulação de corrente no indutor, reduzindo-a.

Para cada uma das condições descritas anteriormente, encontrou-se a equação da ondulação de corrente no indutor, de forma que a equação completa em função da razão cíclica  $D$  e do ângulo de deslocamento  $\delta$  é apresentada em (3.22). Com ela, é possível verificar o comportamento da ondulação de corrente em função dos parâmetros  $D$  e  $\delta$  e encontrar o ângulo  $\varphi$  que minimize a indutância necessária requerida pelo conversor, válida para região  $R1$ . Para analisar o comportamento da ondulação de corrente no indutor utiliza-se a equação de ondulação parametrizada ( $\overline{\Delta i_L}$ ) em relação à  $V_i/(L \cdot f_s)$ . Isto é  $\overline{\Delta i_L} = (\Delta i_L \cdot L \cdot f_s)/V_i$ .



$$\Delta i_L = \left\{ \begin{array}{l} \frac{V_1 \cdot D \cdot (4 \cdot D + \delta - 1)}{4 \cdot L \cdot f_s \cdot (D - 1)}, \quad (\delta < t_1) \wedge (0 < D < 0,125) \\ \\ \frac{V_1 \cdot D \cdot (1 - 5 \cdot D)}{4 \cdot L \cdot f_s \cdot (1 - D)}, \quad (t_1 < \delta < t_2) \wedge (0 < D < 0,125) \\ \\ \frac{V_1 \cdot D \cdot (4 \cdot \delta - 16 \cdot D + 3)}{4 \cdot L \cdot f_s \cdot (1 - D)}, \quad (\delta > t_2) \wedge (0 < D < 0,125) \\ \\ \frac{V_1 \cdot D \cdot (4 \cdot D + \delta - 1)}{4 \cdot L \cdot f_s \cdot (D - 1)}, \quad (\delta < t_1) \wedge (0,125 < D < 0,2) \\ \\ \frac{3 \cdot V_1 \cdot D \cdot (4 \cdot D - 1)}{16 \cdot L \cdot f_s \cdot (D - 1)}, \quad (t_1 < \delta < t_2) \wedge (0,125 < D < 0,2) \\ \\ \frac{V_1 \cdot D \cdot (4 \cdot \delta - 16 \cdot D + 3)}{4 \cdot L \cdot f_s \cdot (1 - D)}, \quad (\delta > t_2) \wedge (0,125 < D < 0,2) \\ \\ \frac{V_1 \cdot (D - \delta) \cdot (1 - 4 \cdot D)}{4 \cdot L \cdot f_s \cdot (1 - D)}, \quad (\delta < t_2) \wedge (0,2 < D < 0,25) \\ \\ \frac{3 \cdot V_1 \cdot D \cdot (4 \cdot D - 1)}{16 \cdot L \cdot f_s \cdot (D - 1)}, \quad (t_2 < \delta < t_1) \wedge (0,2 < D < 0,25) \\ \\ \frac{V_1 \cdot (4 \cdot D - 1) \cdot (4 \cdot D + 4 \cdot \delta - 1)}{16 \cdot L \cdot f_s \cdot (1 - D)}, \quad (\delta > t_1) \wedge (0,2 < D < 0,25) \end{array} \right. \quad (3.22)$$

Portanto, a figura 3.15 mostra a variação da ondulação de corrente parametrizada no indutor em função da razão cíclica, para diversos valores de ângulo de defasagem  $\varphi$ , enquanto a figura 3.16 também mostra a variação da ondulação de corrente parametrizada em função, agora, do ângulo de deslocamento  $\varphi$ , para diversos valores de razão cíclica  $D$ .

Na figura 3.15, observa-se que a ondulação de corrente é máxima em torno de  $D = 0,125$  e nula em  $D = 0$  e  $D = 0,25$ . O ângulo de defasagem que implica em maior ondulação de tensão é  $\varphi = 0$  e  $\varphi = 90^\circ$ . Para estes ângulos, a razão cíclica que implicada em maior ondulação é  $D = 0,134$ . Observa-se, ainda nesta figura, que quando o ângulo  $\varphi$  se aproxima de 45 graus, a ondulação de corrente diminui, de modo que o ângulo que apresenta menor ondulação de corrente, para toda a faixa de razão cíclica analisada, é  $\varphi = 45$ . Para este ângulo, a ondulação de corrente é máxima em  $D = 0,105$ .

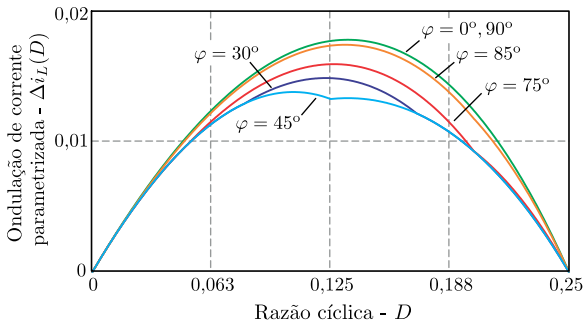


Figura 3.15: Ondulação de corrente parametrizada em função da razão cíclica para região R1.

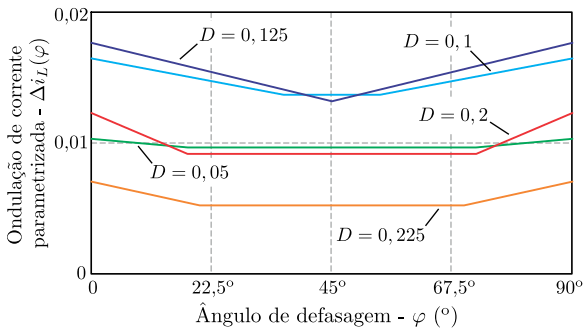


Figura 3.16: Ondulação de corrente parametrizada em função do ângulo de deslocamento, para região R1.

Já na figura 3.16 observa-se que para qualquer razão cíclica na faixa considerada o ângulo que apresenta menor ondulação de corrente é 45 graus. Nota-se, ainda nesta figura, que para razão cíclica diferente de 0,125, não há apenas um ângulo em que a ondulação de corrente é mínima, mas sim uma faixa de ângulo onde esta ondulação é mínima. Esta faixa torna-se mais estreita à medida que a razão cíclica se aproxima de 0,125, de modo que nesta razão cíclica há apenas um ângulo em que a ondulação de corrente é mínima.

Portanto, conclui-se que o ângulo de defasagem que minimiza a ondulação de corrente na região de operação  $R1$  é  $\varphi = 45$ .

### 3.4.2 Região $R2$

A análise da ondulação de corrente no indutor para a região  $R2$  ( $0,25 < D < 0,5$ ) é semelhante àquela apresentada para região  $R1$ , portanto alguns detalhes serão omitidos. Inicialmente deve-se encontrar o valor de razão cíclica que influencia na relação entre  $V_{a_{max}}$  e  $V_{b_{max}}$ , assim como a razão cíclica que influencia na relação entre  $V_{a_{min}}$  e  $V_{b_{min}}$ . Para esta região, os níveis das tensões  $v_a(t)$  e  $v_b(t)$  são:  $V_{a_{min}} = V_1/4$ ,  $V_{a_{max}} = V_1/2$ ,  $V_{b_{min}} = V_2/2$ ,  $V_{b_{max}} = 3V_2/4$ , assim como mostrado na tabela 3.1.

Os parâmetros  $V_{b_{max}}$  e  $V_{b_{min}}$  podem ser descritos em função da tensão  $V_1$ , utilizando a relação do ganho estático, assim como mostrado em (3.23). Desta forma, é possível comparar os valores dos níveis de  $v_a(t)$  e  $v_b(t)$ .

$$\begin{cases} V_{b_{max}} = \frac{3 \cdot V_1}{4} \cdot \left( \frac{D}{1-D} \right) \\ V_{b_{min}} = \frac{V_1}{2} \cdot \left( \frac{D}{1-D} \right) \end{cases} \quad (3.23)$$

A relação entre  $V_{a_{max}}$  e  $V_{b_{max}}$  é encontrada partindo do pressuposto que

$$V_{a_{max}} > V_{b_{max}}. \quad (3.24)$$

Substituindo (3.23) em (3.24), obtém-se na inequação

$$\frac{V_1}{2} > \frac{3 \cdot V_1}{4} \cdot \left( \frac{D}{1-D} \right). \quad (3.25)$$

A razão cíclica que satisfaz esta inequação é  $D < 0,4$ . Ou seja, mesmo dentro da região  $R2$ , a relação de desigualdade entre  $V_{a_{max}}$  e  $V_{b_{max}}$  se altera, de acordo com (3.26). Isto acarreta que, para um determinado  $\varphi$ , a ondulação de corrente no indutor para  $D < 0,4$  será diferente da ondulação para  $D > 0,4$ . Então, esses dois intervalos de razão cíclica devem ser analisados.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{V_1}{2} - \frac{3}{4} \cdot V_2 > 0, \quad D < 0,4 \\ \frac{V_1}{2} - \frac{3}{4} \cdot V_2 < 0, \quad D > 0,4 \end{array} \right. \quad (3.26)$$

De forma semelhante, encontra-se a relação entre  $V_{a_{max}}$  e  $V_{b_{min}}$  partindo do pressuposto que  $V_{a_{min}} > V_{b_{min}}$ , obtendo a inequação

$$\frac{V_1}{4} > \frac{V_1}{2} \cdot \left( \frac{D}{1-D} \right). \quad (3.27)$$

A razão cíclica que satisfaz a inequação anterior é  $D < 0,33$ . Portanto, verifica-se que a relação de desigualdade entre  $V_{a_{min}}$  e  $V_{b_{min}}$  também se altera dentro desta região de operação, de acordo com (3.28), implicando em diferente ondulação de corrente para essas duas faixas de razão cíclica. Assim, essas faixas de razão cíclicas também são consideradas na análise.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{V_1}{4} - \frac{V_2}{2} > 0, \quad D < 0,33 \\ \frac{V_1}{4} - \frac{V_2}{2} < 0, \quad D > 0,33 \end{array} \right. \quad (3.28)$$

Os intervalos de tempo  $t_1$  e  $t_2$  nesta região de operação são dados por  $t_1 = (4D - 1) \cdot T_s/4$  e  $t_2 = (1 - 2D) \cdot T_s/2$ , respectivamente, tabela 3.2. Portanto, uma razão cíclica de  $D < 0,375$  implica em  $t_1 > t_2$ , conseqüentemente,  $D > 0,375$  implica em  $t_1 < t_2$ . Como já citado, a tensão instantânea no indutor será diferente se  $t_1 > t_2$  ou se  $t_1 < t_2$ , mesmo para um constante ângulo  $\varphi$ . Então, estes intervalos de razão cíclica são considerados.

De forma resumida, para a região  $R2$  é necessário analisar quatro condições de razão cíclica, para cada ângulo de deslocamento, como destacado a seguir. Como há três intervalos de ângulo de deslocamento (também destacados abaixo), então há doze perfis de ondulação de corrente no indutor que devem ser estudados.

<u>Razão Cíclica (<math>D</math>)</u>	$\times$	<u>Deslocamento (<math>\delta T_s</math>)</u>	
1 <sup>a</sup> $0,25 < D < 0,33$		$0 < \delta T_s < t_1$	1 <sup>a</sup>
2 <sup>a</sup> $0,33 < D < 0,375$		$t_1 < \delta T_s < t_2$	2 <sup>a</sup>
3 <sup>a</sup> $0,375 < D < 0,4$		$t_2 < \delta T_s < T_s/4$	3 <sup>a</sup>
3 <sup>a</sup> $0,4 < D < 0,5$			

A análise para cada condição de razão cíclica e ângulo de deslocamento deve ser feito da mesma forma como foi realizado para a região  $R1$ . Por outro lado, como há doze condições que devem ser estudadas, a análise torna-se muito extensa e repetitiva e por isso será omitida para esta região. Além disso, esse estudo já foi explicado detalhadamente para a região  $R1$ . Sendo assim, uma análise resumida é realizada a seguir para a região  $R2$ .

As formas de onda das tensões  $v_a(t)$  e  $v_b(t)$ , bem como tensão e corrente no indutor,  $v_L(t)$  e  $i_L(t)$ , para as doze condições explicitadas anteriormente são apresentadas nas figuras 3.17, 3.18, 3.19 e 3.20. Cada uma dessas figuras apresentam diferentes condições de razão cíclica, porém cada uma delas mostra as formas de onda para todas as condições de ângulo de deslocamento  $\delta$ . Isto é, a figura 3.17 mostra as principais formas de onda para os três intervalos de ângulo de deslocamento  $\delta$ , figura 3.5, e para razão cíclica variando no intervalo  $0,25 < D < 0,33$ . Da mesma forma, as figuras 3.18, 3.19 e 3.20 mostram as mesmas formas de onda para os três possíveis intervalos de ângulo de deslocamento  $\delta$ , e razão cíclica variando dentro dos respectivos intervalos:  $0,33 < D < 0,375$ ;  $0,375 < D < 0,4$  e  $0,4 < D < 0,5$ .

Vale ressaltar que, para as condições de razão cíclica mostradas nas figuras 3.17 e 3.18, tem-se que  $t_1 > t_2$ , enquanto nas condições apresentadas nas figuras 3.19 e 3.20 esta relação torna-se inversa, isto é  $t_2 > t_1$ . Portanto, para as condições de razões cíclicas ilustradas nas duas primeiras figuras, os intervalos para o ângulo  $\delta$  são definidos por:  $0 < \delta T_s < t_1$ ;  $t_1 < \delta T_s < t_2$ ; e  $t_2 < \delta T_s < T_s/4$ . Já para as condições de razões cíclicas ilustradas nas duas últimas figuras, esses

intervalos de ângulo  $\delta$  passam a ser:  $0 < \delta T_s < t_2$  ;  $t_2 < \delta T_s < t_1$  ; e  $t_1 < \delta T_s < T_s/4$ .

Observa-se na figura 3.17 que as formas de onda de tensão e corrente no indutor ( $v_L(t)$  e  $i_L(t)$ ) apresentam formatos diferentes para as três condições de ângulo de deslocamento reportadas nesta figura. Conseqüentemente, a ondulação de corrente também é diferente para esses três casos e varia de acordo com o ângulo de deslocamento  $\delta$ , como pode ser visto na figura 3.17. Sendo assim, a expressão matemática para cada um desses casos pode ser calculadas utilizando a equação (3.5), assim como realizado para a região *R1*. Vale notar que esta variação da tensão instantânea no indutor, e conseqüentemente, da corrente instantânea e ondulação de corrente no indutor já eram esperadas. Isto ocorre, pois a tensão no indutor é dada por  $v_L(t) = v_a(t) - v_b(t)$ , e a diferença entre os níveis das tensões  $v_a(t)$  e  $v_b(t)$  mudam de acordo com a razão cíclica, mesmo dentro de uma região de operação. Conseqüentemente, os níveis da tensão  $v_L(t)$  também mudam de acordo com a razão cíclica. Além disso, a imposição de um deslocamento faz com que apareçam mais níveis na tensão no indutor (chegando a apresentar quatro níveis), como pode ser visto nas figuras 3.17, 3.18, 3.19 e 3.20. Esse elevado número de níveis na tensão sobre o indutor é o que gera a redução da ondulação de corrente no indutor.

As mesmas observações feitas para figura 3.17 (condição de razão cíclica:  $0,25 < D < 0,33$ ) podem ser estendida para as figuras 3.18, 3.19 e 3.20. Ou seja, observa-se nessas figuras que as formas de onda de tensão e corrente no indutor são diferentes de acordo com o ângulo de deslocamento  $\delta$ . Além disso, a tensão sobre o indutor, em todos os casos ilustrados nessas figuras, tem maior número de níveis (três ou quatro níveis) devido à imposição do ângulo  $\delta$ .

Por fim, observa-se que os perfis de tensão e corrente no indutor para estes doze casos são diferentes, portanto nenhum dos casos pode ser negligenciado. Ressalta-se que, utilizando a equação (3.5) para cada condição, doze expressões de ondulação de corrente em função dos parâmetros  $D$  e  $\delta$  serão obtidas, cada uma válida para seu respectivo intervalo de razão cíclica e ângulo de deslocamento. Com essas equações, pode-se estudar o comportamento da ondulação de corrente em função desses parâmetros, a fim de obter um valor de ângulo de deslocamento  $\varphi$  que minimize a indutância requerida pelo conversor, válida para região *R2*, da mesma forma como foi feito para região *R1*.

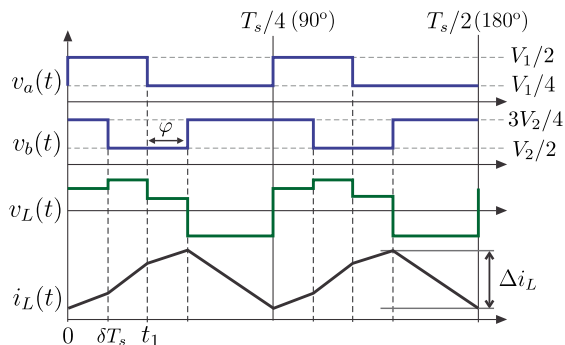
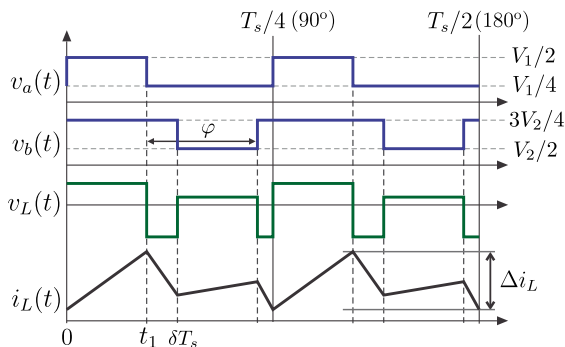
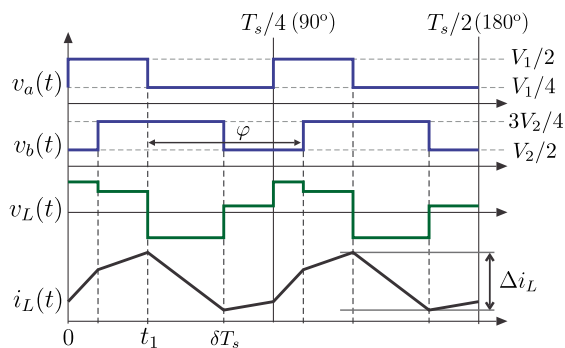
(a) Condição:  $0 < \delta T_s < t_1$ .(b) Condição:  $t_1 < \delta T_s < t_2$ .(c) Condição:  $t_2 < \delta T_s < T_s/4$ .

Figura 3.17: Formas de onda das tensões  $v_a$  e  $v_b$  e corrente no indutor,  $i_L$ , para  $0,25 < D < 0,33$ .

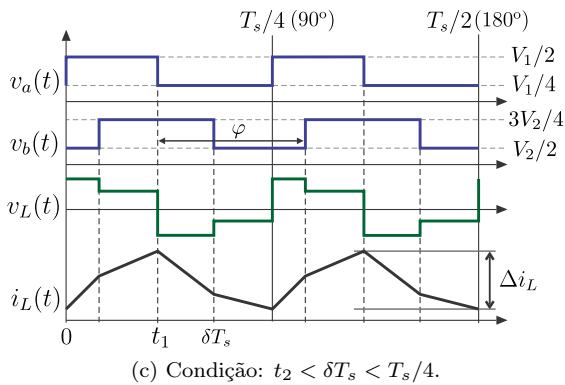
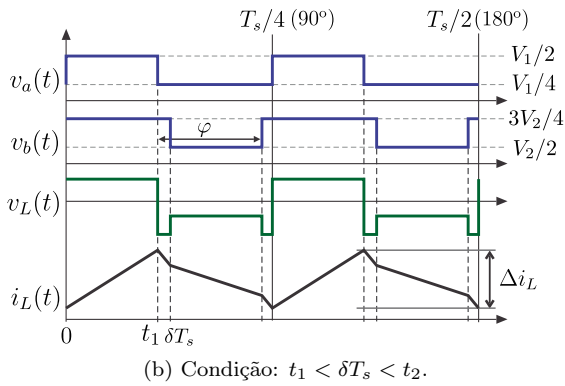
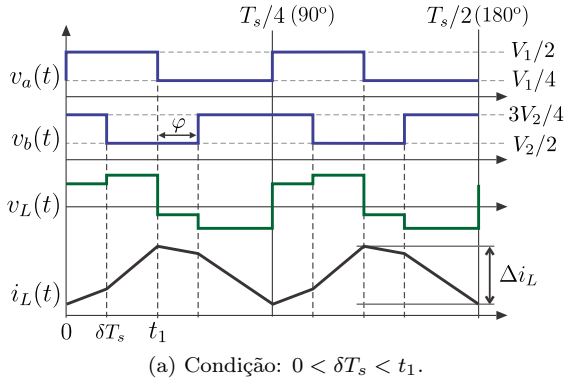


Figura 3.18: Formas de onda das tensões  $v_a$  e  $v_b$  e corrente no indutor,  $i_L$ , para  $0,33 < D < 0,375$ .



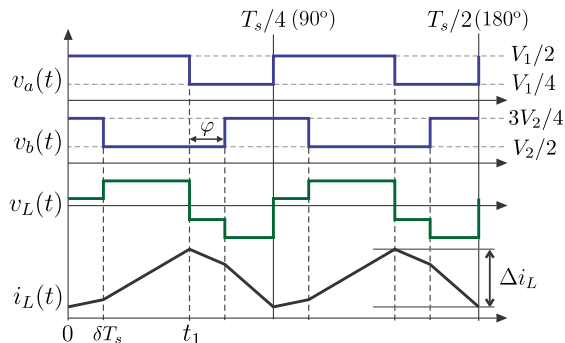
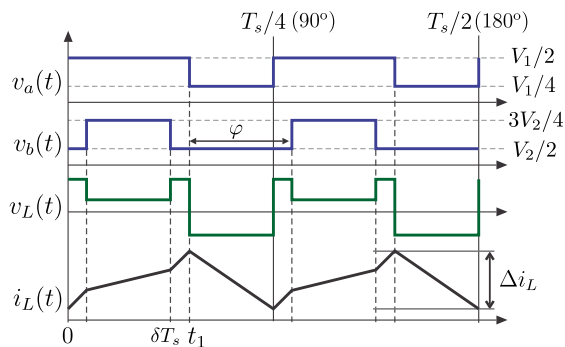
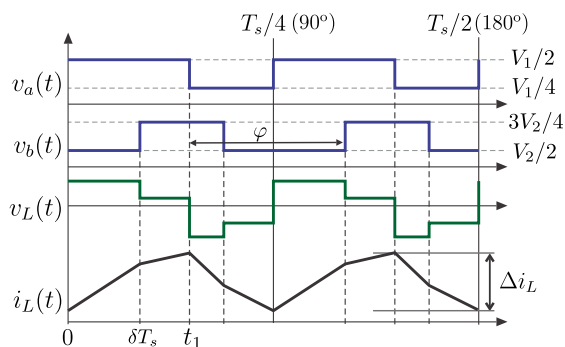
(a) Condição:  $0 < \delta T_s < t_1$ .(b) Condição:  $t_2 < \delta T_s < t_1$ .(c) Condição:  $t_1 < \delta T_s < T_s/4$ .

Figura 3.19: Formas de onda das tensões  $v_a$  e  $v_b$  e corrente no indutor,  $i_L$ , para  $0,375 < D < 0,4$ .

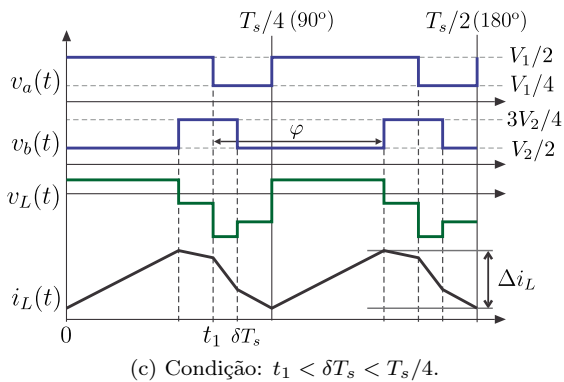
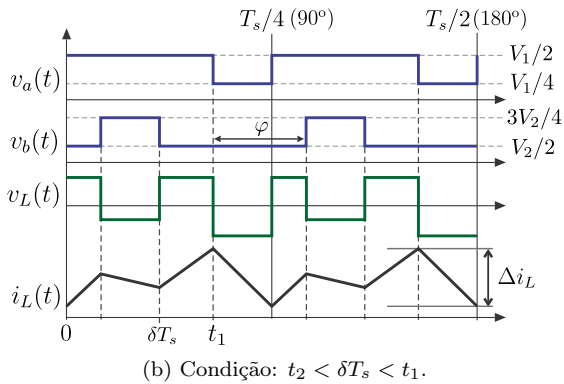
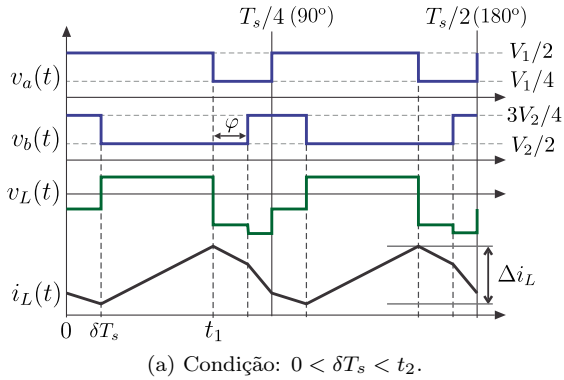


Figura 3.20: Formas de onda das tensões  $v_a$  e  $v_b$  e corrente no indutor,  $i_L$ , para  $0,4 < D < 0,5$ .

A figura 3.21 mostra o gráfico da ondulação de corrente parametrizada em relação à  $V_1/(L \cdot f_s)$  em função da razão cíclica, considerando diversos ângulo de deslocamento  $\varphi$ . Observa-se, nesta figura, que a ondulação de corrente é nula em  $D = 0,25$  e  $D = 0,5$ , para qualquer ângulo  $\varphi$ . Por outro lado, o ponto em que ocorre a máxima ondulação de tensão depende do ângulo de deslocamento  $\varphi$ . Isto é, para um ângulo de deslocamento de  $\varphi = 90$  graus ou  $\varphi = 0$  grau, a máxima ondulação de corrente ocorre em  $D = 0,388$ . Já para os ângulos de  $\varphi = 30$  graus e  $\varphi = 45$  graus, a máxima ondulação ocorre em  $D = 0,371$  e  $D = 0,329$ , respectivamente. Conclui-se, então, que a imposição de um ângulo  $\varphi = 45$  graus, reduz consideravelmente a ondulação de corrente no indutor para toda faixa estudada de razão cíclica, quando comparado com  $\varphi = 0$ .

Já a figura 3.24 também mostra o gráfico da ondulação de corrente parametrizada em função, agora, do ângulo de deslocamento  $\varphi$ , considerando diversas razões cíclicas. Nesta figura é observado que para razão cíclica diferente de 0,375, não há apenas um ângulo em que a ondulação de corrente é mínima, mas sim uma faixa de ângulos no qual esta ondulação é mínima, assim como ocorria na região  $R1$ . Esta faixa torna-se mais estreita à medida que a razão cíclica se aproxima de 0,375, de modo que nesta razão cíclica há apenas um ponto, ou seja, um ângulo, em que a ondulação é mínima. Este ângulo de mínima ondulação é  $\varphi = 45$  graus.

Portanto, o ângulo de defasagem que minimiza a ondulação de corrente no indutor para região  $R2$  é  $\varphi = 45$  graus, da mesma forma que ocorreu para região  $R1$ .

### 3.4.3 Regiões $R3$ e $R4$

A análise da ondulação de corrente no indutor para as regiões  $R3$  ( $0,5 < D < 0,75$ ) e  $R4$  ( $0,75 < D < 0,1$ ) é semelhante àquela apresentada para as regiões  $R1$  e  $R2$ . Então, devido a isto e ao fato dessa análise ser bastante extensa, ela será omitida para estas regiões. Apenas uma breve discussão é apresentada a seguir.

Para a região de operação  $R3$  há quatro intervalos de razão cíclica que influenciam na ondulação de corrente no indutor, que combinadas com os três intervalos de ângulo de deslocamento  $\varphi$ , resultam em doze possíveis perfis de ondulação de corrente, assim como ocorria para a região  $R2$ . Na verdade, como o conversor Buck+Boost proposto é simétrico do ponto de vista da entrada e da saída, então se pode afir-

mar que a análise da região  $R3$  é análoga à análise da região  $R2$ . As equações de ondulação de corrente em cada condição de razão cíclica e ângulo de deslocamento da região  $R3$  são semelhantes àsquelas encontradas para a região  $R2$ , substituindo apenas a razão cíclica  $D$  pelo seu valor complementar, isto é  $(1 - D)$ , e também substituir  $V_1$  por  $V_2$ .

Já para a região de operação  $R4$  há três intervalos de razão cíclica que influenciam na ondulação de corrente no indutor, que combinadas com os três intervalos de ângulo de deslocamento  $\varphi$ , resulta em nove possíveis perfis de ondulação de corrente, assim como ocorria para a região  $R1$ . Da mesma forma, devido à simetria do conversor Buck+Boost proposto, pode-se afirmar que a análise da região  $R4$  é análoga à análise da região  $R1$ . As equações de ondulação de corrente em cada condição de razão cíclica e ângulo de deslocamento da região  $R4$  são semelhante àsquelas encontradas para região  $R1$ , bastando apenas substituindo a razão cíclica  $D$  por  $(1 - D)$  e  $V_1$  por  $V_2$ .

As figuras 3.22 e 3.23 mostram o gráfico da ondulação de corrente parametrizada em função da razão cíclica, para diversos ângulos de deslocamento  $\varphi$ , para as regiões  $R3$  e  $R4$ , respectivamente. Já as figuras 3.25 e 3.26 também mostram o gráfico da ondulação de corrente parametrizada em função, agora, do ângulo de deslocamento, para diversas razões cíclicas, para as regiões  $R3$  e  $R4$ , respectivamente.

Pela figura 3.22, observa-se que a ondulação de corrente é mínima para  $\varphi = 45$  graus, independente do valor de razão cíclica. Para este valor de ângulo, a máxima ondulação de corrente ocorre na razão cíclica de  $D = 0,68375$ . Para  $D = 0$  e  $D = 0,75$ , a ondulação de corrente é nula, independente da razão cíclica. A redução da ondulação de corrente acarretada pela imposição de um ângulo de deslocamento de  $\varphi = 45$  graus é bastante significativa quando comparada com  $\varphi = 0$ .

Pela figura 3.23, observa-se que a ondulação de corrente também é mínima para  $\varphi = 45$  graus, independente do valor de razão cíclica. Observa-se, ainda nesta figura, que a redução da ondulação de corrente acarretada pela imposição de um ângulo de deslocamento de  $\varphi = 45$  graus não é bastante significativa, para esta região de operação.

Já nas figuras 3.25 e 3.26, observa-se que para a maioria das razões cíclicas há uma faixa de ângulos que reduz a ondulação de corrente, com exceção de  $D = 0,625$  (para região  $R3$ , figura 3.25) e  $D = 0,875$  (para região  $R3$ , figura 3.26), no qual há apenas um ângulo. Independente da razão cíclica, a ondulação de corrente é mínima para  $\varphi = 45$  graus.

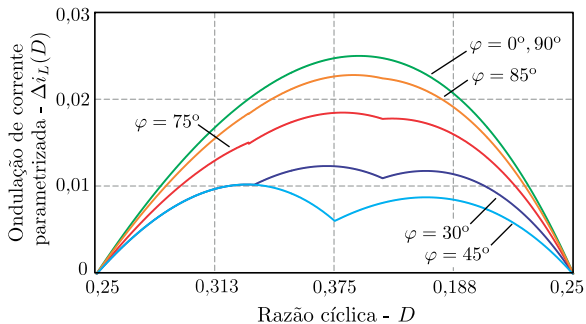


Figura 3.21: Ondulação de corrente parametrizada no indutor em função da razão cíclica, para região R2.

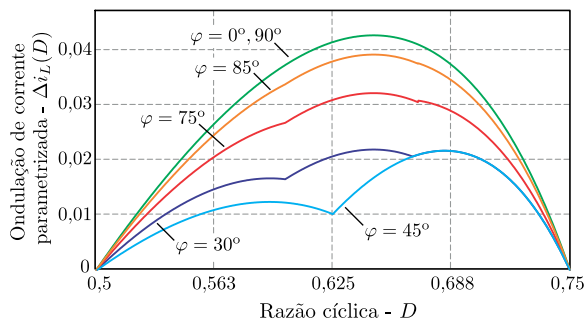


Figura 3.22: Ondulação de corrente parametrizada no indutor em função da razão cíclica, para região R3.

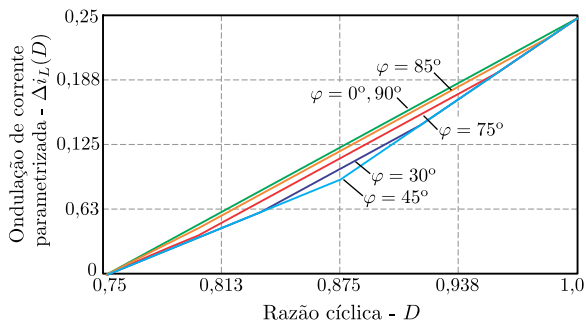


Figura 3.23: Ondulação de corrente parametrizada no indutor em função da razão cíclica, para região R4.

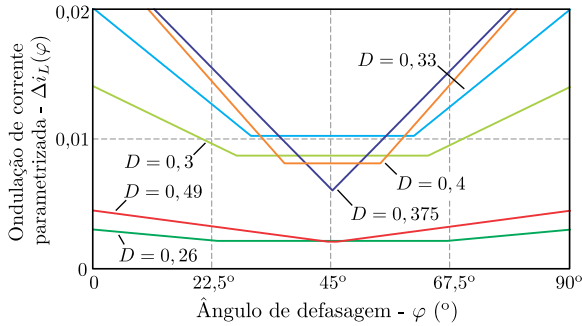


Figura 3.24: Ondulação de corrente parametrizada no indutor em função do ângulo de deslocamento, para região R2.

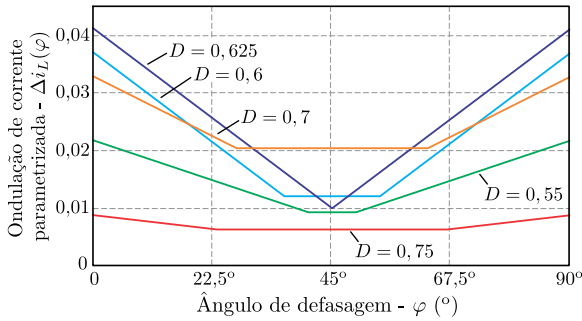


Figura 3.25: Ondulação de corrente parametrizada no indutor em função do ângulo de deslocamento, para região R3.

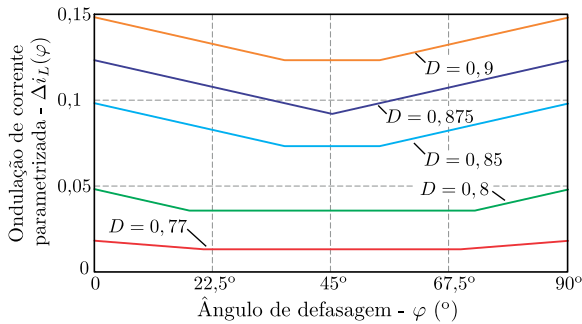


Figura 3.26: Ondulação de corrente parametrizada no indutor em função do ângulo de deslocamento, para região R4.

Por fim, a figura 3.27 mostra o gráfico completo da ondulação de corrente em função da razão cíclica  $D$  e do ângulo de deslocamento  $\varphi$  para todas as regiões de operação do conversor Buck+Boost proposto. Nela, observa-se que o ângulo de deslocamento entre as tensões  $v_a(t)$  e  $v_b(t)$  que minimiza a ondulação de corrente no indutor é  $\varphi = 45^\circ$ , independente da razão cíclica. Esta conclusão já foi apresentada anteriormente no estudo individual de cada região de operação.

O ângulo  $\varphi$  que implica em maior redução da ondulação de corrente no indutor pode ser generalizado, de modo que a expressão matemática que define o ângulo para uma estrutura de  $N$  níveis é

$$\varphi = \frac{180^\circ}{N - 1} \quad (3.29)$$

Para a estrutura de cinco níveis estudada, adotando  $\varphi = 45^\circ$ , a indutância requerida pelo conversor Buck+Boost Multinível que garante uma ondulação de corrente menor ou igual a  $\Delta i_L$  é calculada por (3.30), para cada região de operação. Isto é, esta equação considera o ponto de máxima ondulação de corrente dentro de cada região de operação.

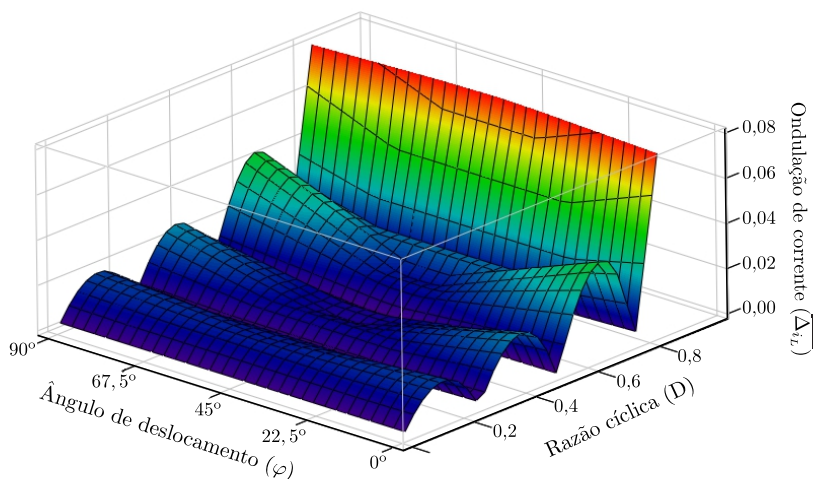


Figura 3.27: Ondulação de corrente parametrizada no indutor em função da razão cíclica e do ângulo de deslocamento.

$$L = \begin{cases} \frac{V_1}{71,78 \cdot f_s \cdot \Delta i_L}, R1 \\ \frac{V_1}{96 \cdot f_s \cdot \Delta i_L}, R2 \\ \frac{V_1}{45,6 \cdot f_s \cdot \Delta i_L}, R3 \\ \frac{V_1}{4 \cdot f_s \cdot \Delta i_L}, R4 \end{cases} \quad (3.30)$$

### 3.5 Esforços nos Semicondutores

Os esforços de tensão e corrente nos semicondutores são calculados independentemente para cada conversor.

#### 3.5.1 Conversor A

Como já citado no capítulo 2, os semicondutores do conversor Buck são submetidos a um quarto da tensão do barramento de entrada, enquanto os semicondutores do conversor Boost ficam submetidos a um quarto da entrada do barramento de saída. Neste caso, os interruptores do conversor A ficam submetidos a um quarto da tensão do barramento  $V_1$ , que pode ser entrada ou saída, dependendo do fluxo de potência. Logo

$$V_{S_{a_{max}}} = \frac{V_1}{4}. \quad (3.31)$$

Na seção 3.2, onde foi apresentada a estratégia de modulação do conversor bidirecional, definiu-se que os interruptores  $S_{1a}$ ,  $S_{2a}$ ,  $S_{7a}$  e  $S_{8a}$  operam com razão cíclica  $D$ . Então, a corrente média e eficaz nesses interruptores é

$$I_{S_{1a_{med}}} = I_L \cdot D, \quad (3.32)$$

$$I_{S_{1a_{ef}}} = I_L \cdot \sqrt{D}. \quad (3.33)$$



Consequentemente, os  $S_{3a}$ ,  $S_{4a}$ ,  $S_{5a}$  e  $S_{6a}$  operam com razão cíclica  $(1 - D)$ . Logo, a corrente média e eficaz nesses interruptores é

$$I_{S3a_{med}} = I_L \cdot (1 - D), \quad (3.34)$$

$$I_{S3a_{ef}} = I_L \cdot \sqrt{(1 - D)}. \quad (3.35)$$

### 3.5.2 Conversor $B$

Os interruptores do conversor  $B$  ficam submetidos a um quarto da tensão do barramento  $V_2$ , que também pode ser entrada ou saída, dependendo do fluxo de potência. Logo

$$V_{Sb_{max}} = \frac{V_2}{4}. \quad (3.36)$$

Definiu-se, ainda na seção onde foi apresentada a estratégia de modulação (seção 3.2), que os interruptores  $S_{1b}$ ,  $S_{2b}$ ,  $S_{7b}$  e  $S_{8b}$  operam com razão cíclica complementar, isto é  $(1 - D)$ . Então, a corrente média e eficaz nesses interruptores é

$$I_{S1b_{med}} = I_L \cdot (1 - D), \quad (3.37)$$

$$I_{S1b_{ef}} = I_L \cdot \sqrt{(1 - D)}. \quad (3.38)$$

Consequentemente, os  $S_{3b}$ ,  $S_{4b}$ ,  $S_{5b}$  e  $S_{6b}$  operam com razão cíclica  $D$ . Logo, a corrente média e eficaz nesses interruptores é

$$I_{S3a_{med}} = I_L \cdot D, \quad (3.39)$$

$$I_{S3a_{ef}} = I_L \cdot \sqrt{D}. \quad (3.40)$$

Observa-se que estes esforços de corrente são equivalente aos esforços encontrados no conversor Buck+Boost de dois níveis.

### 3.6 Conclusão

Neste capítulo foi realizado o estudo estático do conversor cc-cc Buck+Boost multinível bidirecional, que é o foco principal desta dissertação.

A estratégia de modulação foi apresentada, assim como o princípio de funcionamento do conversor, e o ganho estático do mesmo do mesmo foi encontrado. Verificou-se que o ganho estático do conversor Buck+Boost multinível é o mesmo do conversor clássico de dois níveis.

Além disso, foi aplicada uma defasagem ( $\varphi$ ) na operação dos conversores denominados *A* e *B*, a fim de reduzir a indutância do conversor proposto. Um estudo detalhado da influência de  $\varphi$  na ondulação de corrente no indutor foi realizado, resultando que um ângulo  $\varphi = 45$  graus minimiza a ondulação de corrente no indutor para toda faixa de razão cíclica.

Por fim, foram calculados os esforços nos semicondutores, através do qual se verificou que os semicondutores são submetidos a esforços de corrente equivalentes aos esforços encontrados para o conversor de dois níveis.

## 4 BALANÇO DE TENSÃO NOS CAPACITORES

### 4.1 Introdução

No capítulo 2 foi realizado o estudo estático dos conversores Buck e Boost multiníveis unidirecionais, onde toda a análise teórica foi desenvolvida, considerando que as tensões nos capacitores eram balanceadas. Entretanto, por alguma razão, essas tensões podem se alterar, levando ao desbalanceamento. Alguns dos possíveis fatores que podem acarretar em desbalanceamento são: partida do conversor, variação brusca na tensão do barramento, diferença nas correntes de fuga dos capacitores do barramento ou até mesmo pequena diferença entre os sinais de gatilho dos interruptores. Como resultado, a tensão sobre os interruptores se elevam, podendo chegar a valores indesejados e até destruí-los, e a ondulação de corrente no indutor também se eleva. Devido a isso, é necessário garantir que as tensões nos capacitores sejam balanceadas.

Em meio a esse contexto, este capítulo apresenta o estudo de uma estratégia de balanço de tensão nos capacitores, onde o mecanismo de balanço é descrito e uma estrutura de controle é proposta.

O conversor bidirecional proposto é formado por dois conversores denominados de *A* e *B*. A análise de balanço de tensão nos capacitores será feita apenas para um desses conversores operando tanto no modo Buck quanto no modo Boost, para facilitar o equacionamento.

Toda a modelagem matemática é realizada no decorrer deste capítulo, e as funções de transferência necessárias para implementação do sistema de controle são obtidas.

### 4.2 Mecanismo de Balanço das Tensões nos Capacitores

Para controlar as tensões nos capacitores é necessário, antes de tudo, entender o mecanismo responsável por alterar essas tensões. Deste modo, é possível atuar em caso de desbalanço, de formar a manter as tensões nos capacitores sempre balanceadas.

Sabe-se, que a variação de tensão nos capacitores depende da corrente média através deste dispositivo. Portanto, esta análise resume-se ao estudo das correntes instantâneas através dos capacitores.

O estudo do mecanismo de balanço das tensões nos capacitores é feito inicialmente para o conversor cc-cc operando no modo Buck, assim como ilustrado na figura 4.1.

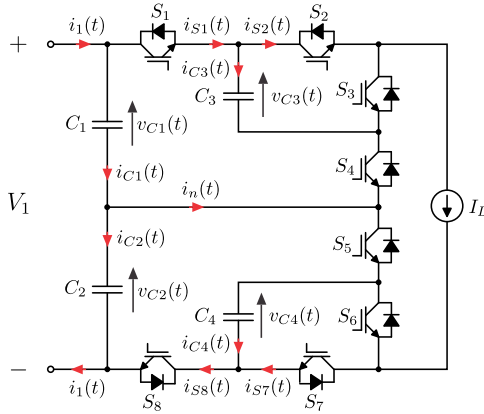


Figura 4.1: Topologia do conversor operando no modo Buck.

Aplicando a ‘leis dos nós’ no circuito da figura 4.1, obtém-se as equações das corrente através dos capacitores, conforme apresentadas a seguir.

$$i_{C1}(t) = i_1(t) - i_{S1}(t) \quad (4.1)$$

$$i_{C2}(t) = i_1(t) - i_{S8}(t) \quad (4.2)$$

$$i_{C3}(t) = i_{S1}(t) - i_{S2}(t) \quad (4.3)$$

$$i_{C4}(t) = i_{S8}(t) - i_{S7}(t) \quad (4.4)$$

Como a tensão de entrada é imposta e dada por  $V_1 = v_{C1} + v_{C2}$ , então deve-se controlar apenas a tensão  $v_{C1}$  ou  $v_{C2}$ , não sendo possível controlar as duas simultaneamente. Uma forma de garantir que essas tensões estarão equilibradas, é garantindo que a corrente média no ramo central  $i_n(t)$  é nula. Portanto, a corrente  $i_n(t)$  é dada por

$$i_n(t) = i_{C1}(t) - i_{C2}(t). \quad (4.5)$$

Substituindo (4.1) e (4.2) em (4.5), chega-se na expressão da corrente no ramo central em função das corrente através dos interruptores.

$$i_n(t) = -i_{S1}(t) + i_{S8}(t) \quad (4.6)$$

É necessário controlar as tensões nos capacitores  $C_3$  e  $C_4$ , por meio das correntes  $i_{C3}$  e  $i_{C4}$ , bem como a tensão nos capacitores  $C_1$  e

$C_2$ , através da corrente no ramo central  $i_n$ . Observa-se pelas equações (4.3), (4.4) e (4.6), que essas correntes estão em função apenas das correntes através dos interruptores. Sabe-se que a corrente em cada interruptor é dada por  $i_{S_x}(t) = d_{S_x}(t) \cdot I_L$ , onde  $d_{S_x}(t)$  é a razão cíclica instantânea do interruptor  $x$ . Então, as equações (4.3), (4.4) e (4.6), podem ser reescritas como

$$i_{C3}(t) = [d_{S1}(t) - d_{S2}(t)] \cdot I_L \quad (4.7)$$

$$i_{C4}(t) = [d_{S8}(t) - d_{S7}(t)] \cdot I_L \quad (4.8)$$

$$i_n(t) = [d_{S8}(t) - d_{S1}(t)] \cdot I_L. \quad (4.9)$$

Por estas equações, observa-se que as correntes através dos capacitores dependem da corrente no indutor e da diferença de razões cíclicas entre dois interruptores. Vale ressaltar que idealmente os valores médios das razões cíclicas dos interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_7$  e  $S_8$  são iguais. Por outro lado, os valores instantâneos não são iguais devido aos pulsos estarem defasados. Se os valores médios das razões cíclicas são iguais, então, idealmente os valores médios das correntes  $i_{C3}$ ,  $i_{C4}$  e  $i_n$  são nulos e, conseqüentemente, não há variação nas tensões nos capacitores. Essas equações mostram, ainda, que para alterar a corrente, e conseqüentemente a tensão, nos capacitores é necessário modificar a corrente no indutor ou inserir uma diferença entre razões cíclicas de dois interruptores específicos. Nota-se que essas equações provam que uma diferença entre sinais de gatilho dos interruptores, causada principalmente pelas não idealidades do circuito de acionamento, causam desbalanço das tensões nos capacitores, como já citado anteriormente.

O estudo das correntes através dos capacitores também é feito para o conversor cc-cc operando no modo Boost, assim como apresentado na figura 4.2. O procedimento para a análise do conversor operando neste modo é o mesmo daquele já realizado para o modo Buck. Então, analisando o circuito da figura 4.2, chega-se nas equações das correntes através dos capacitores, como apresentadas a seguir.

$$i_{C1}(t) = i_{S1}(t) - i_1(t) \quad (4.10)$$

$$i_{C2}(t) = i_{S8}(t) - i_1(t) \quad (4.11)$$

$$i_{C3}(t) = i_{S2}(t) - i_{S1}(t) \quad (4.12)$$

$$i_{C4}(t) = i_{S7}(t) - i_{S8}(t) \quad (4.13)$$

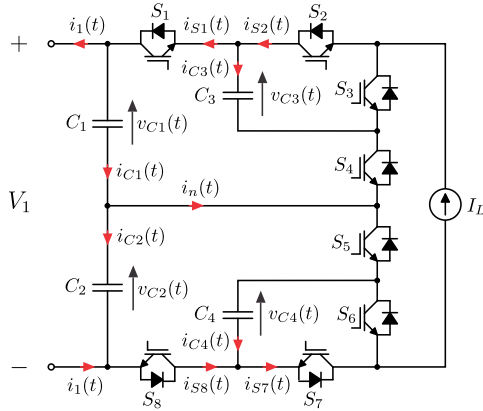


Figura 4.2: Topologia do conversor operando no modo Boost.

As tensões nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  são controladas através da corrente no ramo central  $i_n(t)$ , da mesma forma que ocorria para o conversor Buck. Assim, a equação (4.5) ainda é válida para a operação no modo Boost. Substituindo (4.10) e (4.11) em (4.5), obtém-se a expressão da corrente no ramo central em função das correntes através dos interruptores.

$$i_n(t) = i_{S1}(t) - i_{S8}(t) \quad (4.14)$$

Observa-se que tanto as equações das correntes através dos capacitores  $C_3$  e  $C_4$ , (4.12) e (4.13), como a equação da corrente no ramo central, (4.14), estão escritas apenas em função das correntes nos interruptores. Sabendo que  $i_{Sx}(t) = d_{Sx}(t) \cdot I_L$ , então essas equações podem ser escritas em função das razões cíclicas, assim como apresentado em (4.15), (4.16) e (4.17).

$$i_{C3}(t) = [d_{S2}(t) - d_{S1}(t)] \cdot I_L \quad (4.15)$$

$$i_{C4}(t) = [d_{S7}(t) - d_{S8}(t)] \cdot I_L \quad (4.16)$$

$$i_n(t) = [d_{S1}(t) - d_{S8}(t)] \cdot I_L \quad (4.17)$$

Observa-se que as equações através dos capacitores obtidas para o conversor operando no modo Boost são equivalentes àsquelas encontradas para o modo Buck. A diferença entre as equações obtidas para

esses dois modos está apenas no sinal da razão cíclica dos interruptores.

Portanto, para o conversor operando no modo Boost, as correntes através dos capacitores também dependem da corrente no indutor e da diferença de razões cíclicas entre dois interruptores.

Vale ressaltar que o estudo do mecanismo de balanço das tensões foi realizado para os dois modos de operação do conversor, pois a estratégia de controle de balanços das tensões deve ser eficaz tanto para corrente positiva ou negativa no indutor, isto é, tanto para o conversor operando no modo Buck e no modo Boost.

### **4.3 Estratégia de Balanço e Modelagem das Tensões nos Capacitores**

Algumas estratégias de balanço de tensão nos capacitores aplicadas em conversores cc-cc foram propostas na literatura, como apresentadas em [33]-[39].

Em [33]-[36], os autores utilizam uma técnica passiva, onde um circuito de balanço *RLC* série é utilizado. Esta técnica apresenta a vantagem do processo de balanço das tensões ser independente da corrente de carga. Isto é, esta técnica ainda é eficaz em baixas cargas. Por outro lado, ela acrescenta ao circuito três componentes físicos, agregando peso, volume e custo ao conversor, além de inserir mais perdas. Além disso, de acordo com [35], utilizando este circuito, o balanço de tensão nos capacitores fica bastante sensível à imprecisão no controle.

Em [37]-[39], os autores utilizam uma técnica de controle ativa para balancear as tensões nos capacitores de conversores cc-cc de três níveis. Nesta técnica, a tensão nos capacitores é lida por um sensor de tensão, comparada com uma referência, e encaminhada para um compensador no qual é gerado um sinal que se soma a razão cíclica. Em [37] e [38] o autor mostra o circuito analógico responsável por controlar o conversor e balancear a tensão no capacitor. Por outro lado, nenhum detalhe da técnica de balanço e nem a análise matemática são apresentados. O mesmo ocorre em [39], onde o autor apresenta apenas um diagrama de blocos da implementação do controle das tensões nos capacitores. Além disso, esses trabalhos aplicam esta técnica para conversores de três níveis, onde somente a tensão em um capacitor deve ser controlada.

Na presente dissertação será utilizada a técnica de controle ativa para balancear as tensões nos capacitores, cujo princípio é o mesmo

daquela já utilizada em [37]-[39], porém estendida para o conversor de cinco níveis. Nesta seção será apresentada a essência desta estratégia e em seguida será realizada a modelagem matemática.

### 4.3.1 Princípio de Atuação Para Balancear as Tensões nos Capacitores

O estudo do mecanismo da variação das tensões nos capacitores mostrou que diferenças em determinadas razões cíclicas acarretam em variação de tensão em determinados capacitores. Desta forma, é possível controlar a tensão nos capacitores utilizando esta característica.

A estratégia de balanço utilizada baseia-se em aplicar perturbações nas razões cíclicas dos interruptores, gerando assim uma pequena diferença entre razões cíclicas, o que implica em variação na tensão nos capacitores. Por meio dessas perturbações é possível controlar as tensões nos capacitores.

Para o conversor de cinco níveis, é proposto aplicar perturbações nas razões cíclicas dos interruptores de acordo com (4.18). Isto é, o sinal de razão cíclica do interruptor  $S_1$ , dado por  $d_{S1}$ , é composto pela razão cíclica  $D$ , responsável por controlar a tensão ou corrente de saída do conversor, e pela perturbação  $\Delta d_{S1}$ , responsável por controlar a tensão no capacitor  $C_1$ . O mesmo ocorre para os demais interruptores, e as perturbações  $\Delta d_{S2}$  e  $\Delta d_{S7}$  são responsáveis pelo controle das tensões nos capacitores  $C_3$  e  $C_4$ , respectivamente.

$$\begin{aligned} d_{S1}(t) &= D + \Delta d_{S1}(t) \\ d_{S2}(t) &= D + \Delta d_{S2}(t) \\ d_{S8}(t) &= D - \Delta d_{S1}(t) \\ d_{S7}(t) &= D + \Delta d_{S7}(t) \end{aligned} \tag{4.18}$$

Essas perturbações passam a ser as variáveis de controle e as tensões nos capacitores são as variáveis a serem controladas do sistema. As perturbações são geradas pelo controlador de tensão nos capacitores e são somadas à razão cíclica  $D$  no modulador PWM. A implementação física da equação (4.18) é ilustrada na figura 4.3.

Considerando  $I_L > 0$ , isto é, operação no modo Buck, e substituindo (4.18) em (4.7), (4.8) e (4.9), chega-se nas equações das correntes nos capacitores em função das perturbações nas razões cíclicas, apresentadas em (4.19), (4.20) e (4.21).



$$i_{C3}(t) = [\Delta d_{S1}(t) - \Delta d_{S2}(t)] \cdot I_L \quad (4.19)$$

$$i_{C4}(t) = [-\Delta d_{S1}(t) - \Delta d_{S7}(t)] \cdot I_L \quad (4.20)$$

$$i_n(t) = -2 \cdot \Delta d_{S1}(t) \cdot I_L \quad (4.21)$$

Observa-se, pela equação (4.21), que a corrente  $i_n$  é função apenas da perturbação  $\Delta d_{S1}$  e da corrente de carga. Por esse motivo, utiliza-se a  $\Delta d_{S1}$  para controlar a corrente  $i_n$ , e conseqüentemente, a tensão sobre os capacitores  $C_1$  e  $C_2$ .

Pela equação (4.19), observa-se que a corrente através do capacitor  $C_3$  é função das perturbações  $\Delta d_{S1}$  e  $\Delta d_{S2}$ . Isto é, essas duas perturbações têm influência sobre a corrente, e conseqüentemente a tensão, do capacitor  $C_3$ . Portanto, utiliza-se  $\Delta d_{S2}$  para controlar a tensão em  $C_3$ , como já citado. Como a perturbação  $\Delta d_{S1}$  também influencia em  $i_{C3}$ , pode-se afirmar que há um acoplamento entre essas variáveis. Este acoplamento será discutido quando for obtido o modelo matemático do conversor para implementação do sistema de controle, na seção 4.3.2. A mesma observação pode ser feita para equação (4.20), onde  $i_{C4}$  é função das perturbações  $\Delta d_{S1}$  e  $\Delta d_{S7}$ . Por esse motivo, optou-se por utilizar a perturbação  $\Delta d_{S7}$  para controlar a corrente  $i_{C4}$ , e conseqüentemente a tensão  $v_{C4}$ .

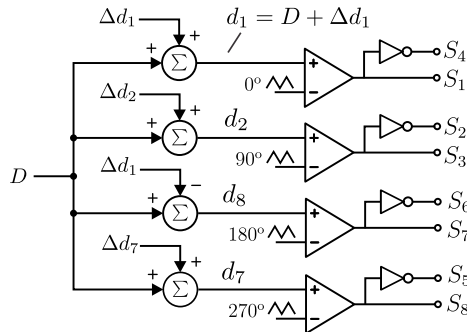


Figura 4.3: Modulador PWM com a atuação do sistema de balanço de tensão nos capacitores.

Após essa breve descrição matemática do princípio de atuação utilizado para controlar a tensão nos capacitor, é apresentada a descrição física, a fim de tornar mais claro como este mecanismo funciona. A

figura 4.4 mostra as formas de onda dos modulador PWM (portadoras e moduladora), os sinais de gatilho e as corrente nos capacitores para conversor operando no modo Buck ( $I_L > 0$ ). Observa-se nesta figura, que se for aplicada uma perturbação no interruptor  $S_2$ , ( $\Delta d_{S_2}$ ), apenas a corrente  $i_{C_3}$  será alterada, de forma a aumentar sua área negativa, resultando em um valor médio negativo diferente de zero. Em outras palavras, se for aplicada uma perturbação positiva no interruptor  $S_2$ , o valor médio da corrente  $i_{C_3}$  torna-se negativo e a tensão sobre o capacitor  $C_3$  decresce com taxa proporcional à perturbação. Essa descrição está de acordo com a equação (4.19).

A mesma observação pode ser feita para o interruptor  $S_7$ . Se for aplicada uma perturbação positiva neste interruptor, o valor médio da corrente  $i_{C_4}$  torna-se negativo e a tensão sobre o capacitor  $C_4$  decresce, como já indicado na equação (4.20).

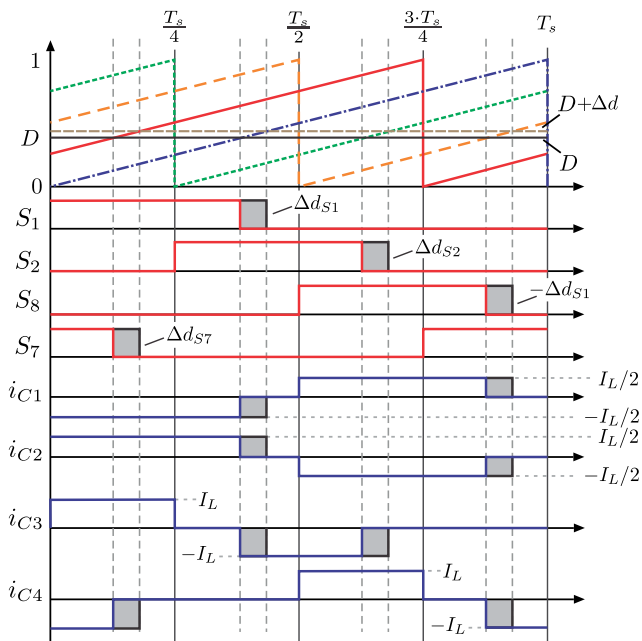


Figura 4.4: Modulador PWM com a atuação do sistema de balanço de tensão nos capacitores.

Observa-se, ainda nesta figura, que se for aplicada uma perturbação no interruptor  $S_1$ , ( $\Delta d_{S1}$ ), tanto as correntes  $i_{C1}$  e  $i_{C2}$ , quanto a corrente  $i_{C3}$  serão alteradas. Uma perturbação  $\Delta d_{S1}$  positiva implica no aparecimento de um valor médio positivo em  $i_{C2}$  e  $i_{C3}$  e negativo em  $i_{C1}$ , o que está de acordo com (4.19) e (4.21). Esta figura mostra claramente a influência da perturbação  $\Delta d_{S1}$  na corrente  $i_{C3}$ , assim como obtido anteriormente através da equação (4.19).

A mesma observação pode ser feita para o interruptor  $S_8$ . Neste interruptor também é aplicada a perturbação  $\Delta d_{S1}$ , com o sinal invertido, assim como proposto em (4.18). A figura 4.4 deixa claro que uma perturbação em  $S_8$  afeta as correntes  $i_{C1}$ ,  $i_{C2}$  e  $i_{C3}$ , o que está de acordo com (4.19) e (4.21).

Fazendo o mesmo procedimento para o conversor operando no modo Boost, isto é, substituindo (4.18) em (4.15), (4.16) e (4.17), chega-se nas equações das correntes nos capacitores em função das perturbações nas razões cíclicas, como apresentadas em (4.22), (4.23) e (4.24).

$$i_{C3}(t) = [\Delta d_{S2}(t) - \Delta d_{S1}(t)] \cdot I_L \quad (4.22)$$

$$i_{C4}(t) = [\Delta d_{S1}(t) + \Delta d_{S7}(t)] \cdot I_L \quad (4.23)$$

$$i_n(t) = 2 \cdot \Delta d_{S1}(t) \cdot I_L \quad (4.24)$$

Observa-se que essas equações são similares àquelas encontradas para o modo Buck, alterando apenas o sinal das perturbações na razão cíclica ou o sinal da corrente  $i_L$ . Portanto, para operação no modo Boost, uma perturbação positiva em  $\Delta d_{S2}$  implica no aparecimento de um valor médio positivo em  $i_{C3}$  e, conseqüentemente, no acréscimo linear na tensão sobre o capacitor  $C_3$ . Da mesma forma, uma perturbação positiva em  $\Delta d_{S7}$  implica no crescimento linear da tensão  $v_{C4}$ . Já a aplicação de uma perturbação  $\Delta d_{S1}$  positiva resulta no aparecimento de um valor médio negativo em  $i_{C2}$  e  $i_{C3}$  e positivo em  $i_{C1}$ , ao contrário que acontecia para o modo Buck.

### 4.3.2 Modelagem Matemática de Pequenos Sinais

Para implementar o sistema de controle, é necessário realizar a modelagem do conversor, a fim de encontrar as funções de transferências necessárias para o projeto dos controladores.

A modelagem orientada ao controle das tensões sobre os capa-

citores do conversor é feita inicialmente para o modo Buck, com base nas equações (4.19), (4.20) e (4.21). Observa-se que as equações (4.19) e (4.20) descrevem o comportamento das correntes  $i_{C3}$  e  $i_{C4}$ , respectivamente, em função das perturbações nas razões cíclicas. Portanto, elas podem ser escritas em função das tensões nos capacitores  $C_3$  e  $C_4$ , respectivamente. Já a equação (4.21) descreve o comportamento da corrente  $i_n$ . Deste modo, para escrever esta equação em função da tensão sobre o capacitor  $C_1$ , deve-se achar a relação entre a corrente  $i_n(t)$  e a tensão  $v_{C1}(t)$ . Sabendo que  $i_n(t) = i_{C1}(t) + i_{C2}(t)$ , então a corrente no ramo central pode ser escrita como mostrada em (4.25).

$$i_n(t) = C_1 \cdot \frac{dv_{C1}(t)}{dt} - C_2 \cdot \frac{dv_{C2}(t)}{dt} \quad (4.25)$$

A tensão de entrada é dada por  $V_i = v_{C1}(t) + v_{C2}(t)$ , logo, a relação entre as derivadas das tensões nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  é obtida em (4.26).

$$\begin{aligned} \frac{dV_1}{dt} &= \frac{dv_{C1}(t)}{dt} + \frac{dv_{C2}(t)}{dt} = 0 \\ \frac{dv_{C2}(t)}{dt} &= -\frac{dv_{C1}(t)}{dt} \end{aligned} \quad (4.26)$$

Substituindo (4.26) em (4.25), e considerando  $C_1 = C_2$ , chega-se em

$$i_n(t) = 2 \cdot C_1 \cdot \frac{dv_{C1}(t)}{dt}. \quad (4.27)$$

Conhecendo a relação apresentada em (4.27), pode-se escrever as equações (4.19), (4.20) e (4.21) em função da derivada das tensões nos capacitores, como apresentado em (4.28), (4.29) e (4.30).

$$C_3 \cdot \frac{dv_{C3}(t)}{dt} = [\Delta d_{S1}(t) - \Delta d_{S2}(t)] \cdot I_L \quad (4.28)$$

$$C_4 \cdot \frac{dv_{C4}(t)}{dt} = [-\Delta d_{S7}(t) - \Delta d_{S1}(t)] \cdot I_L \quad (4.29)$$

$$2 \cdot C_1 \cdot \frac{dv_{C1}(t)}{dt} = -2 \cdot \Delta d_{S1}(t) \cdot I_L \quad (4.30)$$

Perturbando, linearizando e aplicando a transformada de Laplace nas equações (4.28), ((4.29)) e (4.30), obtém-se as equações

que descrevem o modelo dinâmico das tensões nos capacitores do conversor, apresentadas em (4.31), ((4.32)) e (4.33).

$$v_{C3}(s) = \frac{I_L}{s \cdot C_3} \cdot \Delta d_{S1}(s) - \frac{I_L}{s \cdot C_3} \cdot \Delta d_{S2}(s) \quad (4.31)$$

$$v_{C4}(s) = -\frac{I_L}{s \cdot C_4} \cdot \Delta d_{S1}(s) - \frac{I_L}{s \cdot C_4} \cdot \Delta d_{S7}(s) \quad (4.32)$$

$$v_{C1}(s) = -\frac{I_L}{s \cdot C_1} \cdot \Delta d_{S1}(s) \quad (4.33)$$

Por estas equações, observa-se que há um acoplamento no sistema, onde a variável de controle  $\Delta d_{S1}$  tem efeito nas tensões  $v_{C3}$  e  $v_{C4}$ , que são variáveis a serem controladas. Este acoplamento não é desejado e deve ser levado em consideração no projeto do controlador. Além disso, observa-se que as equações do modelo do conversor estão em função da corrente no indutor  $I_L$ . Deste modo, o modelo do sistema se altera de acordo com a carga, que é outra característica não desejada.

O controlador deve atuar de forma eficaz em toda a faixa de carga, portanto estratégias para eliminar esta dependência da carga e desacoplar as variáveis de controle serão estudadas.

Este conjunto de equações pode ser reescrito na forma matricial, como apresentada em (4.34).

$$\begin{bmatrix} v_{C1}(s) \\ v_{C3}(s) \\ v_{C4}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{V_{C1}}(s) & 0 & 0 \\ -G_{V_{C3}}(s) & G_{V_{C3}}(s) & 0 \\ G_{V_{C4}}(s) & 0 & G_{V_{C4}}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta d_{S1}(s) \\ \Delta d_{S2}(s) \\ \Delta d_{S7}(s) \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

Onde:

$$\begin{cases} G_{V_{C1}}(s) = -\frac{I_L}{s \cdot C_1} \\ G_{V_{C3}}(s) = -\frac{I_L}{s \cdot C_3} \\ G_{V_{C4}}(s) = -\frac{I_L}{s \cdot C_4} \end{cases} \quad (4.35)$$

A figura 4.5 mostra a representação do modelo em diagrama de blocos, onde as funções de transferências mostradas nesta figura são apresentadas em 4.35.

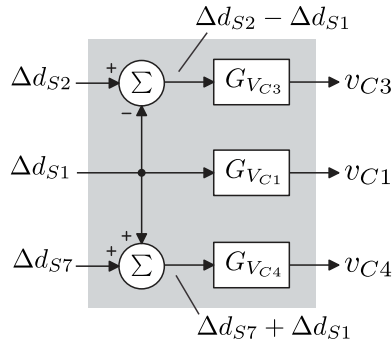


Figura 4.5: Diagrama de blocos do modelo do conversor o modo Buck.

A modelagem para o modo Boost deve ser realizada com base nas equações (4.22), (4.23) e (4.24) e fazendo o mesmo procedimento já feito para o conversor Buck. Observa-se que as equações válidas para o modo Buck ((4.19), (4.20) e (4.21)) são, em módulo, iguais as equações válidas para o modo Boost ((4.22), (4.23) e (4.24)). A diferença entre as equações desses dois modos é o sinal da corrente no indutor. Portanto, o modelo obtido para o Buck também é igual, em módulo, ao do modo Boost. A diferença no modelo desses dois modos está apenas no sinal. Portanto, o diagrama de blocos mostrado na figura 4.5 também é válido para o modo Boost, porém, neste modo, as funções de transferências  $G_{VC1}$ ,  $G_{VC3}$  e  $G_{VC4}$  são dadas por (4.36).

$$\left\{ \begin{array}{l} G_{VC1}(s) = \frac{I_L}{s \cdot C_1} \\ G_{VC3}(s) = \frac{I_L}{s \cdot C_3} \\ G_{VC4}(s) = \frac{I_L}{s \cdot C_4} \end{array} \right. \quad (4.36)$$

Para validar o modelo obtido, foram realizadas algumas simulações, onde foi aplicada uma perturbação no conversor (modelo comu-

tado) e no modelo linearizado obtido, e foram observadas as tensões nos capacitores e a resposta do modelo. Tanto o modo Buck quanto o modo Boost foram simulados utilizando os parâmetros apresentados na tabela 4.1. Vale ressaltar que esta simulação comprobatória foi feita utilizando uma fonte de corrente no lugar do indutor, de modo que a ondulação de corrente é desconsiderada.

Tabela 4.1: Parâmetros utilizados para a simulação comprobatória do modelo.

Parâmetros	Valores
Tensão de entrada	$V_1 = 1000 V$
Razão cíclica	$D = 0,32$
Capacitâncias	$C_{1,2,3,4} = 47\mu F$
Corrente de saída	$I_o = 20 A$
Perturbação	8%

A figura 4.6 mostra o resultado de simulação e a resposta do modelo matemático obtido da tensão sobre o capacitor  $C_3$  para perturbação em  $\Delta d_{S3}$  (figura 4.6a) e perturbação em  $\Delta d_{S1}$  (figura 4.6b), considerando o modo Buck de operação. Observa-se, que o modelo linearizado representa fielmente o modelo comutado do conversor.

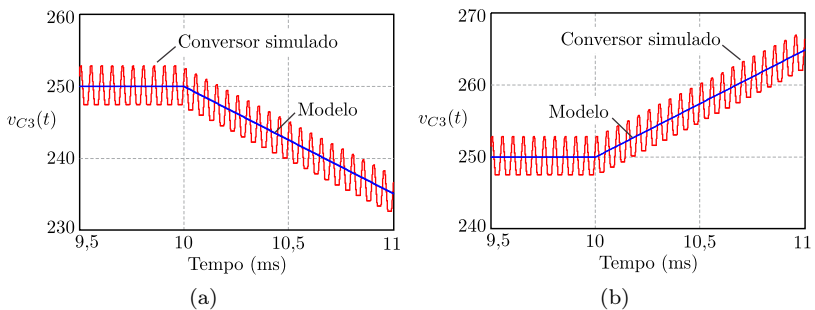


Figura 4.6: Resposta dinâmica da tensão sobre o capacitor  $C_3$  para o conversor operando no modo Buck: (a) perturbação  $\Delta d_{S3}$ ; (b) perturbação  $\Delta d_{S1}$ .

Da mesma forma, a figura 4.7 mostra o resultado de simulação do conversor e a resposta do modelo matemático da tensão  $v_{C_3}$  para perturbação aplicada em  $\Delta d_{S_3}$  (figura 4.7a) e em  $\Delta d_{S_1}$  (figura 4.7b), considerando, agora, o modo Boost de operação.

Já a figura 4.8 mostra a resposta dinâmica da tensão sobre o capacitor  $C_1$  para uma perturbação em  $\Delta d_{S_1}$ , para o conversor simulado (modelo comutado) e o modelo matemático, considerando tanto operação no modo Buck (figura 4.8a) quanto no modo Boost (figura 4.8b).

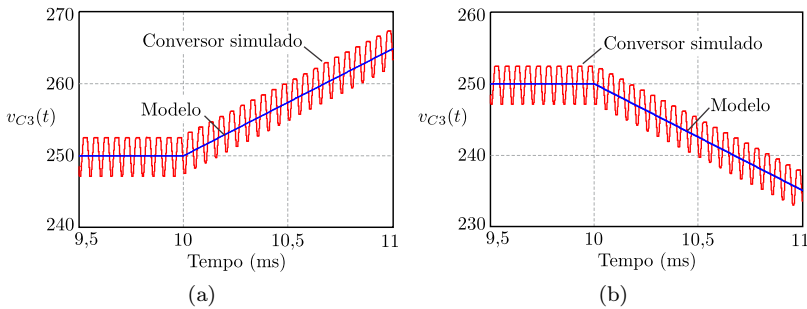


Figura 4.7: Resposta dinâmica da tensão sobre o capacitor  $C_3$  para o conversor operando no modo Boost: (a) perturbação  $\Delta d_{S_3}$ ; (b) perturbação  $\Delta d_{S_1}$ .

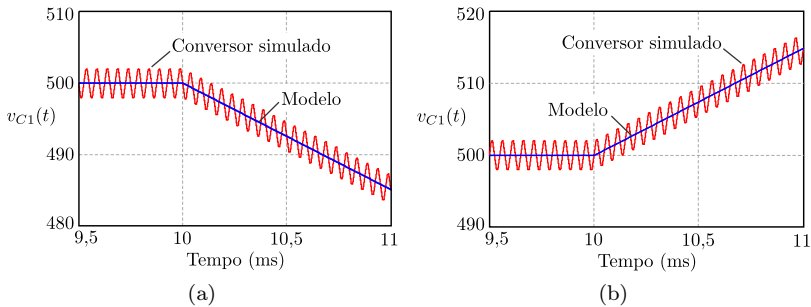


Figura 4.8: Resposta dinâmica da tensão sobre o capacitor  $C_1$  para perturbação  $\Delta d_{S_1}$ : (a) operação no modo Buck; (b) operação no modo Boost.



Vale ressaltar que na simulação apresentada na figura 4.8, a perturbação é aplicada tanto no interruptor  $S_1$  quanto no interruptor  $S_8$ , assim como é proposto em (4.18). Por essas três figuras, observa-se que o modelo matemático obtido tanto para o modo Buck quanto para o modo Boost representa fielmente o conversor. Portanto, isto comprova que o modelo obtido para o modo Buck é equivalente ao do modo Boost, diferenciando-se apenas pelo sinal.

Estas simulações validam o modelo matemático obtido nesta secção. Simulações para a resposta dinâmica da tensão sobre o capacitor  $C_4$  serão omitidas, visto que esta tensão apresenta resposta semelhante à do capacitor  $C_3$ .

#### 4.4 Estratégia de Controle

Como já citado, a estratégia de balanço de tensão nos capacitores é baseada em uma técnica ativa, cujo princípio de atuação fundamenta-se em aplicar perturbações nas razões cíclicas do conversor, e controlar as tensões utilizando como variável de controle essas perturbações. As perturbações são geradas por um controlador, assim como ilustrado na figura 4.9.

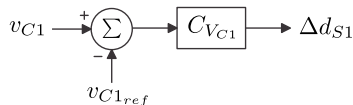


Figura 4.9: Exemplificação do controle da tensão  $v_{C1}$ .

O modelo obtido utilizado para realizar o projeto desses controladores ( $C_{V_{C1}}$ ,  $C_{V_{C3}}$  e  $C_{V_{C4}}$ ) apresentou um acoplamento indesejável entre a variável  $\Delta d_{S1}$  com as variáveis  $v_{C3}$  e  $v_{C4}$ . Além disso, o modelo matemático obtido é dependente da corrente de carga, implicando em alteração no modo de acordo com a carga.

Neste tópico serão estudadas estratégias de controle, visando eliminar o acoplamento entre as variáveis e a dependência que o modelo possui do parâmetro  $I_L$ . Além disso, características do controlador serão apresentadas nessa secção.

#### 4.4.1 Desacoplamento das Variáveis de Controle

A estrutura mais básica de controle das tensões nos capacitores é ilustrada na figura 4.10. Nesta figura,  $\Delta d_{S1}$  é utilizada para controlar  $v_{C1}$ ,  $\Delta d_{S2}$  é utilizada para controlar  $v_{C3}$  e  $\Delta d_{S7}$  controla  $v_{C4}$ . Nesta configuração, as tensões  $v_{C3}$  e  $v_{C4}$  sofrem a influência da variável  $\Delta d_{S1}$ .

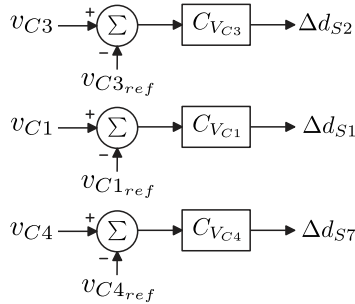


Figura 4.10: Estratégia básica de controle das tensões nos capacitores.

Observando o modelo obtido (equação (4.33) e figura 4.5), verifica-se que a influência da perturbação  $\Delta d_{S1}$  em  $v_{C3}$  e  $v_{C4}$  é conhecida. Isto é, pode-se prever o comportamento de  $v_{C3}$  e  $v_{C4}$ , para variação de  $\Delta d_{S1}$ . Assim sendo, é possível anular o efeito de  $\Delta d_{S1}$  sobre as tensões  $v_{C3}$  e  $v_{C4}$ , desacoplando, deste modo, esta variáveis. A figura 4.11 mostra a estratégia de controle com desacoplamento.

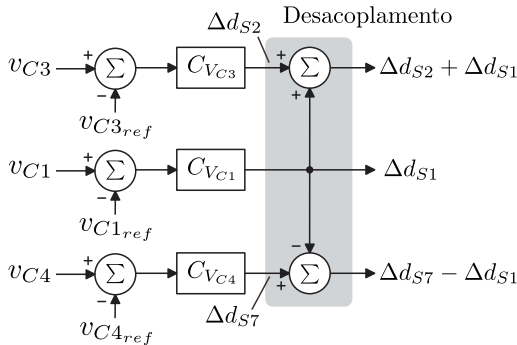


Figura 4.11: Estratégia de controle das tensão nos capacitores com desacoplamento.

Pela figura 4.5, observa-se que no modelo matemático do conversor, a perturbação  $\Delta d_{S1}$  é subtraída de  $\Delta d_{S2}$ , e o resultado passa pela função de transferência  $G_{V_{C3}}$ , resultando em  $v_{C3}$ . Assim sendo, para eliminar o efeito de  $\Delta d_{S1}$  sobre a tensão  $v_{C3}$ , basta somar  $\Delta d_{S1}$  à  $\Delta d_{S2}$ , assim como foi feita na estratégia de controle apresentada na figura 4.11.

Da mesma forma, para eliminar o efeito de  $\Delta d_{S1}$  sobre a tensão  $v_{C4}$ , basta subtrair  $\Delta d_{S1}$  de  $\Delta d_{S7}$ , assim como mostrado na figura 4.11.

Deste modo, o desacoplamento será utilizado na estratégia de controle que será implementada neste trabalho.

#### 4.4.2 Controle das Tensões com *Feedforward* da Corrente no Indutor

As funções de transferências do modelo do conversor ( $G_{V_{C1}}$ ,  $G_{V_{C3}}$  e  $G_{V_{C4}}$ ), possuem uma característica integradora. Deste modo, a utilização de um simples controlador proporcional (tipo  $P$ ) pode ser suficiente para atender os requisitos necessários do sistema de controle. Estes requisitos resumem-se ao alto ganho em baixas frequências, para anular o erro em regime permanente, e cruzamento a  $-20\text{db/dec}$  para a função de transferência de laço aberto do sistema, de acordo com [40]. Assim sendo, os controladores das tensões nos capacitores ( $C_{V_{C1}}$ ,  $C_{V_{C3}}$  e  $C_{V_{C4}}$ ) serão do tipo  $P$ , e por isso serão denominado, agora, de  $K_{V_{C1}}$ ,  $K_{V_{C3}}$  e  $K_{V_{C4}}$ .

Vale ressaltar que o modelo muda de sinal de acordo com o modo de operação (Buck ou Boost), então os controladores das tensões nos capacitores também devem mudar de sinal de acordo com o modo. Isto é, é necessário identificar o sentido da corrente no indutor e alterar o sinal do controlador, dependendo do modo de operação. Para a análise apresentada a seguir, considera-se que o conversor opera no modo Buck. Sendo assim, caso o conversor opere no modo Boost, é necessário alterar o sinal dos controladores que serão apresentados.

A figura 4.12 mostra o diagrama de blocos do controle da tensão sobre o capacitor  $C_1$ . Nesta figura,  $H_{V_{C1}}$  é a função de transferência de todo circuito auxiliar e de medição do sistema de controle da tensão no capacitor  $C_1$ . O diagramas de bloco do controle das tensões sobre os capacitores  $C_3$  e  $C_4$  é análogo ao apresentado para o controle de  $v_{C1}$ , contemplando o desacoplamento, portanto não há a necessidade de ser apresentado.

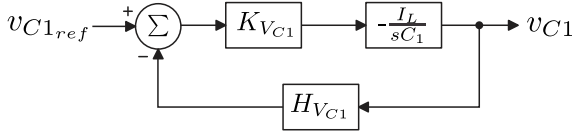


Figura 4.12: Estratégia básica de controle da tensão no capacitor  $C_1$ .

Considerando o sistema mostrado na figura 4.12, a função de transferência de laço aberto é dado por (4.37).

$$L(s) = K_{V_{C1}} \cdot H_{V_{C1}} \cdot \frac{I_L}{s \cdot C_1} \quad (4.37)$$

A frequência de cruzamento de ganho do sistema e a expressão para o argumento de  $L(s)$  são dados por (4.38) e (4.39), respectivamente.

$$20 \cdot \log(|L(j\omega_0)|) = 1 \rightarrow \omega_0 = \frac{K_{V_{C1}} \cdot H_{V_{C1}} \cdot I_L}{C_1} \quad (4.38)$$

$$\arg(|L(j\omega)|) = -\frac{\pi}{2} \quad (4.39)$$

Observa-se que a frequência de cruzamento por zero ( $\omega_0$ ) depende da corrente no indutor, isto é, depende da carga. Por outro lado, o  $\arg(L(j\omega))$  não apresenta nenhuma relação com a corrente de saída, nem com a frequência de cruzamento por zero. Este parâmetro é constante e igual à  $-\pi/2$ . Portanto, o sistema é estável e apresenta margem de fase de  $-90$  graus, para toda faixa de carga.

A figura 4.13 mostra, de forma ilustrativa, o diagrama de bode deste sistema para  $C_1 = 40\mu F$ ,  $I_L = 15 A$ ,  $K_{V_{C1}} = 1$  e  $H_{V_{C1}} = 2,47 \cdot 10^{-3}$ . Observa-se, neste diagrama, que a frequência de cruzamento por zero torna-se mais baixa à medida que o valor da corrente  $I_L$  decresce, bem como indicado na equação (4.38). Apesar de o sistema ser estável para toda faixa de carga, a resposta dinâmica do sistema dependerá da carga. Isto é, para baixas cargas, o sistema apresentará uma resposta dinâmica bem mais lenta. De acordo com a figura 4.13, se a corrente de carga for um oitavo do seu valor nominal, a frequência de cruzamento por zero cai em quase uma década.

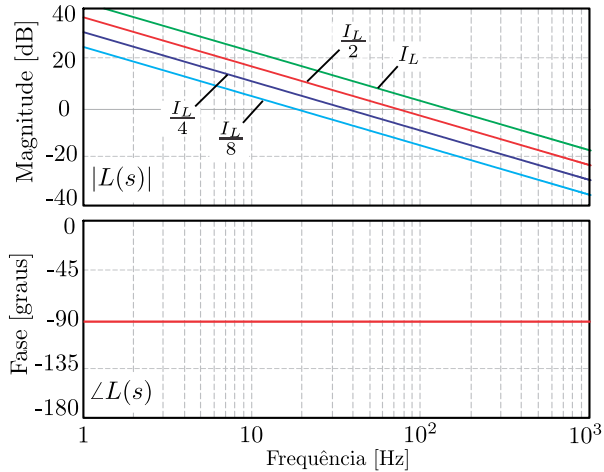


Figura 4.13: Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto.

Para eliminar a dependência da corrente de carga  $I_L$  que o modelo matemático do conversor possui, propõe-se utilizar uma técnica de *feedforward* da corrente de carga, onde o inverso do valor desta corrente é multiplicado na saída do compensador, assim como apresentado na figura 4.14. Deste modo, o ganho total que a planta enxerga, também irá se alterar de acordo com a carga.

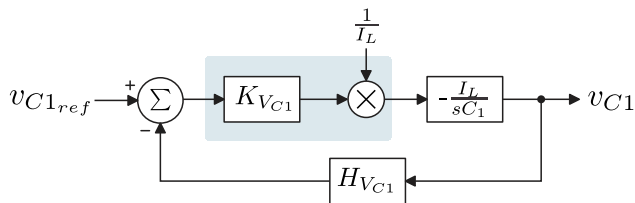


Figura 4.14: Estratégia de controle das tensões nos capacitores com desacoplamento.

A função de transferência de laço aberto do sistema é dada por (4.37). Observa-se, que apesar da planta depender da corrente  $I_L$ , a função de transferência de laço aberto nesta estratégia de controle já não depende mais.

$$L(s) = \frac{K_{V_{C1}} \cdot H_{V_{C1}}}{s \cdot C_1} \quad (4.40)$$

A frequência de cruzamento de ganho do sistema e a expressão para o argumento de  $L(s)$  são dados por (4.41) e (4.42), respectivamente.

$$20 \cdot \log(|L(j\omega_0)|) = 1 \rightarrow \omega_0 = \frac{K_{V_{C1}} \cdot H_{V_{C1}}}{C_1} \quad (4.41)$$

$$\arg(|L(j\omega)|) = -\frac{\pi}{2} \quad (4.42)$$

Observa-se que a frequência de cruzamento por zero ( $\omega_0$ ) e o argumento  $\arg(L(j\omega))$  não apresenta nenhuma relação com a corrente de saída. O argumento  $\arg(L(j\omega))$  é constante e igual a  $-\pi/2$ , portanto o sistema é estável e apresenta margem de fase de  $-90$  graus, independente da carga. De forma semelhante, a frequência de cruzamento será constante e a resposta dinâmica do sistema não dependerá mais da carga.

Considerando que a técnica descrita anteriormente é implementada de forma digital através de um processador digital de sinais, os atrasos de transporte inseridos no sistema devem ser levados em consideração. Esses atrasos são causados pelo modulador PWM e pelo tempo de processamento da CPU. De acordo com [41], o atraso proveniente da CPU é de um período de amostragem ( $T_a$ ) ( $e^{-sT_a}$ ) e o atraso do PWM para simples atualização também é de um período ( $e^{-sT_a}$ ), resultando em um atraso total de dois períodos de amostragem ( $e^{-2sT_a}$ ). A figura 4.15 apresenta o mesmo diagrama de blocos da figura 4.14, incluindo os atrasos de transporte.

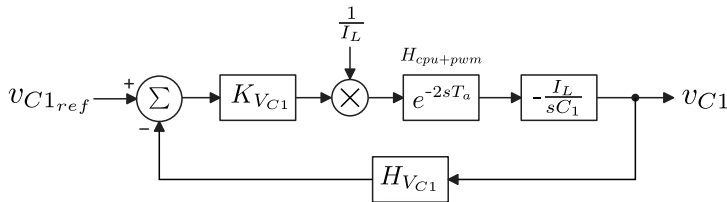


Figura 4.15: Estratégia de controle das tensão nos capacitores com desacoplamento.

No apêndice B serão apresentados mais detalhes da implementação digital, onde será mostrado que o PWM utiliza atualização simples. Vale ressaltar que os ganhos do conversor AD (ADC) e do PWM já estão considerados na função de transferência  $H_{V_{C1}}$ .

Considerando o diagrama de blocos da figura 4.15, a função de transferência de laço aberto é dado por

$$L(s) = \frac{K_{V_{C1}} \cdot H_{V_{C1}}}{s \cdot C_1} \cdot e^{-2sT_a}. \quad (4.43)$$

A frequência de cruzamento de ganho do sistema e a expressão para o argumento de  $L(s)$  são dados por (4.44) e (4.45), respectivamente.

$$20 \cdot \log(|L(j\omega)|) = 1 \rightarrow \omega = \frac{K_{V_{C1}} \cdot H_{V_{C1}}}{C_1} \quad (4.44)$$

$$\arg(|L(j\omega)|) = -\frac{\pi}{2} - 2 \cdot \omega \cdot T_a \quad (4.45)$$

$$\arg(|L(j\omega)|) = -\frac{\pi}{2} - 2 \cdot T_a \cdot \frac{K_{V_{C1}} \cdot H_{V_{C1}}}{C_1}$$

Observa-se que a frequência de cruzamento por zero ( $\omega_0$ ) não apresenta nenhuma relação com a corrente de saída, como era esperado. Por outro lado, o argumento  $\arg(L(j\omega))$  está relacionado com a frequência de cruzamento por zero  $\omega_0$ , devido aos atrasos de transporte. De acordo com (4.45), a fase do sistema depende da taxa de amostragem ( $T_a$ ), que é constante, da função de transferência  $H_{V_{C1}}$ , que é função dos parâmetros dos circuitos analógicos e digitais e também é constante, e do ganho do controlador  $K_{V_{C1}}$ . Portanto, deve-se projetar o controlador  $K_{V_{C1}}$  para que a margem de fase do sistema fique em torno de 90 graus.

#### • Análise de Estabilidade

Uma breve análise da estabilidade do sistema mostrado na figura 4.15 é realizada apenas para conhecer as restrições do controlador  $K_{V_{C1}}$ .

O limite da estabilidade ocorre para  $\arg(L(j\omega)) = -\pi$ , [42]. Logo a condição de estabilidade é

$$\arg(|L(j\omega)|) < -\pi. \quad (4.46)$$

Substituindo (4.45) em (4.46) é obtido

$$-\frac{\pi}{2} - 2 \cdot T_a \cdot \frac{K_{V_{C1}} \cdot H_{V_{C1}}}{C_1} < -\pi. \quad (4.47)$$

Portanto, resolvendo a equação (4.47), obtém-se o máximo valor que o ganho  $K_{V_{C1}}$  deve ter para satisfazer a condição de estabilidade do sistema, assim como apresentado em (4.48).

$$K_{V_{C1}} < \frac{\pi}{4} \cdot \frac{C_1}{T_a \cdot H_{V_{C1}}} \quad (4.48)$$

Portanto, respeitando essa restrição, o sistema de controle da tensão no capacitor será estável. Este mesmo estudo é válido para o controle das tensões nos capacitores  $C_3$  e  $C_4$ . A figura 4.16 ilustra, portanto, o diagrama de blocos completo da estratégia de controle das tensões nos capacitores, onde o desacoplamento e a estratégia para eliminar a dependência da carga são observados.

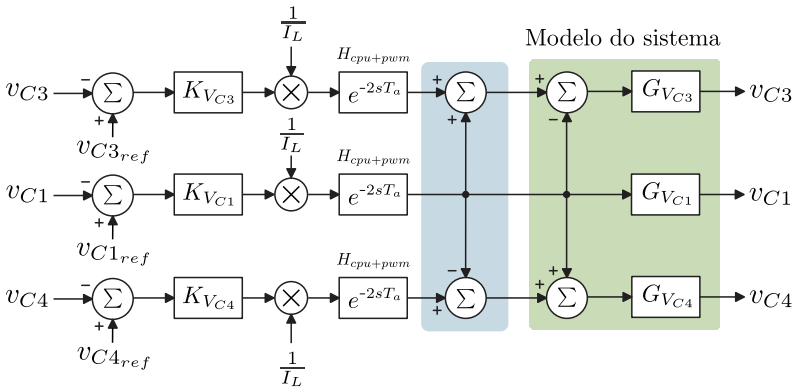


Figura 4.16: Diagrama de blocos da estratégia de controle proposta para balanceamento das tensões nos capacitores.

É importante ressaltar que utilizando esta técnica de controle, o conversor pode operar no modo Buck ou no modo Boost sem haver a necessidade de alterar o sinal do controlador, assim como ocorria na técnica mostrada na figura 4.12. Este sinal já é automaticamente alterado devido a multiplicação de  $K_{V_{C1}}$  por  $1/I_L$ , pois no modo Boost  $I_L$  torna-se negativo.



## 4.5 Projeto dos Controladores

Após definir a estratégia de controle, é realizado o projeto dos controladores das tensões sobre os capacitores  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$  para o conversor. Como as funções de transferências utilizadas no projeto do controlador desses três capacitores são iguais, então os compensadores também devem ser iguais. Por isso, apenas um procedimento de projeto será realizado, de forma genérica. A tabela 4.2 mostra os parâmetros do circuito de potência e de medição utilizado para o projeto do controlador. As capacitâncias são definidas no apêndice A, onde é realizado o projeto do conversor. A taxa de amostragem e os ganhos do PWM e do AD são definidos no apêndice B, onde são mostrados detalhes da implementação digital. O ganho do sensor de tensão utilizado para medir as tensões nos capacitores e do circuito de medida auxiliar ao sensor está representado por  $H_{sensor}$ . A função de transferência do circuito de medição contempla os ganhos do sensor, do PWM e do conversor AD, isto é  $H_{VC} = H_{sensor} \cdot K_{ADC} \cdot K_{PWM}$ .

Tabela 4.2: Parâmetros utilizados para o projeto do compensador.

Parâmetros	Valores
Tensão de entrada	$V_1 = 1000 V$
Tensão de saída	$V_2 = 750 V$
Corrente no indutor	$I_L = 23,3 A$
Capacitâncias	$C_{1,2,3,4} = 40 \mu F$
Ganho dos sensores	$H_{sensor} = 2,78 \cdot 10^{-3}$
Ganho do ADC	$K_{ADC} = 1365$
Ganho do PWM	$K_{PWM} = 2 \cdot 10^{-4}$
FT do circuito de medição	$H_{VC} = 7,59 \cdot 10^{-4}$
Período de amostragem	$T_a = 5 \cdot 10^{-5} s$

Com todos os parâmetros definidos, a função de transferência de laço aberto do sistema sem o compensador é apresentada por (4.49).

$$L(s) = \frac{18,964}{s} \cdot e^{-10^{-4}s} \quad (4.49)$$

A figura 4.17 mostra o diagrama de Bode do sistema sem compensador. Observa-se que a fase do sistema sofre uma queda considerável, devido ao atraso de transporte do controle digital.

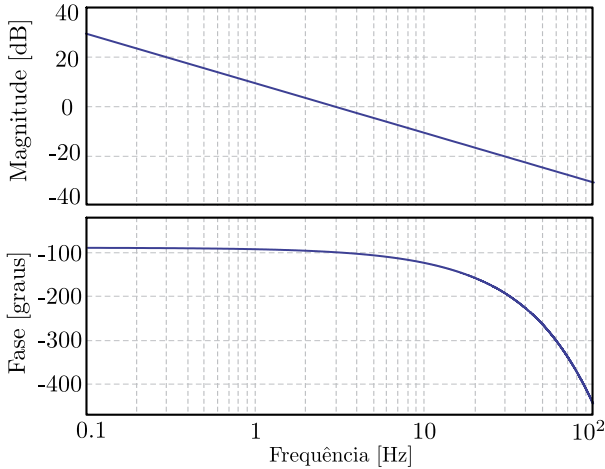


Figura 4.17: Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto do sistema sem compensador.

Esta malha de tensão nos capacitores deve ser lenta o suficiente para não interferir na dinâmica da malha de corrente e de tensão de saída. Optou-se, então, por utilizar uma frequência de cruzamento por zero de  $50 \text{ Hz}$ . Pela figura 4.17, a função de transferência de laço aberto do sistema sem compensador cruza por zero em, aproximadamente,  $3 \text{ Hz}$  ( $18,964 \text{ rad/s}$ ). Portanto, o ganho necessário que deve ser inserido no sistema para que o mesmo cruze em  $50 \text{ Hz}$  é dado por (4.50).

$$K_{V_C} = 16,57 \quad (4.50)$$

O máximo ganho permitido para que o sistema opere dentro do limite da estabilidade é

$$K_{V_C \max} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{40\mu}{5 \cdot 10^{-5} \cdot 7,59 \cdot 10^{-4}} = 828,3. \quad (4.51)$$

Como o ganho obtido é menor que  $K_{V_C \max}$ , então o sistema em malha fechada será estável. Como as malhas de controle das tensões

nos capacitores são bastante lentas, a influencia do atraso de transporte inerente do controle digital é quase insignificante.

A figura 4.18 mostra o diagrama de Bode do sistema com compensador. Verifica-se que o sistema compensado cruza por zero na frequência desejada ( $50\text{ Hz}$ ) e que sua margem de fase é  $88,2^\circ$ . Como a margem de fase ficou bem próxima de  $90^\circ$  e o gráfico de magnitude cruza por zero na frequência desejada e com inclinação de  $-20\text{ dB/dec.}$ , pode-se afirmar que o controlador proporcional é eficaz o suficiente para esta aplicação.

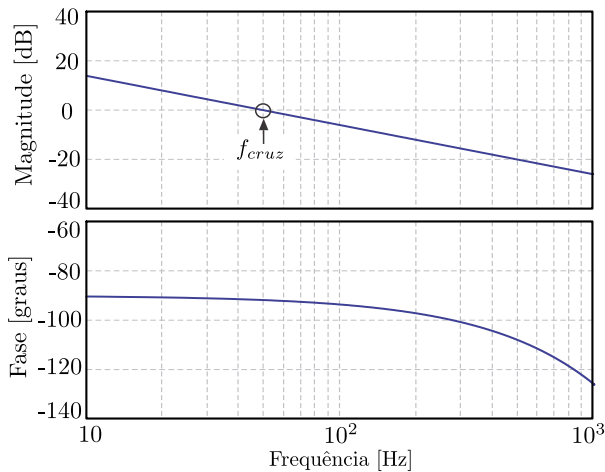


Figura 4.18: Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto do sistema com compensador.

## 4.6 Conclusão

Neste capítulo foi realizado o estudo do balanço das tensões nos capacitores, válida para os conversores unidirecionais Buck, Boost e o conversor bidirecional Buck+Boost proposto. O mecanismo de balanço das tensões nos capacitores foi estudado e conclui-se que a diferença nas razões cíclicas do conversor implica em variação das tensões nos capacitores. A partir daí, foi proposto aplicar perturbações na razão cíclica do conversor e controlar as tensões nos capacitores a partir dessas perturbações. Portanto, a técnica de balanço utilizada é baseada no controle ativo.

Toda a modelagem foi realizada e o modelo matemático do conversor foi obtido e comprovado por simulação. O modelo apresenta acoplamento entre as variáveis e uma característica de dependência da corrente de saída.

Uma estratégia de controle, contemplando o desacoplamento das variáveis e *feedforward* da corrente no indutor, para eliminar dependência da carga que o modelo possui, foi proposta e analisada em detalhes neste capítulo. Essa estratégia garante o balanço das tensões nos capacitores durante a operação normal do conversor e também garante a regulação das tensões  $v_{C3}$  e  $v_{C4}$  durante a partida do conversor.

Por fim, foi realizado o projeto dos compensadores utilizados para controlar as tensões nos capacitores.

## 5 MODELAGEM E ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA APLICAÇÕES DO CONVERSOR BIDIRECIONAL

### 5.1 Introdução

No capítulo 1 foi introduzida a topologia do conversor cc-cc bidirecional proposto neste trabalho, como solução para interfaceamento entre dois sistemas de alta e/ou média tensão. Em especial, duas aplicações para o conversor proposto foram apresentadas.

Neste capítulo serão apresentadas as características das duas prováveis aplicações do conversor bidirecional Buck+Boost, visando definir estratégias de controle para este conversor. Além disso, definida a estratégia de controle, será apresentada a modelagem orientada ao controle do conversor, no qual as funções de transferências necessárias para o projeto dos compensadores serão obtidas. Ao final do capítulo, o projeto dos controladores será realizado.

### 5.2 Aplicações do Conversor Bidirecional Proposto

Devido à característica de reduzir os esforços de tensão nos semicondutores e capacitores, a topologia do conversor multinível bidirecional Buck+Boost é adequada para aplicações que utilizam elevadas tensões e elevadas potências. Na literatura encontram-se algumas aplicações de conversores cc-cc para alta tensão, como pode ser visto em [12], [14] e [43].

Em [12]-[14] os autores propõem dois sistemas de distribuição industrial cc passivos, sendo o sistema primário alimentado em aproximadamente  $7\text{ kV}$  e o sistema secundário alimentado em  $800\text{ V}$ , onde as cargas estão conectadas. O sistema de distribuição secundário é alimentado pelo primário através de um conversor cc-cc abaixador. Já em [43], os autores apresentam um sistema distribuição cc de  $2\text{ kV}$ , onde um equipamento de armazenamento de energia, alimentado em  $500\text{ V}$ , é conectado ao sistema de distribuição através de um conversor cc-cc.

Apesar dessas possíveis aplicações, este trabalho enfatiza duas aplicações do conversor bidirecional proposto, relacionadas com sistemas de transmissão e distribuição de corrente contínua. Essas aplicações são descritas a seguir, e a estratégia de controle utilizada em cada uma delas é apresentada.

### 5.2.1 Aplicação 1: Interfaceamento Entre Redes de Transmissão cc

Uma importante aplicação do conversor bidirecional proposto é no interfaceamento de dois sistemas de transmissão em corrente contínua, onde a função do conversor está relacionada com controle do fluxo de energia entre os dois sistemas, assim como apresentada na figura 5.1. Nessa aplicação, considera-se que os sistemas de transmissão possuem suas tensões cc reguladas, de modo que o conversor cc-cc bidirecional não é responsável por controlar nenhuma delas.

A função do conversor é realizar a troca de energia entre esses dois barramentos, a mando de um controle central.

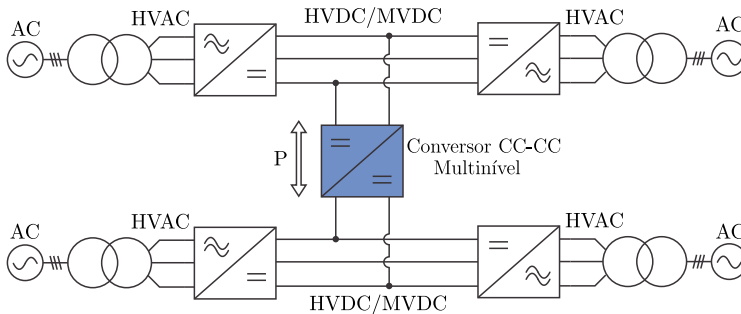


Figura 5.1: Aplicação do conversor bidirecional no interfaceamento entre dois sistemas de transmissão cc.

Para controlar o fluxo de energia através do conversor, é necessário controlar a corrente no indutor deste. Portanto, apenas uma malha de corrente é suficiente para o conversor nesta aplicação. Do ponto de vista do conversor, os sistemas de transmissão cc podem ser substituídos por fontes de tensão constantes e ideais, já que eles apresentam suas tensões controladas. Assim, a figura 5.2 mostra o conversor com o diagrama de blocos da estratégia de controle empregada para esta aplicação, a qual é baseada apenas em uma malha de corrente.

O controle do fluxo de energia é feito por um controle central, isto é, por um agente externo, portanto, a corrente de referência ( $i_{ref}$ ) será definida por esse agente.

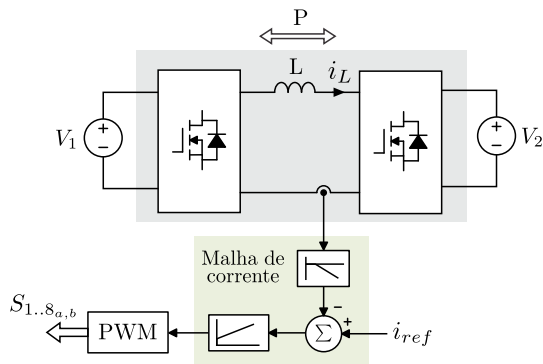


Figura 5.2: Estratégia de controle contemplando apenas uma malha de corrente.

### 5.2.2 Aplicação 2: Interface entre sistema de transmissão cc e distribuição cc com geração distribuída

Outra provável aplicação do conversor multinível bidirecional proposto é para suprir um sistema de distribuição ativo de corrente contínua a partir de um sistema de transmissão em alta ou média tensão, assim como ilustrado na figura 5.3.

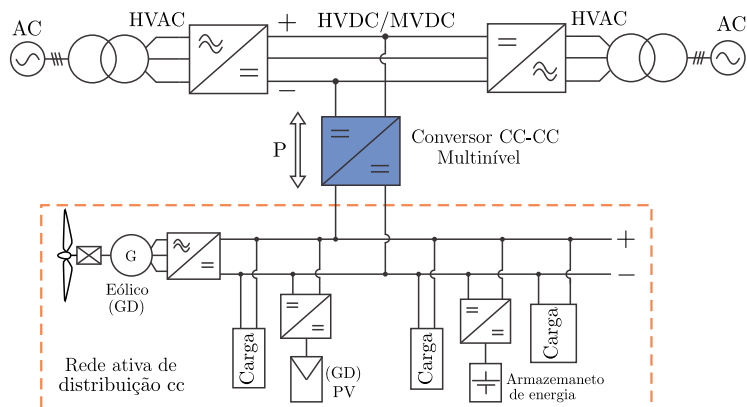


Figura 5.3: Aplicação do conversor bidirecional para alimentar um sistemas de distribuição cc com GD a partir da transmissão cc.

As redes ativas de distribuição apresentam a característica de possuir gerações distribuídas (GD) conectadas a ela. Nesta aplicação, o conversor cc multinível alimenta a rede de distribuição, enquanto a energia gerada localmente for inferior à energia consumida pela carga. Quando a energia da geração distribuída for superior àquela requerida pelas cargas, é necessário que excesso de energia seja entregue à rede de transmissão cc. Por este motivo, é essencial que o conversor cc-cc que realiza o interfaceamento entre essas duas redes tenha a característica de bidirecionalidade.

Do ponto de visto do conversor, o sistema de transmissão pode ser substituído por uma fonte de tensão constante. Já o sistema de distribuição, não possui sua tensão e nem sua corrente controladas, mas sim a potência, que é definida pela diferença entre as potências das GD's e das cargas. Deste modo, o sistema de distribuição pode ser representado por uma fonte de potência, assim como mostrado na figura 5.4.

Nesta aplicação, a função do conversor é alimentar a rede de distribuição e regenerar energia para a rede de transmissão quando houver excesso na GD. Portanto, o conversor é responsável por controlar a tensão na rede de distribuição, sendo necessária uma malha de tensão, e ele também é responsável por controlar o fluxo de energia, sendo necessária uma malha de corrente.

A estratégia de controle utilizada é baseada no clássico modo de controle por valores médios de corrente, onde há uma malha de tensão externa gerando a referência para a malha de corrente interna. A figura 5.4 mostra o diagrama de blocos desta estratégia de controle.

Considerando a fonte  $P_2$  negativa (isto é, carga), se o valor de potência consumida por  $P_2$  se reduzir, a tensão no barramento  $v_2$  tende a aumentar. Neste instante, a malha de tensão atua, reduzindo a corrente de referência ( $i_{ref}$ ), e o conversor, consequentemente, reduz o montante de corrente entregue à  $P_2$ , visando estabilizar a tensão  $v_2$ . Caso a potência  $P_2$  torne-se positiva, a malha de tensão gera uma referência de corrente negativa, e o conversor entrega toda a energia da fonte  $P_2$  para a fonte  $V_1$ .

No diagrama de blocos da estratégia de controle, considera-se um filtro passa-baixa na leitura da corrente e apenas um ganho na leitura da tensão  $v_2$ .



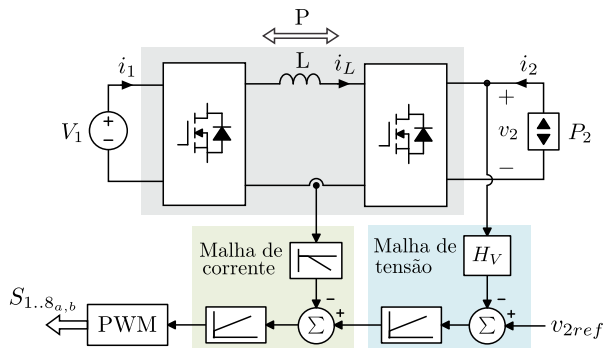


Figura 5.4: Estratégia de controle contemplando uma malha de tensão externa e uma malha de corrente interna.

Visando atender essas duas aplicações, neste trabalho será projetada e implementada uma malha de corrente e uma malha de tensão, e as duas estratégias de controle descritas serão avaliadas.

### 5.3 Modelagem do Conversor Bidirecional Buck+Boost

Para projetar e implementar o controle do conversor Buck+Boost é necessário obter as funções de transferência. A razão cíclica é responsável por controlar a corrente no indutor, então a função de transferência utilizada no projeto do controle de corrente é  $G_i(s) = i_L(s)/d(s)$ . Já a tensão  $v_2$  é controlada através da corrente no indutor, então a função de transferência utilizada no projeto do controle desta tensão é  $G_v(s) = v_2(s)/i_L(s)$ .

Essas funções de transferência são obtidas a seguir.

#### 5.3.1 Modelagem Orientada ao Controle da Corrente no Indutor

Como o conversor bidirecional opera impondo as tensões  $v_a$  e  $v_b$ , como descrito no capítulo 3, e essas tensões são conhecidas, então o conversor pode ser representado por um circuito equivalente, tal como ilustrado na figura 5.5. Neste circuito, os arranjos de semicondutores foram substituídos por duas fontes de tensão variáveis no tempo, definidas como

$$v_a(t) = v_1(t) \cdot d(t), \quad (5.1)$$

$$v_b(t) = v_2(t) \cdot [1 - d(t)]. \quad (5.2)$$

Os valores médios quase instantâneos de  $v_a$  e  $v_b$  são calculados por (5.3) e (5.4), respectivamente.

$$\langle v_a(t) \rangle_{T_s} = \langle v_1(t) \rangle_{T_s} \cdot \langle d(t) \rangle_{T_s} \quad (5.3)$$

$$\langle v_b(t) \rangle_{T_s} = \langle v_2(t) \rangle_{T_s} \cdot [1 - \langle d(t) \rangle_{T_s}] \quad (5.4)$$

Nota-se que a resistência intrínseca do indutor é considerada na obtenção do modelo matemático do conversor.

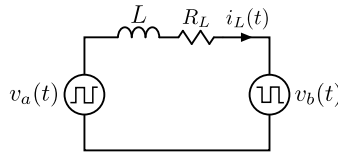


Figura 5.5: Circuito equivalente do conversor bidirecional utilizado para modelagem orientada ao controle da corrente.

Considerando a corrente positiva no indutor ( $i_L > 0$ ) e analisando o circuito da figura 5.5, obtém-se

$$v_a(t) - v_b(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + R_L \cdot i_L(t). \quad (5.5)$$

Portanto, calculando o valor médio quase instantâneo de (5.3), e substituindo (5.4) e (5.5) no resultado encontrado, chega-se na expressão (5.6).

$$L \cdot \frac{d\langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} + R_L \cdot \langle i_L(t) \rangle_{T_s} = \langle i_L(t) \rangle_{T_s} \cdot \langle d(t) \rangle_{T_s} - \langle i_L(t) \rangle_{T_s} \cdot [1 - \langle d(t) \rangle_{T_s}] \quad (5.6)$$

Perturbando as variáveis  $v_1$ ,  $v_2$ ,  $i_L$  e  $d$ , e em seguida linearizando a aplicando a transformada de Laplace, obtém-se

$$(s \cdot L + R_L) \cdot \hat{i}_L(s) = (V_1 + V_2) \cdot \hat{d}(s) + \hat{v}_1(s) \cdot D - \hat{v}_2(s) \cdot D'. \quad (5.7)$$

Para a primeira aplicação proposta, as tensões de entrada e saída do conversor são constantes. Na segunda aplicação, a tensão de entrada  $v_1$  é constante e a tensão de saída é controlada pelo conversor, através de uma malha lenta de tensão. Como a dinâmica da malha de tensão  $v_2$  é consideravelmente mais lenta que a dinâmica da malha de corrente, a tensão  $v_2$  pode ser considerada constante. Desse modo, considerando as duas aplicações descritas, as perturbações nas tensões  $v_1$  e  $v_2$  podem ser desconsideradas na equação (5.7), resultando na função de transferência  $G_i$ , apresentada em (5.8).

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_1 + V_2}{s \cdot L + R_L} \quad (5.8)$$

É importante ressaltar que a análise considerando corrente negativa no indutor resulta na mesma função de transferência. Percebe-se, ainda, que a função de transferência obtida é a mesma válida para o conversor clássico Buck+Boost de dois níveis.

A fim de validar o modelo obtido, foi realizada simulação, na qual foi aplicada uma perturbação na razão cíclica do conversor e no modelo linearizado obtido. A corrente no indutor e a resposta do modelo foram observadas e serão comparadas aqui. Os parâmetros utilizados na simulação são apresentados na tabela 5.1.

Tabela 5.1: Parâmetros utilizados para a simulação comprobatória do modelo de corrente.

Parâmetros	Valores
Tensão de entrada	$V_1 = 1000 \text{ V}$
Tensão de saída	$V_2 = 700 \text{ V}$
Razão cíclica	$D = 0,412$
Indutância	$L = 300 \mu\text{H}$
Frequência de comutação	$f_s = 1 \text{ kHz}$
Perturbação	4%

Observa-se que nesta simulação, a frequência de comutação foi reduzida, a fim de tornar visível a ondulação de corrente no indutor.

A figura 5.6 mostra o resultado de simulação da corrente no indutor e a resposta do modelo linearizado. Observa-se que a simulação inicia com corrente negativa no indutor, então é aplicado um degrau na razão cíclica e a corrente responde elevando seu valor até tornar-se positiva. Pela figura 5.6 observa-se que o modelo linearizado representa com exatidão o conversor, independente do sentido de corrente no indutor.

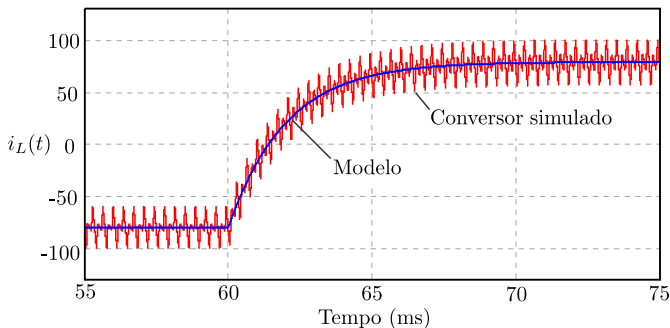


Figura 5.6: Resposta dinâmica da corrente no indutor para perturbação na razão cíclica.

### 5.3.2 Modelagem Orientada ao Controle da Tensão $v_2$

O estágio de saída do conversor bidirecional é formado por dois capacitores dividindo o barramento da tensão de saída. Do ponto de vista desses capacitores, o conversor pode ser substituído por uma fonte de corrente controlada  $i_b$ , o circuito equivalente obtido é mostrado na figura 5.7a. Desconsiderando qualquer desbalanço entre esses capacitores, e considerando que suas capacitâncias são iguais e dadas por  $C$ , então, o circuito da figura 5.7a pode ser simplificado para o circuito mostrado na figura 5.7b. Sendo assim, a modelagem orientada ao controle da tensão  $v_2$  será realizada com base no circuito equivalente mostrado na figura 5.7b. Para simplificar a análise, considerou-se uma carga resistiva. Além disso, desconsideraram-se as resistências dos capacitores, visto que o valor desse parâmetro é muito pequeno, como mostrado no apêndice B.

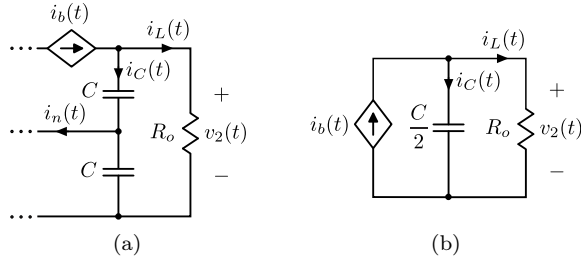


Figura 5.7: Circuito equivalente utilizado para modelagem orientada ao controle da tensão  $v_2$ .

A fonte de corrente controlada  $i_b$ , que aparece na figura 5.7, está relacionada com a corrente  $i_L$  através de (5.9).

$$i_b(t) = i_L(t) \cdot [1 - d(t)] \quad (5.9)$$

O valor médio quase instantâneo desta corrente é dado por

$$\langle i_b(t) \rangle_{T_s} = \langle i_L(t) \rangle_{T_s} \cdot [1 - \langle d(t) \rangle_{T_s}]. \quad (5.10)$$

Analisando o circuito mostrado na figura 5.7b, obtém-se a expressão mostrada em (5.11).

$$i_b(t) = \frac{C}{2} \cdot \frac{dv_2(t)}{dt} + \frac{v_2(t)}{R_o} \quad (5.11)$$

Calculando o valor médio quase instantâneo de (5.11), e substituindo (5.10) no resultado encontrado, chega-se em

$$\langle i_L(t) \rangle_{T_s} \cdot [1 - \langle d(t) \rangle_{T_s}] = \frac{C}{2} \cdot \frac{d\langle v_2(t) \rangle_{T_s}}{dt} + \frac{\langle v_2(t) \rangle_{T_s}}{R_o} \quad (5.12)$$

Perturbando as variáveis  $v_2$  e  $d$ , e em seguida linearizando e aplicando a transformada de Laplace, obtém-se a função de transferência  $G_v$ , mostrada em (5.13).

$$\frac{v_2(s)}{i_L(s)} = \frac{2 \cdot D' \cdot R_o}{s \cdot C \cdot R_o + 2} \quad (5.13)$$

Para verificar o modelo obtido, foi realizada simulação, onde foi aplicada uma perturbação na corrente  $i_L$  e no modelo linearizado, e ob-

servada a tensão  $v_2$  e a resposta do modelo. Os parâmetros utilizados na simulação são apresentados na tabela 5.2. Nesta simulação, a frequência de comutação dos interruptores também foi reduzida, visando tornar visível a ondulação de tensão no capacitor.

Tabela 5.2: Parâmetros utilizados para a simulação comprobatória do modelo de tensão  $v_2$ .

Parâmetros	Valores
Tensão de saída	$V_2 = 700 V$
Corrente no indutor	$i_L = 24 A$
Resistência de carga	$R_o = 49 \Omega$
Capacitâncias	$C = 40 \mu F$
Frequência de comutação	$f_s = 2 kHz$
Perturbação	10%

A figura 5.8 mostra o comportamento da tensão  $v_2$  e a resposta do modelo linearizado a um degrau na corrente  $i_L$ . Por este resultado, verifica-se que o modelo linearizado obtido representa com exatidão o modelo comutado, validando-o.

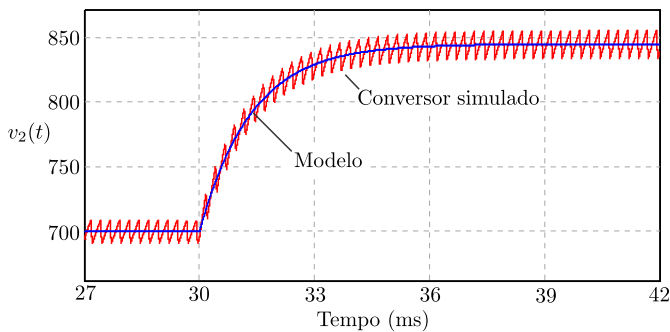


Figura 5.8: Resposta dinâmica da corrente no indutor para perturbação na razão cíclica.

## 5.4 Projetos dos Controladores

Com a estratégia de controle definida e as funções de transferências já encontradas, é realizado, então, o projeto dos controladores da corrente no indutor e da tensão  $v_2$ .

O projeto do circuito de potência do conversor é apresentado no apêndice A, onde os elementos reativos e os semicondutores são dimensionados. A tabela 5.3 mostra as especificações do conversor, bem como os parâmetros do circuito de potência e do circuito digital. Esses parâmetros serão utilizados no dimensionamento dos dois controladores que realizar-se-ão.

Os controladores serão implementados de forma digital, então algumas características do controlador digital serão apresentadas durante o procedimento de projeto. O atraso de transporte total inerente ao controle digital é representado na função de transferência do PWM ( $G_{PWM}$ ), como pode ser visto na tabela 5.3.

Tabela 5.3: Parâmetros utilizados para o projeto do compensador.

Parâmetros	Valores
Potência de saída	$P = 10 \text{ kW}$
Tensão de entrada	$V_1 = 1000 \text{ V}$
Tensão de saída	$V_2 = 750 \text{ V}$
Corrente no indutor	$I_L = 23,3 \text{ A}$
Frequência de comutação	$f_s = 20 \text{ kHz}$
Indutância	$L = 190 \mu\text{H}$
Resistência do indutor	$R_L = 21 \text{ m}\Omega$
Capacitâncias	$C_{1,2,3,4,a,b} = 40 \mu\text{F}$
Resistência de carga	$R_o = 49 \Omega$
Ganho do ADC	$K_{ADC} = 1365$
FT do PWM	$G_{PWM} = 2 \cdot 10^{-4} \cdot e^{-2sT_a}$
Período de amostragem	$T_a = 5 \cdot 10^{-5} \text{ s}$

### 5.4.1 Controlador de Corrente

O projeto do controlador de corrente é realizado com base no diagrama de blocos da figura 5.9.

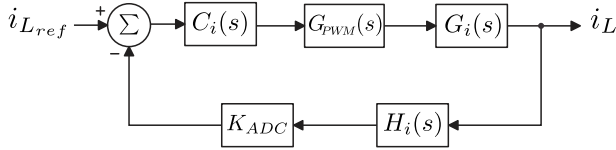


Figura 5.9: Diagrama de blocos da malha de corrente.

Na leitura de corrente foi utilizado um filtro de medição  $H_i(s)$  do tipo passa-baixa, com objetivo de aumentar a imunidade a ruídos presente na medição. A função de transferência deste filtro é

$$H_i(s) = \frac{K_{pbi}}{\left(\frac{s}{\omega_{pbi}}\right) + 1}. \quad (5.14)$$

Nesta equação,  $K_{pbi}$  é o ganho total da medição de corrente, que inclui o ganho do circuito analógico de medição e o ganho do sensor, e  $\omega_{pbi}$  é a frequência de corte do filtro passa-baixa. O ganho escolhido foi  $K_{pbi} = 0,06$ , de formar a condicionar o sinal de corrente, tornando sua ordem de grandeza compatível com o DSC. A frequência de corte escolhida foi de  $\omega_{pbi} = 2 \cdot \pi \cdot f_s / 2 = 1,59 \cdot 10^{-5} \text{ rad/s}$ , com o objetivo de rejeitar ruídos e atenuar a ondulação de corrente presente no sinal amostrado. A frequência da ondulação de corrente é de  $80 \text{ kHz}$  ( $4 \cdot f_s$ ), e o filtro apresenta uma atenuação de 18,12 dB nesta frequência.

A função de transferência da planta, obtida em 5.8, é apresentada em (5.15), utilizando os parâmetros mostrados na tabela 5.3.

$$G_i(s) = \frac{1750}{s \cdot 190 \cdot 10^{-6} + 0,021} \quad (5.15)$$

A figura 5.10 mostra o diagrama de Bode da planta ( $G_i(s)$ ), do filtro de medição ( $H_i(s)$ ) e do produto  $G_i(s) \cdot H_i(s)$ . Este produto, é a função de transferência de laço aberto sem compensador, desconsiderando o efeito do controle digital.



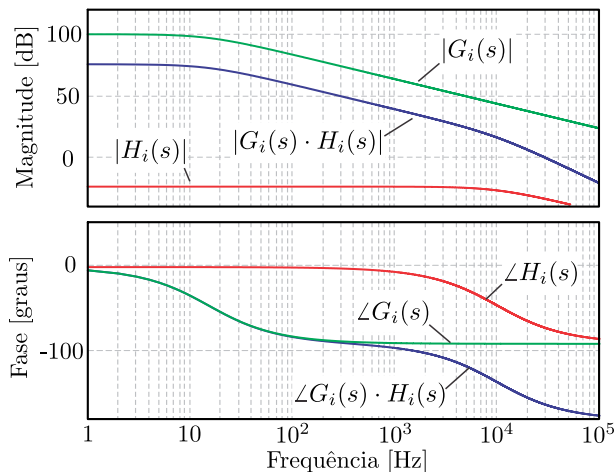


Figura 5.10: Diagrama de blocos da malha de corrente.

Neste diagrama, observa-se que o filtro reduz a fase do sistema, para frequências superiores a  $1\text{ kHz}$ . Isto não é problema, visto que a frequência de operação da malha de corrente será em torno de  $2\text{ kHz}$ .

A função de transferência de laço aberto sem o compensador de corrente, considerando os elementos do controle digital, é

$$L_i(s) = G_i(s) \cdot H_i(s) \cdot K_{ADC} \cdot H_{PWM}(s). \quad (5.16)$$

A figura 5.11 ilustra o diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto sem o compensador, onde é observada uma queda considerável na fase do sistema, provocada pelos atrasos de transporte do sistema digital.

Devido à característica da planta ser de primeira ordem, utiliza-se um controlador do tipo proporcional-integral (PI), cuja função de transferência é

$$C_i(s) = K_{C_i} \cdot \left( \frac{s + \omega_{C_i}}{s} \right), \quad (5.17)$$

onde  $K_{C_i}$  é o ganho do compensador e  $\omega_{C_i}$  é a frequência do zero do compensador. Este controlador tem a característica de possuir um polo na origem, o que reduz o erro em regime permanente, e um zero na frequência  $\omega_{C_i}$ , o que eleva a fase do sistema.

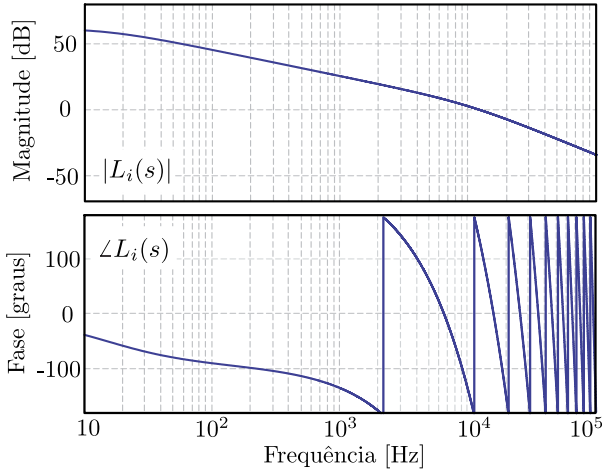


Figura 5.11: Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto sem controlador.

O compensador é dimensionado a partir de uma especificação de frequência de cruzamento ( $f_{ci}$ ) e de margem de fase ( $MF_i$ ).

Segundo [40], a frequência de cruzamento por zero do sistema poderia chegar a um quarto da frequência de comutação. Como a frequência de operação do indutor é quatro vezes maior que a frequência de comutação, então, teoricamente, essa frequência de cruzamento poderia ser ainda maior. Por outro lado, observando o diagrama de Bode da figura 5.11, a fase do sistema é muito pequena para frequências superiores a  $1\text{ kHz}$ . Portanto, opta-se por utilizar uma frequência de cruzamento de  $1\text{ kHz}$ , para poder obter margem de fase superior à  $40^\circ$ . Logo,  $f_{ci} = 1\text{ kHz}$ . Já a margem de fase escolhida é  $50^\circ$ .

Deseja-se que o sistema compensado tenha uma frequência de cruzamento de  $1\text{ kHz}$ , portanto, nesta frequência, o módulo da função de transferência de laço aberto com o compensador tem valor unitário, assim como descrito pela equação (5.18).

Nesta frequência, o sistema com o compensador deve apresentar uma defasagem de  $-130^\circ$ , para que a margem de fase do sistema tenha o valor escolhido, assim como apresentado na equação (5.19).

$$|C_i(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{ci}) \cdot L_i(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{ci})| = 1 \quad (5.18)$$

$$\frac{180}{\pi} \cdot \arg \{C_i(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{ci}) \cdot L_i(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{ci})\} + 180 = MF_i \quad (5.19)$$

Conhecendo essas duas equações, pode-se formar um sistema com duas equações e duas incógnitas, nas quais as incógnitas são os parâmetros  $K_{C_i}$  e  $\omega_{C_i}$  do compensador que se deseja encontrar. Por outro lado, a solução analítica apresenta um alto grau de dificuldade devido aos operadores de módulo e ângulo. Portanto, a solução do sistema de equações foi feito de forma numérica, e a solução é apresentada em (5.20).

$$\begin{cases} K_{C_i} = 0,043 \\ \omega_{C_i} = 456,39 \text{ rad/s} \end{cases} \quad (5.20)$$

Vale notar que para margem de fase maior que  $50^\circ$ , as equações não apresentam soluções factível. Isto é, alguma incógnita resulta em valor negativo, o que fisicamente impossível de ser implementada. Por este motivo optou-se por utilizar este valor de margem de fase.

Com o compensador definido, a figura 5.12 mostra o diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto com o compensador.

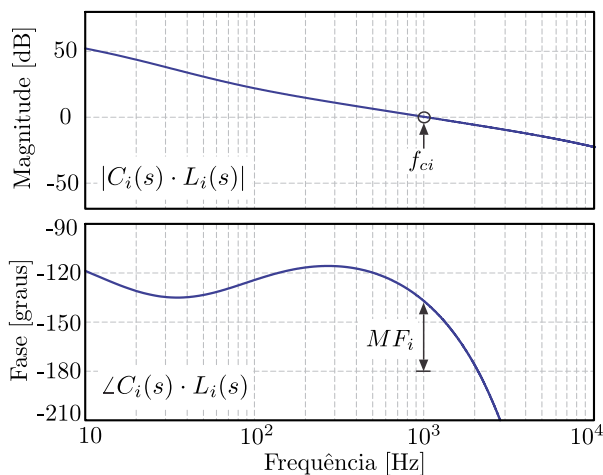


Figura 5.12: Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto com controlador de corrente.

Por esta figura, observa-se que o sistema está cruzando na frequência de  $1\text{ kHz}$  e a margem de fase é de  $50^\circ$ , assim como especificado.

Como já citado, o controlador será implementado de forma digital, utilizando um método simples e eficaz apresentado em [41].

Utilizando o método de discretização *backward*, deve-se substituir (5.21) na equação do compensador, mostrada em (5.17), obtendo a equação discretizada do controlador, mostrada em (5.22).

$$s = \frac{T_a \cdot (z - 1)}{z} \quad (5.21)$$

$$C_i(z) = K_{Ci} + K_{Ci} \cdot \omega_{Ci} \cdot T_a \cdot \frac{z}{z - 1}. \quad (5.22)$$

A figura 5.13 mostra o diagrama de blocos do compensador PI digital, obtida a partir de 5.22, onde os parâmetros do controlador digital  $K_{P_i}$  e  $K_{I_i}$  são definidos em (5.23).

$$\begin{cases} K_{P_i} = K_{Ci} \\ K_{I_i} = K_{Ci} \cdot \omega_{Ci} \cdot T_a \end{cases} \quad (5.23)$$

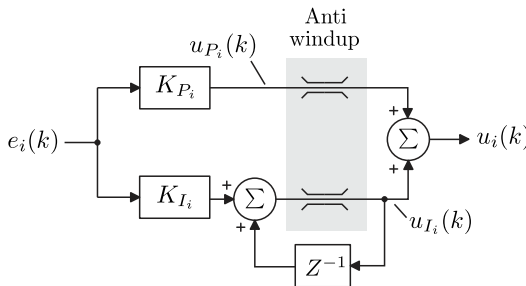


Figura 5.13: Diagrama de blocos da malha de corrente.

A equação à diferenças necessária para a implementação do controlador via DSC é obtida através da equação (5.23) ou por análise direta do diagrama de blocos do controlador, figura 5.13. Esta equação a diferenças é dada por

$$\begin{cases} u_{I_i}(k) = K_{I_i} \cdot e_i(k) + u_{I_i}(k-1) \\ u_i(k) = K_{P_i} \cdot e_i(k) + u_{I_i}(k) \end{cases}, \quad (5.24)$$

onde  $e_i(k)$  é o erro que deve ser calculado,  $u_{P_i}$  é a parcela proporcional do controlador,  $u_{I_i}$  é a parcela integral do controlador e  $u_i$  é a saída do controlador. A equação (5.37) já está no formato final para implementação no DSC.

Finalmente, substituindo os valores de  $K_{C_i}$  e  $\omega_{C_i}$  em (5.23), chega-se nos parâmetros do controlador digital de corrente apresentados em (5.25).

$$\begin{cases} K_{P_i} = 0,043 \\ K_{I_i} = 9,8 \cdot 10^{-4} \end{cases} \quad (5.25)$$

Para evitar o fenômeno *windup* no controlador PI, é adicionada uma ação anti-*windup* implementada de forma simples, através da limitação da parcela integral do controlador. Esta técnica é apresentada e descrita com detalhes em [41]. Esta implementação do controlador, com separação dos termos integral e proporcional, facilita a implementação do anti-*windup*, pois basta limitar esses termos.

### 5.4.2 Controlador de Tensão

O projeto do controlador de tensão é realizado baseado no diagrama de blocos simplificado da figura 5.14.

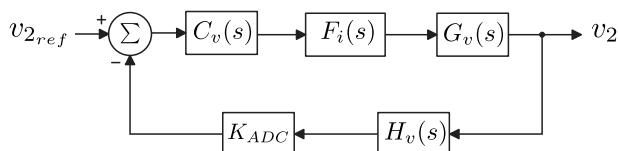


Figura 5.14: Diagrama de blocos da malha de tensão.

Neste diagrama de blocos, a malha interna de corrente foi substituída por  $F_i(s)$ , que é a função de transferência de malha fechada da corrente, dada por

$$F_i(s) = \frac{C_i(s) \cdot H_{PWM}(s) \cdot G_i(s)}{1 + L_i(s)}. \quad (5.26)$$

Na leitura de tensão também foi utilizado um filtro de medição  $H_v(s)$  do tipo passa-baixa, cuja função de transferência é apresentada em (5.27), para aumentar a imunidade a ruídos e condicionar o sinal, tornando sua ordem de grandeza compatível com o DSC.

$$H_v(s) = \frac{K_{pbv}}{\left(\frac{s}{\omega_{pbv}}\right) + 1} \quad (5.27)$$

Nesta equação,  $K_{pbv}$  é o ganho total da medição de tensão, que inclui o ganho do circuito analógico de medição e o ganho do sensor de tensão, e  $\omega_{pbv}$  é a frequência de corte do filtro passa-baixa. Neste projeto, esses parâmetros são  $K_{pbv} = 2,778 \cdot 10^{-3}$  e  $\omega_{pbv} = 5,34 \cdot 10^3$  (frequência de corte de  $850Hz$ ).

A função de transferência da planta, obtida em 5.13, é apresentada em (5.28), utilizando os parâmetros mostrados na tabela 5.3.

$$G_v(s) = \frac{28,82}{s \cdot 9,8 \cdot 10^{-4} + 1} \quad (5.28)$$

A função de transferência de laço aberto sem o compensador de tensão é dada por

$$L_v(s) = G_v(s) \cdot H_v(s) \cdot K_{ADC} \cdot F_i(s). \quad (5.29)$$

A figura 5.11 ilustra a resposta em frequência do sistema sem compensador, onde é observada baixa fase para frequências superiores a  $1kHz$ , causada ainda pelos atrasos inerente do controle digital e incorporados na dinâmica da malha de corrente ( $F_i(s)$ ). Por outro lado, estes atrasos não têm impacto na malha de tensão, pois ela opera em uma frequência bem mais baixa que do que a malha de corrente.

Como a planta de tensão tem a característica de ser de primeira ordem, pode-se utilizar novamente um controlador do tipo proporcional-integral para controle da tensão  $v_2$ . Então, a função de transferência do controlador de tensão é

$$C_v(s) = K_{Cv} \cdot \left(\frac{s + \omega_{Cv}}{s}\right), \quad (5.30)$$

onde  $K_{Cv}$  é o ganho do compensador e  $\omega_{Cv}$  é a frequência do zero do compensador.

O dimensionamento do compensador de tensão é realizado utilizando o mesmo procedimento mostrado para o compensador de corrente. Portanto, deve-se escolher uma especificação de frequência de cruzamento ( $f_{cv}$ ) e de margem de fase ( $MF_v$ ).

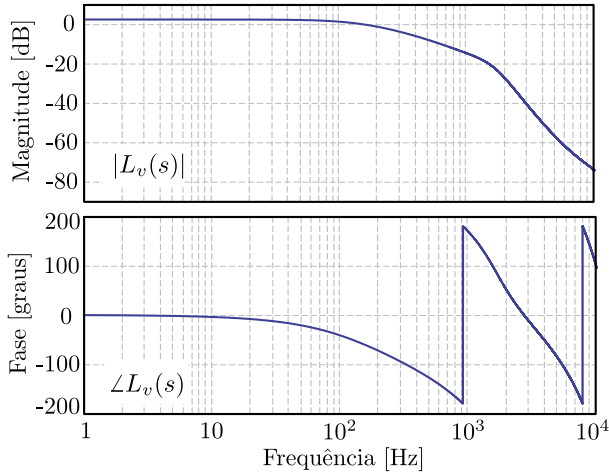


Figura 5.15: Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto sem controlador.

Como a malha de tensão deve ser bem mais lenta do que a malha de corrente, optou-se por utilizar uma frequência de cruzamento de  $150 \text{ Hz}$  ( $f_{cv} = 150 \text{ Hz}$ ). Como a fase do sistema é relativamente alta em torno desta frequência, então, a margem de fase escolhida é  $90^\circ$ .

Na frequência de cruzamento, o ganho do sistema compensado deve ser unitário, assim como descrito pela equação (5.31). Nesta frequência, o sistema compensado deve apresentar uma defasagem de  $-90^\circ$ , para que a margem de fase do sistema tenha o valor escolhido, assim como apresentado na equação (5.32).

$$|C_v(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{cv}) \cdot L_v(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{cv})| = 1 \quad (5.31)$$

$$\frac{180}{\pi} \cdot \arg \{C_v(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{cv}) \cdot L_i(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{cv})\} + 180 = MF_v \quad (5.32)$$

Conhecendo essas duas equações, pode-se formar um sistema com duas equações e duas incógnitas, onde as incógnitas são os parâmetros  $K_{C_v}$  e  $\omega_{C_v}$  do compensador que se deseja encontrar. Resolvendo numericamente, esses parâmetros são obtidos e seus valores são mostrados em (5.33).

$$\begin{cases} K_{Cv} = 0,84 \\ \omega_{Ci} = 568,63 \text{ rad/s} \end{cases} \quad (5.33)$$

Com o compensador já definido, a figura 5.16 apresenta o diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto com o compensador de tensão. Neste diagrama, observa-se que o sistema está cruzando na frequência de  $150 \text{ Hz}$  e a margem de fase é de  $90^\circ$ , assim como desejado.

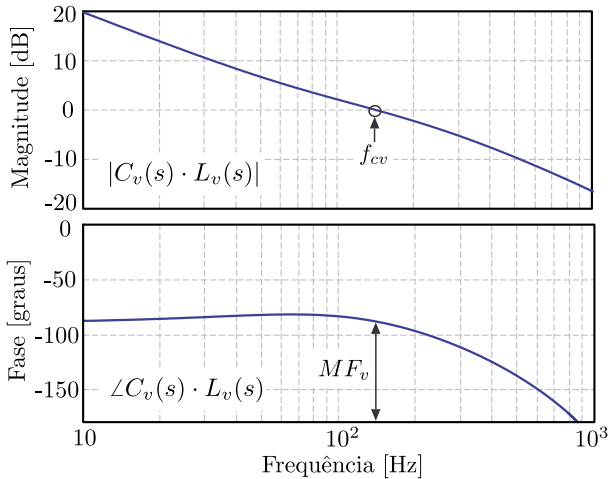


Figura 5.16: Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto com controlador de corrente.

A implementação do controlador é feita de forma digital, e a equação à diferenças deste controlador necessária para a implementação digital é obtida da mesma forma como foi feito para o controlador de corrente.

Portanto, discretizando o controlador de tensão, mostrado em (5.30), utilizando o método *backward*, obtém-se o controlador discretizado dado por

$$C_v(z) = K_{Cv} + K_{Cv} \cdot \omega_{Cv} \cdot T_a \cdot \frac{z}{z-1}. \quad (5.34)$$

A partir da equação (5.34), define-se os parâmetros do contro-



lador digital a partir dos parâmetros do controlador contínuo, assim como feito em (5.35).

$$\begin{cases} K_{P_v} = K_{C_v} \\ K_{I_v} = K_{C_v} \cdot \omega_{C_v} \cdot T_a \end{cases} \quad (5.35)$$

Portanto, substituindo os valor de  $K_{C_v}$  e  $\omega_{C_v}$  em (5.35), obtém-se os parâmetros do controlador digital de tensão para este projeto, dados por (5.36).

$$\begin{cases} K_{P_v} = 0,84 \\ K_{I_v} = 0,024 \end{cases} \quad (5.36)$$

Por fim, como a estrutura do compensador de tensão é igual à do compensador de corrente, por ambos serem um PI, então a equação à diferenças desses dois controladores são as mesmas, diferenciando-se apenas pelos parâmetros  $K_{P_v}$  e  $K_{I_v}$ .

Portanto, a equação à diferenças do controlador de tensão, no formato final para implementação no DSC, é dada por

$$\begin{cases} u_{I_v}(k) = K_{I_v} \cdot e_v(k) + u_{I_v}(k-1) \\ u_v(k) = K_{P_v} \cdot e_v(k) + u_{I_v}(k) \end{cases}, \quad (5.37)$$

onde  $e_v(k)$  é o erro que deve ser calculado,  $u_{P_v}$  é a parcela proporcional do controlador,  $u_{I_v}$  é a parcela integral do controlador e  $u_v$  é a saída do controlador de tensão.

## 5.5 Sistema de controle Completo do Conversor Bidirecional

Com o sistema de controle do conversor Buck+Boost bidirecional definido e projetado, a figura 5.17 mostra o circuito de potência deste conversor com o diagrama de blocos do sistema de controle completo, contemplando as malhas de balanço de tensão nos capacitores, descritas no capítulo 4.

O sistema de controle mostrado na figura é válido para a segunda aplicação proposta neste capítulo, onde há o controle da tensão  $v_2$ , como pode ser visto nesta figura. Para a primeira aplicação descrita neste capítulo, o sistema de controle é semelhante, sendo necessário apenas remover o controle da tensão  $v_2$ , e aplicar a referência desejada na malha de corrente para o controle do fluxo de energia do conversor.

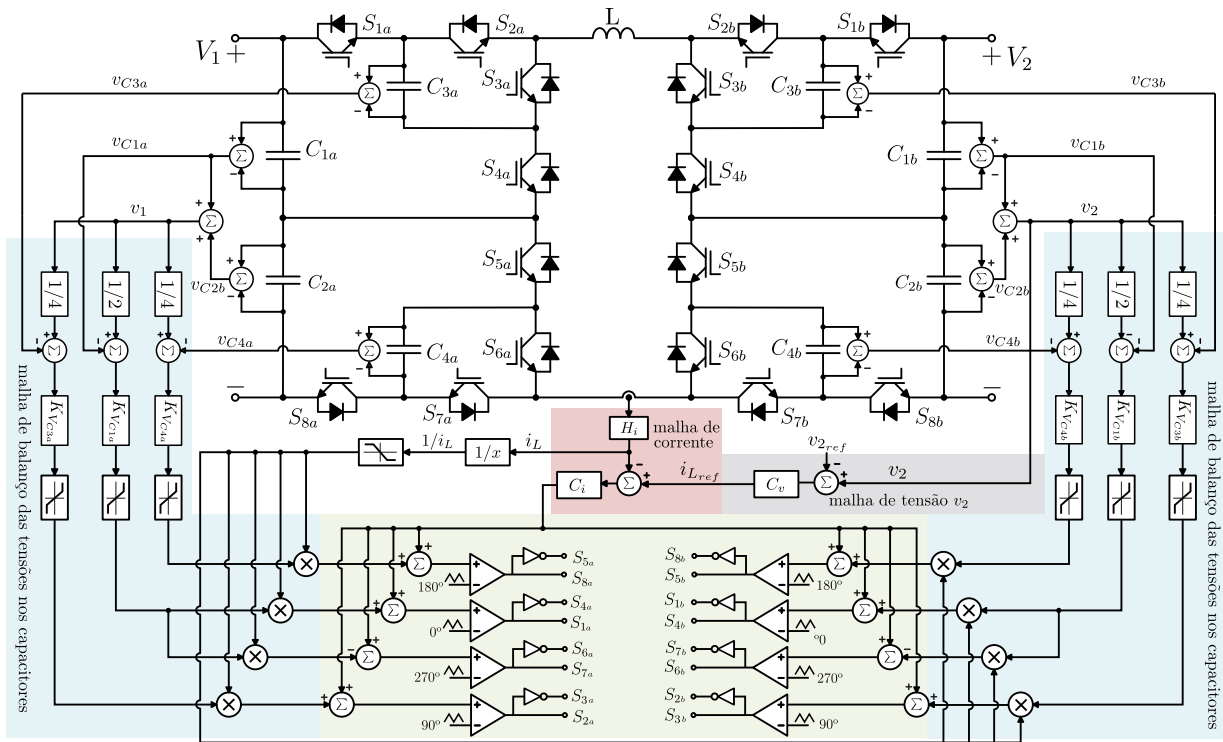


Figura 5.17: Circuito de potência com o diagrama de blocos completo do sistema de controle.

## 5.6 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas estratégias de controle visando a aplicação do conversor Buck+Boost bidirecional proposto. Duas aplicações foram mostradas e caracterizadas e a estratégia de controle adequada para cada uma dessas aplicações foi apresentada. Para atender às duas aplicações, optou-se por realizar o controle da corrente no indutor e da tensão de saída.

A modelagem do conversor foi realizada e comprovada via simulação. Por fim, foi realizado o projeto dos compensadores de corrente no indutor e de tensão e saída, e característica de sua implementação digital foi apresentada.



## 6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

### 6.1 Introdução

Com o objetivo de comprovar toda a análise apresentada previamente, foi implementado um protótipo e resultados experimentais foram obtidos. Esses resultados serão apresentados e discutidos neste capítulo.

Inicialmente, serão apresentados os resultados experimentais do conversor unidirecional operando no modo Buck, estudado no capítulo 2, em regime permanente. Utilizando, ainda, o conversor Buck multinível, serão expostos resultados da atuação da malha de balanço das tensões nos capacitores, com o objetivo de validar o estudo feito no capítulo 4.

Em seguida são apresentados os resultados experimentais do conversor cc-cc Buck+Boost proposto. Para este conversor, a apresentação dos resultados está dividida da seguinte forma: resultados em regime permanente; resultados dinâmicos do conversor operando apenas com malha de corrente, visando atender a aplicação 1 descrita no capítulo 5; e resultados dinâmico do conversor operando com malha de corrente e malha de tensão, visando atender a aplicação 2 também descrita no capítulo 5.

Uma breve descrição do protótipo também é apresentada neste capítulo. Ao final do capítulo é apresentada a curva de rendimento experimental do conversor Buck+Boost multinível proposto.

### 6.2 Protótipo Implementado

A partir das especificações do conversor proposto apresentadas na tabela 1.1, e mostradas novamente na tabela 6.1, foi projetado e construído um protótipo do conversor Buck+Boost multinível bidirecional. A figura 6.1 mostra uma foto do protótipo implementado.

O dimensionamento dos componentes de potência é apresentado no apêndice A. Os capacitores utilizados na construção do protótipo são da tecnologia de polipropileno (*Film*), cuja resistência série equivalente é bastante reduzida e apresenta baixo volume. Foram construídos dois indutores, cada um com metade da indutância requerida, e conectados entre os pontos positivos e negativos dos conversores A e B, assim como ilustrado na figura 3.1. As dimensões do protótipo estão ilustradas na

figura 6.1, onde observa-se que a densidade de potência do conversor é de  $1 \text{ kW}/\text{dm}^3$ .

Todo o sistema de controle foi implementado de forma digital, utilizando DSC ponto flutuante TMS320F28335 da *Texas Instruments*, em destaque na figura 6.1.

Tabela 6.1: Especificação do conversor.

Parâmetros	Valores
Potência de saída	$P = 10 \text{ kW}$
Tensão de entrada	$V_1 = 1000 \text{ V}$
Tensão de saída	$V_2 = 750 \text{ V}$
Frequência de comutação	$f_s = 20 \text{ kHz}$

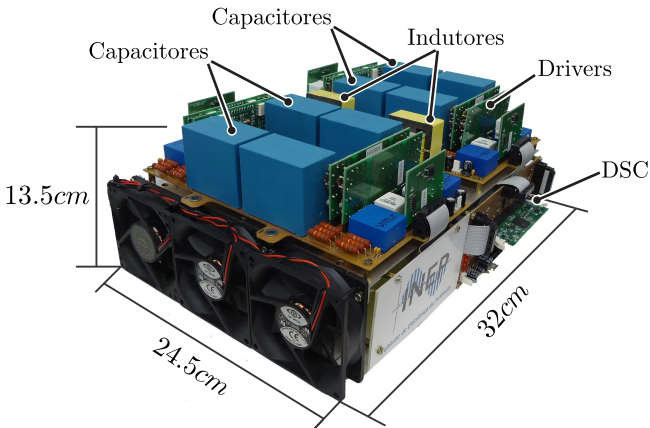


Figura 6.1: Foto do protótipo implementado do conversor Buck+Boost Multinível com potência de saída de  $10 \text{ kW}$  e densidade de potência de  $1 \text{ kW}/\text{dm}^3$

### 6.3 Resultados do Conversor Buck Multinível Unidirecional

Inicialmente foi realizado teste do conversor unidirecional operando no modo Buck, a fim de validá-lo, onde as principais formas de onda para operação em regime permanente foram obtidas. Para esse teste, utilizou-se o mesmo protótipo da figura 6.1, porém configurado para operar apenas no modo Buck. Além disso, adicionou-se um filtro  $LC$  na saída, cujos parâmetros de indutância e capacitância são mostrados na figura 6.2. O conversor Buck foi testado com o objetivo de comprovar seu funcionamento e sua análise realizada no capítulo 2, portanto, o teste foi realizado fora das condições nominais. As condições de teste também são apresentadas na figura 6.2. O conversor foi testado com tensão de entrada de  $1,3\text{ kV}$ , que é superior ao valor especificado. A figura 6.2 mostra, ainda, um simples esquema de como foi realizado o teste, onde observa-se que foi utilizada carga resistiva.

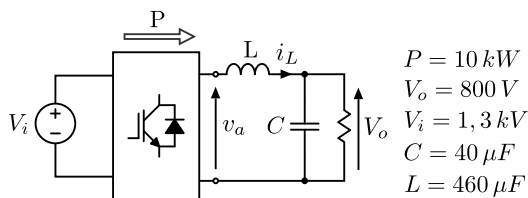


Figura 6.2: Esquema simplificado utilizado para o teste do conversor Buck multinível.

As principais formas de onda do conversor Buck multinível são ilustradas nas figuras 6.3a à 6.3d. A figura 6.3a mostra a tensão de saída, a tensão comutada antes do filtro  $LC$  (tensão  $v_a$  indicada na figura 6.2), corrente no indutor  $i_L$  e tensão sobre o interruptor  $S_1$  da topologia. Nesta figura, observa-se que a frequência da tensão  $v_a$  e, conseqüentemente, da corrente no indutor  $i_L$  é quatro vezes maior do a frequência de comutação dos interruptores.

Já a figura 6.3b apresenta a tensão nos quatro capacitores da topologia, onde verifica-se que estão todas balanceadas em seus valores corretos.

Por fim, as figuras 6.3c e 6.3d apresentam a tensão e a corrente no interruptor e no diodo, respectivamente. Por estas figuras, observa-se que a tensão sobre os semicondutores é reduzida.

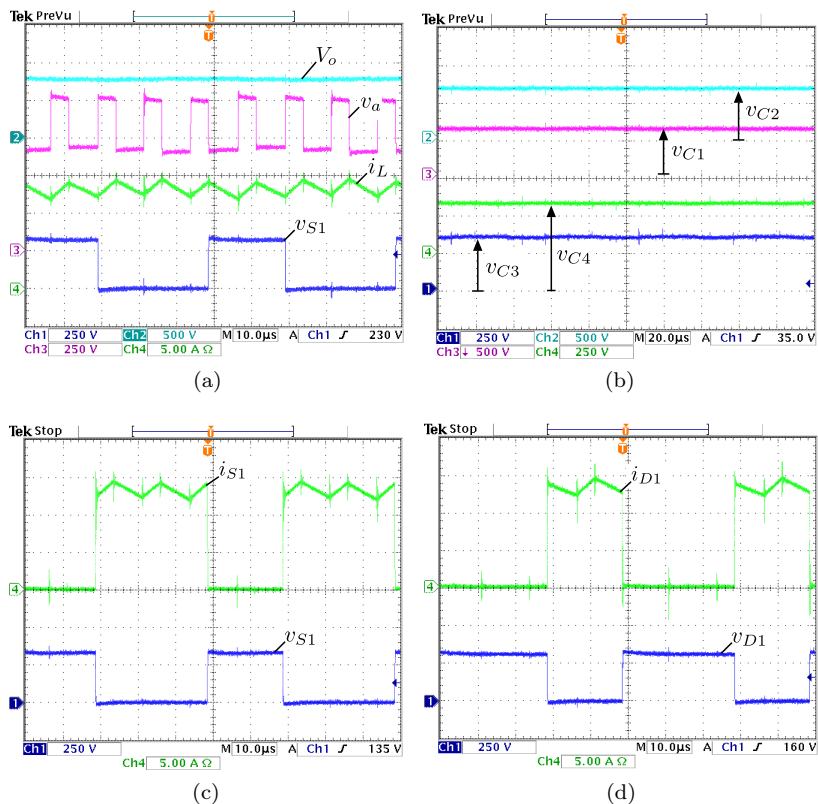


Figura 6.3: Resultados experimentais do conversor Buck: (a) tensão de saída (ch2:500V/div), tensão  $v_a$  antes do filtro (ch3:250V/div), corrente no indutor (ch4:5A/div), tensão no interruptor (ch1:500V/div); (b) tensão sobre os capacitores (ch1,4:250V/div; ch2,3:500V/div); (c) tensão e corrente no interruptor; (d) tensão e corrente no diodo.

#### 6.4 Resultados da Atuação da Malha de Balanço das Tensões nos Capacitores

O controle de balanço das tensões nos capacitores também foi testado, a fim de comprovar o estudo apresentado no capítulo 4. O teste foi realizado utilizando o conversor Buck multinível, na condição inferior à condição nominal do protótipo, pois o objetivo era apenas com-



provar o funcionamento da malha de controle. Para o teste, utilizou-se tensão de entrada de  $400\text{ V}$ , saída de  $300\text{ V}$ , e o mesmo foi realizado com carga alta ( $3\text{ kW}$ , que implica em  $i_L = 10\text{ A}$ ) e carga baixa ( $900\text{ W}$ , que implica em  $i_L = 3\text{ A}$ ). O teste consiste em alterar o sinal de referência no controle das tensões nos capacitores, a fim de desbalancear essas tensões. Em seguida, o sinal de referência é ajustado para o seu valor correto, com o objetivo de verificar se as tensões nos capacitores irão se balancear. Os resultados são apresentados na figura 6.4, onde são ilustradas as tensões nos capacitores da topologia Buck multinível.

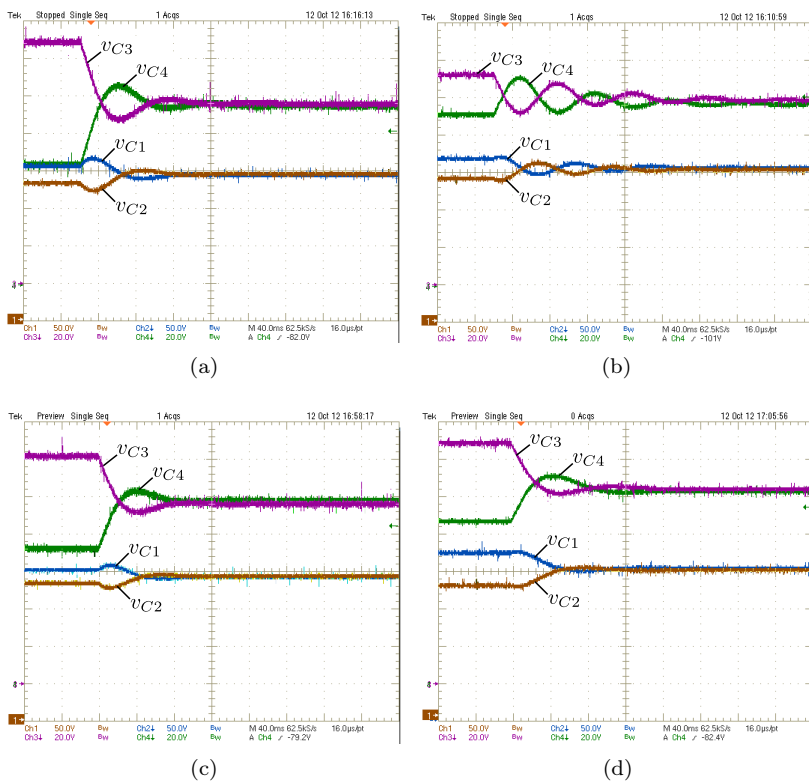


Figura 6.4: Tensões nos capacitores: (a) sem técnica de *feedforward* e alta carga; (b) sem técnica de *feedforward* e baixa carga; (c) com técnica de *feedforward* e alta carga; (d) com técnica de *feedforward* e baixa carga.

As figuras 6.4a e 6.4b ilustram a atuação da malha de balanço sem utilizar a técnica de *feedforward* da corrente no indutor, para o conversor operando com cargas alta e baixa, respectivamente. As figuras 6.4a e 6.4b ilustram a atuação da malha de balanço utilizando a técnica de *feedforward* da corrente no indutor, para o conversor operando com cargas alta e baixa, respectivamente. Observa-se, que independente da malha de *feedforward*, a estratégia de balanço das tensões nos capacitores é eficiente. Por outro lado, a adição da técnica *feedforward* torna a resposta dinâmica das tensões nos capacitores menos oscilatória em baixas cargas, reduzindo a dependência da corrente de saída que o sistema possui.

### 6.5 Resultados do Conversor Buck+Boost Bidirecional Operando em Regime Permanente

O conversor Buck+Boost multinível proposto foi testado, inicialmente, operando em regime permanente e nas condições nominais, apresentadas na tabela 6.1. A figura 6.5 mostra um esquema simples de como foi realizado o teste, onde é observado que foi utilizada carga resistiva.

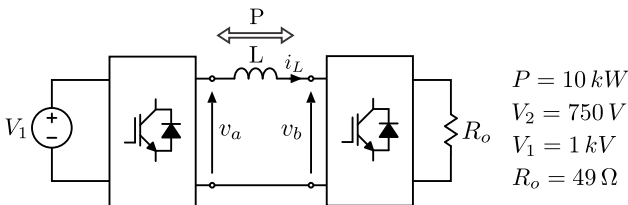


Figura 6.5: Esquema simplificado utilizado para o teste do conversor Buck+Boost multinível operando em regime permanente.

As principais formas de onda do conversor Buck+Boost multinível são ilustradas nas figuras 6.7 e 6.6. As figuras 6.6a e 6.6b ilustram as tensões nos capacitores do conversor A e do conversor B, respectivamente. Nelas, observa-se que as tensões nesses capacitores são balanceadas. As figuras 6.6c e 6.6d apresentam a tensão e corrente nos interruptores  $S_1$  e  $S_4$  do conversor A, e a tensão e corrente no interruptor  $S_1$  do conversor A e do conversor B, respectivamente. Observa-se que há uma defasagem de  $45^\circ$  na operação dos interruptores  $S_1$  do con-

versor A e B, assim como descrito no capítulo 3. Por fim, a figura 6.6 ilustra as tensões  $v_a$  e  $v_b$  e a corrente no indutor, indicadas na figura 6.5. Observa-se que há uma defasagem entre as tensões  $v_a$  e  $v_b$ , como descrita no capítulo 3, e uma baixa ondulação de corrente no indutor.

Deve-se tornar claro que nenhum *snubber* foi utilizado na montagem, entretanto foi utilizado um filtro de 5 MHz do osciloscópio na aquisição dos resultados.

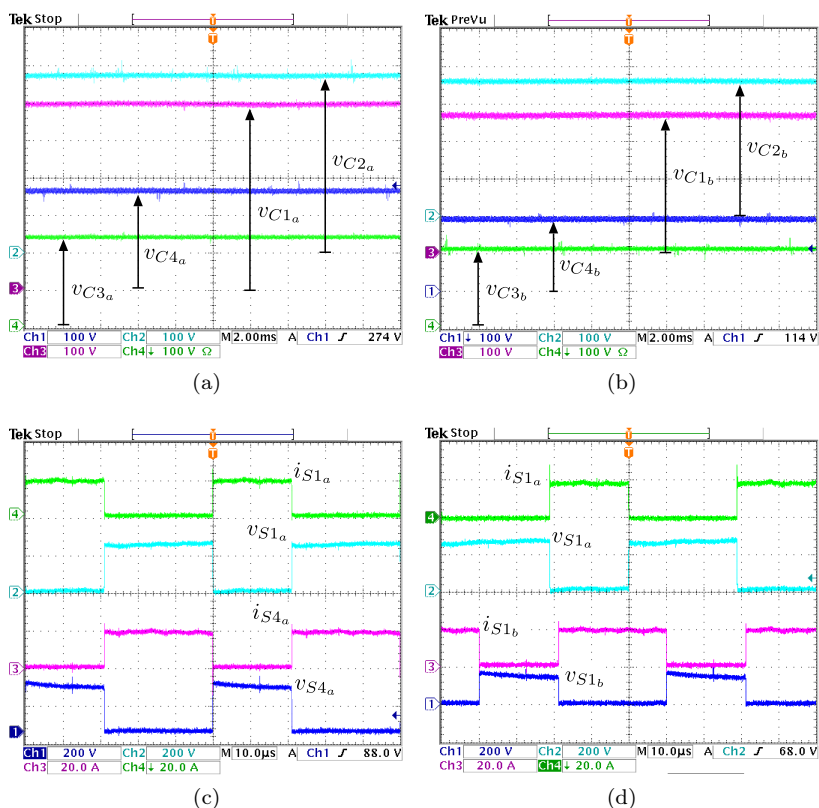


Figura 6.6: Resultados experimentais do conversor Buck+Boost: (a) tensão nos capacitores do conversor A (100V/div); (b) tensão nos capacitores do conversor B (100V/div); (c) tensão (200V/div) e corrente (20A/div) nos interruptores  $S_1$  e  $S_4$  do conversor A; (d) tensão (200V/div) e corrente (20A/div) no interruptor  $S_1$  dos conversores A e B.

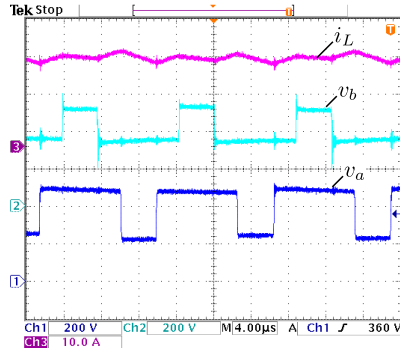


Figura 6.7: Tensões  $v_a$  (200V/div) e  $v_b$  (200V/div) e corrente  $i_L$  (10A/div) do conversor Buck+Boost.

## 6.6 Resultados do Conversor Buck+Boost: Aplicação 1 (Controle de Corrente)

Foram obtidos resultados experimentais do conversor Buck+Boost operando com malha de controle de corrente no indutor, visando atender a aplicação 1 descrita no capítulo 5. O esquema simples do *setup* de teste é ilustrado na figura 6.8. Neste esquema, foi utilizada uma fonte de tensão conectada na entrada e outra na saída do conversor. Observa-se que foi conectada carga resistiva em paralelo com cada fonte, para que elas apresentem um caráter bidirecional. Desta forma, uma fonte de tensão tem que alimentar a carga resistiva e o conversor, enquanto a outra alimenta apenas a carga. Devido à isto, foi necessário limitar a tensão máxima das fontes, para que a potência processada pelo conversor somada com a potência dissipada pela carga resistiva, em série com a fonte, não ultrapassasse a potência máxima da fonte de alimentação. Sendo assim, utilizou-se nesta experimentação os níveis de tensões indicados na figura 6.8.

O teste consiste na inversão do fluxo de potência, realizado através da inversão do sinal de referência da malha de corrente interno ao DSC. Considera-se potência positiva quando  $V_1$  entrega energia à  $V_2$ . No teste realizado, o conversor processa 3,5 kW de potência positiva, e, então, ocorre a inversão do fluxo de potência, fazendo com que o conversor processe 3,3 kW de potência negativa.

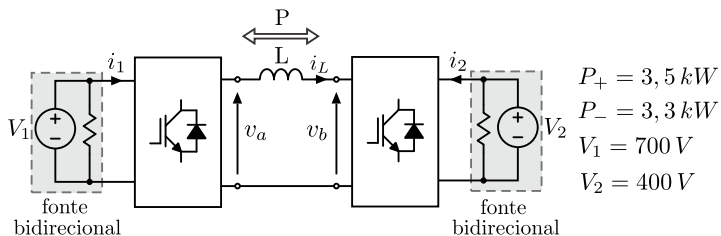


Figura 6.8: Esquema simplificado utilizado para o teste de reversibilidade do fluxo de potência do conversor Buck-Boost.

As principais formas de onda são apresentadas nas figuras 6.9 à 6.11. A figura 6.10 apresenta as tensões nos capacitores  $C_1$ ,  $C_3$  e  $C_4$  do conversor A e a corrente  $i_L$ , enquanto a figura 6.11 apresenta as tensões nos capacitores  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_4$  do conversor B e a mesma corrente  $i_L$ . Observa-se que as tensões  $C_3$  e  $C_4$  dos conversores A e B se mantêm balanceadas. Já a tensão  $v_{C1a}$  apresenta um pequeno desbalanço de aproximadamente  $15 \text{ V}$ , que implica em  $5\%$ , em torno do valor correto que é  $375 \text{ V}$ . O mesmo ocorre com a tensão  $v_{C1a}$ , que apresenta um desbalanço de aproximadamente  $10 \text{ V}$ , que também implica em  $5\%$ , em torno do seu valor correto, que é  $200 \text{ V}$ . Devido à magnitude desse desbalanço ser muito pequena, ele pode ser ignorado.

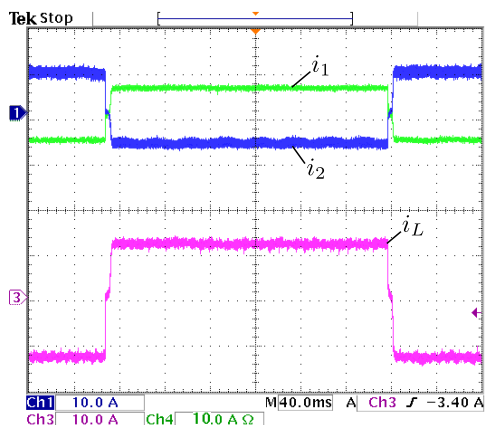


Figura 6.9: Correntes  $i_L$  ( $10 \text{ A/div}$ ),  $i_1$  ( $10 \text{ A/div}$ ) e  $i_2$  ( $10 \text{ A/div}$ ) do conversor Buck+Boost.

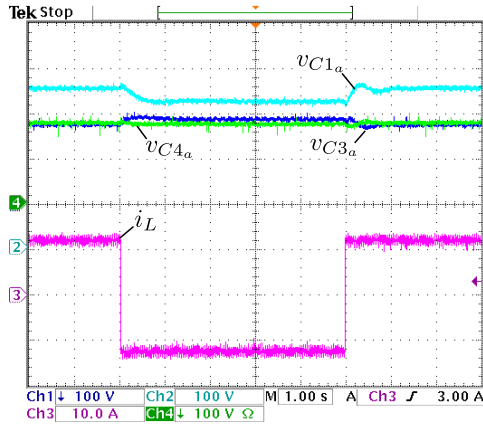


Figura 6.10: Corrente  $i_L$  (10A/div) e tensões sobre os capacitores do conversor A (100V/div).

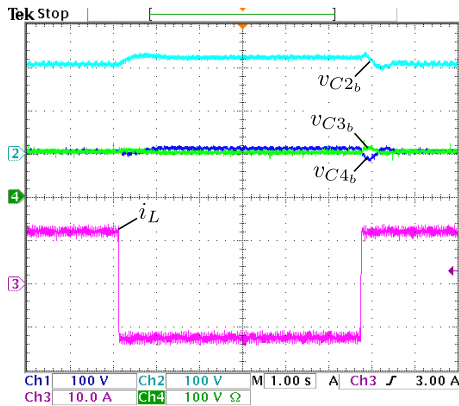


Figura 6.11: Corrente  $i_L$  (10A/div) e tensões sobre os capacitores do conversor B (100V/div).

Esses desbalanços são atribuídos ao fator de se ter utilizado compensadores proporcionais para controlar as tensões nos capacitores. Vale ressaltar que as formas de onda foram obtidas com uma ampla escala de tempo para tornar perceptível a dinâmica das tensões nos capacitores.

## 6.7 Resultados do Conversor Buck+Boost: Aplicação 2 (Controle de Tensão e de Corrente)

Também foram obtidos resultado experimentais do conversor Buck+Boost operando com controle da corrente no indutor e controle da tensão  $v_2$ , visando atender, agora, a aplicação 2 descrita no capítulo 5. O esquema de teste é ilustrado na figura 6.12. Na entrada do conversor, conectou-se uma fonte de tensão bidirecional  $V_1$ , composta por uma fonte comercial e uma carga resistiva conectadas em paralelo. Na saída do conversor, em que há o controle da tensão, foi conectada uma carga resistiva  $R$  e uma fonte de potência, emulada por uma fonte de tensão  $V_f$  conectada em série com um diodo e um resistor, como ilustrado na figura 6.12. Neste caso, a fonte de potência representa a geração distribuída de uma rede de distribuição ativa.

As figuras 6.13 à 6.15 apresentam as principais formas de onda ( $v_2$ ,  $i_1$ ,  $i_2$  e  $i_f$ , indicadas na figura 6.12) para três condições de teste, que serão descritos a seguir.

O primeiro teste consiste em manter a fonte  $V_f$  desligada e apenas o conversor alimentar a carga  $R$  com a potência de  $3\text{ kW}$ . Em seguida, a fonte de potência começa a entregar energia à carga, emulando uma geração distribuída, de tal forma que a energia fornecida pela fonte de potência é de aproximadamente  $4\text{ kW}$ , maior que a energia consumida pela carga. Desta forma, o conversor inverte seu fluxo de potência, e entrega o excesso da energia fornecida pela fonte de potência, que é aproximadamente  $1\text{ kW}$ , à fonte  $V_1$ . O resultado desse teste é mostrado na figura 6.13, onde são ilustradas as correntes na entrada e saída do conversor e na fonte de potência. Como as tensões  $V_1$  e  $v_2$  são reguladas, essas correntes são reflexo da potência.

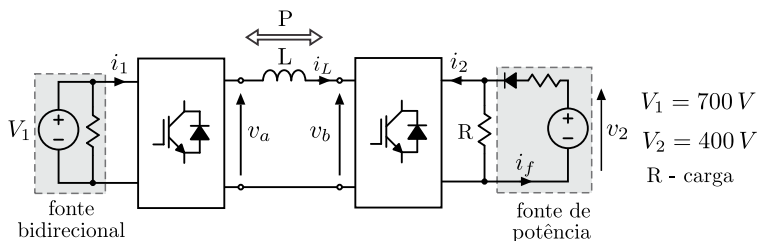


Figura 6.12: Esquema simplificado utilizado para o teste do conversor Buck+Boost multinível operando com controle de corrente.

O segundo teste é o inverso do primeiro. Isto é, a fonte de potência fornece aproximadamente  $4\text{ kW}$  de potência, porém a carga consome apenas  $3\text{ kW}$ , de forma que a potência excedente é entregue pelo conversor à fonte  $V_1$ . Em seguida, a fonte de potência pára de fornecer energia ( $i_L = 0$ ), e, conseqüentemente, o conversor inverte seu fluxo de potência e passa a alimentar a carga através da fonte  $V_1$ . Este resultado é ilustrado na figura 6.14.

O último teste é dividido em quatro etapas. Na primeira etapa, a carga  $R$ , que consome  $3\text{ kW}$ , é alimentada exclusivamente pelo conversor através da fonte  $V_1$ . Na segunda etapa, a fonte de potência começa a fornecer  $2\text{ kW}$ , então, o conversor reduz sua potência processada, entregando apenas  $1\text{ kW}$  para a carga. Na terceira etapa, a fonte de potência aumenta sua potência fornecida, chegando a aproximadamente  $4,5\text{ kW}$ . Como a carga consome apenas  $3\text{ kW}$ , a potência restante ( $1,5\text{ kW}$ ) é entregue, através do conversor, à fonte  $V_1$ . Nesta etapa ocorre a reversão do fluxo de energia. Na última etapa, a fonte de potência deixa de fornecer energia e, então, o conversor inverte seu fluxo de potência e passa a alimentar a carga  $R$ . Na transição da terceira para a quarta etapa, conversor sofre um degrau de carga de  $-1,5\text{ kW}$  à  $+3\text{ kW}$ . O resultado deste teste é apresentado na figura 6.14, onde cada etapa descrita é explicitada na figura.

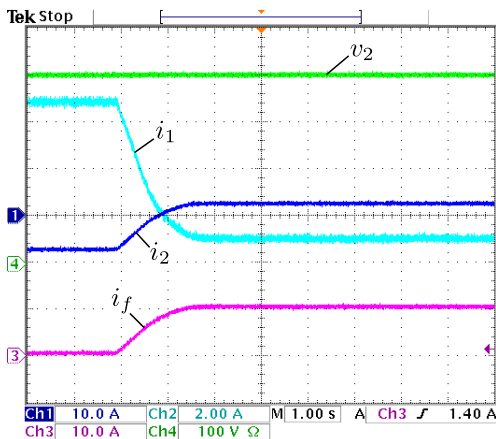


Figura 6.13: Correntes  $i_f$  (10A/div),  $i_1$  (2A/div) e  $i_2$  (10A/div) e tensão de saída  $v_2$  (100V/div) do conversor Buck+Boost.



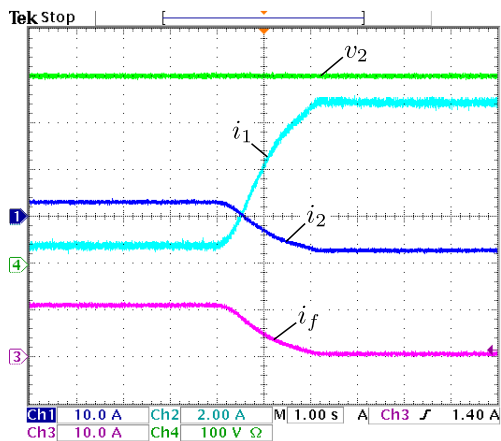


Figura 6.14: Correntes  $i_f$  (10A/div),  $i_1$  (2A/div) e  $i_2$  (10A/div) e tensão de saída  $v_2$  (100V/div) do conversor Buck+Boost.

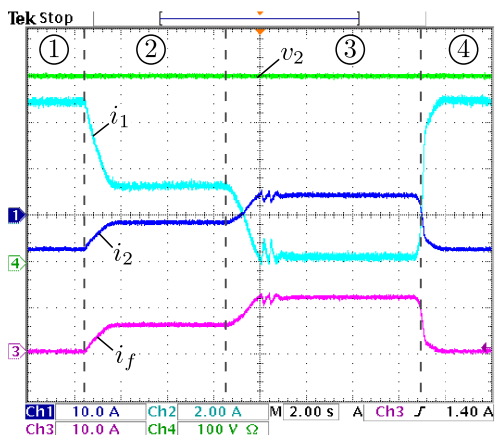


Figura 6.15: Correntes  $i_f$  (10A/div),  $i_1$  (2A/div) e  $i_2$  (10A/div) e tensão de saída  $v_2$  (100V/div) do conversor Buck+Boost.

Observa-se que nesses três testes a tensão de saída se manteve constante, mesmo com a reversão do fluxo de potência processada pelo conversor.

## 6.8 Resultados do Conversor Buck+Boost: Teste Dinâmico

Para finalizar foi realizado teste dinâmico do conversor, onde foi aplicado um degrau de carga. Foi utilizada carga linear e o esquema de teste é o mesmo daquele já mostrado na figura 6.5. Esse teste tem o objetivo de avaliar a eficácia das malhas de controle nas condições nominais, visto que testes dinâmicos mostrados anteriormente estavam fora das condições nominais do conversor.

Foi aplicado degrau de carga no conversor (de 20% à 85%), e observado o comportamento da tensão de saída, tensão nos capacitores do conversor B e corrente no indutor. A figura 6.16a mostra a tensão  $v_2$ , corrente  $i_L$ , e as tensões nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  do conversor B. Já a figura 6.16b mostra a mesma tensão  $v_2$  e corrente  $i_L$ , e também as tensões nos capacitores  $C_3$  e  $C_4$  do conversor B. Observa-se em ambos os resultados que a tensão de saída é regulada e que as tensões nos capacitores são equilibradas.

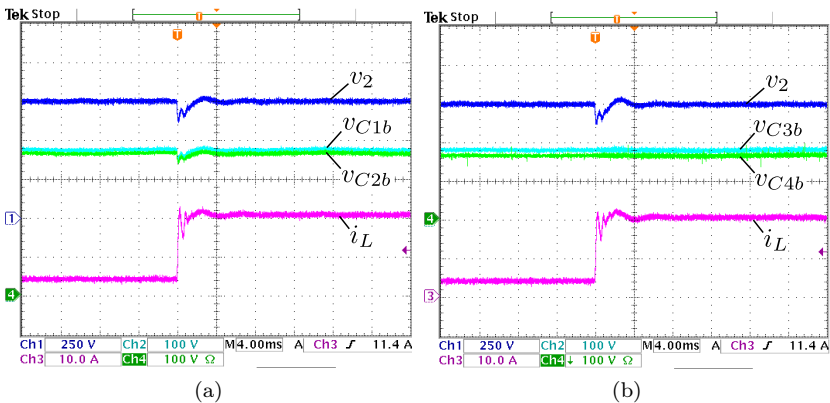


Figura 6.16: Resultados experimentais da resposta dinâmica do conversor, quando é aplicado um degrau de carga de 20% à 85%: (a) Correntes  $i_L$  (10A/div), tensão de saída  $v_2$  (250V/div) e tensão sobre os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  do conversor B (100V/div); Correntes  $i_L$  (10A/div), tensão de saída  $v_2$  (250V/div) e tensão sobre os capacitores  $C_3$  e  $C_4$  do conversor B (100V/div).

## 6.9 Curva de Rendimento

Por fim, é apresentada na figura 6.17 a curva de rendimento obtida experimentalmente do conversor Buck+Boost proposto. Esse rendimento foi medido com analisado de energia *Yokogawa WT500*, para tensão de entrada de  $1\text{ kV}$ . O conversor obteve um rendimento máximo de  $95,2\%$ , em, aproximadamente,  $60\%$  da potência nominal. Já na potência nominal, o rendimento do conversor foi de  $94,9\%$ . Observa-se que o rendimento obtido experimental é bem próximo do valor teórico de  $95,3\%$  obtido no apêndice A. A diferença entre os valores teórico e o experimental do rendimento, pode ser atribuída ao método utilizado para calcular as perdas de comutação dos interruptores, que é bastante impreciso.

O rendimento obtido é satisfatório, visto que o conversor é composto pela associação de dois conversores.

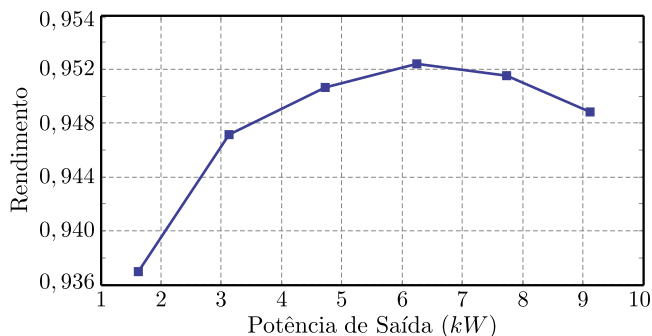


Figura 6.17: Curva de rendimento do conversor Buck+Boost multinível proposto.

## 6.10 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais do conversor proposto. Inicialmente foram apresentados os resultados do conversor Buck multinível operando em regime permanente. Em seguida, foram expostos resultados da atuação da malha de tensão nos capacitores. Esses resultados validam a topologia e a análise teórica do conversor Buck multinível, bem como a técnica de balanço das tensões nos capacitores, estudada no capítulo 4.

Os resultados do conversor cc-cc Buck+Boost bidirecional também foram apresentados neste capítulo, tanto para operação em regime permanente quanto para operação em transitórios dinâmicos. Pelos resultados em regime permanente, foi possível comprovar o funcionamento do conversor, descrito no capítulo 3.

Nos resultados dinâmicos do conversor Buck+Boost foi avaliado o desempenho o conversor e do sistema de controle, quando submetido à mudança do fluxo de potência e degrau de carga. Observou-se que, com a presença do controle de tensão de saída, a mesma manteve-se regulada quando submetido um degrau de carga ou reversão do fluxo de potência. A malha de corrente, responsável por controlar o fluxo de potência, também atuou de forma eficaz.

## 7 CONCLUSÃO GERAL E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho apresentou a proposta e o estudo de um conversor cc-cc Buck+Boost bidirecional multinível adequado para aplicação em alta tensão. A maioria dos conversores convencionais não é adequada para este tipo de aplicação, pois os semicondutores ficam submetidos a elevados níveis de tensão. Portanto, a principal característica do conversor proposto é a redução da tensão de bloqueio dos semicondutores. O estudo apresentado neste trabalho foi realizado para uma estrutura de cinco níveis do conversor proposto.

Uma contextualização para o tema desta pesquisa foi apresentada no capítulo 1, onde foi mostrado a necessidade de utilizar conversores cc-cc de alta tensão em sistemas de transmissão HVDC, principalmente com o surgimento e desenvolvimento das redes de distribuição em corrente contínua. No capítulo 1, foi realizada, ainda, uma breve revisão bibliográfica, onde se apresentou as principais topologias de conversores cc-cc bidirecionais com capacidade de operar em altas tensões, e então foi introduzida a topologia proposta do conversor Buck+Boost multinível bidirecional.

O conversor Buck+Boost proposto é composto por um conversor Buck multinível associado a um conversor Boost multinível. Os conversores Buck e Boost multiníveis são obtidos a partir da extensão dos conversores de três níveis. O estudo dos conversores Buck e Boost multiníveis, apresentado no capítulo 2, mostrou que, além de reduzir os esforços de tensão nos interruptores, esses conversores apresentam, ainda, a característica da frequência de operação do filtro ser múltipla da frequência de comutação dos interruptores, reduzindo o tamanho do filtro. Já o ganho estático e os esforços de corrente nos semicondutores dos conversores multiníveis são iguais aos dos conversores de dois níveis equivalente.

Após o estudo dos conversores conversor Buck e Boost multiníveis, foi realizado, no capítulo 3, o estudo estático do conversor Buck+Boost bidirecional. Este estudo mostrou que impondo uma defasagem de  $45^\circ$  na operação dos conversores que compõe o conversor Buck+Boost, a ondulação de corrente no indutor é minimizada.

A topologia proposta neste trabalho apresenta oito capacitores, a tensão sobre esses dispositivos devem ser reguladas para a correta operação do conversor. Portanto, é descrita e analisada, no capítulo 4, uma técnica ativa de balanço das tensões nos capacitores. A mode-

lagem orientada ao controle dessas tensões foi realizada, e um modelo matemático obtido. Este modelo apresentou acoplamento entre as variáveis de controle a algumas variáveis a serem controladas, além de apresentar uma dependência da corrente de carga. Portanto, uma estratégia de controle que elimina a dependência da corrente de carga que o modelo possui, através de uma técnica de *feedforward* desta corrente, e realiza o desacoplamento das variáveis é proposta neste trabalho.

Duas aplicações do conversor Buck+Boost proposto foram descritas no capítulo 5, e a modelagem e estratégias de controle para cada uma delas foram apresentadas. O modelo matemático obtido para o controle da corrente no indutor e tensão de saída é o mesmo do conversor Buck+Boost convencional de dois níveis. O projeto dos controladores de tensão e corrente do conversor proposto também foi realizado no capítulo 5.

Todo o estudo foi validado através de resultados experimentais obtido para um protótipo de 10 kW. Nos resultados experimentais, mostrados no capítulo 6, foi avaliado e comprovado o desempenho do conversor Buck e Buck+Boost multinível operando em regime permanente, assim como o desempenho dinâmico do conversor Buck+Boost multinível. A estratégia de controle das tensões nos capacitores também foi avaliada e comprovada com este protótipo.

Desta forma, o conversor Buck+Boost bidirecional proposto mostrou-se adequado para aplicação em alta tensão, onde fluxo bidirecional de energia é requerido. Além disso, ele apresentou reduzidos valores necessário de indutância e capacitâncias, implicando em volume reduzido do filtro.

Como possibilidades futuras de pesquisa, pode-se eleger os seguintes itens:

1. Como descrito no capítulo 1, o conversor multinível proposto pode ser visto como dois conversores *Flying-Capacitor* (FCC) conectados em série para formar o conversor A, assim como destacado na figura 7.1a, e mais dois conversor *Flying-Capacitor* também conectados em série para formar o conversor B, assim como mostrado na figura 7.1a. Portanto, pode-se generalizar a conexão de entrada e de saída dos conversores *Flying-Capacitor*, resultando em outros três conversores, assim como apresentado na figura 7.1. Assim sendo, sugere-se como trabalho futuro o estudo

dos outros conversores apresentados na figura 7.1.

2. Estudar a topologia proposta, e as topologias derivadas (figura 7.1), operando como conversor cc-cc isolado do tipo DAB (*Dual-Active-Bridge*), assim como apresentado na figura 7.2.
3. Estender o estudo desta dissertação para outras topologias formadas pela conexão de outros conversor multiníveis ao invés do conversor *Flying-Capacitor*, como por exemplo o conversor NPC. Por outro lado, deve-se ter em mente que pode haver possível problemas de balanço de tensão nos capacitores, podendo ser necessário adicionar circuitos auxiliares para resolver esses problemas.

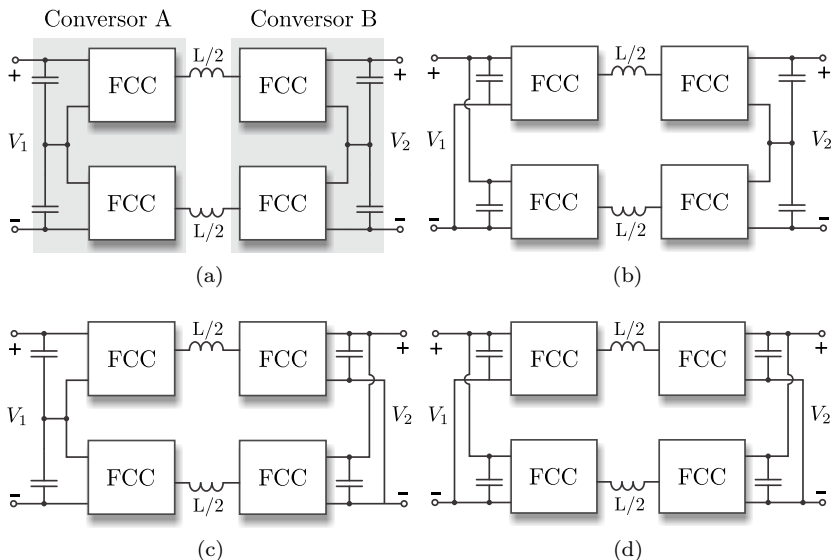


Figura 7.1: Possíveis conexões do conversor cc-cc multinível bidirecional não isolado do tipo Buck+Boost: (a) série-série; (b) paralela-série; (c) série-paralela (d) paralela-paralela.

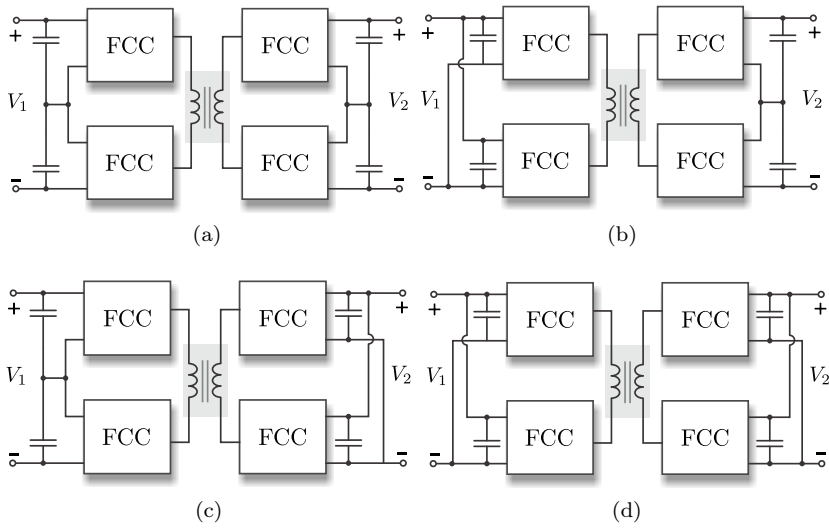


Figura 7.2: Possíveis conexões do conversor cc-cc multinível bidirecional tipo DAB: (a) série-série; (b) paralela-série; (c) série-paralela (d) paralela-paralela.



## REFERÊNCIAS

- [1] SETREUS, J.; BERTLING, L. Introduction to hvdc technology for reliable electrical power systems. In: *Proceedings of the 10th International Conference on Probabilistic Methods Applied to Power Systems, 2008. PMAPS '08*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–8.
- [2] NOZARI, F.; PATEL, H. Power electronics in electric utilities: Hvdc power transmission systems. *Proceedings of the IEEE*, v. 76, n. 4, p. 495–506, apr 1988. ISSN 0018-9219.
- [3] BAHRMAN, M. Overview of hvdc transmission. In: *IEEE PES Power Systems Conference and Exposition, 2006. PSCE '06*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 18–23.
- [4] SONG-MANGUELLE, J. et al. A modular stacked dc transmission and distribution system for long distance subsea applications. In: *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 4437–4444.
- [5] CRAIG, C.; ISLAM, M. Integrated power system design for offshore energy vessels and deep water drilling rigs. In: *2010 Record of Conference Papers Industry Applications Society 57th Annual Petroleum and Chemical Industry Conference (PCIC)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6. ISSN 0090-3507.
- [6] MONJEAN, P. et al. Control strategies of dc-based offshore wind farm. In: *Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–9.
- [7] MUYEEN, S. et al. Control strategy for hvdc interconnected dc-based offshore wind farm. In: *International Conference on Electrical Machines and Systems, 2009. ICEMS 2009*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–6.
- [8] ROBINSON, J.; JOVCIC, D.; JOO'S, G. Analysis and design of an offshore wind farm using a mv dc grid. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 25, n. 4, p. 2164–2173, oct. 2010. ISSN 0885-8977.

- [9] JIN, J. et al. Non-grid-connected wind power system and its high power dc-dc converter. In: *World Non-Grid-Connected Wind Power and Energy Conference, 2009. WNWEC 2009*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1 –5.
- [10] LASSETER, B. Microgrids [distributed power generation]. In: *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, 2001*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 146 –149 vol.1.
- [11] LAGO, J. *Redistribuidor de Correntes para Redes de Distribuição em Corrente Contínua Bipolares*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2011.
- [12] BARAN, M. et al. A distribution system simulator for protection and control. In: *2001 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 307 –310 vol.1.
- [13] BARAN, M.; MAHAJAN, N. Dc distribution for industrial systems: opportunities and challenges. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 39, n. 6, p. 1596 – 1601, nov.-dec. 2003. ISSN 0093-9994.
- [14] MIRZAEI, H.; DUTTA, S.; BHATTACHARYA, S. A medium-voltage dc (mvd) with series active injection for shipboard power system applications. In: *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 2865 – 2870.
- [15] ABB. *IGCT - Integrated Gate Commutated Thyristors*. 2013. Disponível em: <<http://search-ext.abb.com>>.
- [16] FUJII, K.; KOELLENSPERGER, P.; DONCKER, R. D. Characterization and comparison of high blocking voltage igbts and iegts under hard- and soft-switching conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 1, p. 172 –179, jan. 2008. ISSN 0885-8993.
- [17] JOVCIC, D.; OOI, B. Developing dc transmission networks using dc transformers. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 25, n. 4, p. 2535 –2543, oct. 2010. ISSN 0885-8977.

- 
- [18] JOVCIC, D. Bidirectional, high-power dc transformer. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 24, n. 4, p. 2276 –2283, oct. 2009. ISSN 0885-8977.
- [19] JOVCIC, D.; OOI, B. High-power, resonant dc/dc converter for integration of renewable sources. In: *2009 IEEE Bucharest PowerTech*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1 –6.
- [20] ORTIZ, G. et al. 1 megawatt, 20 khz, isolated, bidirectional 12kv to 1.2kv dc-dc converter for renewable energy applications. In: *2010 International Power Electronics Conference (IPEC)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 3212 –3219.
- [21] FAN, H.; LI, H. High-frequency transformer isolated bidirectional dc-dc converter modules with high efficiency over wide load range for 20 kva solid-state transformer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 12, p. 3599 –3608, dec. 2011. ISSN 0885-8993.
- [22] FAN, H.; LI, H. A high-frequency medium-voltage dc-dc converter for future electric energy delivery and management systems. In: *2011 IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1031 –1038. ISSN 2150-6078.
- [23] MEYNARD, T.; FOCH, H. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. In: *23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record*. [S.l.: s.n.], 1992. p. 397 –403 vol.1.
- [24] KHAN, F.; TOLBERT, L. A multilevel modular capacitor clamped dc-dc converter. In: *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 2006. v. 2, p. 966 –973. ISSN 0197-2618.
- [25] KHAN, F.; TOLBERT, L. Bi-directional power management and fault tolerant feature in a 5-kw multilevel dc-dc converter with modular architecture. *IET Power Electronics*, v. 2, n. 5, p. 595 –604, sept. 2009. ISSN 1755-4535.
- [26] LOPATKIN, N.; ZINOVIEV, G.; ZOTOV, L. Bi-directional high-voltage dc-dc-converter for advanced railway locomotives.

- In: *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1123 –1128.
- [27] KENZELMANN, S. et al. A versatile dc-dc converter for energy collection and distribution using the modular multilevel converter. In: *Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1 –10.
- [28] NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point-clamped pwm inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-17, n. 5, p. 518 –523, sept. 1981. ISSN 0093-9994.
- [29] MARQUARDT, R.; LESNICAR, A. New concept for high voltage modular multilevel converter. *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference. PESC'04*, 2004.
- [30] RUAN, X.; LI, B.; CHEN, Q. Three-level converters-a new approach for high voltage and high power dc-to-dc conversion. In: *2002 IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference, 2002. PESC 02*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 663 – 668 vol.2.
- [31] HELDWEIN, M. L. *EMC Filtering of Three-Phase PWM Converters*. Tese (Doutorado) — ETH Zurich, Suíça, 2008.
- [32] COSTA, L. F.; MUSSA, S. A.; BARBI, I. Multilevel buck dc-dc converter for high voltage application. In: *2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1 –8.
- [33] MEYNARD, T. et al. Multicell converters: derived topologies. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 5, p. 978 – 987, oct 2002. ISSN 0278-0046.
- [34] STALA, R. The switch-mode flying-capacitor dc-dc converters with improved natural balancing. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 4, p. 1369 –1382, april 2010. ISSN 0278-0046.
- [35] STALA, R. et al. Results of investigation of multicell converters with balancing circuit - part i. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 7, p. 2610 –2619, july 2009. ISSN 0278-0046.

- [36] STALA, R. et al. Results of investigation of multicell converters with balancing circuit - part ii. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 7, p. 2620–2628, july 2009. ISSN 0278-0046.
- [37] RUAN, X. et al. Fundamental considerations of three-level dc-dc converters: Topologies, analyses, and control. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, v. 55, n. 11, p. 3733–3743, dec. 2008. ISSN 1549-8328.
- [38] JIN, K. et al. Three-level bidirectional converter for fuel-cell/battery hybrid power system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 6, p. 1976–1986, june 2010. ISSN 0278-0046.
- [39] GRBOVIC, P. et al. A bidirectional three-level dc-dc converter for the ultracapacitor applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 10, p. 3415–3430, oct. 2010. ISSN 0278-0046.
- [40] ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. 2ed. ed. [S.l.]: Springer, 2001.
- [41] BUSO, S.; MATTAVELI, P. *Digital Control in Power Electronics*. 1ed. ed. [S.l.]: Morgan and Claypool, 2006.
- [42] FRANKLIN, G. F.; POWELL, D. J.; EMAMI-NAEINI, A. *Feedback Control of Dynamic Systems (Addison-Wesley Series in Electrical and Computer Engineering. Control Engineering)*. Addison-Wesley, 1994. Hardcover. ISBN 0201527472. Disponível em: <<http://www.worldcat.org/isbn/0201527472>>.
- [43] MIURA, Y. et al. Bidirectional isolated dual full-bridge dc-dc converter with active clamp for edlc. In: *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1136–1143.
- [44] DROFENIK, U.; KOLAR, J. W. A general scheme for calculating switching and conduction-losses of power semiconductors in numerical circuit simulations of power electronic systems. In: *2005 International Power Electronics Conference (IPEC05)*. [S.l.: s.n.], 2005. ISSN 4-88686-065-6.

- [45] RECTIFIER, I. *Catálogo do componente IRGP50B60PD1*. 2013. Disponível em: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irgp50b60pd1.pdf>>.
- [46] MCLYMAN, W.; MCLYMAN, C. *Transformer and Inductor Design Handbook*. Marcel Dekker, 2004. (Electrical engineering and electronics). ISBN 9780824751159. Disponível em: <<http://books.google.com.br/books?id=siMztIS8y4C>>.
- [47] KAZIMIERCZUK, M. *High-Frequency Magnetic Components*. John Wiley & Sons, 2009. ISBN 9780470714539. Disponível em: <<http://books.google.com.br/books?id=p3KHPUhaOaUC>>.
- [48] THORNTON. *Catálogo de Núcleos de Ferrite*. 2013. Disponível em: <<http://www.thornton.com.br>>.
- [49] BATISTA, A. J. *Modelagem e otimização do projeto de componentes magnéticos utilizados em conversores estáticos utilizados em conversores estáticos de alta frequência*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2012.
- [50] INSTRUMENTS, T. *Delfino Microcontroller*. 2013. Disponível em: <<http://www.ti.com/product/tms320f28335>>.

## APÊNDICE A – DIMENSIONAMENTO DO CONVERTOR CC-CC BIDIRECIONAL

### A.1 Introdução

Neste apêndice é realizado o dimensionamento dos componentes do circuito de potência do conversor Buck+Boost proposto, e detalhes da implementação do protótipo serão apresentados. As equações apresentadas no estudo estático do conversor, capítulos 2 e 3, serão utilizadas nesta seção.

Inicialmente são apresentadas as especificações utilizadas no projeto e realizados alguns cálculos iniciais. Em seguida serão dimensionados os componentes na seguinte sequência: semicondutores, capacitores, indutância e projeto físico do indutor. Após isso, o rendimento teórico do conversor também é exposto. Ao final deste apêndice serão apresentados detalhes de implementação dos circuito de acionamento dos interruptores e dos sensores de tensão e de corrente.

### A.2 Especificação

A especificação utilizada para o projeto do conversor é apresentada na tabela A.1.

Tabela A.1: Especificação do conversor bidirecional.

Parâmetros	Valores
Potência de saída	$P = 10 \text{ kW}$
Tensão de entrada	$V_1 = 1000 \text{ V}$
Tensão de saída	$V_2 = 700 \text{ V}$
Frequência de comutação	$f_s = 20 \text{ kHz}$

### A.3 Razão Cíclica e Corrente no Indutor

Inicialmente são calculadas a razão cíclica e a corrente no indutor, pois serão utilizadas frequentemente no decorrer do dimensiona-

mento dos componentes do conversor.

A razão cíclica é calculada através de (3.3), e mostrado em (A.1). Pelo valor de razão cíclica encontrado, o conversor deve operar na região de operação *R2*, descrita no capítulo 3.

$$D = \frac{V_2}{V_2 + V_1} = \frac{750}{1750} = 0,429. \quad (\text{A.1})$$

Neste projeto, considera-se que a potência de entrada é igual à potência de saída, cujo valor é apresentado na tabela A.1.

A corrente no indutor é calculada dividindo a corrente de entrada pela razão cíclica, assim como feito em (A.2).

$$I_L = \frac{P}{D \cdot V_1} = \frac{10000}{0,429 \cdot 1000} = 23,3 \text{ A} \quad (\text{A.2})$$

## A.4 Dimensionamento dos Interruptores

Os esforços nos semicondutores são calculados, inicialmente, para o conversor A e, em seguida, para o conversor B. Após isto, é escolhido o interruptor comercial que será utilizado e são calculadas as perdas no mesmo.

### A.4.1 Esforços nos Interruptores do Conversor A

A tensão de bloqueio dos interruptores do conversor A, calculada de acordo (3.31), é

$$V_{S_{a_{\max}}} = \frac{V_1}{4} = \frac{1000}{4} = 250 \text{ V}. \quad (\text{A.3})$$

Os valores médios e eficazes da corrente através dos interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_7$  e  $S_8$  do conversor A são calculados, respectivamente, por (A.4) e (A.5).

$$I_{S1a_{med}} = I_L \cdot D = 23,3 \cdot 0,429 = 10 \text{ A} \quad (\text{A.4})$$

$$I_{S1a_{ef}} = I_L \cdot \sqrt{D} = 23,3 \cdot \sqrt{0,429} = 15,28 \text{ A} \quad (\text{A.5})$$

Os valores médios e eficazes da corrente através dos interruptores  $S_3$ ,  $S_4$ ,  $S_5$  e  $S_6$  do conversor A são calculados, respectivamente, por (A.6) e (A.7)



$$I_{S3a_{med}} = I_L \cdot (1 - D) = 23,3 \cdot (1 - 0,429) = 13,33 \text{ A} \quad (\text{A.6})$$

$$I_{S3a_{ef}} = I_L \cdot \sqrt{1 - D} = 23,3 \cdot \sqrt{1 - 0,429} = 17,64 \text{ A} \quad (\text{A.7})$$

#### A.4.2 Esforços nos Interruptores do Conversor B

A tensão máxima sobre os interruptores do conversor B, calculada de acordo (3.36), é

$$V_{Sb_{max}} = \frac{V_2}{4} = \frac{750}{4} = 187,5 \text{ V}. \quad (\text{A.8})$$

O valor médio e eficaz da corrente através dos interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_7$  e  $S_8$  do conversor B são calculados, respectivamente, por (A.9) e (A.10).

$$I_{S1b_{med}} = I_L \cdot (1 - D) = 23,3 \cdot (1 - 0,429) = 13,33 \text{ A} \quad (\text{A.9})$$

$$I_{S1b_{ef}} = I_L \cdot \sqrt{1 - D} = 23,3 \cdot \sqrt{1 - 0,429} = 17,64 \text{ A} \quad (\text{A.10})$$

O valor médio e eficaz da corrente através dos interruptores  $S_3$ ,  $S_4$ ,  $S_5$  e  $S_6$  do conversor A são calculados, respectivamente, por (A.11) e (A.12)

$$I_{S3b_{med}} = I_L \cdot D = 23,3 \cdot 0,429 = 10 \text{ A} \quad (\text{A.11})$$

$$I_{S3b_{ef}} = I_L \cdot \sqrt{D} = 23,3 \cdot \sqrt{0,429} = 15,28 \text{ A} \quad (\text{A.12})$$

#### A.4.3 Especificação dos Interruptor.

Após o cálculo dos esforços de tensão e corrente em todos os semicondutores do conversor Buck+Boost, é escolhido o interruptor a ser utilizado. Apesar dos semicondutores do conversor A serem submetidos a maiores esforços de tensão, optou-se por utilizar a mesma

especificação para todos os interruptores da topologia. Deste modo, foi escolhido um IGBT de 600 V fabricado pela *International Rectifier*, cuja especificação é *IRGP50B60PD1*. Algumas características deste interruptor são apresentadas na tabela A.2.

Tabela A.2: Características do interruptor.

IGBT	<i>IRGP50B60PD1</i>
Corrente de coletor (100°C)	45 A
Queda de tensão em condução (33 A/125°C)	2,95 V
Energia dissipada na comutação (33A)	1,25 mJ
Diodo Intrínseco	
Corrente do diodo (100°C)	15A
Queda de tensão em condução (15 A/125°C)	1,6V
Carga de recuperação reversa (15 A/125°C)	600nC

Vale ressaltar que este dispositivo foi escolhido, pois além de suportar a tensão e corrente calculadas anteriormente, seu diodo intrínseco também suporta corrente mais alta, podendo a conduzir até 40 A a 25°C. Como o conversor é bidirecional, então o diodo intrínseco do IGBT é muito importante, pois ele sempre estará conduzindo.

## A.5 Cálculo das Perdas nos Semicondutores

O conversor proposto possui dezesseis semicondutores, nos quais oito operam como interruptor (conduzindo pelo canal do IGBT) e os demais operam como diodo (conduzindo através do diodo intrínseco do IGBT). Por este motivo, o cálculo das perdas nos semicondutores deve considerar tanto as perdas por condução direta do IGBT quanto as perdas devido à condução do diodo. Assim sendo, esta seção é dividida em: perdas nos interruptores e perdas nos diodos.

O cálculo das perdas nos semicondutores é realizado considerando corrente positiva no indutor e utilizando o método proposto em [44], pois ele utiliza apenas os dados apresentados na folha de dados do componente. Além disso, esses cálculos são realizado com o auxílio do computador.

### A.5.1 Perdas nos Interruptores

O cálculo das perdas nos interruptores é dividida em perdas por condução e perdas por comutação.

De acordo com [44], um método preciso para calcular as perdas por condução de um IGBT consiste em obter a curva de potência instantânea dissipada no dispositivo em função da corrente de coletor, e a partir dessa curva, calcular a potência média dissipada. Este método será explicado em detalhes a seguir.

Inicialmente, deve-se estimar a curva de queda de tensão  $V_{CE}$  pela corrente de coletor  $I_C$ , a partir da curva fornecida no catálogo do componente [45]. A figura A.1a mostra os pontos reais retirados da curva  $V_{CE} \times I_C$  à  $125^\circ\text{C}$  disponível do catálogo do dispositivo fornecido pelo fabricante [45], e a curva  $V_{CE} \times I_C$ , que foi estimada a partir desses pontos.

Multiplicando a queda de tensão  $V_{CE}$  pela corrente de coletor  $I_C$ , obtém-se a curva da potência instantânea dissipada no IGBT em função da corrente de coletor  $I_C$ , assim como ilustrada na figura A.1b.

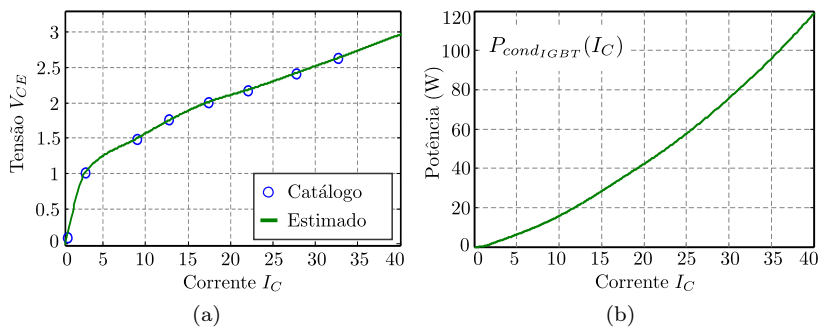


Figura A.1: Curvas estimadas para cálculo da perda de condução do IGBT: (a) curva da queda de tensão  $V_{CE}$  pela corrente de coletor  $I_C$ ; (b) potência instantânea dissipada na condução do IGBT em função da corrente de coletor  $I_C$ .

Como considerou-se que o conversor opera com corrente positiva no indutor, então os semicondutores  $S_{1a}$ ,  $S_{2a}$ ,  $S_{7a}$  e  $S_{8a}$ , do conversor A, e  $S_{3b}$ ,  $S_{4b}$ ,  $S_{5b}$  e  $S_{6b}$ , do conversor B, operam como interruptor, isto é, conduzindo pelo canal do IGBT. Todos esses semicondutores cita-

dos operam com a mesma razão cíclica, então as perdas em condução deles são iguais, e serão representadas por  $P_{S1a_{IGBT}}$ . Os demais semicondutores conduzem através do diodo. Portanto, conhecendo a curva de potência pela corrente de coletor, mostrada na figura A.1b, pode-se calcular as perdas por condução do IGBT.

A potência média dissipada na condução dos IGBT's do conversor Buck+Boost proposto é calculada é definida por

$$P_{S1a_{cond}}(i_L) = \frac{1}{T_s} \int_0^{D \cdot T_s} P_{cond_{IGBT}}(i_L) dt = P_{cond_{IGBT}}(i_L) \cdot D. \quad (\text{A.13})$$

Nessas equações,  $P_{cond_{IGBT}}(i_L)$  é a equação da potência dissipada instantânea para corrente  $i_L$ .

Para o cálculo das perdas de comutação do IGBT, também utiliza-se apenas as curvas de energia disponíveis no catálogo do componente. Nesse catálogo é apresentado as curvas da energia dissipada durante o ligamento e o desligamento do IGBT considerando uma temperatura de  $125^\circ C$ , tensão de bloqueio de  $390 V$  e resistência de gatilho de  $3,3 \Omega$  [45]. Foram obtidos alguns pontos dessas curvas, e a partir deles foi possível estimar essas curvas de energia, assim como ilustradas na figura A.2.

O resistor de gatilho utilizado neste projeto é de  $15 \Omega$ , diferente do valor de  $3,3 \Omega$ , nos quais as curvas de energia se baseiam. No catálogo do componente, há, ainda, uma curva que relaciona a energia dissipada durante o ligamento e o desligamento do IGBT com o resistor de gatilho, para temperatura de  $125^\circ C$ , tensão de bloqueio de  $390 V$  e corrente de coletor de  $33 A$ . A partir dessa curva, foram obtidos os valores de energia dissipada para um resistor de gatilho de  $3,3 \Omega$  e de  $15 \Omega$ , e aplicou-se uma relação linear, assim como mostrado nas equações (A.14) e (A.15).

$$K_{E_{ON}} = \frac{E_{ON15\Omega}}{E_{ON3,3\Omega}} = \frac{760 \mu J}{600 \mu J} = 1,27 \quad (\text{A.14})$$

$$K_{E_{OFF}} = \frac{E_{ON15\Omega}}{E_{ON3,3\Omega}} = \frac{740 \mu J}{438 \mu J} = 1,69 \quad (\text{A.15})$$

Esses parâmetros  $K_{E_{OFF}}$  e  $K_{E_{ON}}$  são apenas constante de ajuste aproximadas, utilizadas para ajustar as curvas mostradas na figura A.2

para um resistor de gatilho do IGBT de  $15\ \Omega$ .

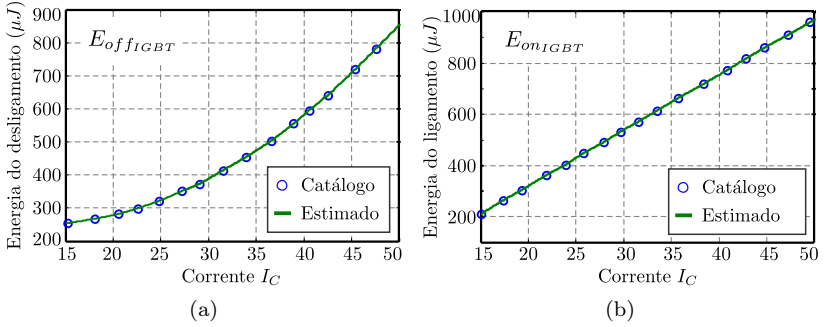


Figura A.2: Curvas estimadas para cálculo da perda de comutação do IGBT: (a) energia dissipada durante o desligamento do IGBT em função da corrente de coletor; (b) energia dissipada durante o ligamento do IGBT em função da corrente de coletor.

Portanto, a potência dissipada durante o ligamento e o desligamento do IGBT são calculadas, respectivamente, pela equações (A.16) e (A.17). É importante ressaltar que este método de cálculo das perdas por comutação do IGBT não é rigorosamente preciso, pois considera uma tensão de bloqueio do interruptor constante e igual a  $390\ V$ , o que não foi utilizado na prática. Deve-se tornar claro também que, os dados disponibilizados no catálogo do fabricante para o cálculo da perdas devido à entrada em condução do IGBT já contempla a influência da recuperação reversa do diodo no IGBT.

$$P_{comut_{ON}}(i_L) = f_s \cdot K_{E_{ON}} \cdot E_{on_{IGBT}}(i_L) \cdot 10^{-6} \quad (\text{A.16})$$

$$P_{comut_{OFF}}(i_L) = f_s \cdot K_{E_{OFF}} \cdot E_{off_{IGBT}}(i_L) \cdot 10^{-6} \quad (\text{A.17})$$

$$P_{comut} = P_{comut_{ON}} + P_{comut_{OFF}} \quad (\text{A.18})$$

A partir das curvas mostradas em A.1 e A.2, das equações (A.13), (A.16), (A.17) e (A.18), e com o auxílio do computador, foi calculado

a potência dissipada na condução e comutação dos interruptores do conversor. Vale ressaltar que, neste estudo, a comutação depende apenas da corrente de coletor, pois considerou-se uma tensão de bloqueio constante. Deste modo, a potência dissipada na comutação dos interruptores dos conversores A e B são iguais, e dadas por  $P_{comut}$ . A figura (A.3) mostra a curva da potência dissipada na condução e comutação dos interruptores em função da corrente no indutor.

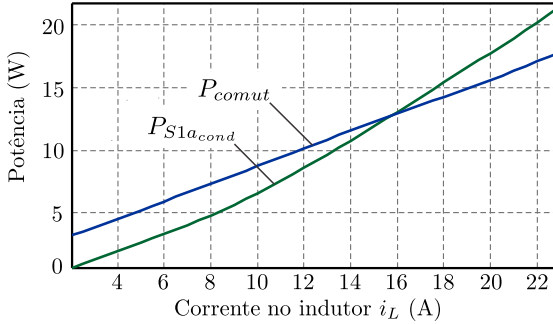


Figura A.3: Curva de perdas devido a condução e comutação dos interruptores do conversor Buck+Boost multinível.

As perdas por condução e comutação de um interruptor para corrente nominal são apresentadas, respectivamente, em (A.19) e (A.20)

$$P_{S1a_{cond}} = 21,5 \text{ W} \quad (\text{A.19})$$

$$P_{comut} = 17,8 \text{ W} \quad (\text{A.20})$$

Portanto, as perdas totais nos oito interruptores da topologia é

$$P_{IGBT} = 163,8 \text{ W} \quad (\text{A.21})$$

### A.5.2 Perdas nos Diodos

Para o cálculo das perdas no diodo intrínseco ao IGBT é utilizado o mesmo procedimento feito para o interruptor. De acordo com o catálogo do componentes [45], as curvas de energia dissipada na comutação do IGBT apresentadas nesse catálogo, já contemplam a energia devido à recuperação reversa do diodo. Portanto, a potência dissipada

na comutação do diodo é ignorada neste procedimento de cálculo, sendo considerada apenas a perda com condução.

Para o cálculo da potência dissipada na condução do diodo, utiliza-se a curva que relaciona a queda de tensão ( $V_f$ ) no diodo com a corrente  $I_f$  que atravessa o dispositivo. Portanto, obtendo os pontos dessa curva através do catálogo do fabricante, pode-se estimar, computacionalmente, a curva  $V_f \times I_f$  à  $125^\circ C$  do diodo, assim como apresentada na figura A.4a.

Multiplicando a queda de tensão  $V_f$  pela corrente  $I_f$ , obtém-se a curva da potência instantânea dissipada no diodo em função da corrente de coletor  $I_f$ , assim como ilustrada na figura (A.4b).

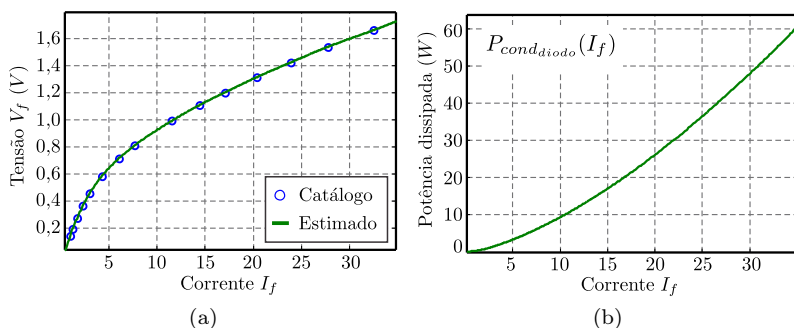


Figura A.4: Curvas estimadas para cálculo da perda de condução do diodo: (a) curva da queda de tensão  $V_f$  pela corrente de condução do diodo  $I_f$ ; (b) potência instantânea dissipada na condução do diodo em função da corrente do diodo  $I_f$ .

Vale lembrar que, para corrente positiva no indutor, os semicondutores que operam como diodo são  $S_{3a}$ ,  $S_{4a}$ ,  $S_{5a}$  e  $S_{6a}$  do conversor A, além dos semicondutores  $S_{1b}$ ,  $S_{2b}$ ,  $S_{7b}$  e  $S_{8b}$ , do conversor B. Como esses semicondutores operam com o mesmo valor de razão cíclica, as perdas em condução deles são iguais, e denominada de  $P_{S_{3a}cond}$ .

A potência dissipada na condução do diodo é obtida calculando a média da potência instantânea, figura A.4b, em um período de comutação. Isto é, quando o diodo está em condução, ele dissipa uma potência instantânea dada por  $P_{cond\_diodo}(i_L)$ . Assim, a perda por condução dos diodos do conversor é calculada por

$$P_{S3a_{cond}} = \frac{1}{T_s} \int_{D \cdot T_s}^{T_s} P_{cond_{diodo}}(i_L) dt = P_{cond_{diodo}}(i_L) \cdot (1 - D). \quad (A.22)$$

A figura A.5 mostra a potência dissipada nos diodos, em função da corrente no indutor.

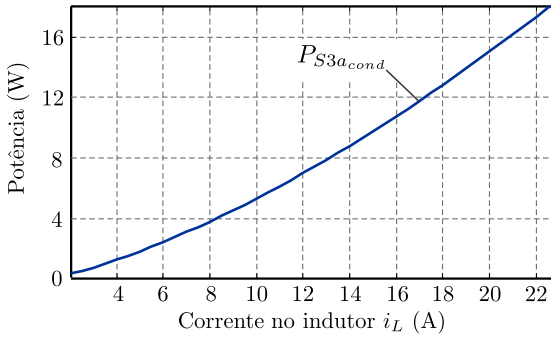


Figura A.5: Curva de perdas devido a condução dos diodos intrínsecos dos semicondutores.

Considerando corrente nominal no indutor, a perda em um diodo é dada por

$$P_{S3a_{cond}} = 18,6 \text{ W} \quad (A.23)$$

Portanto, as perdas totais nos oito interruptores da topologia que conduzem pelo diodo é

$$P_{DIO DO} = 148,4 \text{ W} \quad (A.24)$$

## A.6 Dimensionamento dos Capacitores.

Os capacitores são dimensionados utilizando as equações apresentadas no capítulo 2. As equações para o cálculo da capacitância requerida, considerando uma dada ondulação de tensão, são as mesmas para todos os capacitores da topologia, tanto no modo Buck quanto Boost, como apresentadas em 2.39 e 2.81. Além disso, esta equação



não depende da tensão sobre o capacitor, apenas da corrente, então, ela é válida tanto para o conversor A quanto para o B.

Considerando uma ondulação de corrente máxima de 10 V, então a capacitância necessária para garantir esta ondulação é

$$C = \frac{I_L}{4 \cdot f_s \cdot \Delta v_C} = \frac{23,3}{4 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 10} = 29,1 \mu F. \quad (\text{A.25})$$

### A.6.1 Esforços nos Capacitores do Conversor A.

As tensões sobre os capacitores do conversor A são

$$V_{C1,2a} = \frac{V_1}{2} = \frac{1000}{2} = 500 \text{ V}, \quad (\text{A.26})$$

$$V_{C3,4a} = \frac{V_1}{4} = \frac{1000}{4} = 250 \text{ V}. \quad (\text{A.27})$$

As correntes eficazes nos capacitores  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_4$  do conversor A, calculados através de (2.66) e (2.75), são

$$I_{C1,2aef} = \frac{I_L}{2} \cdot \sqrt{2 \cdot D} = \frac{23,3}{2} \cdot \sqrt{2 \cdot 0,429} = 10,8 \text{ A}, \quad (\text{A.28})$$

$$I_{C3,4aef} = \frac{I_L}{2} \cdot \sqrt{2} = \frac{23,3}{2} \cdot \sqrt{2} = 16,5 \text{ A}. \quad (\text{A.29})$$

### A.6.2 Esforços nos Capacitores do Conversor B.

As tensões sobre os capacitores do conversor B são

$$V_{C1,2b} = \frac{V_2}{2} = \frac{750}{2} = 375 \text{ V}, \quad (\text{A.30})$$

$$V_{C3,4b} = \frac{V_2}{4} = \frac{750}{4} = 187,5 \text{ V}. \quad (\text{A.31})$$

As correntes eficazes nos capacitores do conversor B são calculadas através das equações (A.32) e (A.33). Observa-se que os esforços de corrente nos capacitores dos conversores A e B são iguais.

$$I_{C1,2bef} = \frac{I_L}{2} \cdot \sqrt{2 \cdot D} = \frac{23,3}{2} \cdot \sqrt{2 \cdot 0,429} = 10,8 \text{ A}, \quad (\text{A.32})$$

$$I_{C3,4bef} = \frac{I_L}{2} \cdot \sqrt{2} = \frac{23,3}{2} \cdot \sqrt{2} = 16,5 \text{ A}. \quad (\text{A.33})$$

### A.6.3 Especificação do Capacitor

A partir dos esforços de tensão e corrente, optou-se por utilizar um capacitor de polipropileno por suportar altas tensões, além de apresentar baixo volume e baixa resistência série equivalente. O capacitor escolhido foi o *B32778G0406* de  $40\mu\text{F}/1100\text{V}$ , fabricado pela *EPCOS*. Alguns detalhes desse dispositivo são apresentado na tabela A.3.

Tabela A.3: Especificação do Capacitor.

Capacitor	<i>B32778G0406</i>
Capacitância	$40 \mu\text{F}$
Tensão máxima cc ( $70^\circ \text{C}$ )	$1100 \text{V}$
Resistência série equivalente ( $10 \text{ kHz}/70^\circ\text{C}$ )	$R_{cap} = 3,5 \text{ m}\Omega$

### A.7 Cálculo das Perdas no Capacitor.

Os esforços de corrente nos capacitores do conversor A e B são os mesmos. Então, para o cálculo das perdas, utiliza-se apenas as correntes eficazes através dos capacitores do conversor A. Assim sendo, a potência dissipada em todos os capacitores da topologia é

$$P_{cap} = 4 \cdot R_{cap} \cdot I_{C1aef}^2 + 4 \cdot R_{cap} \cdot I_{C1aef}^2 \quad (\text{A.34})$$

$$= 4 \cdot 0,0035 \cdot 10,8^2 + 4 \cdot 0,0035 \cdot 16,5^2 = 5,4 \text{ W}.$$

Observa-se que esta tecnologia de capacitor permite a utilização deste dispositivo em altas tensões com baixas perdas.

## A.8 Dimensionamento da Indutância $L$

A indutância do conversor é calculada pela equação 3.30. De acordo com a razão cíclica do conversor, ele opera na região  $R2$ . Entretanto, supõe-se que o conversor possa operar também nas regiões  $R1$  e  $R3$ , devido a alguma situação específica. Assim sendo, a indutância é calculada para o pior desses três casos, que é a região  $R3$ .

Considerando a ondulação de corrente máxima de  $\Delta i_L = 5,8 A$  (25%), a indutância requeria é

$$L = \frac{V_1}{45,6 \cdot f_s \cdot \Delta i_L} = \frac{V_1}{71,78 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 5,8} = 188 \mu H \quad (\text{A.35})$$

Se o conversor operar só na região  $R2$ , para esta indutância, a máxima ondulação de corrente é

$$\Delta i_L = \frac{V_1}{96 \cdot f_s \cdot L} = \frac{V_1}{96 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 188 \cdot 10^{-6}} = 2,77 A, \quad (\text{A.36})$$

que implica em 12% da corrente nominal.

## A.9 Projeto do Indutor

O projeto físico do indutor é realizado de acordo com [46] e [47]. Como já citado anteriormente, optou-se por dividir o indutor e conectá-lo como mostrado na figura A.6. Isso favorece na redução da interferência eletromagnética do conversor e ainda, para este caso, facilita a construção. Portanto, dois indutores iguais devem ser confeccionados e o projeto deles é apresentado a seguir.

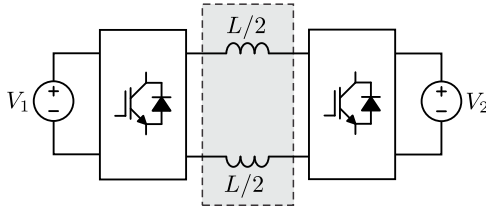


Figura A.6: Divisão do indutor e conexão na topologia

Os parâmetros apresentados na tabela A.4 são utilizados no dimensionamento do indutor.

Tabela A.4: Parâmetros utilizados no dimensionamento do indutor.

Parâmetro	Valor
Densidade de fluxo magnético	$B = 0.3 T$
Densidade de corrente	$700 A/cm^2$
Permeabilidade do vácuo	$\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} H/m$
Fator de ocupação da janela	$k_j = 0.7$

As correntes eficaz e máxima no indutor são dadas por (A.37). Nota-se, que devido à baixa ondulação de corrente, ela foi desconsiderada para o cálculo do valor eficaz. Esses valores de corrente também serão utilizados no decorrer do dimensionamento.

$$\begin{cases} I_{Le\text{f}} = 23,3 A \\ I_{L\text{max}} = 25,9 A \end{cases} \quad (\text{A.37})$$

### A.9.1 Escolha do Núcleo

O núcleo é dimensionado pelo produto das áreas (área da janela e a área da seção da perna central), assim como é mostrado na equação (A.38).

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot I_{Lef} \cdot I_{Lmax} \cdot 10^4}{2 \cdot k_j \cdot B \cdot J} = \frac{188 \cdot 10^{-6} \cdot 23,3 \cdot 25,9 \cdot 10^4}{2 \cdot 0,7 \cdot 0,3 \cdot 700} = 3,8 \text{ cm}^4 \quad (\text{A.38})$$

Portanto, foi escolhido um núcleo *NEE42/21/20* produzido pela *Thornton*, cujo material magnético é o *IP12R*. Nota-se, que esse núcleo apresenta  $A_e \cdot A_w = 3,77 \text{ cm}^4$ , bem próximo do valor calculado em (A.38). As dimensões desse núcleo, de acordo com [48], são

$$\begin{cases} A_e = 2,4 \text{ cm} \\ A_w = 1,57 \text{ cm} \end{cases} \quad (\text{A.39})$$

### A.9.2 Número de Espiras e Entreferro

Para o núcleo escolhido, o número de espiras que implica na indutância desejada é calculado por (A.40), de acordo com [46]

$$N = \frac{L \cdot I_{Lmax} \cdot 10^4}{2 \cdot B \cdot A_e} = \frac{188 \cdot 10^{-6} \cdot 25,9 \cdot 10^4}{2 \cdot 0,3 \cdot 2,4} \approx 34 \quad (\text{A.40})$$

O entreferro do indutor é

$$l_g = \frac{N \cdot \mu_o \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{2 \cdot L} = \frac{34 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 2,4 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 188 \cdot 10^{-6}} = 0,093 \text{ cm}. \quad (\text{A.41})$$

Devido ao efeito de espraiamento das linhas de fluxo no entreferro [46], também conhecido como efeito de fluxo de borda, recomenda-se utilizar um fator de correção  $F$  no cálculo do número de espiras. Este fator é calculado na equação (A.42), onde  $G = 2,96 \text{ cm}$  é um parâmetro físico do núcleo utilizado.

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln \left( \frac{2 \cdot G}{l_g} \right) = 1 + \frac{0,093}{\sqrt{2,4}} \cdot \ln \left( \frac{2 \cdot 2,96}{0,093} \right) = 1,25. \quad (\text{A.42})$$

Portanto, número de espiras deve ser recalculado considerando,

agora, o efeito do fluxo de borda. Assim como feito em (A.43).

$$N = \frac{L \cdot I_{L \max} \cdot 10^4}{2 \cdot B \cdot A_e \cdot \sqrt{F}} \approx 31 \quad (\text{A.43})$$

Portanto, o indutor será feito com 31 espiras.

### A.9.3 Escolha do Condutor e número de Condutores em Paralelo

Para montagem do indutor, optou-se por utilizar um condutor *AWG26*, cuja especificações são apresentados em A.44. Nesta equação,  $A_{cu}$  é a área de cobre do fio,  $A_{cu_{iso}}$  é a área da secção transversal do fio, considerando o isolante, e  $\rho_{cu}$  é a resistividade do cobre à 100°C.

$$\begin{cases} A_{cu} = 0,001287 \text{ cm}^2 \\ A_{cu_{iso}} = 0,001671 \text{ cm}^2 \\ \rho_{cu} = 0,001789 \text{ } \Omega \text{ cm} \end{cases} \quad (\text{A.44})$$

Como o diâmetro deste fio é reduzido, não há a necessidade de preocupação com o efeito pelicular.

A área de cobre requerida para que a densidade de corrente seja aquela mostrada na tabela A.4 é

$$S_{cu} = \frac{I_L}{J} = \frac{23,3}{700} = 0,033 \text{ cm}^2. \quad (\text{A.45})$$

Portanto, a quantidade de fios que deve ser utilizada em paralelo para resultar na área de cobre requerida é

$$n_{fios} = \frac{S_{cu}}{A_{cu}} = \frac{0,033}{0,001287} \approx 26. \quad (\text{A.46})$$

### A.9.4 Possibilidade de Execução

A possibilidade de execução, onde é verificado se o projeto é viável ou não, é calculada em (A.47). Como este fator é menor que a unidade, então o projeto é factível.

$$K_{ocup} = \frac{N \cdot n_{fios} \cdot A_{cu_{iso}}}{A_w} = \frac{32 \cdot 26 \cdot 0,001675}{1,57} = 0,85 \quad (\text{A.47})$$

## A.10 Cálculo das Perdas no Indutor

As perdas no núcleo são divididas em duas: perdas no cobre, devido à resistência do fio, e perdas no núcleo magnético.

### A.10.1 Perdas no Cobre

As perdas no cobre são calculadas como a potência dissipada na resistência do fio. De acordo com [48], o comprimento médio de uma espira para o núcleo é dado por  $l_{esp} = 10 \text{ cm}$ . Portanto, a resistência total do fio utilizado para confecção do indutor é dado por

$$R_{cu} = \frac{N \cdot \rho_{cu} \cdot l_{esp}}{n} = \frac{31 \cdot 0,001789 \cdot 10}{26} = 0,021 \Omega. \quad (\text{A.48})$$

Assim, a potência dissipada no fio é

$$P_{cu} = R_{cu} \cdot I_L^2 = 0,021 \cdot 23,3^2 = 11,3 \text{ W}. \quad (\text{A.49})$$

### A.10.2 Perdas no Núcleo Magnético

Como a ondulação de corrente é baixa, as perdas no material magnético serão insignificantes, podendo até ser desprezadas. Neste caso, optou-se por calcular as perdas no núcleo utilizando a equação de Steinmetz, que apesar de ser um método impreciso para correntes não senoidais, é um método de pouca complexidade.

De acordo com [49], para núcleo de ferrite IP12, tem-se

$$\begin{cases} k = 0,00972 \\ \alpha = 1,4017 \\ \beta = 2,3294 \end{cases} \cdot \quad (\text{A.50})$$

Já de acordo [48], o volume do núcleo escolhido é  $v_e = 23,3 \text{ cm}^3$ . Portanto, a potência perdida no material magnético é

$$P_{\text{nucleo}} = k \cdot f_s^\alpha \cdot B^\beta \cdot v_e = 0,0015 \text{ W}. \quad (\text{A.51})$$

Observa-se que o valor obtido é insignificante quando comparado com a perda no cobre, podendo ser desprezado.

### A.10.3 Perdas Totais no Indutor

As perdas totais em um indutor é

$$P_{\text{ind}} = P_{\text{cu}} = 11,3 \text{ W}. \quad (\text{A.52})$$

Como serão feitos dois indutores, as perdas teóricas totais nos magnéticos da topologia são

$$P_{\text{mag}} = 2 \cdot P_{\text{ind}} = 22,6 \text{ W}. \quad (\text{A.53})$$

### A.10.4 Elevação de Temperatura

A elevação de temperatura é calculada de acordo com [47]. Para o núcleo escolhido, suas dimensões são dadas por

$$\begin{cases} A = 4,20 \text{ cm} \\ B = 2,12 \text{ cm} \\ C = 2,00 \text{ cm} \\ D = 1,48 \text{ cm} \\ E = 2,95 \text{ cm} \\ F = 1,22 \text{ cm} \end{cases} \cdot \quad (\text{A.54})$$

De acordo com [47], para núcleos do tipo EE, a área de dissipação é dada por

$$\begin{aligned} A_t &= 4 \cdot A \cdot B + 2 \cdot A \cdot C + 4 \cdot B \cdot C + 2 \cdot (E - F) \cdot (2 \cdot D + E) \\ A_t &= 89,83 \text{ cm}^2 \end{aligned} \cdot \quad (\text{A.55})$$

A elevação de temperatura é calculada como



$$\Delta T = 450 \cdot \left( \frac{P_{mag}}{A_t} \right)^{0,826} = 450 \cdot \left( \frac{11,3}{89,83} \right)^{0,826} = 81,11^\circ C. \quad (A.56)$$

Considerando que o conversor opere com temperatura ambiente máxima de  $30^\circ C$ , com este valor de elevação de temperatura, o magnético atinge  $110^\circ C$ . O fio utilizado no indutor mantém sua isolação até uma temperatura de  $130^\circ C$ . Portanto, apesar do valor de elevação de temperatura obtida ser alto, ele foi aceitável para este projeto.

## A.11 Distribuição de Perdas e Eficiência

Após o dimensionamento e o cálculo de perdas dos semicondutores, capacitores e magnético, é possível calcular a eficiência teórica do conversor e também verificar como são distribuídas as perdas.

Para potência de processamento nominal, a potência dissipada total no conversor é

$$P_{total\_dissipada} = 487,7W. \quad (A.57)$$

Isso resulta no rendimento teórico de

$$n_{teorico} = 95,3\%. \quad (A.58)$$

A figura A.7 mostra como as perdas totais do conversor estão distribuídas. Observa-se que a maior fonte de perdas é devido à condução dos IGBT's, sendo responsável por 35% das perdas totais do conversor. Em seguida, estão as perdas nos diodos e as perdas por comutação dos IGBT's. Observa-se, ainda, que as perdas no indutor e nos capacitores são bem reduzidas, de modo que esses elementos apresentam apenas 6,5% das perdas total.

A partir desse gráfico, pode-se concluir que para obter maior eficiência, se deve tentar reduzir as perdas por comutação e condução dos interruptores, já que estes dois parâmetros são responsável por aproximadamente 65% das perdas do conversor. Uma maneira de fazer isso é utilizando interruptores com menores perdas de condução e comutação.

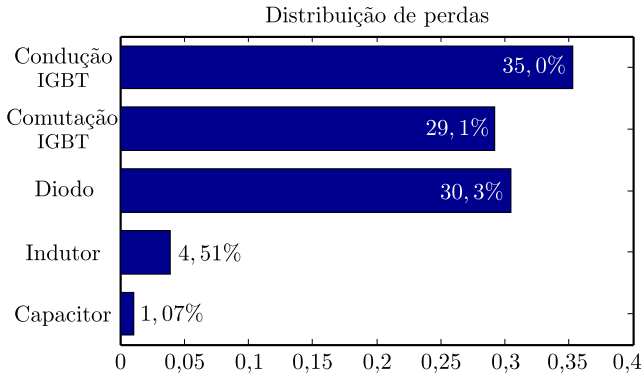


Figura A.7: Distribuição de perdas no conversor Buck+Boost multinível.

## A.12 Detalhes da Implementação

### A.12.1 Circuito de Acionamento dos Interruptores

Para o acionamento dos IGBT's da topologia, optou-se por utilizar *drivers* comerciais fabricado pela *Supplier*, cujo código do fabricante é *DRO100D25A*. Cada *drivers* aciona dois IGBT's, com operação complementarmente. O tempo morto é gerado no próprio circuito de comando, e o valor escolhido para o mesmo foi de  $1,5 \mu s$ .

### A.12.2 Sensores

Para leitura das tensões nos capacitores, foram utilizados sensores de tensão de efeito Hall fabricados pela *LEM*. Para leituras das tensões nos capacitores  $C_3$  e  $C_4$ , tanto do conversor A quanto do conversor B, optou-se por utilizar o sensor *LV – 25P*, com capacidade de leitura de tensão de até  $500 V$ .

Já para medição das tensões dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  do conversor A e B, foram utilizados o sensor *LV – 25P/SP2*, com capacidade de leitura de tensão de até  $150 V$ .

## APÊNDICE B – DETALHES DA IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL

### B.1 Introdução

Neste apêndice serão apresentados detalhes da implementação do sistema digital utilizado para controlar o conversor Buck+Boost bidirecional.

O conversor Buck+Boost multinível proposto neste trabalho possui dezesseis interruptores, sendo que oito deles operam com pulsos independentes e os outros oito operam com pulsos complementares. Ou seja, é necessário que o sistema de controle tenha oito portadoras independentes, de modo a gerar, pelo menos, oito PWM independentes.

Essa elevada quantidade de PWM independentes ainda é uma característica rara nos controladores digitais de sinais (DSC - *digital signal controller*). Por este motivo optou-se por utilizar o DSC ponto flutuante *TMS320F28335* da *Texas Instruments* [50].

Este microcontrolador é capaz de gerar até dezoito sinais PWM em sua saída. Por outro lado, ele possui apenas seis módulos PWM, isto é, seis portadoras independentes, que pode gerar até doze sinais de PWM. Apenas com esses seis módulos PWM não é possível gerar todos os sinais de gatilho necessário para controlar o conversor Buck+Boost. Entretanto, este dispositivo apresenta, ainda, 6 módulos de captura (ECAP), que de acordo com [50], podem ser utilizados para gerar mais 4 sinais PWM independente, também conhecido com APWM (*auxiliary pulse-width modulator*).

Sendo assim, serão gerados doze sinais de PWM, com os seis módulos PWM presentes no DSC (sendo seis independente e seis complementares), e mais 4 sinais de PWM serão gerado com o módulo de captura ECAP (sendo dois independentes e dois complementares).

A especificação do controlador, bem como detalhes da implementação do PWM e da amostragem serão apresentadas.

### B.2 Especificação do DSC

A especificação do DSC utilizado para controlar o conversor proposto é apresentado na tabela B.1. É importante ressaltar que de acordo com [50], este DSC tem a capacidade de operar com frequência

de *clock* de até 10 *MHz*. Por outro lado, o *hardware* do kit disponível que contém o DSP apresentava um cristal oscilador de 20 *MHz*, que limita a frequência de *clock* do DSP à 100 *MHz*. Esta frequência de *clock* ainda é elevada, sendo suficiente para a implementação do controle. Além disso, este DSC apresenta elevada quantidade de conversor AD com baixo tempo de conversão.

Tabela B.1: Características do DSC utilizado.

Modelo	TMS320F28335
Frequência de <i>clock</i>	100 <i>MHz</i>
Ciclo de instrução	10 <i>ns</i>
Alimentação	3,3 <i>V</i>
Memória Flash	256 <i>K</i>
Memória RAM	34 <i>K</i>
Saída PWM	até 18
Módulos PWM	6
Módulos de captura (ECAP)	6
Conversor AD 12 bits	12 canais
Tempo de conversão	80 <i>ns</i>
Quantidade de <i>Timers</i>	3
Número de pinos	88

### B.3 Configuração do PWM

Como já dito, o DSC utilizado possui 6 módulos PWM, denominados EPWM, e mais 4 módulos de captura, denominados ECAP, que podem ser utilizados como PWM.

Cada módulo PWM tem a capacidade de gerar dois sinais PWM, onde cada um desses sinais é gerado a partir da comparação do valor de registrado com a portadora. Para cada módulo há apenas uma portadora, porém dois registradores (um para cada PWM), podendo ser comparados valores diferentes.

Além disso, com um módulo ECAP, podem-se gerar dois sinais

PWM, por outro lado ele não permite a configuração de tempo morto ente esses sinais.

Tempo morto entre os sinais PWM do mesmo módulo pode ser configurado, quando esses sinais operam de forma complementar.

Já o módulo ECAP, é bastante limitado, não tendo a mesma flexibilidade do módulo EPWM. A única configuração possível para a portadora deste modo é dente-de-serra *trailing edge (count up)*. Por este motivo, foi utilizado este tipo de portadora para implementar o modulador PWM do conversor Buck+Boost proposto. Além disso, com um módulo ECAP, pode-se gerar dois sinais PWM, por outro lado ele não permite a configuração de tempo morto ente esses sinais.

Deste modo, serão configuradas no DSP oito portadoras defasadas de  $45^\circ$  entre si, onde quatro portadoras (defasadas de  $90^\circ$  entre si) são utilizadas para implementar o modulador do conversor A, e outras quatro portadoras (também defasadas de  $90^\circ$  entre si) são utilizadas para implementar o modulador do conversor B. A figura B.1 ilustram essas portadoras.

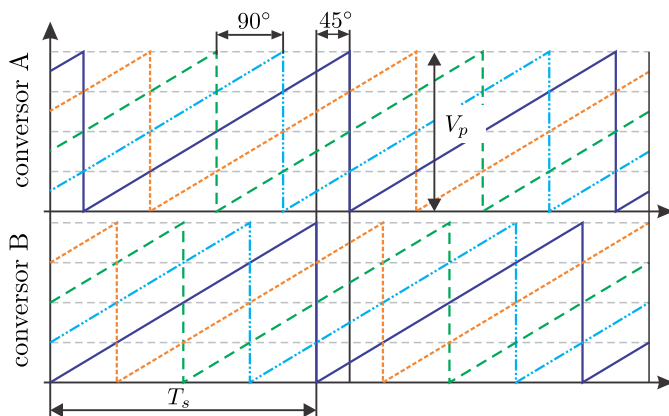


Figura B.1: Portadoras utilizadas no modulador.

Para realizar o sincronismo entre as portadoras, é gerado um sinal de sincronismo interno pelo módulo EPWM1. Este sinal é enviado aos demais módulos EPWM e também aos módulos ECAP. A partir deste sinal de referências, as portadoras são configuradas para apresentadas a defasagem necessária.

Cada portadora é configurada para um período de  $T_s = 5 \cdot 10^{-5} s$ , que resulta em uma frequência de  $20 kHz$ . Portanto, o valor de pico da triangular é calculada em B.1, de acordo com [50]

$$V_p = \frac{f_{clock}}{f_s} = \frac{100 \cdot 10^6}{20 \cdot 10^3} = 5 \cdot 10^3 \quad (B.1)$$

O ganho do modulador PWM é dado por

$$K_{PWM} = \frac{1}{V_p} = \frac{1}{5 \cdot 10^3} = 2 \cdot 10^{-4}. \quad (B.2)$$

#### B.4 Amostragem

Devido à configuração do PWM, não é possível realizar duas amostragem em um período de comutação, conhecida como dupla atualização, com apenas um portadora, assim como descrita em [41].

Portanto, neste trabalho será utilizado apenas uma amostragem no período de comutação, e essa amostragem será feita em sincronismos com o módulo EPWM1, assim como mostrado na figura B.2.

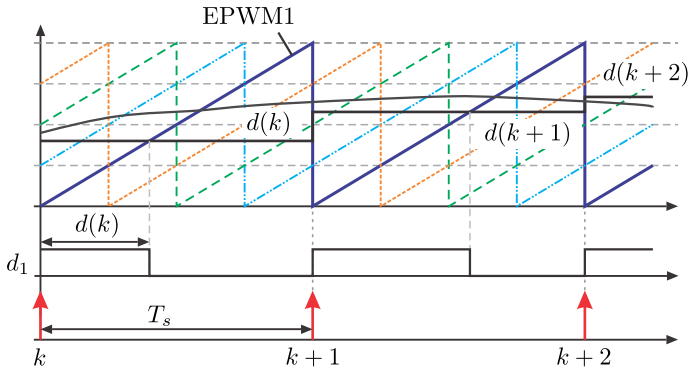


Figura B.2: Esquema de amostragem

Assim sendo, o período de amostragem é o mesmo do período de comutação, como mostrado em (B.3).

$$T_a = T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{20 \cdot 10^3} = 5 \cdot 10^{-5} s \quad (B.3)$$

De acordo com [41], este tipo de amostragem implica em um atraso de transporte de

$$H_{PWM}(s) = e^{-s \cdot T_a}. \quad (\text{B.4})$$

Como a razão cíclica é calculada no instante  $k$  e atualizada no período de amostragem seguinte  $(k + 1)$ , então, ainda há um atraso de transporte inerente à CPU. Portanto, este atraso, também descrito em [41], é representado por

$$H_{CPU}(s) = e^{-s \cdot T_a} \quad (\text{B.5})$$

Para simplificar o projeto dos controladores, este dois atrasos de transporte podem ser computados na função de transferência do modulador PWM, assim como mostrado em B.6.

$$G_{PWM}(s) = \frac{1}{V_p} \cdot e^{-2s \cdot T_a} \quad (\text{B.6})$$

Ressalta-se que é possível realizar múltiplas amostragens em um período de comutação. Para isto, deve-se realizar uma amostragem em outros módulos PWM. Isto reduz o atraso de transporte.

## B.5 Condicionamento de Sinal

Foi utilizado um circuito de condicionamento para condicionar os sinais mensurados pelos sensores. Este circuito tem a função de adaptar os níveis de tensão do sinal lido com os níveis adequados com o DSC, e eliminar ruído.

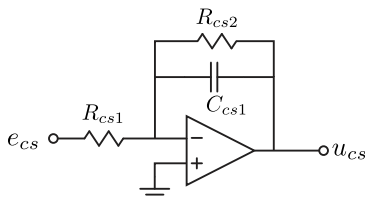


Figura B.3: Circuito de condicionamento de sinal.

A função de transferência do circuito de condicionamento é

$$\frac{e_{cs}(s)}{u_{cs}(s)} = \frac{R_{cs2}}{R_{cs1}} \cdot \frac{1}{(C_{cs1} \cdot R_{cs2} \cdot s + 1)}. \quad (\text{B.7})$$

Observa-se, que há um polo, caracterizando um filtro passa-baixa, responsável por eliminar ruídos.