

**MAURO TAVARES PERAÇA**

**CONVERSORES UTILIZANDO CÉLULAS DE  
COMUTAÇÃO DE QUATRO ESTADOS**

**FLORIANÓPOLIS  
2008**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**CONVERSORES UTILIZANDO CÉLULAS DE  
COMUTAÇÃO DE QUATRO ESTADOS**

Tese submetida à  
Universidade Federal de Santa Catarina  
como parte dos requisitos para a  
obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica

**MAURO TAVARES PERAÇA**

Florianópolis, Setembro de 2008.

# CONVERSORES UTILIZANDO CÉLULAS DE COMUTAÇÃO DE QUATRO ESTADOS

Mauro Tavares Peraça

‘Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, na área de concentração de Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

---

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.  
Orientador

---

Prof.<sup>a</sup> Katia Campos de Almeida, Ph. D.  
Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

---

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.  
Presidente

---

Prof. Paulo Fernando Seixas, Dr.

---

Prof. René Pastor Torrico Bascopé, Dr.

---

Prof. Samir Ahmad Mussa, Dr.

---

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.

---

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

**À Nailê e Murilo.**

## AGRADECIMENTOS

Ao professor Ivo Barbi, pela orientação deste trabalho, pelo profissionalismo, competência e dedicação ao longo desses anos de convívio.

Ao professor Paulo Fernando Seixas relator dessa tese, e aos demais membros da banca examinadora, professores René, Samir, Marcelo e Denizar pela leitura atenciosa e pelas sugestões de melhoria para a apresentação do trabalho final.

Aos professores Arnaldo, Denizar, Kassick e Eduardo Romaneli que participaram da banca do exame de qualificação e ao professor Márcio H. Costa por ter atuado como moderador.

Ao Dr. Sérgio Vidal, que permitiu a utilização de parte do seu protótipo para a realização dos meus primeiros ensaios, além das discussões e trocas de experiências.

Ao Mestre Carlos Marcussi, pela programação do DSP utilizado.

Aos técnicos do INEP, Pacheco e Coelho, pelo profissionalismo, presteza e competência na execução dos trabalhos.

A todos os estudantes, funcionários e estagiários do INEP, que, cada um a seu modo, cada um executando sua função, colaboraram para a realização deste trabalho.

Aos meus colegas de sala, Hugo e Diego, que ao longo destes anos tornaram-se meus amigos e contribuíram na execução do trabalho.

Aos doutorandos do INEP, em especial ao Kleber e ao Carlos pelas revisões.

Às duas instituições a qual estive vinculado durante a realização do curso de doutorado, UTFPR, Campus Pato Branco, e CEFET-SC, Unidade Florianópolis.

A minha esposa Nailê pela revisão ortográfica e gramatical.

A meus pais que sempre foram grandes incentivadores de meus estudos.

Resumo da Tese apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

# CONVERSORES UTILIZANDO CÉLULAS DE COMUTAÇÃO DE QUATRO ESTADOS

**Mauro Tavares Peraça**

Maio de 2008.

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Palavras-chave: conversores CC-CC, conversores CC-CA, célula de três terminais, célula de quatro estados.

Número de Páginas: 255.

**RESUMO:** O presente trabalho versa sobre conversores estáticos baseados em uma célula de comutação de quatro estados. Esta célula é formada por três interruptores, três diodos e um transformador trifásico conectado em Y. O comando dos interruptores é defasado em  $120^\circ$ , fazendo com que os conversores baseados nesta célula tenham três regiões de operação dadas em função da razão cíclica. A partir da célula de comutação proposta foram gerados os seis conversores CC-CC básicos e conversores CC-CA meia-ponte e ponte completa. Os conversores CC-CC *buck*, *boost* e *buck-boost* foram analisados em todas as regiões de operação, tanto no modo de condução contínuo, quanto no descontínuo. Para estas situações, foram mostradas as etapas de operação, as principais formas de onda, o ganho estático, a característica de saída, as ondulações e os filtros de entrada e saída, e ainda resultados experimentais e/ou de simulação. Foram estudados conversores CC-CA meia-ponte baseados nas células de comutação de três e quatro estados. Para os dois casos, realizou-se a análise teórica para o modo de condução contínuo, o estudo da modulação PWM senoidal e do filtro empregado, bem como se implementou as estruturas. O conversor CC-CA meia-ponte apresenta tensão de saída de três níveis quando se utiliza a célula de três estados e, de quatro níveis quando se utiliza a célula de quatro estados. Como características gerais dos conversores baseados na célula de comutação de quatro estados pode-se destacar que a frequência nos elementos dos filtros é três vezes maior que a frequência de comutação, e que a tensão e/ou a corrente sobre estes elementos é um terço da que estariam submetidos nos conversores clássicos. Desse modo, ao utilizar a célula de comutação de quatro estados obtém-se uma significativa redução dos filtros, reduzindo peso e volume, além de possibilitar a melhora da resposta dinâmica.

Abstract of Thesis presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering.

## **CONVERTERS BASED ON FOUR-STATE COMMUTATION CELL**

**Mauro Tavares Peraça**

May of 2008.

Advisor: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics.

Keywords: DC-DC converter, DC-AC converter, cell of three terminals, four-state commutation cell.

Number of Pages: 255.

**ABSTRACT:** This work presents a study of static converters based on a four-state commutation cell. This cell is composed of three active switches, three diodes and a high frequency three-phase transformer connected in Y. The drive signals of the active switches should be phase-shifted by  $120^\circ$ , in this manner, the converters based on this cell presents three operational regions, given as a function of the duty cycle. The six basic DC-DC converters, half-bridge and full-bridge DC-AC inverters are generated by employing the cell. The Buck, Boost and Buck-Boost converters were analyzed in all regions of operation, both in continuous and discontinuous conduction mode. The principle of operation of these converters is described and the main theoretical waveforms are shown, the main expressions for the design of these converters and their output characteristic are also presented. Experimental and/or simulation results confirm the presented analytical studies. Half-bridge DC-AC inverters were studied based on a three-state commutation cell and a four-state commutation cell. In both cases the principle of operation in continuous conduction mode is described, as well as, sinusoidal PWM modulation, filter and experimental results are presented. The output voltage of the inverter based on a three-state commutation cell presents three levels, and of the inverter based on a four-state commutation cell presents four levels. The four-state commutation cell presents the following advantages: distribution of the currents among the phases; reduction in the conduction losses; frequency of filters are three times the switching frequency; ripple reduction; reduction of filters size and improve of the transient response.

## SUMÁRIO

RESUMO .....	V
ABSTRACT .....	VI
SUMÁRIO .....	VII
SIMBOLOGIA .....	XI
INTRODUÇÃO GERAL .....	1
<b>1 CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE QUATRO ESTADOS .....</b>	<b>4</b>
1.1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA .....	4
1.2 CÉLULAS DE COMUTAÇÃO DE TRÊS TERMINAIS .....	12
1.2.1 Célula de comutação de dois estados .....	12
1.2.2 Célula de comutação de três estados .....	13
1.2.3 Célula de comutação de quatro estados .....	15
1.2.4 Célula de comutação de $N$ estados .....	17
1.3 ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO E REGIÕES DE OPERAÇÃO DA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE QUATRO ESTADOS .....	18
1.3.1 Região de operação A .....	19
1.3.2 Região de operação B .....	19
1.3.3 Região de operação C .....	20
1.4 ESTUDO DO TRANSFORMADOR DA CÉLULA DE QUATRO ESTADOS .....	21
1.5 GERAÇÃO DOS CONVERSORES CC-CC BÁSICOS .....	23
1.6 GERAÇÃO DOS CONVERSORES CC-CA .....	26
1.7 CONCLUSÃO .....	28
<b>2 CONVERSOR BUCK UTILIZANDO CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE QUATRO ESTADOS .....</b>	<b>29</b>
2.1 INTRODUÇÃO .....	29
2.2 CONVERSOR BUCK OPERANDO NA REGIÃO A ( $0 < D < 1/3$ ) .....	30
2.2.1 Etapas de operação no MCC .....	30
2.2.2 Formas de onda básicas no MCC .....	33
2.2.3 Característica ideal de transferência estática no MCC .....	33
2.2.4 Etapas de operação no MCD .....	35
2.2.5 Formas de onda básicas no MCD .....	37
2.2.6 Característica ideal de transferência estática no MCD .....	39
2.2.7 Modo de condução crítica .....	40
2.2.8 Característica externa .....	41
2.2.9 Ondulação da corrente de saída e indutância crítica .....	41
2.2.10 Ondulação da tensão de saída .....	43
2.2.11 Projeto do transformador .....	44
2.3 CONVERSOR BUCK OPERANDO NA REGIÃO B ( $1/3 < D < 2/3$ ) .....	45
2.3.1 Etapas de operação no MCC .....	45
2.3.2 Formas de onda básicas no MCC .....	49
2.3.3 Característica ideal de transferência estática no MCC .....	50
2.3.4 Etapas de operação no MCD .....	51
2.3.5 Formas de onda básicas no MCD .....	53
2.3.6 Característica ideal de transferência estática no MCD .....	53
2.3.7 Modo de condução crítica .....	56



2.3.8	Característica externa.....	56
2.3.9	Ondulação da corrente de saída e indutância crítica.....	57
2.3.10	Ondulação da tensão de saída.....	59
2.3.11	Projeto do transformador.....	60
2.4	CONVERTOR BUCK OPERANDO NA REGIÃO C ( $2/3 < D < 1$ ).....	61
2.4.1	Etapas de operação no MCC.....	61
2.4.2	Formas de onda básicas no MCC.....	63
2.4.3	Característica ideal de transferência estática no MCC.....	64
2.4.4	Etapas de operação no MCD.....	66
2.4.5	Formas de onda básicas no MCD.....	69
2.4.6	Característica ideal de transferência estática no MCD.....	69
2.4.7	Modo de condução crítica.....	72
2.4.8	Característica externa.....	72
2.4.9	Ondulação da corrente de saída e indutância crítica.....	73
2.4.10	Ondulação da tensão de saída.....	75
2.4.11	Projeto do transformador.....	75
2.5	CARACTERÍSTICAS GERAIS DO CONVERTOR BUCK ( $0 < D < 1$ ).....	77
2.6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	78
2.7	CONCLUSÃO.....	82
<b>3</b>	<b>CONVERTOR BOOST UTILIZANDO CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE QUATRO ESTADOS.....</b>	<b>84</b>
3.1	INTRODUÇÃO.....	84
3.2	CONVERTOR BOOST OPERANDO NA REGIÃO A ( $0 < D < 1/3$ ).....	85
3.2.1	Etapas de operação no MCC.....	85
3.2.2	Formas de onda básicas no MCC.....	88
3.2.3	Característica ideal de transferência estática no MCC.....	88
3.2.4	Etapas de operação no MCD.....	90
3.2.5	Formas de onda básicas no MCD.....	92
3.2.6	Característica ideal de transferência estática no MCD.....	94
3.2.7	Modo de condução crítico.....	95
3.2.8	Característica externa.....	96
3.2.9	Ondulação da corrente de entrada e determinação da indutância crítica.....	97
3.2.10	Ondulação da tensão de saída e determinação do capacitor.....	98
3.2.11	Projeto do transformador.....	99
3.3	CONVERTOR BOOST OPERANDO NA REGIÃO B ( $1/3 < D < 2/3$ ).....	101
3.3.1	Etapas de operação no MCC.....	101
3.3.2	Formas de onda básicas no MCC.....	104
3.3.3	Característica ideal de transferência estática no MCC.....	104
3.3.4	Etapas de operação no MCD.....	106
3.3.5	Formas de onda básicas no MCD.....	109
3.3.6	Característica ideal de transferência estática no MCD.....	109
3.3.7	Modo de condução crítico.....	112
3.3.8	Característica de saída.....	112
3.3.9	Ondulação da corrente de entrada e determinação da indutância crítica.....	113
3.3.10	Ondulação da tensão de saída e determinação do capacitor.....	115
3.3.11	Projeto do transformador.....	116
3.4	CONVERTOR BOOST OPERANDO NA REGIÃO C ( $2/3 < D < 1$ ).....	117
3.4.1	Etapas de operação no MCC.....	117
3.4.2	Formas de onda básicas no MCC.....	120
3.4.3	Característica ideal de transferência estática no MCC.....	122
3.4.4	Etapas de operação no MCD.....	122
3.4.5	Formas de onda básicas no MCD.....	125
3.4.6	Característica ideal de transferência estática no MCD.....	125

3.4.7	<i>Modo de condução crítico</i> .....	128
3.4.8	<i>Característica de saída</i> .....	128
3.4.9	<i>Ondulação da corrente de entrada e determinação da indutância crítica</i> .....	129
3.4.10	<i>Ondulação da tensão de saída e determinação do capacitor</i> .....	131
3.4.11	<i>Projeto do transformador</i> .....	132
3.5	CARACTERÍSTICAS GERAIS DO CONVERSOR BOOST ( $0 < D < 1$ ).....	133
3.6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	135
3.7	CONCLUSÃO.....	139
<b>4</b>	<b>CONVERSOR BUCK-BOOST UTILIZANDO CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE QUATRO ESTADOS</b> .....	<b>141</b>
4.1	INTRODUÇÃO .....	141
4.2	CONVERSOR BUCK-BOOST OPERANDO NA REGIÃO A ( $0 < D < 1/3$ ).....	142
4.2.1	<i>Etapas de operação no MCC</i> .....	142
4.2.2	<i>Formas de onda básicas no MCC</i> .....	145
4.2.3	<i>Característica ideal de transferência estática no MCC</i> .....	145
4.2.4	<i>Etapas de operação no MCD</i> .....	147
4.2.5	<i>Formas de onda básicas no MCD</i> .....	149
4.2.6	<i>Característica ideal de transferência estática no MCD</i> .....	151
4.2.7	<i>Modo de condução crítico</i> .....	152
4.2.8	<i>Característica externa</i> .....	153
4.2.9	<i>Ondulação da corrente e determinação da indutância</i> .....	153
4.2.10	<i>Ondulação da tensão de saída</i> .....	154
4.2.11	<i>Projeto do transformador</i> .....	155
4.3	CONVERSOR BUCK-BOOST OPERANDO NA REGIÃO B ( $1/3 < D < 2/3$ ) .....	157
4.3.1	<i>Etapas de operação no MCC</i> .....	157
4.3.2	<i>Formas de onda básicas no MCC</i> .....	160
4.3.3	<i>Característica ideal de transferência estática no MCC</i> .....	162
4.3.4	<i>Etapas de operação no MCD</i> .....	162
4.3.5	<i>Formas de onda básicas no MCD</i> .....	165
4.3.6	<i>Característica ideal de transferência estática no MCD</i> .....	165
4.3.7	<i>Modo de condução crítica</i> .....	168
4.3.8	<i>Característica externa</i> .....	169
4.3.9	<i>Ondulação da corrente e determinação da indutância</i> .....	169
4.3.10	<i>Ondulação da tensão de saída</i> .....	170
4.3.11	<i>Projeto do transformador</i> .....	171
4.4	CONVERSOR BUCK-BOOST OPERANDO NA REGIÃO C ( $2/3 < D < 1$ ) .....	173
4.4.1	<i>Etapas de operação no MCC</i> .....	173
4.4.2	<i>Formas de onda básicas no MCC</i> .....	176
4.4.3	<i>Característica ideal de transferência estática no MCC</i> .....	176
4.4.4	<i>Etapas de operação no MCD</i> .....	178
4.4.5	<i>Formas de onda básicas no MCD</i> .....	181
4.4.6	<i>Característica ideal de transferência estática no MCD</i> .....	181
4.4.7	<i>Modo de condução crítica</i> .....	184
4.4.8	<i>Característica externa</i> .....	184
4.4.9	<i>Ondulação da corrente e determinação da indutância</i> .....	185
4.4.10	<i>Ondulação da tensão de saída</i> .....	186
4.4.11	<i>Projeto do transformador</i> .....	187
4.5	CARACTERÍSTICAS GERAIS DO CONVERSOR BUCK-BOOST ( $0 < D < 1$ ) .....	188
4.6	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO .....	190
4.7	CONCLUSÃO.....	194

<b>5</b>	<b>CONVERTOR MEIA-PONTE UTILIZANDO CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS.....</b>	<b>196</b>
5.1	INTRODUÇÃO .....	196
5.2	CONVERTOR MEIA-PONTE OPERANDO NA REGIÃO A ( $0 < D < 1/2$ ).....	197
5.2.1	<i>Etapas de operação no MCC</i> .....	197
5.2.2	<i>Formas de onda básicas no MCC</i> .....	199
5.2.3	<i>Característica ideal de transferência estática no MCC</i> .....	199
5.2.4	<i>Projeto do transformador</i> .....	201
5.3	CONVERTOR MEIA-PONTE OPERANDO NA REGIÃO B ( $1/2 < D < 1$ ) .....	203
5.3.1	<i>Etapas de operação no MCC</i> .....	203
5.3.2	<i>Formas de onda básicas no MCC</i> .....	205
5.3.3	<i>Característica ideal de transferência estática no MCC</i> .....	205
5.3.4	<i>Projeto do transformador</i> .....	207
5.4	CARACTERÍSTICAS GERAIS DO CONVERTOR MEIA-PONTE ( $0 < D < 1$ ) .....	209
5.5	OPERAÇÃO COMO INVERSOR PWM.....	209
5.5.1	<i>Modulação PWM senoidal</i> .....	210
5.5.2	<i>Estudo do transformador</i> .....	211
5.5.3	<i>Estudo do filtro de saída</i> .....	211
5.5.4	<i>Resultados experimentais</i> .....	212
5.6	CONCLUSÃO.....	215
<b>6</b>	<b>CONVERTOR MEIA-PONTE UTILIZANDO CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE QUATRO ESTADOS .....</b>	<b>217</b>
6.1	INTRODUÇÃO .....	217
6.2	CONVERTOR MEIA-PONTE OPERANDO NA REGIÃO A ( $0 < D < 1/3$ ).....	218
6.2.1	<i>Etapas de operação no MCC</i> .....	218
6.2.2	<i>Formas de onda básicas no MCC</i> .....	221
6.2.3	<i>Característica ideal de transferência estática no MCC</i> .....	221
6.2.4	<i>Projeto do transformador</i> .....	223
6.3	CONVERTOR MEIA-PONTE OPERANDO NA REGIÃO B ( $1/3 < D < 2/3$ ).....	225
6.3.1	<i>Etapas de operação no MCC</i> .....	225
6.3.2	<i>Formas de onda básicas no MCC</i> .....	228
6.3.3	<i>Característica ideal de transferência estática no MCC</i> .....	228
6.3.4	<i>Projeto do transformador</i> .....	230
6.4	CONVERTOR MEIA-PONTE OPERANDO NA REGIÃO C ( $2/3 < D < 1$ ) .....	232
6.4.1	<i>Etapas de operação no MCC</i> .....	232
6.4.2	<i>Formas de onda básicas no MCC</i> .....	235
6.4.3	<i>Característica ideal de transferência estática no MCC</i> .....	235
6.4.4	<i>Projeto do transformador</i> .....	237
6.5	CARACTERÍSTICAS GERAIS DO CONVERTOR MEIA-PONTE ( $0 < D < 1$ ) .....	238
6.6	OPERAÇÃO COMO INVERSOR PWM.....	239
6.6.1	<i>Modulação PWM senoidal</i> .....	239
6.6.2	<i>Estudo do transformador</i> .....	241
6.6.3	<i>Estudo do filtro de saída</i> .....	241
6.6.4	<i>Resultados experimentais</i> .....	242
6.7	CONCLUSÃO.....	246
	<b>CONCLUSÃO GERAL .....</b>	<b>247</b>
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>251</b>

## SIMBOLOGIA

### 1. Símbolos adotados nos equacionamentos.

Símbolo	Significado	Unidade
$\beta$	Ondulação de corrente parametrizada	-
$\Delta B$	Variação da densidade de fluxo magnético	Tesla
$\Delta I$	Ondulação de corrente	A
$\Delta V$	Ondulação de tensão	V
$\gamma$	Corrente de carga parametrizada	-
$\zeta$	Fator de amortecimento	-
$Ae$	Área da coluna do núcleo	cm <sup>2</sup>
$AeAw$	Produto das áreas do núcleo	cm <sup>4</sup>
$Aw$	Área da janela do núcleo	cm <sup>2</sup>
$B$	Densidade de fluxo magnético	Tesla
$Cf$	Capacitor de filtro	F
$D$	Razão cíclica	-
$f$	Frequência de comutação	Hz
$fo$	Frequência de corte	Hz
$Gv$	Ganho estático	-
$I_{in}$	Corrente de entrada	A
$I_{out}$	Corrente de saída	A
$I_{Lfmax}$	Corrente máxima no indutor	A
$I_{LFmin}$	Corrente mínima no indutor	A
$J$	Densidade de corrente	A/cm <sup>2</sup>
$Kc$	Fator de ocupação do enrolamento	-
$Lf$	Indutor de filtro	H
$M$	Indutância mútua	H
$N$	Número de espiras	-
$P_{in}$	Potência de entrada	W
$P_{out}$	Potência de saída	W
$R_{out}$	Resistência de carga	$\Omega$
$T$	Período de comutação	s
$t_{on}$	Tempo de condução do interruptor	s
$V_{in}$	Tensão de entrada	V
$V_{out}$	Tensão de saída	V

## 2. Símbolos usados para referenciar elementos em diagramas de circuitos.

---

<b>Símbolo</b>	
A, B, C, T	Enrolamentos de transformador
C	Capacitor
D	Diodo
L	Indutor
R	Resistor
S	Interruptor controlado
V	Fonte de tensão

---

## 3. Símbolos de Unidades de Grandezas Físicas

---

<b>Símbolo</b>	<b>Nome da Unidade</b>
$\Omega$	Ohm
A	Ampère
F	Farad
H	Henry
Hz	Hertz
m	Metro
$^{\circ}\text{C}$	Grau Celsius
s	Segundo
V	Volt
W	Watt

---

#### 4. Acrônimos e Abreviaturas.

---

	<b>Significado</b>
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CI	Circuito integrado
DSP	Digital Signal Processor
EMI	Electromagnetic Interference
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
MCC	Modo de condução contínuo
MCD	Modo de condução descontínuo
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
PFC	Power Factor Correction
PWM	Pulse width modulation
TTL	Transistor–transistor logic
CEFET-SC	Centro Federal de Educação Tecnológica de Santa Catarina
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina

---

## INTRODUÇÃO GERAL

A Eletrônica de Potência encontra-se presente no dia-a-dia da maioria das pessoas, muito embora, a maioria delas nem saiba. Isso ocorre, por que atualmente grande parte dos equipamentos eletro-eletrônicos, quer sejam residenciais, comerciais ou industriais, utilizam conversores estáticos para realizar o processamento de energia elétrica.

A tendência atual é de aumento do processamento eletrônico de energia, quer seja por modernização das tecnologias atualmente empregadas, pela criação de novas aplicações, ou ainda pelo aumento da demanda. Isso mostra a importância da área de Eletrônica de Potência no desenvolvimento tecnológico da atualidade.

Os conversores estáticos têm por finalidade adaptar as características das fontes de energia disponíveis às necessidades dos consumidores desta energia. Os conversores são sistemas compostos por elementos passivos e ativos, associados a circuitos de comando, controle e proteção.

Os conversores podem ser classificados de várias formas, mas neste momento é interessante lembrar a classificação geral dos conversores através da função que desempenham. Assim, têm-se: conversores CC-CC, conversores CA-CA, conversores CC-CA e conversores CA-CC.

A conversão de energia através de conversores estáticos é realizada, na maioria das vezes, por conversores modulados por largura de pulso (PWM). Estes, de modo geral, apresentam facilidade de implementação. O presente trabalho apresentará contribuições nas linhas de conversores PWM CC-CC e CC-CA. Não obstante, estes conversores muitas vezes são, ou podem ser, blocos construtivos de sistemas maiores e mais complexos.

O aumento da eficiência, a redução do peso e do volume dos conversores, geralmente, são algumas das metas dos projetistas. Assim, como alternativa natural para a redução dos elementos passivos de filtragem, tem-se como opção o aumento da frequência de comutação. A diminuição dos filtros também pode ser indicada em casos onde seja exigida uma rápida resposta frente a transitórios.

Todavia, o aumento da frequência de comutação traz conseqüências positivas até um determinado limite, a partir do qual, o aumento da frequência provoca um aumento excessivo das perdas de comutação, reduzindo o rendimento e aumentando o volume dos dissipadores.

As perdas por comutação podem ser minimizadas com a utilização de técnicas de comutação suave, entre elas a comutação sob tensão nula (ZVS) e a comutação sob corrente nula (ZCS). Estas técnicas, porém, minimizam apenas as perdas de comutação, não atuando sobre as perdas em condução.

Com o aumento das potências processadas pelos conversores estáticos, faz-se necessário também a redução das perdas em condução, para que a eficiência e o volume dos

conversores fiquem adequados às necessidades das diversas aplicações. Isso tem instigado pesquisadores a propor novas topologias de conversores, bem como propor arranjos de conversores visando melhorar o desempenho global.

No processamento de potências elevadas, pode-se empregar técnicas de divisão da potência. Em conversores de tensão elevada é usual conectar os interruptores, ou até mesmo, os conversores em série. Já para correntes elevadas, pode-se conectar os interruptores ou os conversores em paralelo. Isto possibilita adequar as necessidades do conversor, às possibilidades tecnológicas dos interruptores disponíveis, no que concerne a esforços de tensão e de corrente.

No tocante à associação em série de interruptores e/ou conversores, observa-se que muitas alternativas são propostas na literatura. Já com relação à associação em paralelo, verifica-se que a produção não é tão extensa. Nota-se ainda que nos últimos anos, esse tema vem recebendo maior atenção por parte dos pesquisadores. Nesse sentido, acredita-se que o trabalho proposto nesta tese possa contribuir nessa área.

Considerando que o processamento eletrônico da energia vem apresentando um crescimento intenso e acelerado nos últimos anos, serão cada vez mais necessários conversores capazes de processar grandes quantidades de energia e que estes deverão apresentar dentre outras características: alto rendimento; reduzido volume e peso; baixo custo; boa resposta dinâmica. Atender estas necessidades é uma das metas desejadas no presente trabalho.

A utilização de conversores clássicos, tais como *buck*, *boost* e *buck-boost* modulados por largura de pulso (PWM), em circuitos de alta corrente, muitas vezes ocasiona perdas excessivas. Estas perdas, podem até mesmo inviabilizar algumas aplicações, por isso, pesquisadores buscam soluções que possam processar grandes quantidades de energia de forma mais eficiente e com reduzido volume e peso.

Sob essa óptica, propõe-se neste trabalho uma nova célula de comutação, chamada célula de quatro estados, composta de três interruptores, três diodos e um transformador trifásico conectado em Y. Como desdobramento natural, propõe-se novos conversores gerados a partir desta célula de comutação.

Desse modo, os objetivos deste trabalho são o estudo e o desenvolvimento de conversores baseados em uma nova célula de comutação de quatro estados. A metodologia de trabalho consiste no estudo analítico e verificação por simulação e experimentação laboratorial de conversores utilizando a célula de comutação de quatro estados. A utilização desta célula propicia a redução de peso e volume dos elementos de filtro dos conversores, a distribuição das perdas e a melhora da resposta dinâmica.

O trabalho está organizado em seis capítulos. No primeiro é apresentada a revisão bibliográfica, e a partir desta, é proposta a célula de comutação de quatro estados. Faz-se uma



breve revisão do conceito de célula de comutação, e descreve-se as principais características de funcionamento da célula de comutação de quatro estados proposta. Ao cabo deste capítulo são propostos conversores CC-CC e CC-CA baseados na célula de comutação de quatro estados. Nos capítulos subsequentes, são estudados vários dos conversores propostos, sendo que cada capítulo é independente. Assim, após a leitura do capítulo I, o leitor pode se dirigir diretamente para o capítulo que contenha o conversor de seu interesse.

No capítulo II, o conversor *buck* baseado na célula de comutação de quatro estados é analisado detalhadamente. Para todas as regiões e modos de operação são descritas as etapas de operação, são determinados o ganho estático e a característica de saída, bem como são determinadas as ondulações de tensão e de corrente de saída. Ainda são apresentados os resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo de 1kW.

O conversor *boost* baseado na célula de comutação proposta é analisado qualitativa e quantitativamente no capítulo III. Para todas as regiões e modos de operação são descritas as etapas de operação, são determinados o ganho estático e a característica de saída, e ainda são determinadas as ondulações da corrente de entrada e da tensão de saída. Para este conversor também são apresentados os resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo de 1kW.

Já no capítulo IV, o conversor *buck-boost* baseado na célula de comutação de quatro estados é analisado. Para todas as regiões e modos de operação são descritas as etapas de operação, são determinados o ganho estático e a característica de saída, além de serem determinadas as ondulações da corrente no indutor e da tensão de saída. Resultados de simulação são utilizados para validar os estudos analíticos realizados.

Não se tem registro da utilização da célula de comutação de três estados em conversores CC-CA, por isso, mesmo tangenciando o tema principal desta tese, descreve-se no capítulo V um conversor meia-ponte construído a partir da célula de comutação de três estados proposta em [1]. Descreve-se a operação do conversor e determina-se o ganho estático para todas as regiões de operação no modo de condução contínuo. Apresenta-se a modulação PWM senoidal utilizada e a estrutura de filtro proposta. Resultados experimentais de um protótipo operando com 1000W confirmam a análise teórica realizada.

A utilização da célula de comutação de quatro estados em conversores CC-CA é objeto de estudo no capítulo VI, mais especificamente será estudado um conversor meia-ponte construído a partir da célula proposta. Para esta aplicação será descrita a operação do conversor e determinado o ganho estático para todas as regiões de operação no modo de condução contínuo. Será descrita a modulação PWM senoidal utilizada e a estrutura de filtro proposta. Resultados experimentais de um protótipo operando com 500W corroboram a análise teórica realizada.

Finalmente são apresentadas as principais conclusões do presente estudo, bem como algumas sugestões de continuidade e aprofundamento são citadas.

# 1 CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE QUATRO ESTADOS

## 1.1 Revisão bibliográfica

Como descrito na introdução, é cada vez maior a quantidade de energia processada eletronicamente. Com isso, depara-se com a necessidade de encontrar novas estruturas capazes de processar energia de modo mais eficiente e com reduzido peso e volume. Diante desse desafio, em 2001, Bascopé G. e Barbi I. propuseram uma nova família de conversores CC-CC PWM utilizando células de comutação de três estados[1].

Dentre as células propostas em [1], destaca-se aqui a célula ‘B’, que é composta de dois interruptores, dois diodos e um transformador de *tap* central, como mostra a Fig. 1.1. Segundo [1], as principais vantagens de conversores utilizando esta célula de comutação são: baixas perdas em condução; baixa ondulação nos filtros de entrada e de saída e redução de peso e volume.

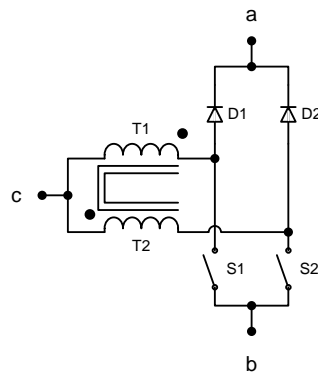


Fig. 1.1 – Célula de comutação de três estados.

Diante das características positivas da célula de comutação de três estados, questiona-se a possibilidade de aumentar o número de estados da célula de comutação, e com isso obter resultados ainda melhores. Desse modo surge a célula de comutação de quatro estados, mostrada na Fig. 1.2.

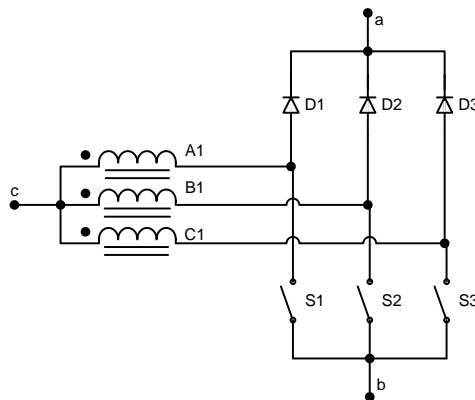


Fig. 1.2 – Célula de comutação de quatro estados.

A célula de comutação de quatro estados é composta de três interruptores, três diodos e um transformador trifásico conectado em Y. Observa-se através da Fig. 1.1 e da Fig. 1.2 que, partindo-se da célula de três estados, inclui-se um braço de interruptores e uma fase no transformador, obtendo-se então a célula de quatro estados.

A célula de comutação de quatro estados e os conversores gerados a partir dela serão o objeto de estudo desta tese. Os detalhes de funcionamento da célula serão descritos em tópicos subsequentes. Já a análise dos conversores gerados a partir dessa célula serão estudados nos próximos capítulos.

A célula de comutação de três estados tem sido objeto de várias publicações em periódicos e congressos. Em [2], é gerada uma família de conversores CC-CC PWM não isolados usando células de comutação de três estados, onde são apresentados os conversores *buck*, *boost* e *buck-boost*. Como vantagens destes conversores em relação aos clássicos, os autores destacam as baixas perdas de condução e comutação, bem como a baixa ondulação de corrente de entrada e de saída. Devido a estas características, os conversores gerados são indicados para baixas tensões e altas correntes.

Conversores CC-CC utilizando a célula de comutação de três estados são descritos em [3] e [4]. No primeiro, é descrito um conversor *boost* CC-CC PWM não isolado, mostrado na Fig. 1.3. Já no segundo, é exposto um conversor *buck* CC-CC PWM não isolado, exibido na Fig. 1.4. Em ambos os casos, verifica-se: a redução dos elementos de filtragem; a redução das ondulações de corrente; a redução de peso e volume devido ao aumento da frequência sobre os elementos reativos.

Encontra-se em [5] e [6], aplicações da célula de comutação de três estados em pré-reguladores com alto fator de potência. A Fig. 1.5, extraída de [5], mostra o circuito de potência, bem como o diagrama de blocos do circuito de controle. Os resultados encontrados nestas aplicações são semelhantes aos já descritos para os conversores CC-CC. Destaca-se que pode ser obtido alto rendimento com o uso destas estruturas.

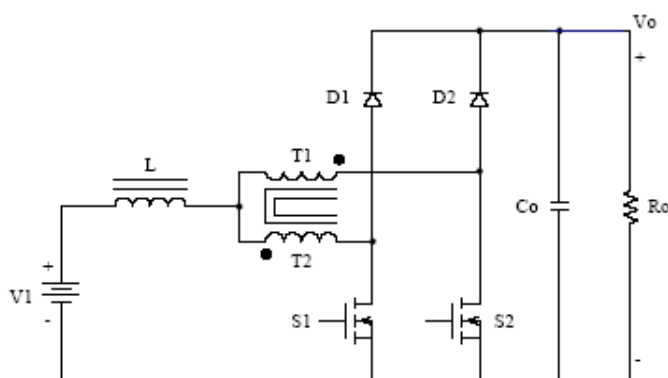


Fig. 1.3 – Conversor boost com célula de comutação de três estados.

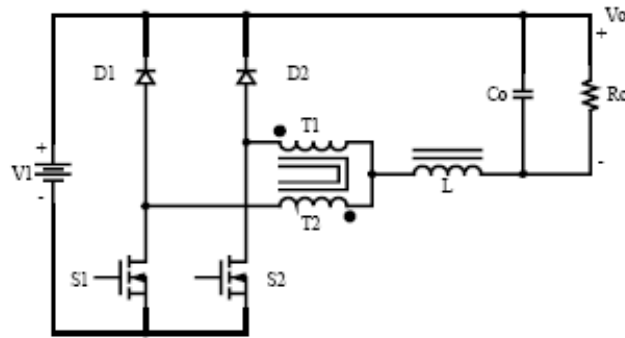


Fig. 1.4 – Conversor buck com célula de comutação de três estados.

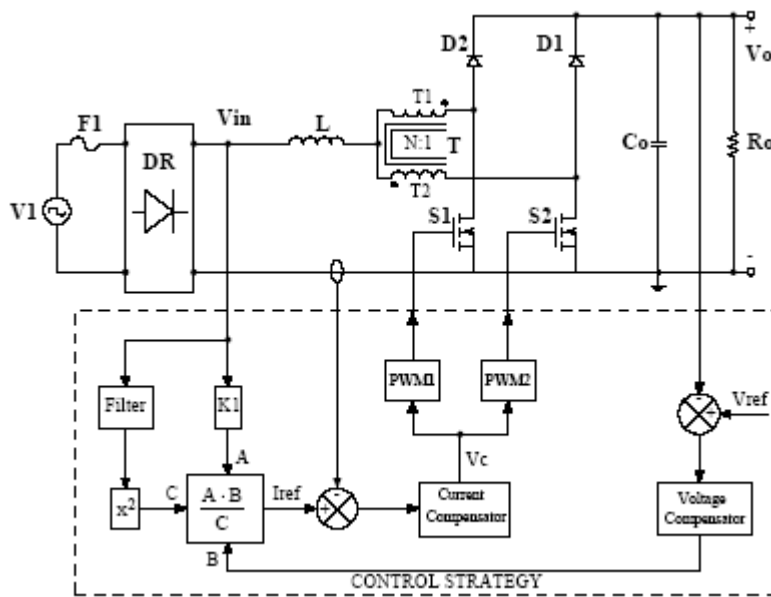


Fig. 1.5 – Conversor boost com célula de comutação de três estados aplicado a PFC.

Um novo conversor *boost* não isolado com alto ganho de tensão, baseado na célula de comutação de três estados, é proposto em [7]. O alto ganho foi conseguido através da adaptação da célula de comutação. Foi incluído um enrolamento no transformador, e a forma como este foi ligado ao restante do circuito possibilitou o alto ganho. Salienta-se que o conversor apresenta alta eficiência.

A utilização da célula de comutação de três estados é uma das alternativas disponíveis aos projetistas que se deparam com a necessidade de processar potências elevadas. O aumento da energia processada eletronicamente têm levado pesquisadores e projetistas a desenvolver várias outras estratégias que visam melhorar o desempenho das estruturas. Destaca-se adiante algumas das soluções encontradas na literatura.

Conversores multiníveis em corrente são propostos em [8]. A célula multinível proposta em [8] é baseada na associação paralela de células de comutação através de indutores de equilíbrio. Esses propiciam uma distribuição equilibrada da corrente nos interruptores. Essa célula

pode ser aplicada a todos os conversores CC-CC básicos e sua principal função é permitir o paralelismo dos interruptores e diodos.

No setor de telecomunicações é muito difundida a utilização de conversores distribuídos, que são representados na Fig. 1.6, extraída de [1]. Segundo o autor, os sistemas distribuídos apresentam as seguintes vantagens: maior nível de confiabilidade e possibilidade de manutenção sem interrupção. Como desvantagem deste sistema pode-se citar a necessidade de controle para distribuição da potência entre os conversores.

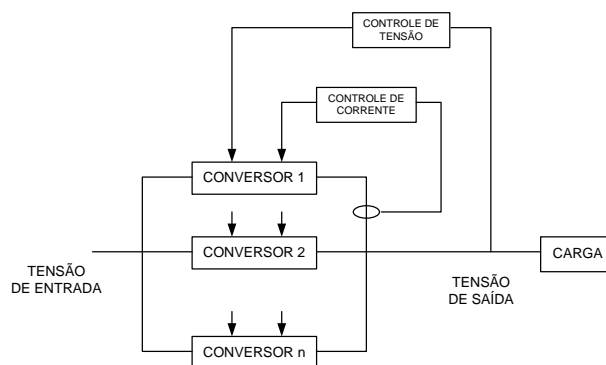


Fig. 1.6 – Conversão distribuída.

Dentre as estratégias utilizadas em conversores que operam com elevadas correntes, tem-se a técnica do *interleaving*. Na Fig. 1.7 e na Fig. 1.8 são apresentados, a título de exemplo, conversores *interleaving* de duas fases do tipo *buck* e *boost*, respectivamente. Nesses conversores, os interruptores operam com a mesma frequência, porém os pulsos de comando são defasados, ocasionando a redução da ondulação de corrente na entrada e na saída. Porém a ondulação da corrente nos demais componentes do conversor permanece elevada.

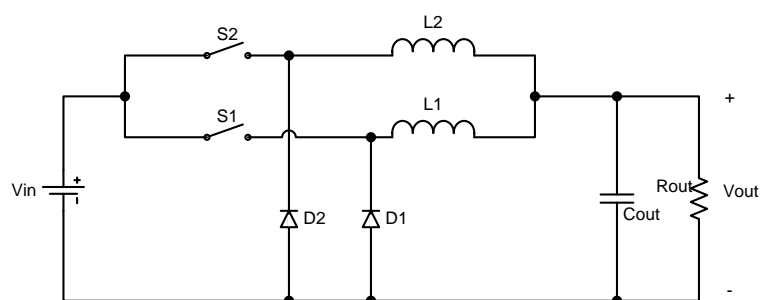


Fig. 1.7 – Conversor buck interleaving.

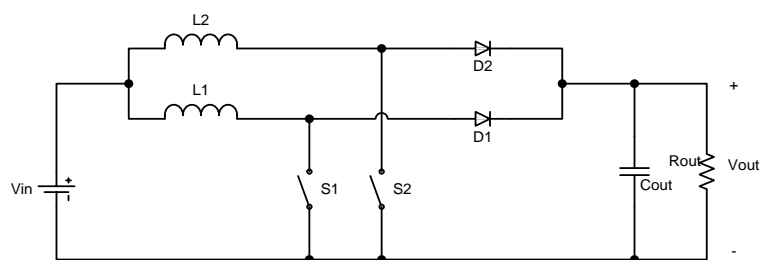


Fig. 1.8 – Conversor boost interleaving.

Em [9] são apresentados os conversores isolados *forward* e *flyback*, utilizando a técnica do *interleaving*. A Fig. 1.9, extraída de [9], mostra o conversor *forward* de duas fases. Já em [10] é descrito um conversor *forward* com três fases usando um transformador integrado. Segundo [9,10], topologias do tipo *interleaving* apresentam as seguintes vantagens: redução da corrente eficaz nos capacitores de filtro; redução dos filtros; melhora da resposta transitória; aumento da frequência sobre o filtro de saída; redução dos dissipadores devido à redução e à distribuição das perdas; redução de EMI.

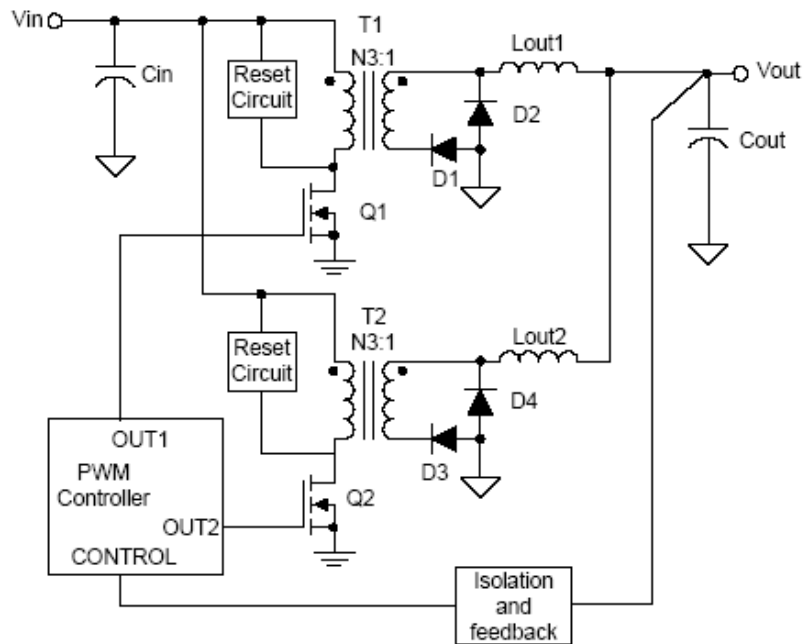


Fig. 1.9 – Conversor *forward* interleaving de duas fases.

Encontra-se em [11] um conversor do tipo *interleaving* para aplicações automotivas com dezesseis fases. Os autores relatam que estruturas do tipo *interleaving* geralmente utilizam um sensor e uma malha de corrente para cada fase, visando garantir a divisão equilibrada da corrente, sendo este um fator limitante da utilização dos conversores *interleaving*. Porém, neste trabalho não são utilizados circuitos de controle para garantir o equilíbrio da corrente entre os conversores. Os autores utilizam comando digital, o que garantiria uma boa precisão ao circuito de comando, evitando o uso de malhas de corrente para cada fase.

Um conversor *boost interleaving* PFC é apresentado em [12]. Os autores concluem que esse conversor é adequado para aplicações em que se deseja baixa ondulação da corrente e baixa emissão EMI; características desejadas em fontes de telecomunicações.

Nos últimos anos, conversores CC-CC trifásicos de alta frequência também estão sendo estudados como alternativa para o processamento de grandes potências [13 a 20]. A Fig. 1.10, extraída de [13], mostra uma arquitetura típica de um conversor CC-CC trifásico isolado em alta frequência.

Segundo [13], conversores CC-CC trifásicos apresentam as seguintes vantagens: redução do volume dos filtros de entrada e saída; redução da corrente eficaz nos elementos de potência e redução de peso e volume do transformador de isolamento. Já como desvantagens são citadas: o aumento do número de componentes e da complexidade do circuito.

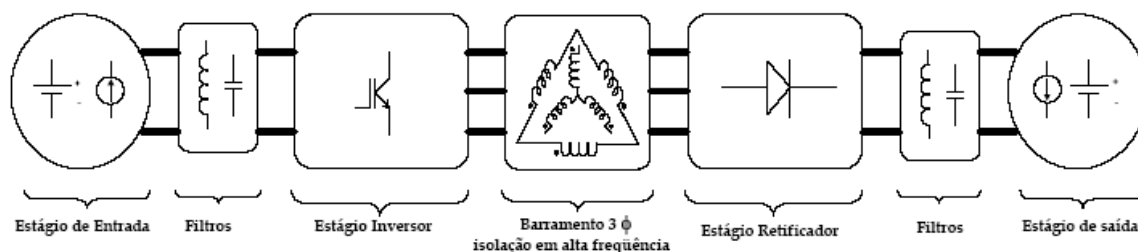


Fig. 1.10 – Arquitetura típica de conversor CC-CC trifásico.

Outra vertente, que estimula a busca de conversores capazes de processar elevadas correntes com reduzidas perdas, são os processadores de computadores. Os processadores são desenvolvidos para tensões cada vez menores e correntes cada vez maiores; além de serem submetidos a grandes transitórios de carga. Essas características têm sido um desafio na área de projeto de módulos reguladores de tensão destinados à alimentação desses processadores.

A utilização de conversores *buck interleaving*, como o apresentado na Fig. 1.11, extraída de [21], é uma opção para os módulos reguladores de tensão. Em [21 a 28] são analisados conversores *buck* com indutores acoplados. Essas publicações têm como objetivo comum: reduzir o peso e o volume; aumentar a eficiência; reduzir ondulações de corrente e melhorar a resposta dinâmica.

Em [29 a 33], são relatados conversores *buck* de quatro fases com indutores fortemente acoplados, através de núcleos magnéticos de quatro colunas. Como vantagens dessa estrutura os autores destacam: a melhora da resposta dinâmica; a redução da ondulação de corrente e a redução das perdas. Em [33], além de conversores de quatro fases, tem-se a generalização para um número diferente de fases, para os quais são obtidas as vantagens descritas anteriormente.

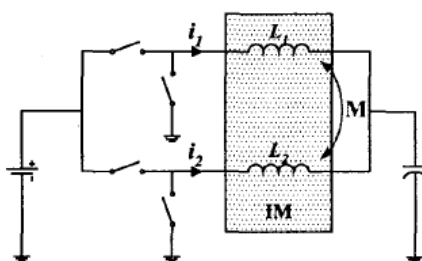


Fig. 1.11 – Conversor buck interleaving de duas fases com indutores acoplados.

A utilização de indutores acoplados também é aplicada a conversores CC-CC *boost interleaving*, como os apresentados em [34 a 38]. Em [34,35], são construídos conversores de duas fases, como mostra a Fig. 1.12, extraída de [35]. Em [36] é apresentado um conversor de três fases.

Já em [37,38] é analisado um conversor de quatro fases. Como características comuns a esses conversores têm-se: redução de volume e peso; redução dos filtros e melhora da eficiência.

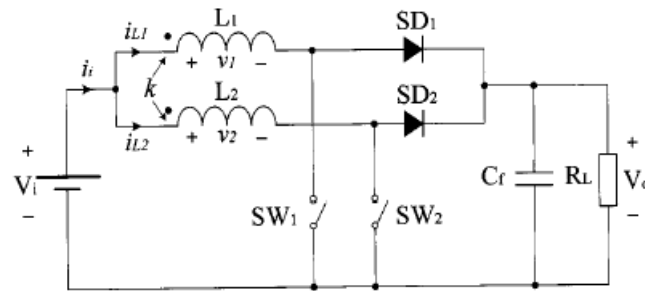


Fig. 1.12 – Conversor boost com indutores acoplados.

Uma análise sobre integração de magnéticos aplicados a conversores *buck interleaving* é realizada em [39]. A integração de indutores em um mesmo núcleo permite a redução de material magnético utilizado, e com isso, redução do tamanho e das perdas. Os autores, após analisarem diversas formas de acoplamento de indutores, concluem que a melhor alternativa para a integração é através de indutores fortemente acoplados, como um transformador, adicionados de um pequeno indutor em série. Essa conclusão vai ao encontro da célula proposta nesta tese, a qual utiliza um transformador trifásico conectado em Y.

Em [40], são propostos conversores *interleaving* de múltiplas fases utilizando indutores fortemente acoplados. A principal diferença com relação à [39], é que em [40] são realizados arranjos de transformadores monofásicos para serem utilizados como transformadores polifásicos. Enquanto em [39], era necessário a utilização de núcleos polifásicos, com número de colunas igual ao número de fases desejado.

Nessa mesma linha de composição de enrolamentos de transformador para conectar conversores *interleaving*, em [41] são propostos conversores CC-CC utilizando transformador de alta frequência conectado em zig-zag. Na Fig. 1.13 e na Fig. 1.14, retiradas de [41], são mostrados um conversor *boost* e um conversor *buck*, respectivamente. Segundo o autor, essa topologia apresenta as seguintes vantagens: não necessita de técnicas para divisão da corrente; baixa ondulação de corrente nos elementos passivos e ativos; redução das perdas em condução; boa resposta dinâmica mesmo com baixa frequência de comutação.

Em [42] são modelados e analisados transformadores de *interphase* para conexão de conversores em paralelo. Os transformadores de *interphase* têm como função limitar a corrente entre os conversores conectados em paralelo, bem como fazer a média das tensões desses conversores. No artigo são propostas várias formas de construção desses transformadores, bem como comparado o peso e o volume das diferentes propostas. Já em [43], é analisado a possibilidade de desbalanço de tensão em um transformador de *interphase* e proposta uma técnica de correção para um transformador de duas fases.



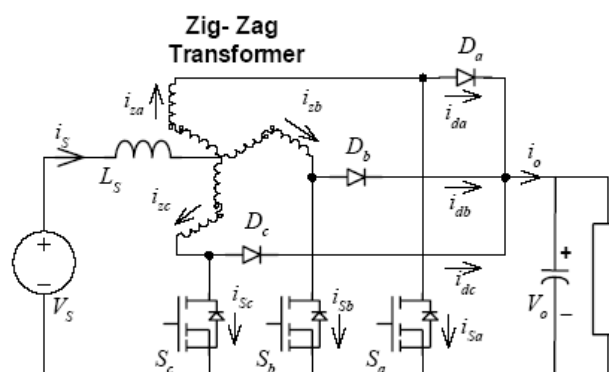


Fig. 1.13 – Conversor boost utilizando transformador zig-zag.

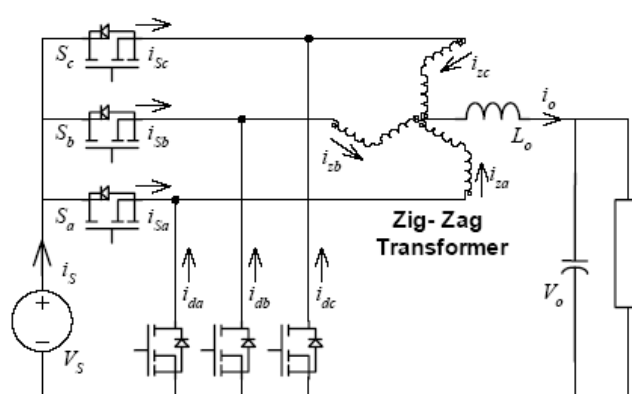


Fig. 1.14 – Conversor buck utilizando transformador zig-zag.

Utilizando os transformadores de *interphase* citados em [42], recentemente (2007) foi publicado [44], onde os autores relatam a conexão de conversores *interleaving* através de transformadores de *interphase*. Os autores concluem que o aumento do número de fases de conversores *interleaving*, aliado à utilização de transformadores de *interphase*, pode ser uma boa solução para a associação de conversores. Essa conclusão corrobora a proposta desta tese.

Em [45], os autores estendem a utilização de transformadores de *interphase* para conversores *flyback interleaving*. Os autores concluem que estes conversores são adequados para aplicações em baixa tensão e altas correntes e destacam ainda a boa resposta dinâmica da estrutura.

Além de conversores CC-CC, também se utiliza a associação de conversores CC-CA. Técnicas de associação de conversores e/ou interruptores para aplicações em inversores também são muito difundidas na literatura. Porém, geralmente as topologias multiníveis fazem a associação em série dos interruptores e/ou das células de comutação [46], distribuindo assim os esforços de tensão.

Já a distribuição de esforços de corrente necessita da associação em paralelo de conversores CC-CA; área em que a literatura não é muito vasta. Em [47,48,49] são descritos inversores PWM conectados em paralelo. Esses utilizam indutores para propiciar a divisão da corrente, e com modulação adequada, podem também propiciar multiníveis na tensão de saída.

Os conversores encontrados na literatura e descritos sumariamente neste capítulo apresentam propósitos semelhantes, quais sejam: distribuição e redução de perdas em condução; redução de ondulações nos filtros; redução dos filtros e melhora da resposta dinâmica. Essas características também podem ser obtidas com a utilização da célula de comutação de quatro estados.

Desse modo, observando os recentes esforços de diversos pesquisadores na área de associação de conversores, vislumbra-se a possibilidade de contribuir com essa área através do estudo de conversores baseados na célula de comutação de quatro estados. Assim, ao longo desta tese serão apresentados conversores CC-CC e CC-CA baseados na célula de comutação de quatro estados.

## **1.2 Células de comutação de três terminais**

Para facilitar a compreensão da célula de comutação de três terminais e quatro estados, proposta nesta tese, será feita uma breve análise de células de comutação com menor número de estados. Primeiramente, analisa-se de modo qualitativo a célula de comutação clássica, de dois estados. Em seguida, a célula de comutação de três estados proposta em [1] é estudada. Por fim, descreve-se o funcionamento da nova célula de comutação de quatro estados.

Células de comutação de três terminais são estruturas capazes de representar toda a não linearidade existente nos conversores estáticos [50]. Os seis conversores CC-CC básicos são formados por uma célula de três terminais associada a elementos passivos, como será descrito adiante.

### **1.2.1 Célula de comutação de dois estados**

A célula de comutação presente nos conversores CC-CC clássicos é formada por um interruptor controlado e um diodo, como mostra a Fig. 1.15a. O funcionamento desta célula baseia-se na operação complementar desses interruptores, ou seja, enquanto o interruptor controlado conduz, o diodo permanece bloqueado e vice-versa. Por isso, pode-se definir esta célula como sendo de dois estados de comutação.

Como se pode observar na Fig. 1.15a, a célula de comutação apresenta três terminais (a-b-c). Entre os terminais 'a' e 'b', sempre haverá uma fonte de tensão ou um ramo capacitivo. Já o terminal 'c', estará sempre conectado a uma fonte de corrente ou a um ramo indutivo.

A célula de comutação de dois estados apresenta três combinações possíveis no tocante às condições dos interruptores. Essas combinações estão exibidas na Fig. 1.15b e descritas sumariamente na Tabela 1.1.

No primeiro estado, tem-se o interruptor controlado conduzindo; já no segundo estado, o diodo encontra-se em condução. No estado neutro, tanto o interruptor controlado, quanto o diodo estão abertos, não existindo transferência de energia através da célula. Por isso, a célula é chamada de célula de dois estados de comutação.

Ao se analisar conversores que utilizam a célula de três terminais e dois estados, diz-se que quando o conversor opera somente nos estados um e dois, o mesmo está operando no modo de condução contínuo (MCC). Já quando está operando também no estado neutro, ou seja, existem instantes em que não há condução de corrente pela célula, tem-se o conversor operando no modo de condução descontínuo (MCD).

Se for necessária a bidirecionalidade de corrente na célula de dois estados de comutação, pode-se construí-la com dois interruptores controlados associados com diodos em anti-paralelo, como mostra a Fig. 1.15c. Essa célula pode ser utilizada em inversores, pois estes necessitam da bidirecionalidade de corrente.

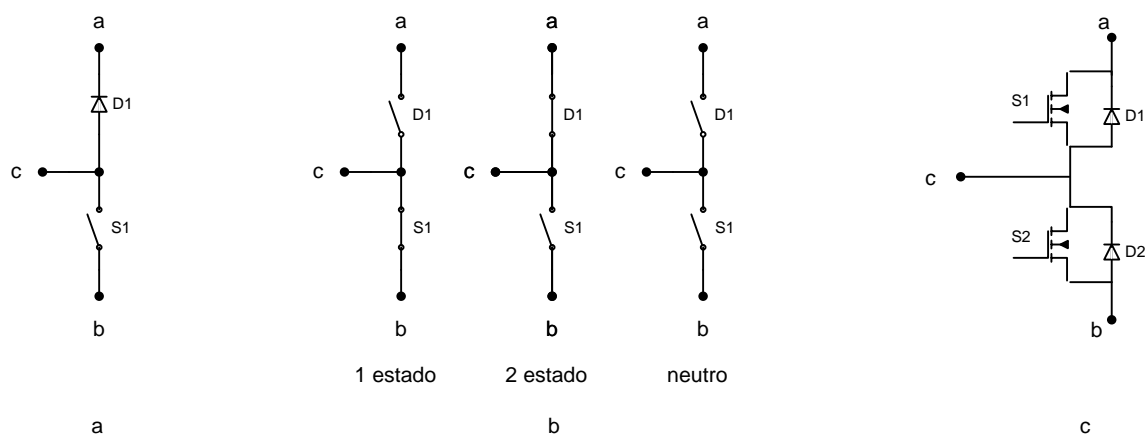


Fig. 1.15 – Célula de comutação de dois estados.

Tabela 1.1 – Célula de dois estados.

X → conduzindo    - → não conduzindo

	S1	D1
1º Estado	X	-
2º Estado	-	X
Estado neutro	-	-

## 1.2.2 Célula de comutação de três estados

Seguindo a mesma metodologia de análise utilizada para a célula de comutação de dois estados, analisa-se a seguir a célula de comutação de três estados proposta em [1]. A célula é composta de dois interruptores, dois diodos e um transformador com *tap* central, como mostra a Fig. 1.1.

A exemplo da célula de dois estados, entre os terminais ‘a’ e ‘b’, sempre haverá uma fonte de tensão ou um ramo capacitivo. Já o terminal ‘c’, estará sempre conectado a uma fonte de corrente ou a um ramo indutivo.

A célula de comutação ora estudada apresenta cinco combinações possíveis no tocante à condução dos interruptores e dos diodos. Essas são descritas sumariamente na Tabela 1.2 e mostradas na Fig. 1.16.

No primeiro estado, têm-se os dois interruptores controlados conduzindo e os diodos bloqueados. Já no terceiro estado, têm-se os dois diodos em condução e os interruptores controlados bloqueados.

No segundo estado, têm-se um interruptor controlado e um diodo conduzindo. Nesse caso, existem duas possibilidades de ocorrência desse estado, quais sejam: interruptor S1 e diodo D2 conduzindo; e interruptor S2 e diodo D1 conduzindo. Entretanto, do ponto de vista externo à célula, não existe diferença entre uma condição e outra. Por isso, considera-se ambas as situações como um único estado.

No estado neutro, tanto os interruptores controlados, quanto os diodos estão abertos, não existindo transferência de energia através da célula, situação semelhante à descrita para a célula de dois estados.

Diante do exposto, verifica-se que apesar de os interruptores controlados e os diodos apresentarem cinco possibilidades de combinação de condução e ou bloqueio, a célula é considerada como de três estados de comutação.

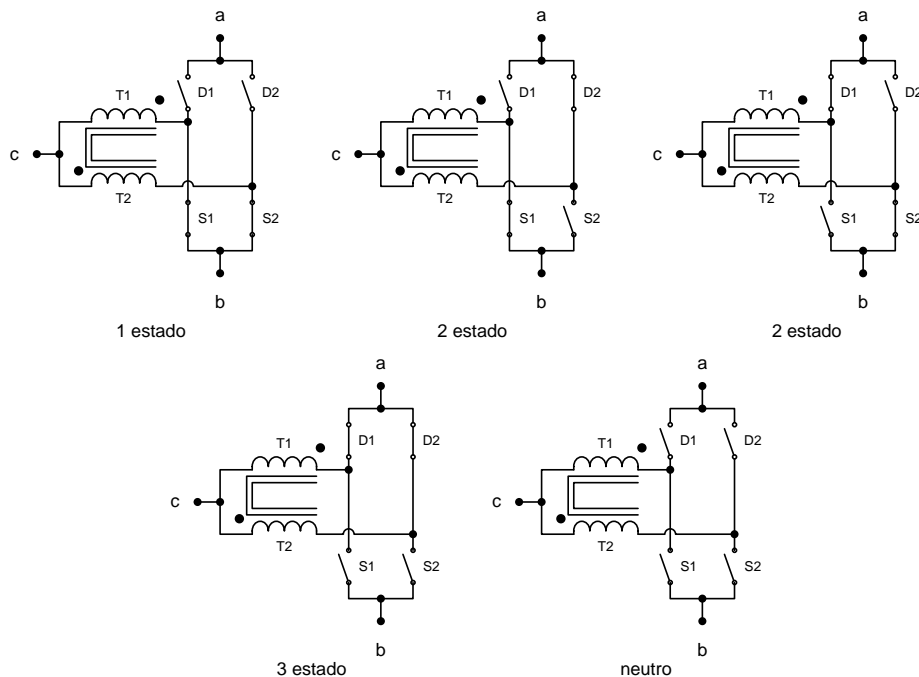


Fig. 1.16 – Estados da célula de comutação de três estados.

No modo de condução contínuo, esta célula opera nos estados um e dois, ou dois e três, em função da razão cíclica ser maior ou menor que cinquenta por cento, respectivamente. Já no modo de condução descontínuo, além dos estados mencionados para MCC, há ainda o estado neutro.

Quando for desejado a bidirecionalidade de corrente na célula de três estados de comutação, pode-se construí-la substituindo os interruptores controlados e os diodos por interruptores controlados associados com diodos em anti-paralelo. Caso semelhante já foi ilustrado para a célula de dois estados. A célula bidirecional em corrente pode ser utilizada em inversores, como será estudado no capítulo VI, para um inversor meia-ponte.

*Tabela 1.2 – Célula de três estados.*

	X → conduzindo		- → não conduzindo	
	<b>S1</b>	<b>S2</b>	<b>D1</b>	<b>D2</b>
1° Estado	X	X	-	-
2° Estado	X	-	-	X
2° Estado	-	X	X	-
3° Estado	-	-	X	X
Estado neutro	-	-	-	-

### 1.2.3 Célula de comutação de quatro estados

A célula de comutação de quatro estados proposta neste trabalho é composta de três interruptores, três diodos e um transformador trifásico conectado em Y, como mostra a Fig. 1.2. Usando a mesma metodologia de análise dos casos anteriores, analisa-se a seguir a célula de comutação de quatro estados.

Novamente entre os terminais ‘a’ e ‘b’, sempre haverá uma fonte de tensão ou um ramo capacitivo. Já o terminal ‘c’, estará sempre conectado a uma fonte de corrente ou a um ramo indutivo.

A célula de comutação proposta apresenta nove combinações possíveis no tocante à condução dos interruptores controlados e dos diodos. Essas combinações são descritas sumariamente na Tabela 1.3 e mostradas na Fig. 1.17.

No primeiro estado, têm-se os três interruptores controlados conduzindo e os diodos bloqueados. Já no quarto estado, os três diodos estão em condução e os interruptores controlados bloqueados.

No segundo estado, existem dois interruptores controlados e um diodo conduzindo. Nesse caso, existem três possibilidades de ocorrência desse estado, quais sejam: interruptores S1 e S2 e diodo D3 conduzindo; interruptores S1 e S3 e diodo D2 conduzindo; e interruptores S2 e S3 e

diodo D1 conduzindo. Entretanto, do ponto de vista externo à célula, não há diferença de uma possibilidade para outra. Por isso, considera-se todas as situações como segundo estado.

Já no terceiro estado, têm-se dois diodos e um interruptor controlado conduzindo. Novamente encontram-se três possibilidades de ocorrência desse estado, quais sejam: interruptor S1 e diodos D2 e D3 conduzindo; interruptor S2 e diodos D1 e D3 conduzindo; e interruptor S3 e diodos D1 e D2 conduzindo. Todavia, do ponto de vista externo à célula, mais uma vez não existem diferenças, por isso, considera-se todas as situações como terceiro estado.

Como descrito para as células de dois e três estados, quando todos os interruptores controlados e todos os diodos estão abertos, não existe transferência de energia através da célula. Assim se tem o estado neutro.

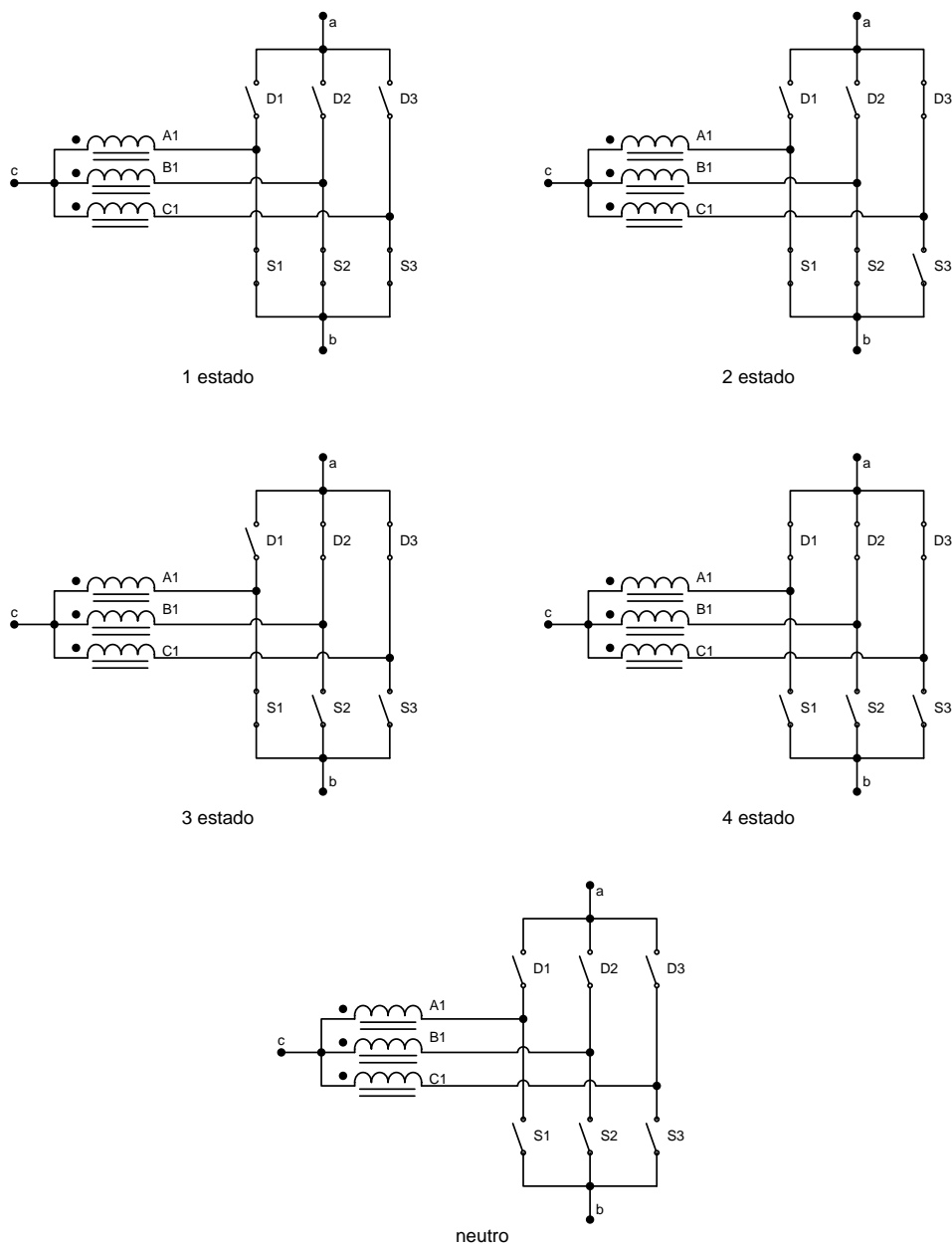


Fig. 1.17 – Estados da célula de comutação de quatro estados.

Diante do exposto, verifica-se que apesar de os interruptores controlados e os diodos apresentarem nove possibilidades de combinação de condução e/ou de bloqueio, a célula proposta é considerada como de quatro estados de comutação.

A ocorrência dos estados de operação da célula é função da razão cíclica de operação do conversor. No modo de condução contínuo têm-se três possibilidades: para razão cíclica maior que dois terços, o conversor opera nos estados um e dois; para razão cíclica maior que um terço e menor que dois terços, o conversor opera nos estados dois e três; para razão cíclica menor que um terço, o conversor opera nos estados três e quatro. Já no modo de condução descontínuo, além dos estados mencionados para MCC, tem-se ainda o estado neutro.

A exemplo das células citadas anteriormente, quando for necessário a bidirecionalidade de corrente na célula de quatro estados de comutação, pode-se construí-la com seis interruptores controlados associados com seis diodos em anti-paralelo. A célula bidirecional em corrente pode ser utilizada em inversores, como será estudado no capítulo V, para um inversor meia-ponte.

*Tabela 1.3 – Célula de comutação de quatro estados.*

X → conduzindo    - → não conduzindo

	<b>S1</b>	<b>S2</b>	<b>S3</b>	<b>D1</b>	<b>D2</b>	<b>D3</b>
1° Estado	X	X	X	-	-	-
2° Estado	X	X	-	-	-	X
2° Estado	-	X	X	X	-	-
2° Estado	X	-	X	-	X	-
3° Estado	X	-	-	-	X	X
3° Estado	-	X	-	X	-	X
3° Estado	-	-	X	X	X	-
4° Estado	-	-	-	X	X	X
Estado neutro	-	-	-	-	-	-

#### **1.2.4 Célula de comutação de N estados**

A célula de comutação pode ser expandida para um número maior de fases, obtendo-se um número maior de estados de comutação. O número de estados de comutação é o número de fases mais um, ou seja, para uma célula de quatro fases, como a apresentada na Fig. 1.18, pode-se obter cinco estados de comutação.

Os cinco estados obtidos para a célula de quatro fases podem ser descritos de forma sumária como: estado um, quatro interruptores conduzindo; estado dois, três interruptores e um diodo conduzindo; estado três, dois interruptores e dois diodos conduzindo; estado quatro, um interruptor e três diodos conduzindo; estado cinco, quatro diodos conduzindo. Como nos casos anteriores, tem-se ainda o estado neutro, onde todos os interruptores e diodos estão abertos.

Para a célula de comutação de N estados, a estratégia de modulação PWM utilizada para o comando dos interruptores deve propiciar sinais de comando defasados em  $360^\circ$  divididos pelo número de fases, ou seja, para uma célula de quatro fases, a defasagem deve ser de  $90^\circ$ . O número de regiões de operação é igual ao número de fases da célula. No caso da célula de quatro fases, têm-se quatro regiões de operação.

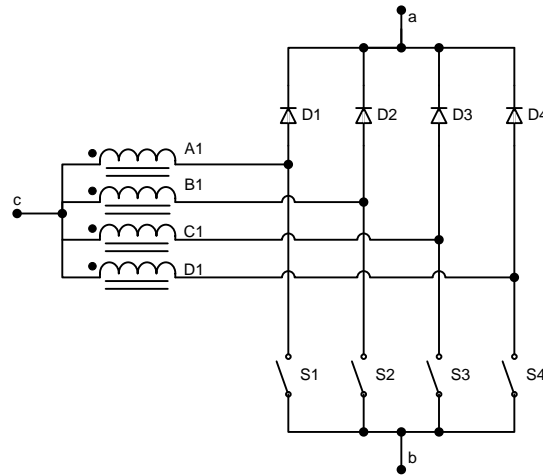


Fig. 1.18 – Célula de comutação de cinco estados.

### 1.3 Estratégia de modulação e regiões de operação da célula de comutação de quatro estados

Quando se utiliza a célula de comutação de quatro estados em conversores estáticos, deve-se utilizar uma estratégia de modulação adequada, que possibilite obter em plenitude os benefícios que essa célula pode proporcionar.

A estratégia de modulação PWM utilizada para o comando dos interruptores controlados da célula de quatro estados deve obedecer a duas regras básicas. Os sinais de comando dos interruptores dos diferentes braços devem ser defasados em  $120^\circ$ , ou seja, um terço do período de comutação. Já no tocante à duração do sinal de comando, esse deve ser de mesma duração para todos os interruptores.

Desse modo, levando em consideração o tempo de condução dos interruptores, bem como a defasagem entre os sinais, diversas possibilidades de seqüência de funcionamento podem ser encontradas. Pode-se classificar em três regiões de operação, dadas a seguir:

$$\text{Região de operação A} \rightarrow 0 < D < \frac{1}{3}$$

$$\text{Região de operação B} \rightarrow \frac{1}{3} < D < \frac{2}{3}$$

$$\text{Região de operação C} \rightarrow \frac{2}{3} < D < 1$$

A razão cíclica de comando é definida por:



$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (1.1)$$

Onde:

$t_{on}$  → tempo de condução do interruptor;

$T$  → período de comutação.

### 1.3.1 Região de operação A

Nesta região de operação, não existe sobreposição nos sinais de comando dos interruptores ativos, como mostra a Fig. 1.19, ou seja, nesta região tem-se no máximo um interruptor controlado conduzindo.

Para o modo de condução contínuo, a célula estará operando nos estados três e quatro. Já no modo de condução descontínuo, além destes estados, há ainda o estado neutro. No MCC, têm-se seis etapas de funcionamento apresentadas sumariamente na Tabela 1.4.

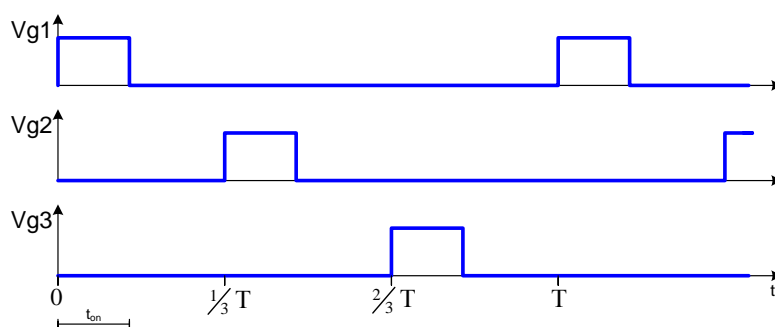


Fig. 1.19 – Sinais de comando dos interruptores - região A.

Tabela 1.4 – Etapas de operação – região A.

X → conduzindo    - → não conduzindo

	S1	S2	S3	D1	D2	D3	Estado
1ª Etapa	X	-	-	-	X	X	3°
2ª Etapa	-	-	-	X	X	X	4°
3ª Etapa	-	X	-	X	-	X	3°
4ª Etapa	-	-	-	X	X	X	4°
5ª Etapa	-	-	X	X	X	-	3°
6ª Etapa	-	-	-	X	X	X	4°

### 1.3.2 Região de operação B

Na região de operação B, existe sempre pelo menos um interruptor ativo em condução. Em alguns instantes ocorre a sobreposição nos sinais de comando de dois interruptores ativos, como mostra a Fig. 1.20.

Dessa forma, para o modo de condução contínuo, a célula estará operando nos estados dois e três, descritos anteriormente. Já no modo de condução descontínuo, além destes

estados, há ainda o estado neutro. No MCC, têm-se seis etapas de funcionamento descritas sumariamente na Tabela 1.5.

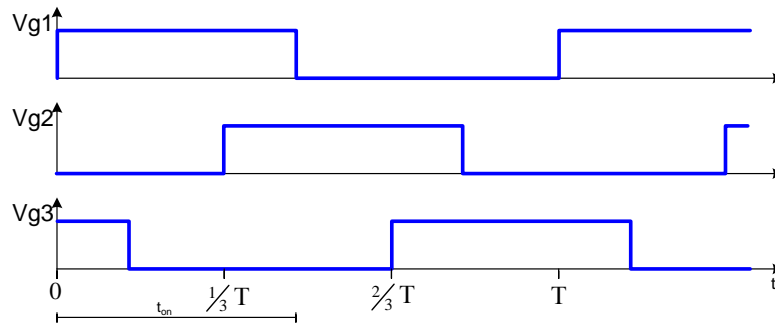


Fig. 1.20 – Sinais de comando dos interruptores - região B.

Tabela 1.5 – Etapas de operação – região B.

X → conduzindo    - → não conduzindo

	S1	S2	S3	D1	D2	D3	Estado
1ª Etapa	X	-	X	-	X	-	2º
2ª Etapa	X	-	-	-	X	X	3º
3ª Etapa	X	X	-	-	-	X	2º
4ª Etapa	-	X	-	X	-	X	3º
5ª Etapa	-	X	X	X	-	-	2º
6ª Etapa	-	-	X	X	X	-	3º

### 1.3.3 Região de operação C

Nesta região de operação, a qualquer instante pelo menos dois interruptores ativos estão em condução, e em alguns instantes ocorre a sobreposição nos sinais de comando dos três interruptores ativos, como mostra a Fig. 1.21.

Assim, para o modo de condução contínuo, a célula estará operando nos estados um e dois. Já no modo de condução descontínuo, além destes estados, há ainda o estado neutro. No MCC, têm-se seis etapas de funcionamento apresentadas sumariamente na Tabela 1.6.

Destaca-se que em cada região de operação, tem-se presente apenas dois estados de operação. Esses estados se alternam a cada etapa de operação, sendo que se repetem três vezes a cada período de comutação. Quando se aplica essa célula aos conversores estáticos, essa característica irá propiciar que os componentes externos à célula de comutação operem em uma frequência três vezes maior que a frequência de comutação dos interruptores. Essa é uma das vantagens da utilização da célula de quatro estados, conforme será descrito nos capítulos seguintes.

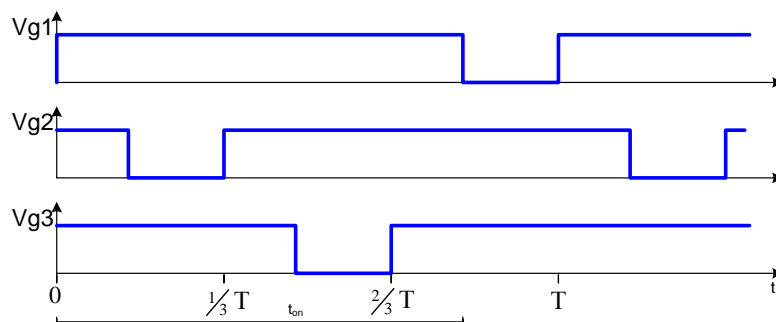


Fig. 1.21 – Sinais de comando dos interruptores - região C.

Tabela 1.6 – Etapas de operação – região C.

X → conduzindo    - → não conduzindo

	S1	S2	S3	D1	D2	D3	Estado
1ª Etapa	X	X	X	-	-	-	1°
2ª Etapa	X	-	X	-	X	-	2°
3ª Etapa	X	X	X	-	-	-	1°
4ª Etapa	X	X	-	-	-	X	2°
5ª Etapa	X	X	X	-	-	-	1°
6ª Etapa	-	X	X	X	-	-	2°

#### 1.4 Estudo do transformador da célula de quatro estados

Para um bom entendimento da célula de comutação de quatro estados proposta é necessário conhecer o funcionamento básico do transformador. Com base na estrutura física do transformador, apresentada na Fig. 1.22, pode-se desenvolver os conceitos básicos que serão utilizados posteriormente na análise dos conversores baseados nesta célula de comutação.

Com o objetivo de simplificar a análise, serão realizadas as seguintes considerações:

- a relação de transformação é unitária;
- a indutância própria de todos os enrolamentos é igual ( $L_{A1} = L_{B1} = L_{C1} = L$ );
- o núcleo é simétrico, ou seja, os caminhos magnéticos são iguais entre si;
- todo o fluxo é concatenado no núcleo;
- a resistência dos enrolamentos é nula.

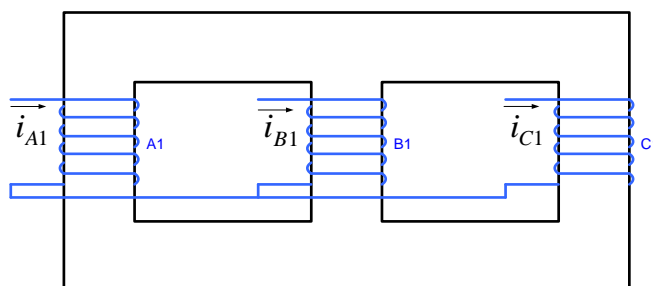


Fig. 1.22 – Estrutura física do transformador trifásico.

Sabe-se que a tensão em uma das bobinas do transformador é fruto não somente da sua própria corrente, mas da composição das contribuições dadas por cada um dos três enrolamentos acoplados e suas respectivas correntes. Assim, a equação (1.2) representa a tensão na bobina A1 do transformador, em função da corrente de cada uma das bobinas e das respectivas indutâncias próprias e indutâncias mútuas.

$$V_{A1} = \left( L_{A1} \frac{di_{A1}}{dt} + M_{A1B1} \frac{di_{B1}}{dt} + M_{A1C1} \frac{di_{C1}}{dt} \right) \quad (1.2)$$

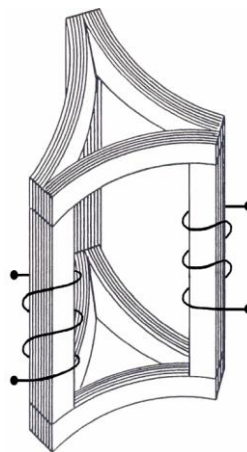
A Tabela 1.7 apresenta os fatores ideais de acoplamento, relacionados à bobina A1, para o transformador em questão. Nota-se que para os enrolamentos dispostos em colunas distintas, o fator de acoplamento é menos um meio.

Ainda deve-se observar o comportamento do transformador no tocante à componente média da corrente. A corrente que entra pelo centro-estrela do transformador idealmente se divide em três partes iguais, cada parte circulando por um dos enrolamentos. Assim, o fluxo médio nas três colunas do transformador é igual em módulo e direção, sendo o ar, o único caminho para o retorno deste fluxo.

*Tabela 1.7 – Fatores ideais de acoplamento.*

<b>Indutância Mútua</b>	<b>Fator de acoplamento (k)</b>
$M_{A1B1}$	$-\frac{1}{2}$
$M_{A1C1}$	$-\frac{1}{2}$

Na Fig. 1.23 é mostrado um núcleo trifásico simétrico, que é o núcleo ideal para utilização na célula de quatro estados. Porém, na prática, os núcleos são geralmente construídos com o formato longitudinal, como o apresentado na Fig. 1.22, e apresentam assimetria. Normalmente essa assimetria pode ser desprezada, mas em alguns casos, os parâmetros não modelados podem acarretar alterações de comportamento nos conversores em que a célula for aplicada.



*Fig. 1.23 – Estrutura física do transformador trifásico simétrico.*

Para reduzir os efeitos dessa assimetria, pode-se incluir enrolamentos secundários em todas as colunas do transformador. Esses enrolamentos secundários são conectados em  $\Delta$ , como mostra a Fig. 1.24. Os enrolamentos conectados em  $\Delta$  só servem para melhorar a simetria do transformador, não sendo conectados a nenhum outro ponto do circuito. O circuito em  $\Delta$  provê um caminho para a circulação de componentes de seqüência zero [51].

Caso seja necessária a inclusão dos enrolamentos conectados em  $\Delta$ , a corrente que irá circular por esses enrolamentos será muito pequena comparada à corrente dos enrolamentos conectados em Y. Desse modo, a inclusão do  $\Delta$  não acarreta aumento significativo do volume do transformador.

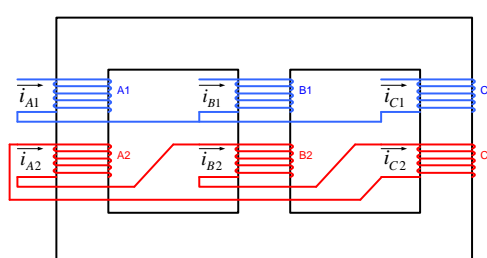


Fig. 1.24 – Estrutura física do transformador com secundário em  $\Delta$ .

Tabela 1.8 – Fatores ideais de acoplamento.

Indutância Mútua	Fator de acoplamento (k)
$M_{A1B1}$	$-\frac{1}{2}$
$M_{A1C1}$	$-\frac{1}{2}$
$M_{A1A2}$	1
$M_{A1B2}$	$-\frac{1}{2}$
$M_{A1C2}$	$-\frac{1}{2}$

## 1.5 Geração dos conversores CC-CC básicos

A princípio, todos os conversores CC-CC não isolados que utilizam uma célula de comutação de três terminais e dois estados de comutação, a célula clássica, podem ser construídos a partir da célula de comutação de quatro estados.

Em [52] são descritos seis conversores CC-CC básicos não isolados. Substituindo a célula de comutação clássica, encontrada nesses conversores, pela célula de comutação de quatro estados ora proposta, obtêm-se os seis conversores CC-CC básicos não isolados utilizando a célula de comutação de quatro estados.

O processo de obtenção desses conversores, baseado na substituição das células de comutação de três terminais, requer que se redesenhe os conversores clássicos de modo que a célula de comutação de três terminais fique facilmente identificável. Por isso, alguns dos conversores mostrados na seqüência apresentam aspecto ligeiramente diferente dos normalmente encontrados na literatura [52,53]. Entretanto, do ponto de vista funcional nada foi alterado.

Em alguns dos conversores é necessário ainda realizar a inversão bilateral da célula de quatro estados, conforme descrito em [1], e mostrado na Fig. 1.25. Esse processo não altera em nada o princípio de funcionamento da célula de comutação de quatro estados, apenas altera a posição dos interruptores controlados e dos diodos.

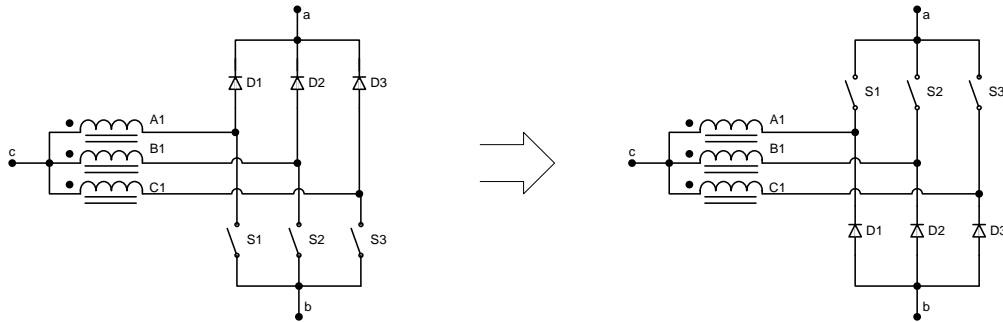


Fig. 1.25 – Inversão bilateral da célula de quatro estados.

As figuras 1.26, 1.27, 1.28, 1.29, 1.30, e 1.31 apresentam os seis conversores CC-CC básicos não isolados: *buck*; *boost*; *buck-boost*; *cük*, *sepic* e *zeta*, respectivamente. Em todas as figuras têm-se à esquerda os conversores com a célula de comutação clássica, já à direita têm-se os conversores baseados na célula de comutação de quatro estados. Nessas figuras, destaca-se ainda a célula de três terminais, bem como os próprios terminais a-b-c.

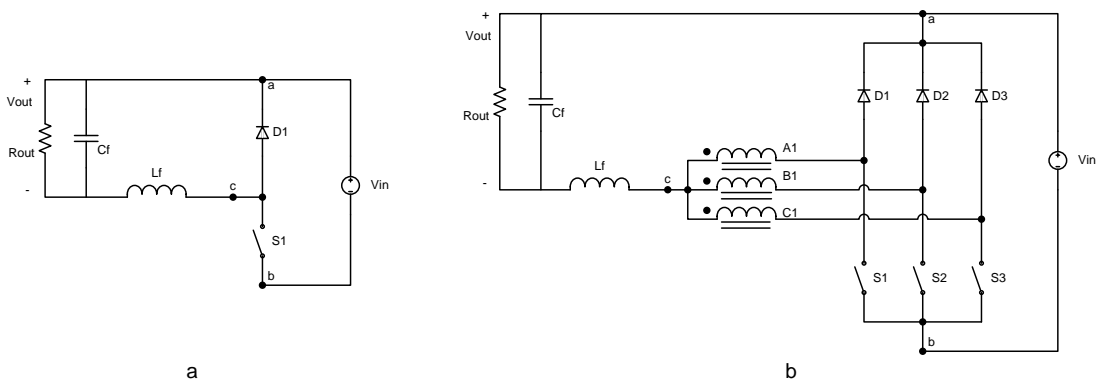


Fig. 1.26 – Conversores buck.

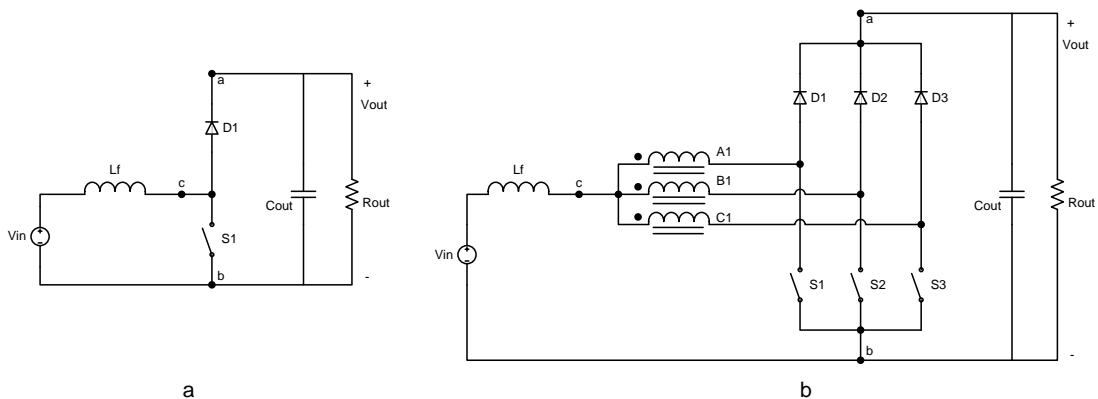


Fig. 1.27 – Conversores boost.

Reitera-se que em todos os conversores, entre os terminais 'a' e 'b', existe uma fonte de tensão ou um ramo capacitivo, e que o terminal 'c' está sempre conectado a um ramo indutivo. Respeitando assim a definição da célula de comutação descrita anteriormente.

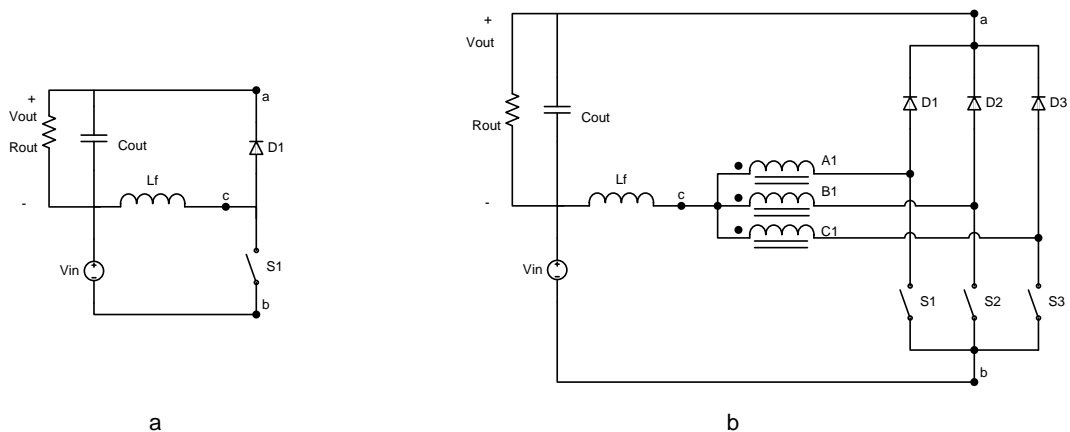


Fig. 1.28 – Conversores buck-boost.

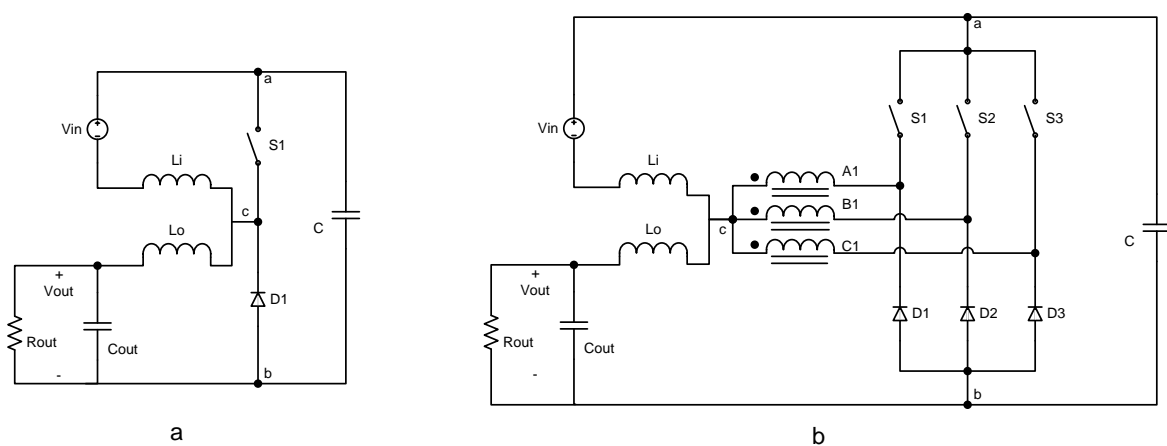


Fig. 1.29 – Conversores cük.

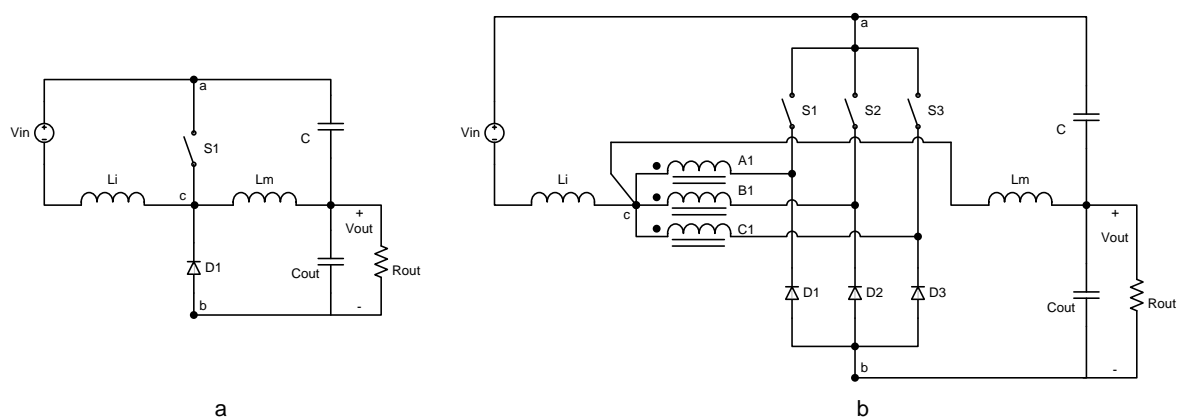


Fig. 1.30 – Conversores sepic.

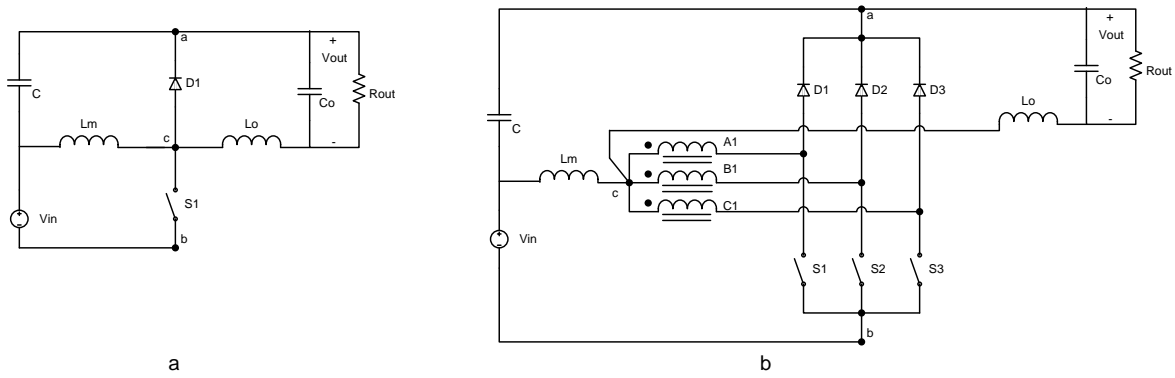


Fig. 1.31 – Conversores zeta.

## 1.6 Geração dos conversores CC-CA

A exemplo do que foi realizado para os conversores CC-CC, pode-se obter conversores CC-CA utilizando as células de comutação de três ou quatro estados bidirecionais em corrente. Para tanto, substitui-se a célula de comutação clássica, encontrada nesses conversores, pela célula de comutação de três estados, proposta em [1], ou pela de quatro estados ora proposta.

Para os conversores CC-CA, serão apresentados tanto os conversores com a célula de quatro estados, foco principal deste trabalho, como os conversores com a célula de três estados. Isso se justifica pela ausência de estudos e publicações referentes à célula de três estados aplicada a inversores.

A Fig. 1.32 apresenta conversores CC-CA do tipo meia-ponte, baseados na célula clássica [54], na célula de três estados e na célula de quatro estados. Essas topologias serão objeto de análise em capítulos vindouros. No capítulo V será estudado o inversor baseado na célula de três estados. Já no capítulo VI, será analisado o inversor baseado na célula de quatro estados.

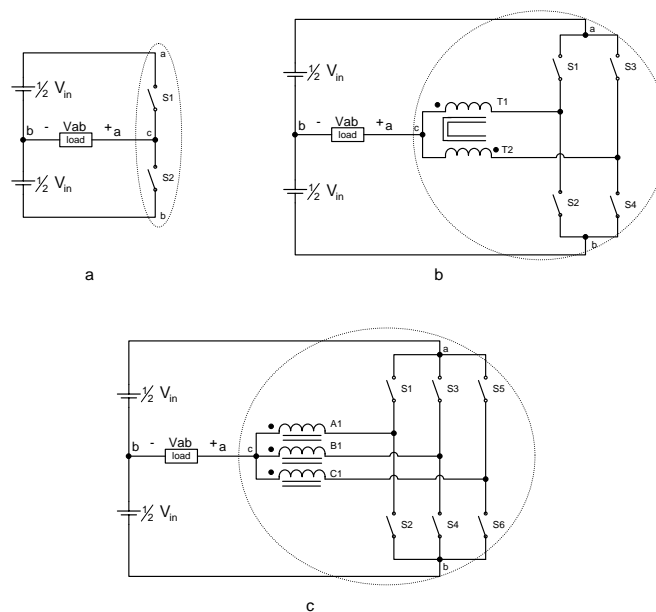


Fig. 1.32 – Conversores CC-CA meia-ponte.



A Fig. 1.33 mostra estruturas em ponte-completa, baseadas na célula clássica [54], na célula de três estados e na célula de quatro estados. Essas topologias não serão estudadas neste trabalho. Todavia, diante dos resultados obtidos com as estruturas meia-ponte, é possível adiantar que a estrutura em ponte-completa trará grandes benefícios do ponto de vista de redução de volume dos filtros, bem como do conteúdo harmônico.

Em todas as figuras a seguir, destaca-se a célula de três terminais, bem como os próprios terminais a-b-c.

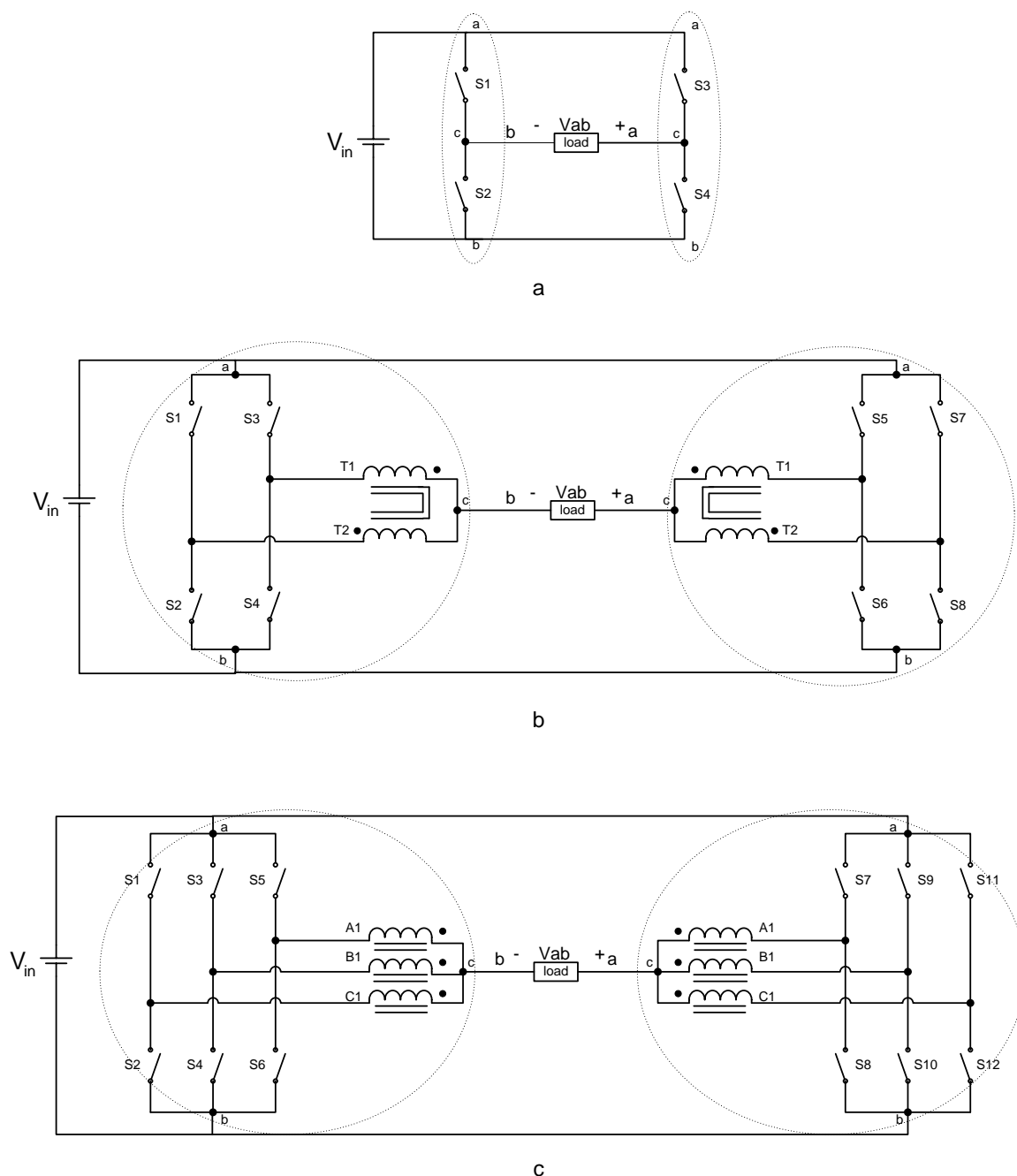


Fig. 1.33 – Conversores CC-CA ponte completa.

## 1.7 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a célula de comutação de quatro estados que é objeto de estudo desta tese. Esta célula foi gerada a partir da generalização da célula de três estados proposta em [1]. Foi exibido o princípio de funcionamento da célula de quatro estados, relatados os estados de comutação, a forma de modulação PWM, bem como foram discutidos aspectos referentes ao transformador trifásico utilizado.

Realizou-se uma revisão bibliográfica relacionada ao tema. Foram relatadas as principais contribuições no tocante ao processamento de energia envolvendo a associação de conversores e/ou a utilização de células de comutação, principalmente em aplicações com elevada corrente.

Os conversores encontrados na literatura apresentam propósitos semelhantes aos conversores que são construídos a partir da célula de comutação de quatro estados. Dentre as características comuns destaca-se: distribuição e redução de perdas em condução; redução de ondulações nos filtros; redução dos filtros e melhora da resposta dinâmica.

Por fim, foram gerados conversores baseados na célula de comutação de quatro estados. No âmbito dos conversores CC-CC não isolados, foram exibidos os seis conversores básicos: *buck*; *boost*; *buck-boost*; *cük*; *sepic* e *zeta*. Já com relação aos conversores CC-CA, foram mostrados conversores meia-ponte e ponte completa. Para os conversores CC-CA, foram propostos, ainda, conversores utilizando a célula de três estados apresentada em [1].

## 2 CONVERSOR *BUCK* UTILIZANDO CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE QUATRO ESTADOS

### 2.1 Introdução

Este capítulo apresenta a análise de funcionamento do conversor *buck* utilizando a célula de comutação de quatro estados. Conforme descrito no capítulo anterior, essa célula apresenta três regiões de operação. Assim, será apresentada a análise de funcionamento do conversor para cada uma destas regiões de operação.

Em cada região de operação o conversor pode operar ainda de três modos distintos, quais sejam: modo de condução contínuo (MCC); modo de condução descontínuo (MCD) e modo de condução crítico. Dessa forma, para uma completa análise do conversor estudado, dentro de cada região, serão analisados os três modos de operação.

Para todas as possibilidades de funcionamento deste conversor, serão descritas as etapas de funcionamento, apresentadas as formas de onda básicas, bem como será realizado o equacionamento para obtenção do ganho estático do conversor. Será mostrada ainda, a característica de saída para cada uma das regiões de operação, a ondulação da corrente e da tensão de saída, bem como o projeto do transformador.

A estrutura do conversor *buck* utilizando a célula de quatro estados é apresentada na Fig. 2.1.

Para a análise da operação do conversor são realizadas as seguintes considerações:

- os componentes, tanto passivos quanto ativos, são ideais;
- a frequência de operação é fixa;
- a modulação é do tipo PWM;
- os pulsos de comando dos interruptores estão defasados de 120°;
- a relação de transformação é unitária;
- a corrente magnetizante é desprezível, comparada à corrente de carga;
- o conversor opera em regime permanente.

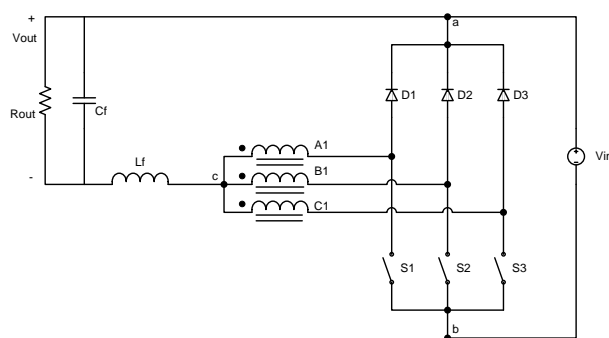


Fig. 2.1 – Conversor buck.

## 2.2 Conversor *buck* operando na região A ( $0 < D < 1/3$ )

A seguir será realizada a análise do conversor operando no modo de condução contínuo, bem como, no modo de condução descontínuo. No MCC o conversor opera com a célula nos estados três e quatro, conforme descrito no capítulo anterior. Já no MCD, além desses estados, ocorre também o estado neutro.

Serão apresentadas as etapas de operação do conversor, as principais formas de onda, a característica de transferência estática e a característica externa do conversor. Serão mostradas ainda, as ondulações da corrente e da tensão de saída.

### 2.2.1 Etapas de operação no MCC

Na seqüência, a operação do conversor é descrita etapa a etapa, as quais estão ilustradas na Fig. 2.2. Como condição inicial, considera-se que todos os diodos estão em condução, tendo em vista que o conversor está operando na região A e no MCC.

#### 1ª Etapa ( $t_0 < t < t_1$ )

No instante  $t_0$  o interruptor S1 entra em condução, e o diodo D1 bloqueia. A Fig. 2.2a mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_1$  com o bloqueio do interruptor S1.

Devido ao efeito magnético do transformador, as correntes nos três enrolamentos são idênticas. Desse modo, a corrente do indutor de saída divide-se em três: uma parte passa pelo enrolamento A1 e pelo interruptor S1, e as outras passam pelos enrolamentos B1 e C1 e pelos diodos D2 e D3 respectivamente.

A Fig. 2.3a exibe, de maneira simplificada, como os enrolamentos do transformador estão conectados ao restante do circuito durante a primeira etapa de operação. Considerando que todos os enrolamentos apresentam o mesmo número de espiras, ou seja,  $A1=B1=C1$ , pode-se notar que a tensão aplicada nos enrolamentos B1 e C1 durante esta etapa é um terço da tensão de entrada.

Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.4a, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a primeira etapa.

$$V_{L_f} = \frac{1}{3} V_{in} - V_{out} \quad (2.1)$$

#### 2ª Etapa ( $t_1 < t < t_2$ )

No instante  $t_1$  o interruptor S1 bloqueia, e o diodo D1 entra em condução. A Fig. 2.2b mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_2$  com a entrada em condução do interruptor S2.

A Fig. 2.3b apresenta resumidamente como os enrolamentos do transformador estão conectados ao restante do circuito durante a segunda etapa de operação. Pode-se observar que

os enrolamentos estão colocados em curto-circuito através dos diodos. Desse modo, a tensão sobre os enrolamentos é nula.

Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.4b, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a segunda etapa.

$$V_{L_f} = -V_{out} \quad (2.2)$$

### 3ª Etapa ( $t_2 < t < t_3$ )

No instante  $t_2$  o interruptor  $S_2$  entra em condução, e o diodo  $D_2$  bloqueia. A Fig. 2.2c mostra esta etapa de operação, a qual termina no instante  $t_3$ , com o bloqueio do interruptor  $S_2$ .

O comportamento do circuito durante esta etapa de operação é similar à primeira, diferindo apenas no tocante aos interruptores que estão em condução. Como consequência, a forma de ligação dos enrolamentos e suas respectivas tensões se alteram. Porém, para efeito de análise do circuito externo à célula de quatro estados, esse não apresenta diferenças. Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.4a.

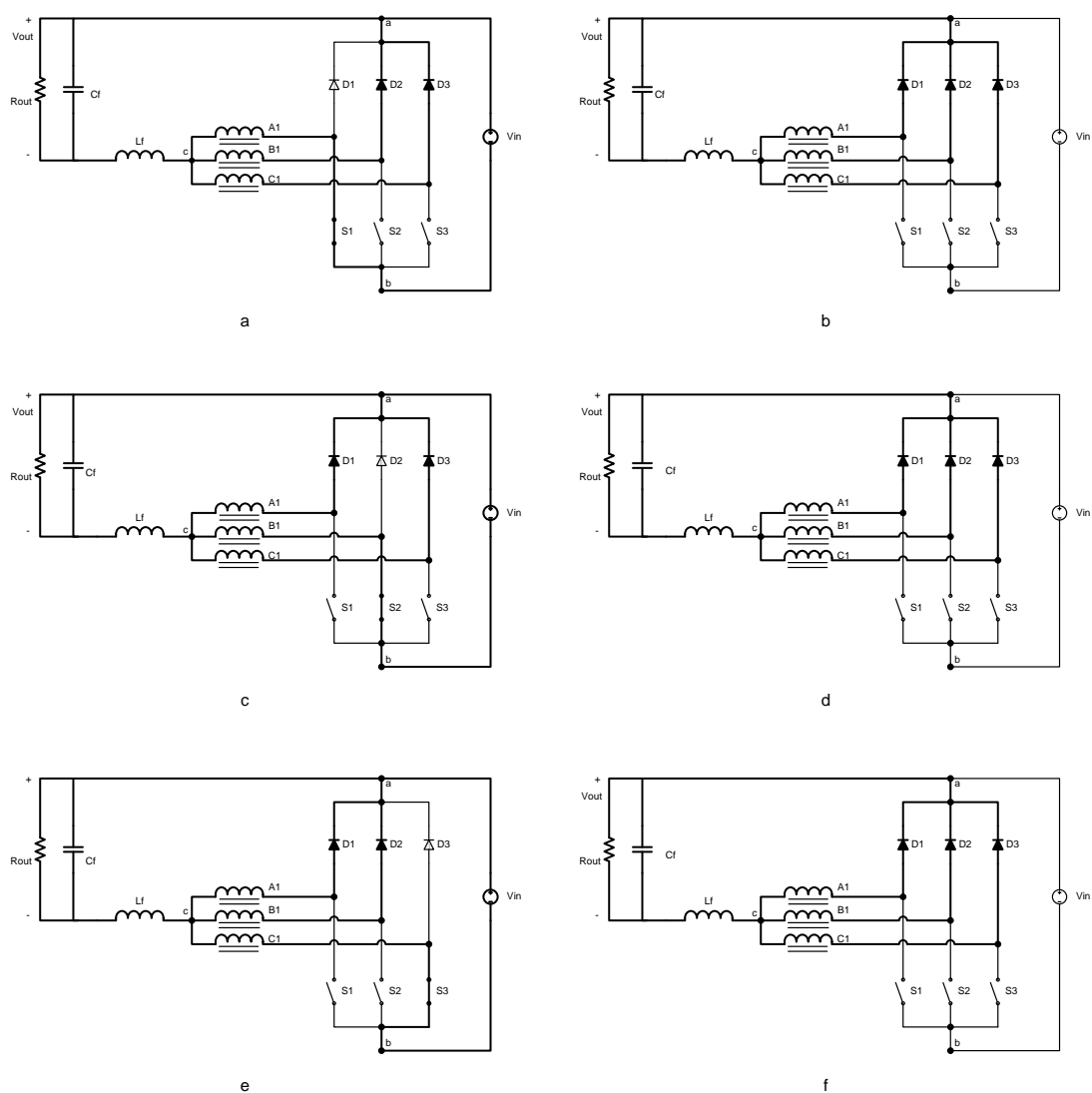


Fig. 2.2 – Etapas de operação no MCC – região A.

#### 4ª Etapa ( $t_3 < t < t_4$ )

No instante  $t_3$  o interruptor S2 bloqueia, e o diodo D2 entra em condução. A Fig. 2.2-d mostra esta etapa de operação, que tem seu final no instante  $t_4$  com a entrada em condução do interruptor S3.

Esta etapa de operação é idêntica à segunda, já descrita anteriormente. O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.4-b.

#### 5ª Etapa ( $t_4 < t < t_5$ )

No instante  $t_4$  o interruptor S3 entra em condução, e o diodo D3 bloqueia. A Fig. 2.2-e mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_5$  com o bloqueio do interruptor S3.

A exemplo da terceira etapa, o comportamento do circuito durante esta etapa de operação é similar à primeira, diferindo apenas no tocante aos interruptores que estão em condução, e conseqüentemente na forma de ligação dos enrolamentos e suas respectivas tensões. Observando o circuito externo à célula de quatro estados, esse não apresenta diferenças, e assim o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.4-a.

#### 6ª Etapa ( $t_5 < t < t_6$ )

No instante  $t_5$  o interruptor S3 bloqueia, e o diodo D3 entra em condução. A Fig. 2.2-f mostra esta etapa de operação, a qual tem seu final no instante  $t_6$ , com a entrada em condução do interruptor S1, dando início a um novo período de comutação.

Esta etapa de operação é idêntica à segunda, já descrita anteriormente e cujo circuito equivalente é apresentado na Fig. 2.4-b.

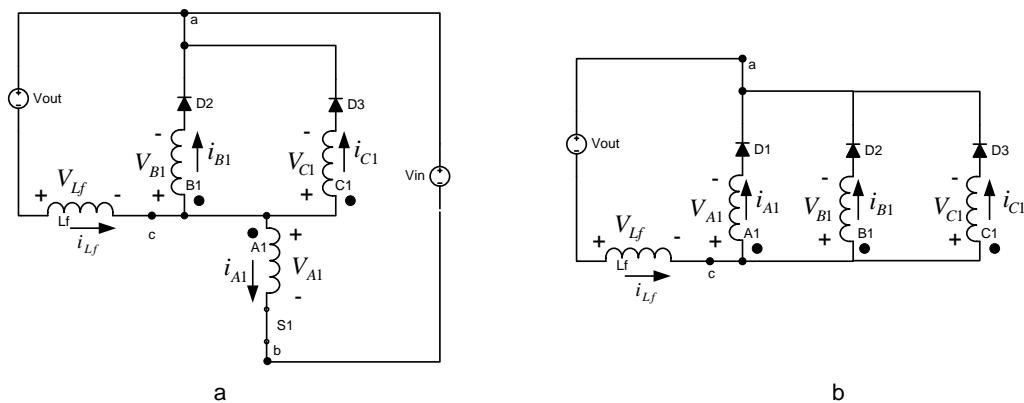


Fig. 2.3 - Etapas de operação no MCC - região A - circuitos simplificados.

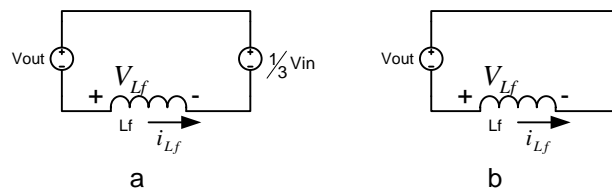


Fig. 2.4 - Etapas de operação no MCC - região A - circuitos equivalentes.

A Tabela 2.1 apresenta de maneira simplificada os estados dos interruptores e diodos para cada etapa de operação do conversor.

Tabela 2.1 – Etapas de operação no MCC – região A.

	X → conduzindo			- → não conduzindo		
	S1	S2	S3	D1	D2	D3
1ª Etapa	X	-	-	-	X	X
2ª Etapa	-	-	-	X	X	X
3ª Etapa	-	X	-	X	-	X
4ª Etapa	-	-	-	X	X	X
5ª Etapa	-	-	X	X	X	-
6ª Etapa	-	-	-	X	X	X

### 2.2.2 Formas de onda básicas no MCC

Na Fig. 2.5, são ilustradas as principais formas de onda para operação ideal deste conversor no MCC.

### 2.2.3 Característica ideal de transferência estática no MCC

A relação entre o ganho estático e a razão cíclica do conversor é obtida através do balanço de energia do conversor, considerando este ideal. Desse modo, apresenta-se a obtenção da característica de transferência estática do conversor *buck* operando na região A.

Pode-se observar que do ponto de vista da transferência de energia, as etapas de operação repetem-se a cada um terço de período. Portanto, a análise a seguir será realizada considerando apenas um terço do período de comutação.

$$W_{Vin} = W_{Vout} \quad (2.3)$$

$$W_{Vin} = V_{in} \cdot \frac{I_{Lf}}{3} \cdot t_c \quad (2.4)$$

$$W_{Vout} = V_{out} \cdot I_{Lf} \cdot \frac{T}{3} \quad (2.5)$$

$$t_c = D \cdot T \quad (2.6)$$

Substituindo as expressões (2.6) em (2.4), bem como, substituindo (2.4) e (2.5) em (2.3), e reorganizando as variáveis, obtém-se a expressão (2.7), que representa o ganho estático do conversor *buck* no MCC.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = D \quad (2.7)$$

A Fig. 2.6 apresenta o ganho estático em função da razão cíclica para a região de operação A no MCC.

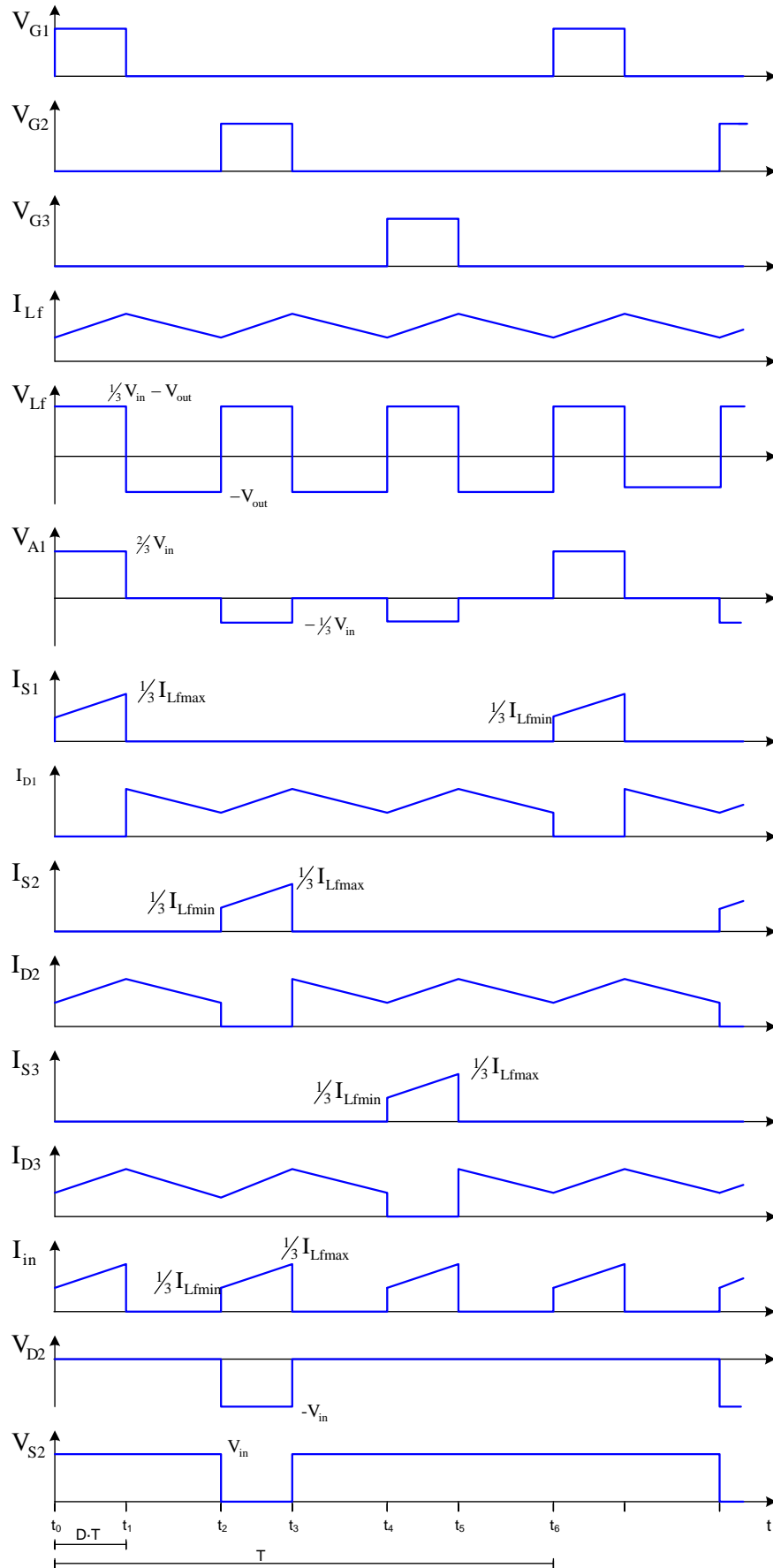


Fig. 2.5 – Formas de onda idealizadas para o conversor buck operando no MCC - região A.



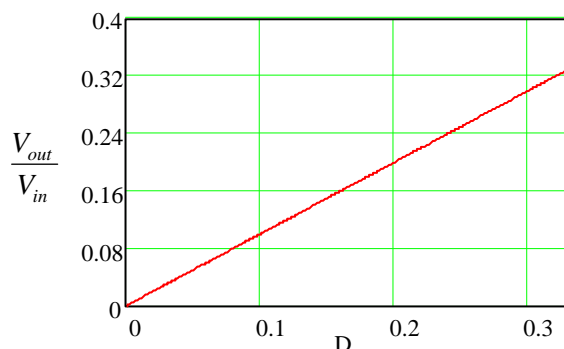


Fig. 2.6 – Característica ideal de transferência estática no MCC – região A.

#### 2.2.4 Etapas de operação no MCD

A operação do conversor no modo de condução descontínuo é caracterizada pela corrente descontínua no indutor  $L_f$ , ou seja, a corrente do indutor é nula durante um intervalo de tempo.

As etapas de operação do conversor operando em MCD são semelhantes às etapas do conversor operando em MCC, exceto pelo surgimento de etapas intermediárias em que a corrente do indutor  $L_f$  é nula. Dessa maneira, no MCD o conversor apresenta nove etapas de funcionamento, sendo que seis delas são idênticas às já descritas para o MCC, e as outras três são etapas em que a corrente no indutor é nula, isto é, correspondem ao estado neutro citado no capítulo anterior.

A seguir, a operação do conversor é descrita etapa a etapa, as quais estão ilustradas na Fig. 2.2 e na Fig. 2.7. Como condição inicial, considera-se que todos os interruptores e diodos estão bloqueados e que a corrente no indutor é nula, tendo em vista que o conversor está operando na região A e no MCD.

##### 1ª Etapa ( $t_0 < t < t_1$ )

No instante  $t_0$  o interruptor S1 entra em condução, provocando o surgimento de corrente no indutor e devido ao efeito magnético do transformador, os diodos D2 e D3 também entram em condução. Assim, a corrente do indutor de saída divide-se em três, uma parte passa pelo enrolamento A1 e pelo interruptor S1, e as outras passam pelos enrolamentos B1 e C1 e pelos diodos D2 e D3 respectivamente.

A Fig. 2.2a mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_1$  com o bloqueio do interruptor S1.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.4a, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a primeira etapa.

$$V_{L_f} = \frac{1}{3}V_{in} - V_{out} \quad (2.8)$$

##### 2ª Etapa ( $t_1 < t < t_2$ )

No instante  $t_1$  o interruptor S1 bloqueia, e o diodo D1 entra em condução. A Fig. 2.2b mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_2$  quando a corrente no indutor de saída atinge o nível zero, e os diodos D1, D2 e D3 bloqueiam naturalmente.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.4b, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a segunda etapa.

$$V_{L_f} = -V_{out} \quad (2.9)$$

### 3ª Etapa ( $t_2 < t < t_3$ )

No instante  $t_2$ , a corrente do indutor de saída atinge o nível zero, ocasionando o bloqueio natural dos diodos D1, D2 e D3. Por isso, durante esta etapa, a energia consumida pela carga é suprida apenas pelo capacitor de saída.

A Fig. 2.7 mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_3$  com a entrada em condução do interruptor S2.

### 4ª Etapa ( $t_3 < t < t_4$ )

No instante  $t_3$  o interruptor S2 entra em condução, provocando o surgimento de corrente no indutor, bem como, a entrada em condução dos diodos D1 e D3. Nota-se que esta etapa é similar à terceira, no MCC.

A Fig. 2.2c mostra esta etapa de operação, na qual os ramos percorridos por corrente são colocados em destaque. O final desta etapa ocorre no instante  $t_4$  com o bloqueio do interruptor S2. O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.4a.

### 5ª Etapa ( $t_4 < t < t_5$ )

No instante  $t_4$  o interruptor S2 é comandado a bloquear, e o diodo D2 entra em condução. A Fig. 2.2d mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_5$  quando a corrente no indutor de saída atinge o nível zero, e os diodos D1, D2 e D3 bloqueiam naturalmente.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.4b.

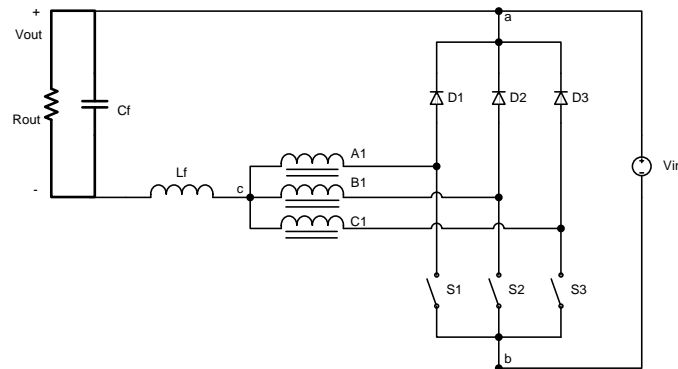


Fig. 2.7 – Terceira etapa de operação no MCD - região A.

**6ª Etapa ( $t_5 < t < t_6$ )**

No instante  $t_5$ , a corrente do indutor de saída atinge o nível zero, ocasionando o bloqueio natural dos diodos D1, D2 e D3. Esta etapa é idêntica à terceira, que é mostrada na Fig. 2.7. O final desta etapa ocorre no instante  $t_6$  com a entrada em condução do interruptor S3.

**7ª Etapa ( $t_6 < t < t_7$ )**

No instante  $t_6$  o interruptor S3 entra em condução, provocando o surgimento de corrente no indutor, bem como, a entrada em condução dos diodos D1 e D2. Nota-se que esta etapa é similar à quinta, no MCC.

A Fig. 2.2-e mostra esta etapa de operação. O final desta etapa ocorre no instante  $t_7$  com o bloqueio do interruptor S3. O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.4-a.

**8ª Etapa ( $t_7 < t < t_8$ )**

No instante  $t_7$  o interruptor S3 é comandado a bloquear, e o diodo D3 entra em condução. A Fig. 2.2-f exibe esta etapa de operação. O final desta etapa ocorre no instante  $t_8$  quando a corrente no indutor de saída atinge o nível zero.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.4-b.

**9ª Etapa ( $t_8 < t < t_9$ )**

No instante  $t_8$ , a corrente do indutor de saída atinge o nível zero, ocasionando o bloqueio natural dos diodos D1, D2 e D3. Esta etapa é idêntica à terceira, que é mostrada na Fig. 2.7. O término desta etapa ocorre no instante  $t_9$  com a entrada em condução do interruptor S1, dando início a um novo período de comutação.

A Tabela 2.2 apresenta os estados dos interruptores e diodos para cada etapa de operação do conversor.

Tabela 2.2 – Etapas de operação no MCD – região A.

	X → conduzindo	- → não conduzindo					
	<b>S1</b>	<b>S2</b>	<b>S3</b>	<b>D1</b>	<b>D2</b>	<b>D3</b>	
1ª Etapa	X	-	-	-	X	X	
2ª Etapa	-	-	-	X	X	X	
3ª Etapa	-	-	-	-	-	-	
4ª Etapa	-	X	-	X	-	X	
5ª Etapa	-	-	-	X	X	X	
6ª Etapa	-	-	-	-	-	-	
7ª Etapa	-	-	X	X	X	-	
8ª Etapa	-	-	-	X	X	X	
9ª Etapa	-	-	-	-	-	-	

### 2.2.5 Formas de onda básicas no MCD

Na Fig. 2.8, são ilustradas as principais formas de onda para operação ideal deste conversor no MCD.

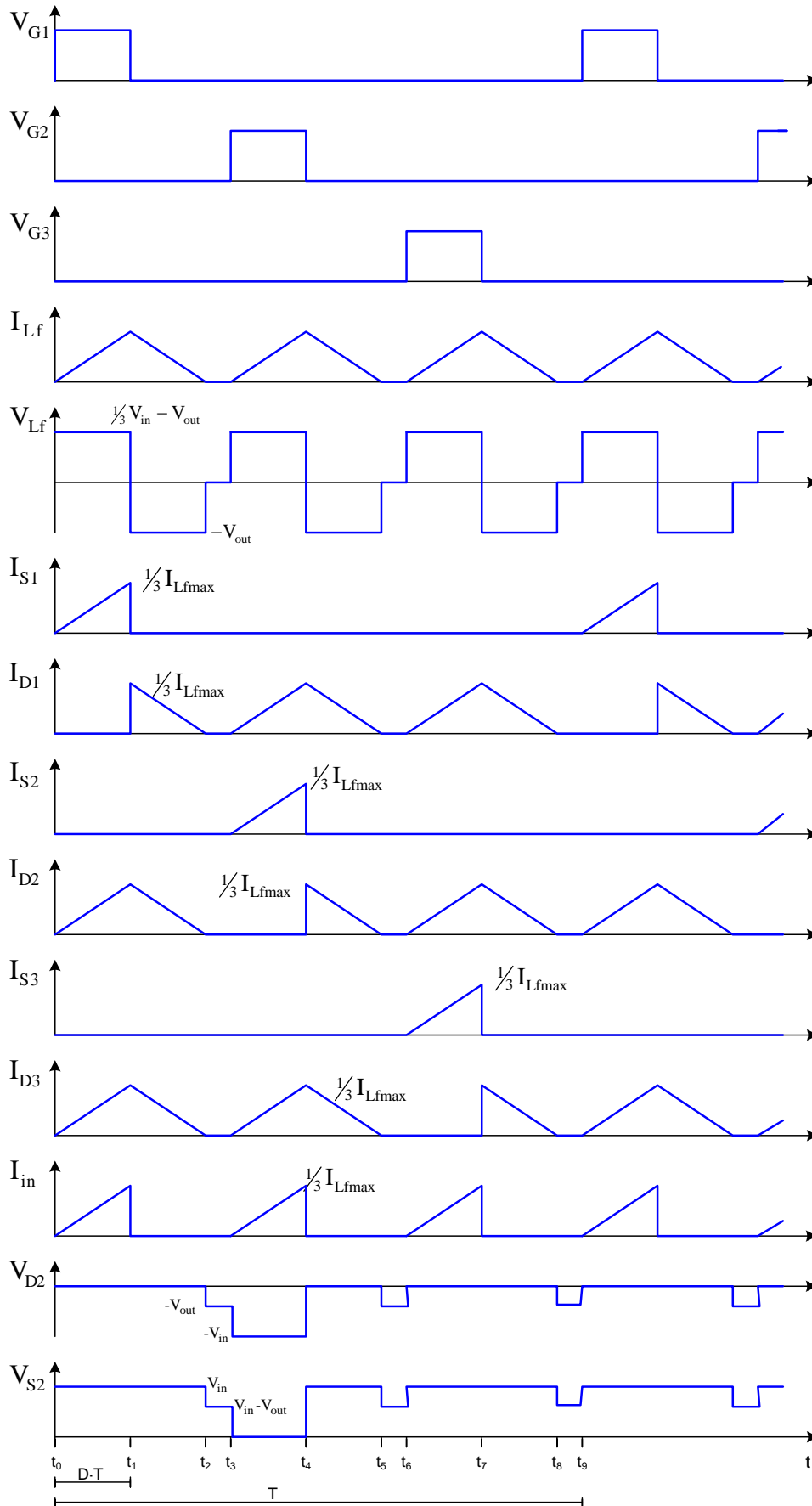


Fig. 2.8 – Formas de onda idealizadas para o conversor buck operando no MCD - região A.

### 2.2.6 Característica ideal de transferência estática no MCD

Apresenta-se a seguir a obtenção da característica ideal de transferência estática do conversor *buck* operando na região A e no MCD. Tal como no MCC, a análise a seguir será realizada considerando apenas um terço do período de comutação.

O ganho estático para este modo de operação é determinado através da corrente média da carga, e esta é a própria corrente média no indutor  $L_f$ . Desse modo, aplicando-se a definição de valor médio, através da forma de onda apresentada na Fig. 2.9, obtém-se:

$$I_o = \frac{1}{T/3} \cdot \int_0^{T/3} I_{L_f}(t) \cdot dt = \frac{3}{T} \cdot (A1 + A2) \quad (2.10)$$

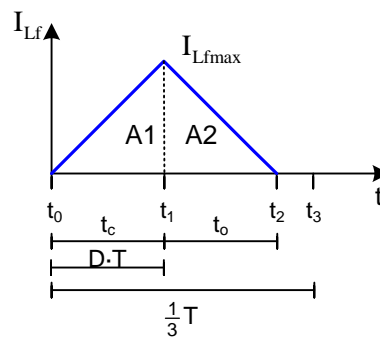


Fig. 2.9 – Corrente no Indutor  $L_f$  no MCD - região A.

Através da Fig. 2.9 pode-se determinar as áreas A1 e A2.

$$A1 = \frac{1}{2} \cdot I_{L_fmax} \cdot t_c \quad (2.11)$$

$$A2 = \frac{1}{2} \cdot I_{L_fmax} \cdot t_o \quad (2.12)$$

Considerando que a tensão média no indutor é nula, tem-se:

$$t_o = t_c \cdot \frac{\frac{1}{3}V_{in} - V_{out}}{V_{out}} \quad (2.13)$$

A expressão (2.14) indica que  $t_c$  é função da razão cíclica e do período. A corrente máxima do indutor é dada pela expressão (2.15). Substituindo estas expressões em (2.10), obtém-se a corrente média de saída, dada por (2.16).

$$t_c = D \cdot T \quad (2.14)$$

$$I_{L_fmax} = \frac{\frac{1}{3}V_{in} - V_{out}}{L_f} \cdot D \cdot T \quad (2.15)$$

$$I_o = \frac{V_{in} \cdot T \cdot D^2 \cdot (V_{in} - 3 \cdot V_{out})}{6 \cdot L_f \cdot V_{out}} \quad (2.16)$$

Dividindo numerador e denominador por  $V_{in}$ , considerando  $G_v$  como o ganho estático e reorganizando a equação, obtém-se:

$$\frac{6 \cdot L_f \cdot I_o}{V_{in} \cdot T} = \frac{D^2 \cdot (V_{in}/V_{in} - 3 \cdot V_{out}/V_{in})}{V_{out}/V_{in}} = \frac{D^2 \cdot (1 - 3 \cdot Gv)}{Gv} \quad (2.17)$$

Parametrizando a expressão (2.17), encontra-se:

$$\gamma = \frac{6 \cdot L_f \cdot I_o}{V_{in} \cdot T} = \frac{(1 - 3 \cdot Gv)}{Gv} \cdot D^2 \quad (2.18)$$

Reorganizando a expressão (2.18), obtém-se (2.19), que representa o ganho estático do conversor operando no MCD na região A.

$$Gv = \frac{D^2}{3 \cdot D^2 + \gamma} \quad (2.19)$$

A Fig. 2.10 apresenta o ganho estático do conversor em função da razão cíclica para diferentes valores do parâmetro  $\gamma$ .

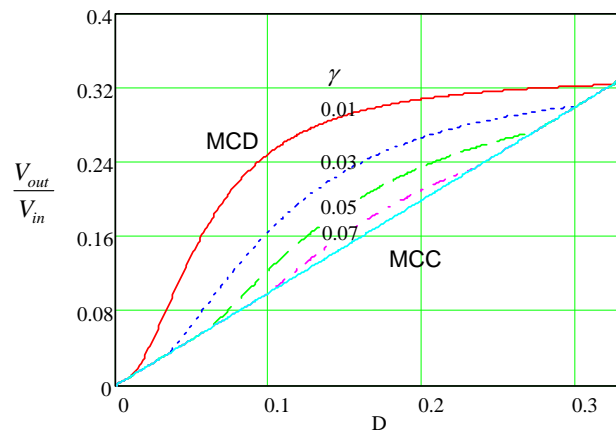


Fig. 2.10 – Característica ideal de transferência estática no MCD – região A.

### 2.2.7 Modo de condução crítica

A operação do conversor no modo de condução crítica é caracterizada como o limite entre a condução descontínua e a contínua no indutor  $L_f$ , ou seja, a corrente do indutor anula-se no exato instante em que um interruptor é comandado a conduzir, fazendo com que a corrente comece a crescer novamente.

Sendo a condução crítica o limite entre o MCC e o MCD, os ganhos estáticos para estes modos de operação são iguais quando o conversor opera em condução crítica. Portanto, a determinação do ganho crítico pode ser realizada substituindo a expressão (2.7) em (2.19). Assim, tem-se:

$$Gv_{crit} = \frac{Gv_{crit}^2}{3 \cdot Gv_{crit}^2 + \gamma} \quad (2.20)$$

Reorganizando os termos de (2.20) encontra-se:

$$Gv_{crit}^2 - \frac{1}{3} \cdot Gv_{crit} + \frac{\gamma}{3} = 0 \quad (2.21)$$

Resolvendo, obtém-se o ganho estático crítico do conversor.

$$Gv_{crit} = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 12 \cdot \gamma}}{6} \quad (2.22)$$

### 2.2.8 Característica externa

Através das análises de funcionamento do conversor para os diferentes modos de operação, pode-se agora determinar a característica externa do conversor *buck* operando na região A.

A Fig. 2.11 apresenta as curvas parametrizadas em função da carga, para diferentes razões cíclicas.

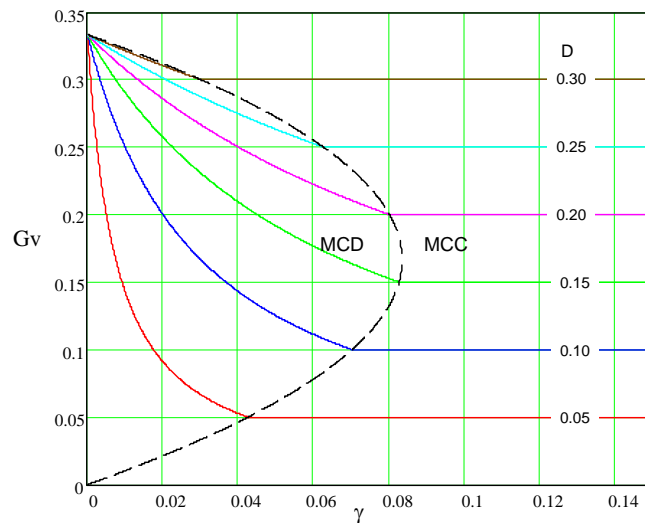


Fig. 2.11 – Característica externa do conversor buck - região A.

### 2.2.9 Ondulação da corrente de saída e indutância crítica

A ondulação da corrente no indutor de saída pode ser determinada através da observação da primeira etapa de funcionamento, ou seja, analisando a tensão aplicada ao indutor, dada em (2.1), bem como, o tempo de duração desta etapa, dado em (2.6). Assim, substituindo estas expressões em (2.23), obtém-se (2.24).

$$\Delta I_{Lf} = \frac{V_{Lf} \cdot \Delta t}{L_f} \quad (2.23)$$

$$\Delta I_{Lf} = \frac{(\frac{1}{3}V_{in} - V_{out}) \cdot D \cdot T}{L_f} \quad (2.24)$$

Como:

$$V_{out} = D \cdot V_{in} \quad (2.25)$$

Pode-se encontrar, após algumas manipulações, a expressão (2.26) que representa a ondulação da corrente em função da razão cíclica.

$$\Delta I_{Lf} = D \cdot (1 - 3 \cdot D) \cdot \frac{V_{in}}{3 \cdot Lf \cdot f} \quad (2.26)$$

Parametrizando a expressão (2.26), encontra-se (2.27), que está representada graficamente na Fig. 2.12, onde nota-se que a máxima ondulação de corrente ocorre quando a razão cíclica é um sexto. Neste caso, o parâmetro  $\beta$  é igual a um doze avos.

$$\beta = \frac{3 \cdot Lf \cdot f \cdot \Delta I_{Lf}}{V_{in}} = D \cdot (1 - 3 \cdot D) \quad (2.27)$$

A indutância pode ser determinada através da reorganização da expressão (2.27). Assim se obtém:

$$Lf = \beta \cdot \frac{V_{in}}{3 \cdot f \cdot \Delta I_{Lf}} \quad (2.28)$$

Considerando o ponto de máxima ondulação, pode-se obter (2.29). Contudo o conversor poderá não operar no ponto de máxima ondulação, e nestes casos deve-se considerar o ponto de operação e utilizar a expressão (2.28).

$$Lf = \frac{V_{in}}{36 \cdot f \cdot \Delta I_{Lf}} \quad (2.29)$$

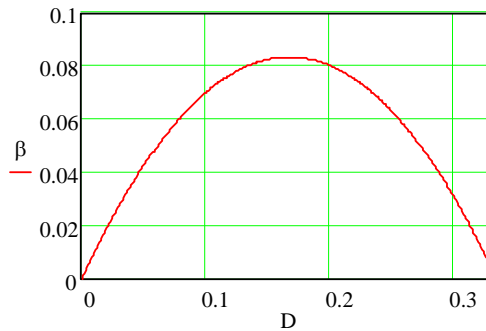


Fig. 2.12 – Ondulação da corrente parametrizada - região A.

Pode-se ainda determinar a indutância crítica, que é a mínima indutância necessária para manter o conversor operando no MCC, para uma dada condição de carga. Para tanto, primeiramente encontra-se  $\gamma$  para a condição de condução crítica, através da expressão (2.21). Desse modo se obtém (2.30).

$$\gamma = D_{crit} \cdot (1 - 3 \cdot D_{crit}) \quad (2.30)$$

Substituindo (2.30) em (2.18), obtém-se a indutância crítica, dada a seguir:

$$Lf_{crit} = D_{crit} \cdot (1 - 3 \cdot D_{crit}) \cdot \frac{V_{in} \cdot T}{6 \cdot I_o} \quad (2.31)$$

Parametrizando, obtém-se a expressão (2.32) que é mostrada graficamente na Fig. 2.13. Considerando o ponto de máxima ondulação, que ocorre quando a razão cíclica é um sexto, o parâmetro  $\overline{Lf_{crit}}$  será um doze avos, e assim se obtém (2.33).



$$\overline{Lf_{crit}} = Lf_{crit} \cdot \frac{6 \cdot I_o}{V_{in} \cdot T} = D_{crit} \cdot (1 - 3 \cdot D_{crit}) \quad (2.32)$$

$$Lf_{crit} = \frac{V_{in}}{72 \cdot f \cdot I_o} \quad (2.33)$$

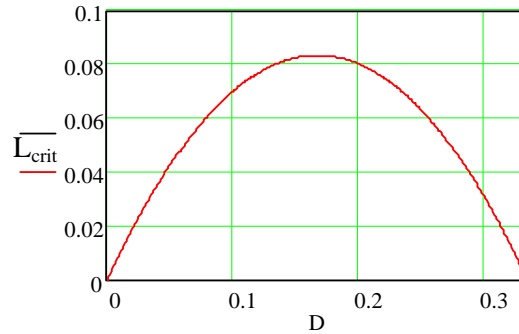


Fig. 2.13 – Indutância crítica parametrizada - região A.

### 2.2.10 Ondulação da tensão de saída

A ondulação da tensão de saída é função da carga fornecida ao capacitor e da sua capacitância, conforme expresso em (2.34). Assim, para determinar a ondulação de tensão deve-se primeiramente determinar a quantidade de carga fornecida ao capacitor. Para tanto, utiliza-se a Fig. 2.14, que mostra a corrente no capacitor de saída. Destaca-se que apenas a ondulação da corrente no indutor passa pelo capacitor.

$$\Delta V = \frac{\Delta Q}{C} \quad (2.34)$$

A carga do capacitor é dada pela integral da corrente com relação ao tempo, que corresponde à área A1 da Fig. 2.14. Dessa maneira se obtém (2.35).

$$\Delta Q = A1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_{Lf}}{2} \cdot \frac{1}{2} \cdot T \quad (2.35)$$

Assim:

$$\Delta Q = \frac{\Delta I_{Lf}}{24} \cdot T \quad (2.36)$$

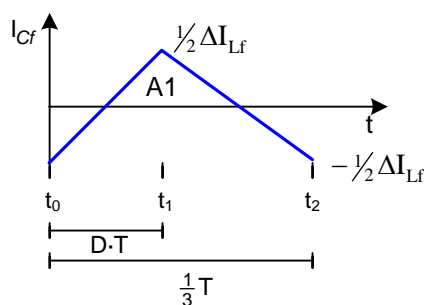


Fig. 2.14 – Corrente no capacitor de saída - região A.

Substituindo (2.36) em (2.34), obtém-se a expressão que determina a ondulação da tensão de saída.

$$\Delta V_{Cf} = \frac{\Delta I_{Lf} \cdot T}{24 \cdot Cf} \quad (2.37)$$

Reorganizando a expressão (2.37), pode-se obter o valor da capacitância a partir de uma ondulação de tensão especificada. Dessa forma se tem:

$$Cf = \frac{\Delta I_{Lf} \cdot T}{24 \cdot \Delta V_{Cf}} \quad (2.38)$$

### 2.2.11 Projeto do transformador

O projeto do transformador seguirá a metodologia apresentada em [55], pela qual se deve primeiramente estimar o produto das áreas ( $AeAw$ ) necessário para o transformador, depois escolher um núcleo comercial que atenda as necessidades, e por fim, determinar os parâmetros do transformador.

A Fig. 2.15 mostra a forma de onda da tensão sobre o enrolamento A1 do transformador e a intensidade de fluxo magnético na coluna A do núcleo.

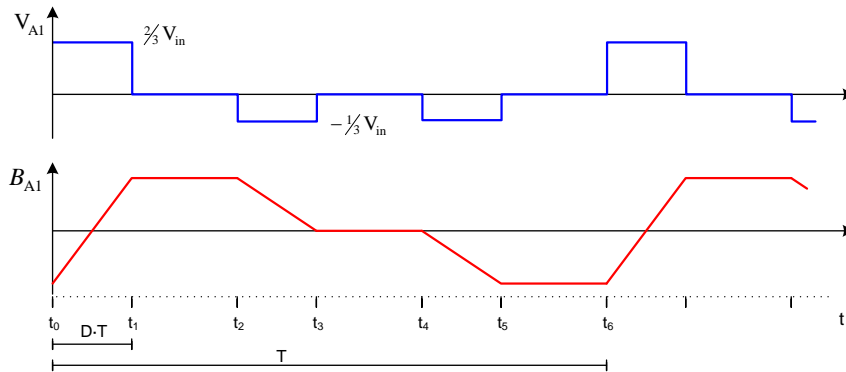


Fig. 2.15 – Tensão no enrolamento A1 e fluxo magnético na coluna A – região A.

Seja a Lei de Faraday:

$$V \cdot dt = N \cdot d\Phi \quad (2.39)$$

Considerando a tensão no enrolamento A1 e o tempo em que o enrolamento permanece sob esta tensão durante o intervalo de  $t_0$  até  $t_1$ , obtém-se:

$$\frac{2}{3} V_{in} \cdot D \cdot T = N \cdot \Delta B \cdot Ae \quad (2.40)$$

Reorganizando a expressão (2.40), e substituindo o período pela frequência, pode-se determinar  $Ae$ :

$$Ae = \frac{\frac{2}{3} V_{in} \cdot D}{N \cdot \Delta B \cdot f} \quad (2.41)$$

Para esta região de operação tem-se o pior caso, do ponto de vista de saturação do núcleo, quando a razão cíclica é um terço. Neste caso:

$$Ae = \frac{2/9 V_{in}}{N \cdot \Delta B \cdot f} \quad (2.42)$$

Considerando-se as relações:

$$N \cdot I_{ef} = A_C \cdot J = K_C \cdot Aw \cdot J \quad (2.43)$$

Onde:

N – Número de espiras do enrolamento;

$I_{ef}$  – Corrente eficaz no enrolamento;

$K_C$  – Fator de ocupação da janela pelo enrolamento;

$Aw$  – Área da janela do núcleo;

J – Densidade de corrente.

Desprezando a ondulação de corrente no indutor de saída, pode-se considerar a corrente em cada enrolamento como um terço da corrente de saída. Dessa forma se obtém:

$$Aw = \frac{N \cdot 1/3 I_{out}}{K_C \cdot J} \quad (2.44)$$

O produto das expressões (2.41) e (2.44) define o produto das áreas do núcleo, ‘ $AeAw$ ’. Com o auxílio da expressão (2.45) pode-se escolher o núcleo a ser empregado.

$$AeAw = \frac{2}{9} \cdot \frac{P_{out}}{K_C \cdot J \cdot \Delta B \cdot f} \quad (2.45)$$

Após o núcleo ser escolhido, determina-se o número de espiras do enrolamento através da reorganização da expressão (2.41).

### 2.3 Conversor *buck* operando na região B ( $1/3 < D < 2/3$ )

A seguir será realizada a análise do conversor operando nos modos de condução contínuo e descontínuo. No MCC o conversor opera com a célula nos estados dois e três, conforme descrito no capítulo anterior. Já no MCD, além desses estados, ocorre também o estado neutro.

Serão apresentadas as etapas de operação do conversor, as principais formas de onda, a característica de transferência estática, bem como, a característica externa do conversor. Serão mostradas ainda, as ondulações da corrente e da tensão de saída.

#### 2.3.1 Etapas de operação no MCC

Na seqüência, a operação do conversor é descrita etapa a etapa, as quais estão ilustradas na Fig. 2.16. Como condição inicial, considera-se que o interruptor S3 e os diodos D1 e D2 estão em condução, tendo em vista que o conversor está operando na região B e no MCC.

##### 1ª Etapa ( $t_0 < t < t_1$ )

No instante  $t_0$  o interruptor S1 entra em condução, e o diodo D1 bloqueia. A Fig. 2.16a mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_1$  com o bloqueio do interruptor S3.

Devido ao efeito magnético do transformador, as correntes nos três enrolamentos são idênticas. Logo a corrente do indutor de saída divide-se em três: uma parte passa pelo enrolamento B1 e pelo diodo D2, e as outras passam pelos enrolamentos A1 e C1 e pelos interruptores S1 e S3, respectivamente.

A Fig. 2.17a mostra, de maneira simplificada, como os enrolamentos do transformador estão conectados ao restante do circuito durante a primeira etapa de operação. Considerando que todos os enrolamentos apresentam o mesmo número de espiras, ou seja,  $A1=B1=C1$ , pode-se notar que a tensão aplicada no enrolamento B1 durante esta etapa é dois terços da tensão de entrada.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.18a, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a primeira etapa.

$$V_{L_f} = \frac{2}{3}V_{in} - V_{out} \quad (2.46)$$

#### **2ª Etapa ( $t_1 < t < t_2$ )**

No instante  $t_1$  o interruptor S3 bloqueia, e o diodo D3 entra em condução. A Fig. 2.16b mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_2$  com a entrada em condução do interruptor S2.

A Fig. 2.17b mostra, de maneira simplificada, como os enrolamentos do transformador estão conectados ao restante do circuito durante a segunda etapa de operação. Pode-se observar que a tensão aplicada aos enrolamentos C1 e B1 durante esta etapa é um terço da tensão de entrada.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.18b, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a segunda etapa.

$$V_{L_f} = \frac{1}{3}V_{in} - V_{out} \quad (2.47)$$

#### **3ª Etapa ( $t_2 < t < t_3$ )**

No instante  $t_2$  o interruptor S2 entra em condução, e o diodo D2 bloqueia. A Fig. 2.16c mostra esta etapa de operação, cujo término ocorre no instante  $t_3$  com o bloqueio do interruptor S1.

O comportamento do circuito durante esta etapa de operação é similar à primeira etapa, diferindo apenas no tocante aos interruptores que estão em condução. Por conseguinte, a forma de ligação dos enrolamentos e suas respectivas tensões variam. Porém, para efeito da análise do circuito externo à célula de quatro estados, esse não apresenta diferenças. Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.18a.

#### **4ª Etapa ( $t_3 < t < t_4$ )**

No instante  $t_3$  o interruptor S1 bloqueia, e o diodo D1 entra em condução. A Fig. 2.16d mostra esta etapa de operação, que tem seu final no instante  $t_4$  com a entrada em condução do interruptor S3.

Esta etapa de operação é similar à segunda, e para efeito de análise do circuito externo à célula de quatro estados, não apresenta diferenças. Dessa forma, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.18b.

### 5ª Etapa ( $t_4 < t < t_5$ )

No instante  $t_4$  o interruptor S3 entra em condução, e o diodo D3 bloqueia. A Fig. 2.16e mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_5$  com o bloqueio do interruptor S2.

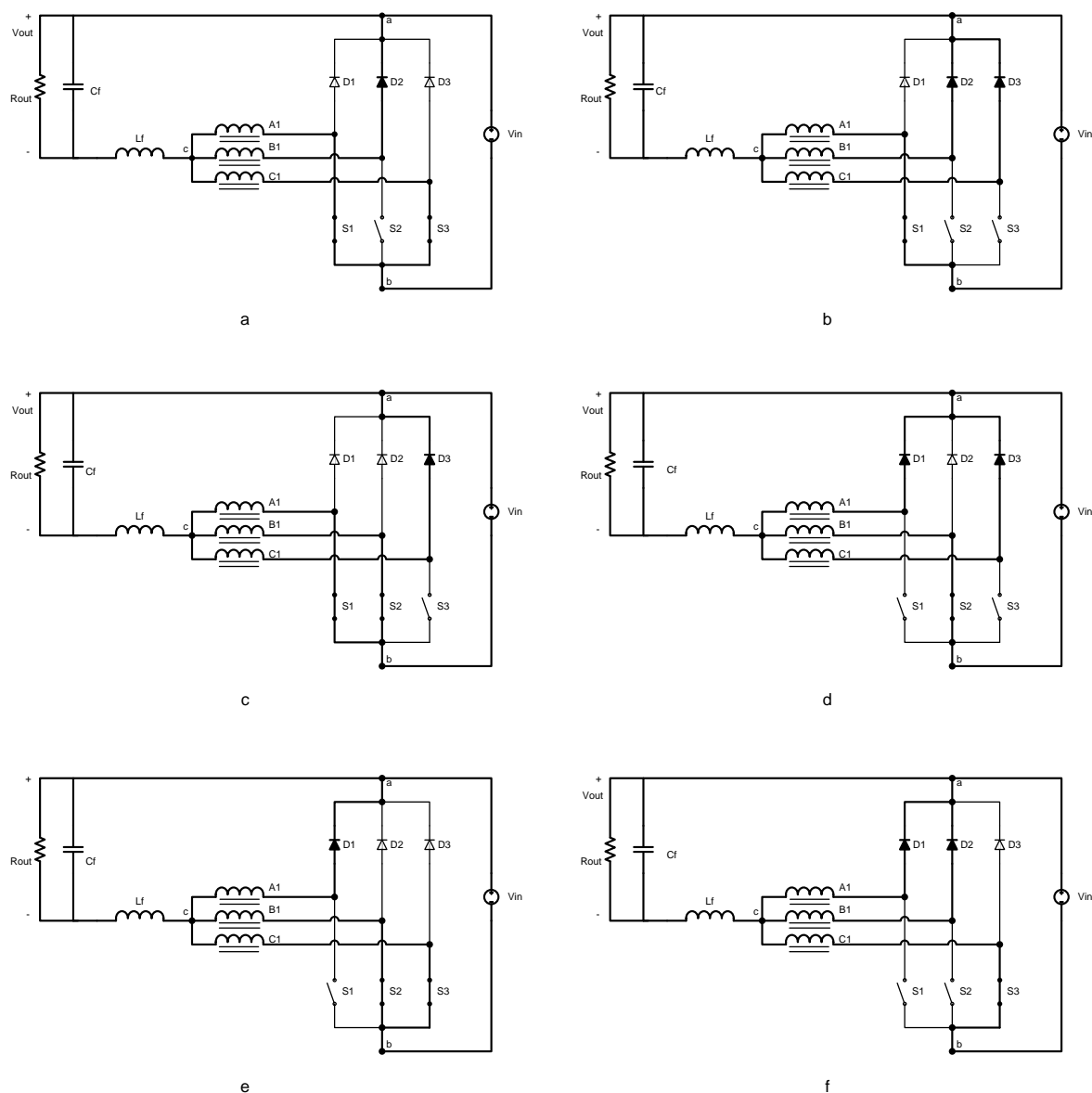


Fig. 2.16 - Etapas de operação no MCC – região B.

A exemplo da terceira etapa, o comportamento do circuito durante esta etapa é similar à primeira, diferindo apenas no tocante aos interruptores que estão em condução, e por consequência, na forma de ligação dos enrolamentos e suas respectivas tensões. Analisando o circuito externo à célula de quatro estados, esse não apresenta diferenças em relação à terceira etapa. Desse modo, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.18a.

### 6ª Etapa ( $t_5 < t < t_6$ )

No instante  $t_5$  o interruptor S2 bloqueia, e o diodo D2 entra em condução. A Fig. 2.16f mostra esta etapa de operação, a qual tem seu final no instante  $t_6$ , com a entrada em condução do interruptor S1, iniciando um novo período de comutação.

Esta etapa de operação é similar à segunda, e para efeito de análise do circuito externo à célula de quatro estados, não apresenta diferenças. Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.18b.

A Tabela 2.3 apresenta de maneira simplificada os estados dos interruptores e diodos para cada etapa de operação do conversor.

Tabela 2.3 – Etapas de operação no MCC – Região B.

	X → conduzindo	- → não conduzindo				
	S1	S2	S3	D1	D2	D3
1ª Etapa	X	-	X	-	X	-
2ª Etapa	X	-	-	-	X	X
3ª Etapa	X	X	-	-	-	X
4ª Etapa	-	X	-	X	-	X
5ª Etapa	-	X	X	X	-	-
6ª Etapa	-	-	X	X	X	-

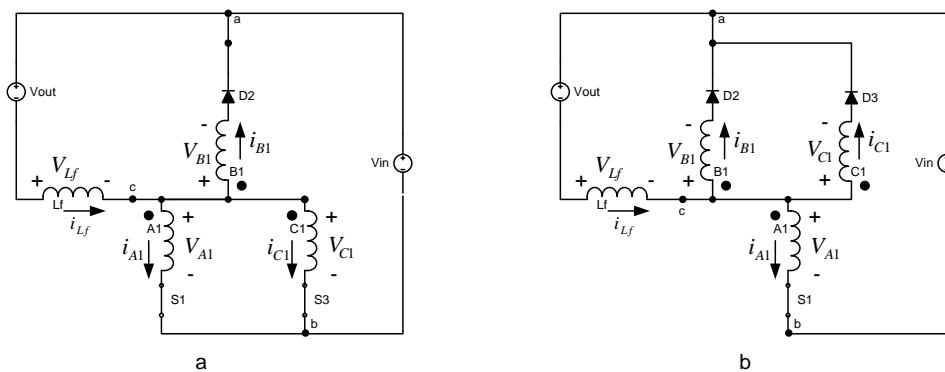


Fig. 2.17 – Etapas de operação no MCC - região B - circuitos simplificados.

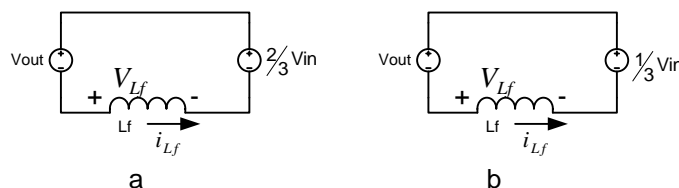


Fig. 2.18 – Etapas de operação no MCC - região B - circuitos equivalentes.

### 2.3.2 Formas de onda básicas no MCC

Na Fig. 2.19, são ilustradas as principais formas de onda para operação ideal deste conversor no MCC.

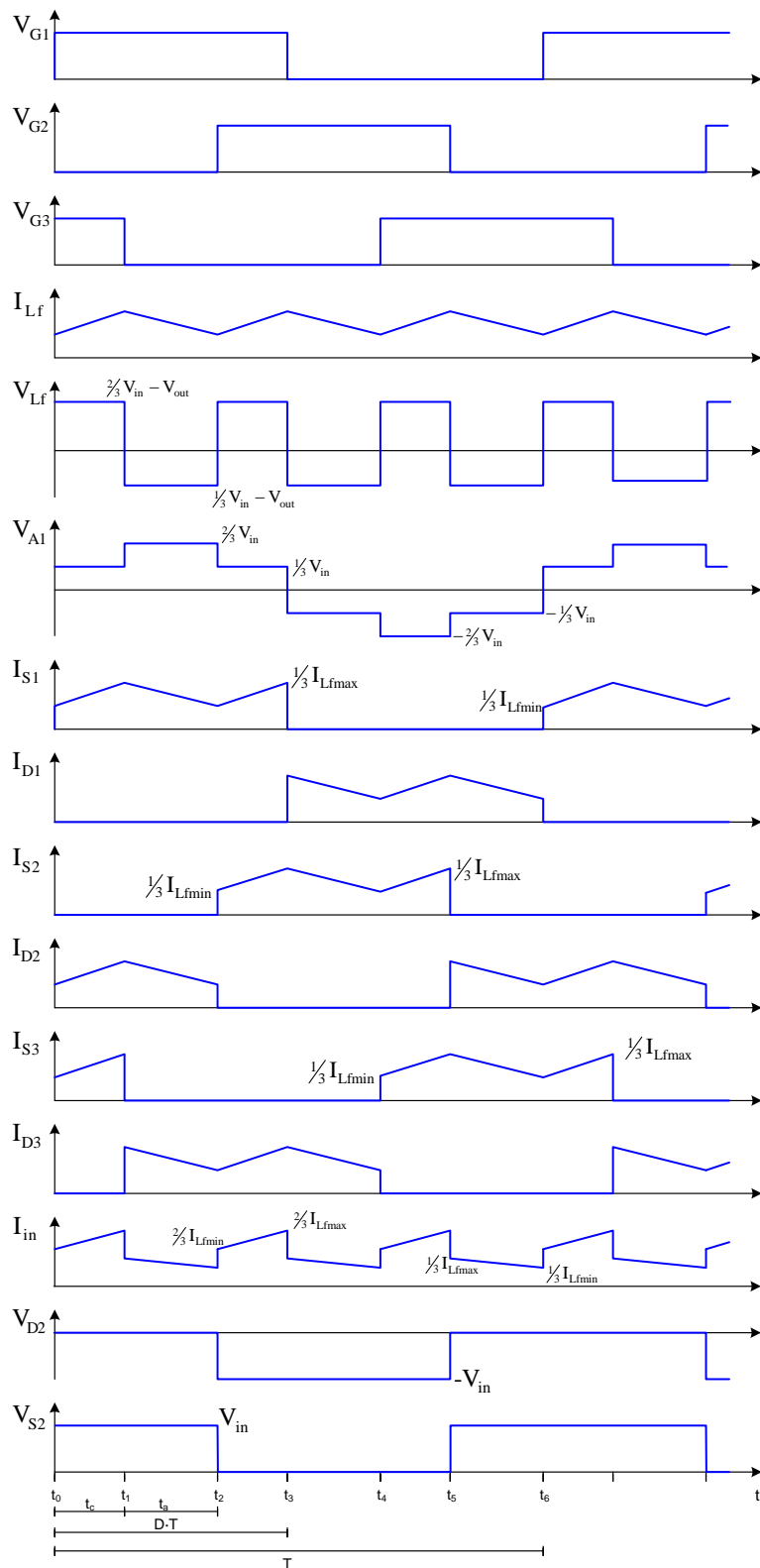


Fig. 2.19 – Formas de onda idealizadas para o conversor buck operando no MCC - região B.

### 2.3.3 Característica ideal de transferência estática no MCC

A relação entre o ganho estático e a razão cíclica do conversor é obtida através do balanço de energia do conversor, considerando este ideal. Dessa forma, apresenta-se a obtenção da característica de transferência estática do conversor *buck* operando na região B.

Pode-se observar que do ponto de vista da transferência de energia, as etapas de operação repetem-se a cada um terço de período. Portanto, a análise a seguir será realizada considerando apenas um terço do período de comutação.

$$W_{Vin} = W_{Vout} \quad (2.48)$$

Onde:

$$W_{Vin} = V_{in} \cdot \frac{2}{3} I_{Lf} \cdot t_c + V_{in} \cdot \frac{1}{3} I_{Lf} \cdot t_a \quad (2.49)$$

$$W_{Vout} = V_{out} \cdot I_{Lf} \cdot \frac{T}{3} \quad (2.50)$$

Como:

$$t_c = (D - \frac{1}{3}) \cdot T \quad (2.51)$$

$$t_a = (\frac{2}{3} - D) \cdot T \quad (2.52)$$

Substituindo as expressões (2.51) e (2.52) em (2.49), bem como, (2.50) e (2.49) em (2.48), e reorganizando as variáveis, obtém-se a expressão (2.53). Esta representa o ganho estático do conversor *buck* no MCC.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = D \quad (2.53)$$

A Fig. 2.20 apresenta o ganho estático em função da razão cíclica para a região de operação B no MCC.

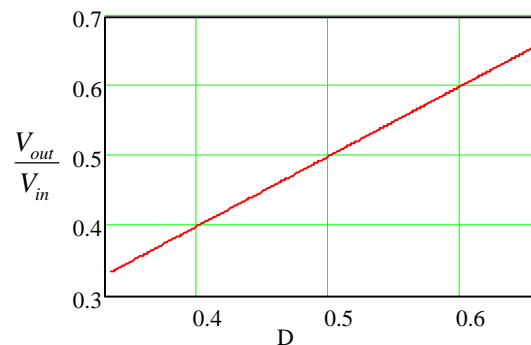


Fig. 2.20 – Característica ideal de transferência estática no MCC – região B.



### 2.3.4 Etapas de operação no MCD

A operação do conversor no modo de condução descontínuo é caracterizada pela corrente descontínua no indutor  $L_f$ , ou seja, a corrente do indutor é nula durante um intervalo de tempo.

As etapas de operação do conversor operando em MCD são semelhantes às etapas do conversor operando em MCC, exceto pelo surgimento de etapas intermediárias em que a corrente no indutor  $L_f$  é nula. Dessa forma, no MCD o conversor apresenta nove etapas de funcionamento, sendo que seis delas são idênticas às já descritas para o MCC, e as outras três são etapas em que a corrente no indutor  $L_f$  é nula, ou seja, é o estado neutro citado no capítulo anterior.

A seguir, a operação do conversor é descrita etapa a etapa, as quais estão ilustradas na Fig. 2.16 e na Fig. 2.21. Como condição inicial, considera-se que os diodos estão bloqueados e que apenas o interruptor S3 está habilitado a conduzir. Porém, não está conduzindo, pois a corrente no indutor  $L_f$  é nula.

#### 1ª Etapa ( $t_0 < t < t_1$ )

No instante  $t_0$  o interruptor S1 entra em condução, e devido ao efeito magnético do transformador, o interruptor S3, que já estava habilitado a conduzir, e o diodo D2 também entram em condução.

A Fig. 2.16a mostra esta etapa de operação, na qual os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_1$  com o bloqueio do interruptor S3.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.18a, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a primeira etapa.

$$V_{L_f} = \frac{2}{3} V_{in} - V_{out} \quad (2.54)$$

#### 2ª Etapa ( $t_1 < t < t_2$ )

No instante  $t_1$  o interruptor S3 bloqueia, e o diodo D3 entra em condução. A Fig. 2.16b mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_2$  quando a corrente no indutor de saída atinge o nível zero, e assim, os diodos D2 e D3 bloqueiam naturalmente, e o interruptor S1, apesar de estar com sinal de comando, não conduz.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.18b, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a segunda etapa.

$$V_{L_f} = \frac{1}{3} V_{in} - V_{out} \quad (2.55)$$

#### 3ª Etapa ( $t_2 < t < t_3$ )

No instante  $t_2$ , a corrente do indutor de saída atinge o nível zero, ocasionando o bloqueio natural dos diodos D2 e D3. Apesar de o interruptor S1 estar com sinal de comando, ele não conduz. Assim, durante esta etapa, a energia da carga é suprida apenas pelo capacitor de saída.

A Fig. 2.21 mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_3$  com a entrada em condução do interruptor S2.

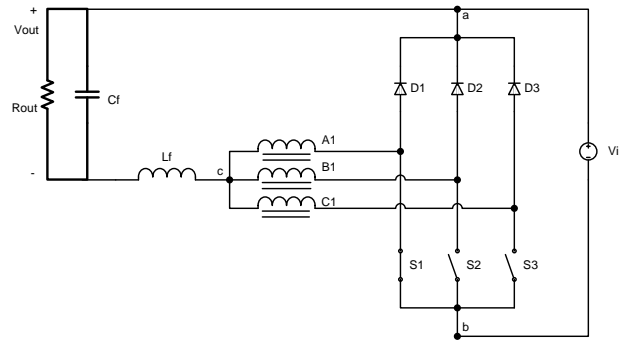


Fig. 2.21 – Terceira etapa de operação no MCD – região B.

#### 4ª Etapa ( $t_3 < t < t_4$ )

No instante  $t_3$  o interruptor S2 entra em condução. Dessa forma, devido ao efeito magnético do transformador, o interruptor S1 que já estava habilitado a conduzir e o diodo D3 também entram em condução, provocando o surgimento de corrente no indutor Lf.

Nota-se que esta etapa é similar à terceira etapa no MCC. A Fig. 2.16c mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_4$  com o bloqueio do interruptor S1. O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.18a.

#### 5ª Etapa ( $t_4 < t < t_5$ )

No instante  $t_4$  o interruptor S1 é comandado a bloquear, e o diodo D1 entra em condução. A Fig. 2.16d mostra esta etapa de operação, que tem seu final no instante  $t_5$  quando a corrente no indutor de saída atinge o nível zero.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.18b.

#### 6ª Etapa ( $t_5 < t < t_6$ )

No instante  $t_5$ , a corrente do indutor Lf atinge o nível zero, ocasionando o bloqueio natural dos diodos D1 e D3. Esta etapa é semelhante à terceira, que é mostrada na Fig. 2.21, diferindo apenas no tocante ao interruptor habilitado a conduzir, que agora se trata do interruptor S2. O final desta etapa ocorre no instante  $t_6$  com a entrada em condução do interruptor S3.

#### 7ª Etapa ( $t_6 < t < t_7$ )

No instante  $t_6$  o interruptor S3 entra em condução. Assim, devido ao efeito magnético do transformador, o interruptor S2 que já estava habilitado a conduzir e o diodo D1 também entram em condução, provocando o surgimento de corrente no indutor.

Nota-se que esta etapa é similar à quinta, no MCC, de forma que a Fig. 2.16e mostra esta etapa de operação. O final desta etapa ocorre no instante  $t_7$  com o bloqueio do interruptor S2. O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.18a.

#### 8ª Etapa ( $t_7 < t < t_8$ )

No instante  $t_7$  o interruptor S2 bloqueia, e o diodo D2 entra em condução. A Fig. 2.16f mostra esta etapa de operação. O término desta etapa ocorre no instante  $t_8$  quando a corrente no indutor de saída atinge o nível zero.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.18b.

#### 9ª Etapa ( $t_8 < t < t_9$ )

No instante  $t_8$ , a corrente do indutor  $L_f$  atinge o nível zero, ocasionando o bloqueio natural dos diodos D1 e D2. Esta etapa é semelhante à terceira, que é mostrada na Fig. 2.21, diferindo apenas no tocante ao interruptor habilitado a conduzir, que desta vez trata-se do interruptor S3. O final desta etapa ocorre no instante  $t_9$  com a entrada em condução do interruptor S1, dando início a um novo período de comutação.

A Tabela 2.4 apresenta os estados dos interruptores e diodos para cada etapa de operação do conversor.

Tabela 2.4 – Etapas de operação no MCD – região B.

X → conduzindo/habilitado    - → não conduzindo

	S1	S2	S3	D1	D2	D3
1ª Etapa	X	-	X	-	X	-
2ª Etapa	X	-	-	-	X	X
3ª Etapa	X	-	-	-	-	-
4ª Etapa	X	X	-	-	-	X
5ª Etapa	-	X	-	X	-	X
6ª Etapa	-	X	-	-	-	-
7ª Etapa	-	X	X	X	-	-
8ª Etapa	-	-	X	X	X	-
9ª Etapa	-	-	X	-	-	-

### 2.3.5 Formas de onda básicas no MCD

Na Fig. 2.22, são ilustradas as principais formas de onda para operação ideal deste conversor no MCD.

### 2.3.6 Característica ideal de transferência estática no MCD

A característica de transferência estática do conversor *buck* operando na região B e em MCD é obtida, tal como no MCC, através da análise de um terço do período de comutação.

O ganho estático ' $G_v$ ' para este modo de operação é determinado através da corrente média de carga, a qual é a própria corrente média no indutor  $L_f$ . Desse modo, através da forma de onda apresentada na Fig. 2.23, e aplicando-se a definição de valor médio, obtém-se:

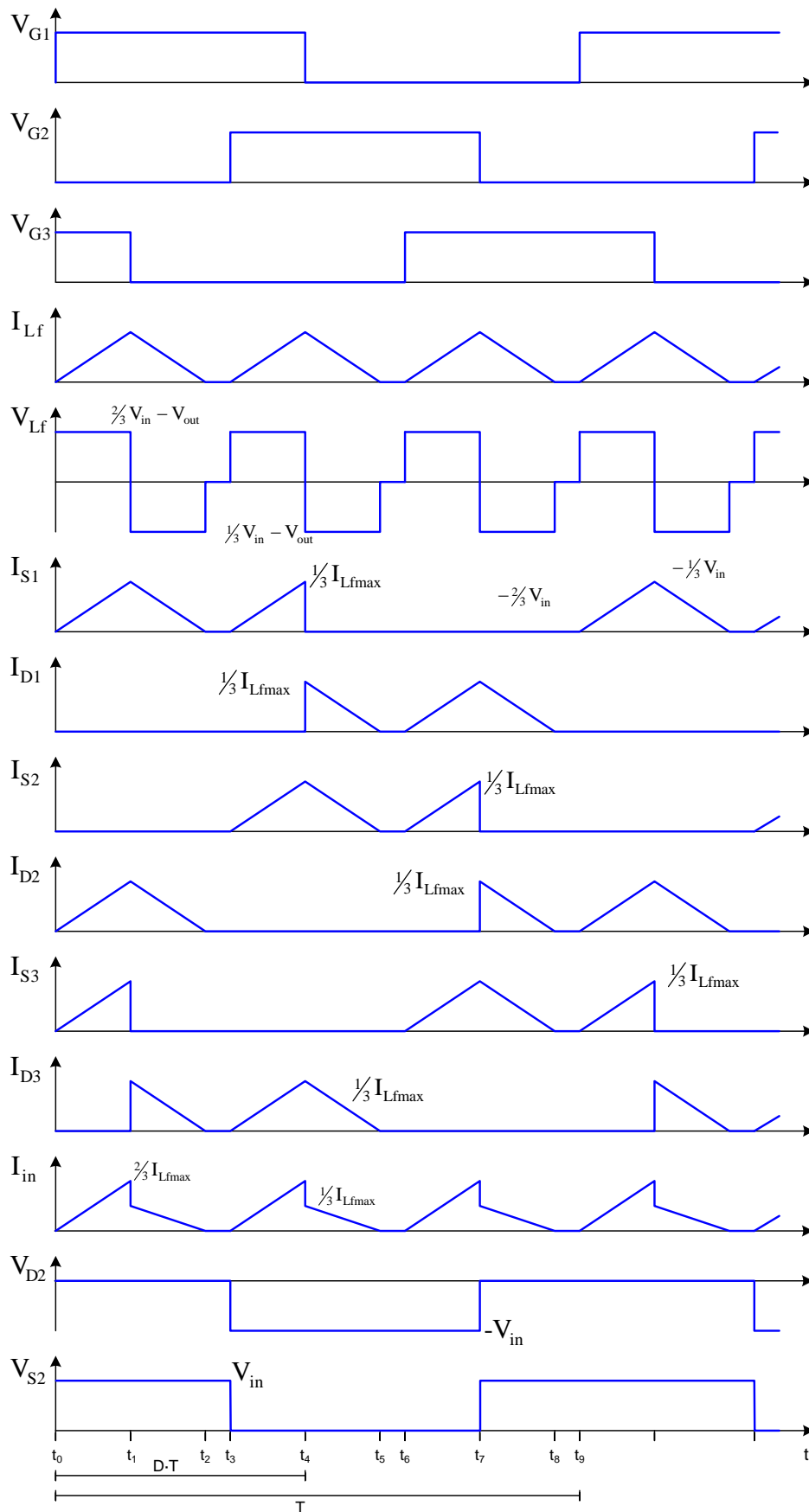


Fig. 2.22 – Formas de onda idealizadas para o conversor buck operando no MCD - região B.

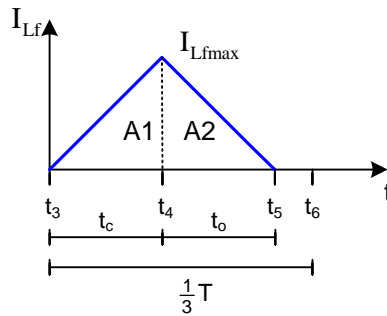


Fig. 2.23 – Corrente no indutor  $L_f$  no MCD - região B.

$$I_o = \frac{1}{T/3} \cdot \int_0^{T/3} I_{L_f}(t) \cdot dt = \frac{3}{T} \cdot (A1 + A2) \quad (2.56)$$

Através da Fig. 2.23 pode-se determinar as áreas A1 e A2.

$$A1 = \frac{1}{2} \cdot I_{L_fmax} \cdot t_c \quad (2.57)$$

$$A2 = \frac{1}{2} \cdot I_{L_fmax} \cdot t_o \quad (2.58)$$

Considerando que a tensão média no indutor é nula, tem-se:

$$t_o = t_c \cdot \frac{\frac{2}{3}V_{in} - V_{out}}{V_{out} - \frac{1}{3}V_{in}} \quad (2.59)$$

Tendo em vista que  $t_c$  é função da razão cíclica e do período, como mostra a expressão (2.60), e a corrente máxima do indutor é dada pela expressão (2.61), pode-se então substituir estas expressões em (2.56), obtendo a corrente média de saída, dada por (2.62).

$$t_c = (D - \frac{1}{3}) \cdot T \quad (2.60)$$

$$I_{L_fmax} = \frac{\frac{2}{3}V_{in} - V_{out}}{L_f} \cdot (D - \frac{1}{3}) \cdot T \quad (2.61)$$

$$I_o = \frac{V_{in} \cdot T \cdot (D - \frac{1}{3})^2 \cdot (\frac{2}{3} \cdot V_{in} - V_{out})}{2 \cdot L_f \cdot (V_{out} - \frac{1}{3} \cdot V_{in})} \quad (2.62)$$

Dividindo numerador e denominador por  $V_{in}$ , considerando  $Gv$  como o ganho estático e reorganizando a equação, obtém-se:

$$I_o = \frac{V_{in} \cdot T \cdot (D - \frac{1}{3})^2 \cdot (\frac{2}{3} \cdot \frac{V_{in}}{V_{in}} - \frac{V_{out}}{V_{in}})}{2 \cdot L_f \cdot (\frac{V_{out}}{V_{in}} - \frac{1}{3} \cdot \frac{V_{in}}{V_{in}})} = \frac{V_{in} \cdot T \cdot (D - \frac{1}{3})^2 \cdot (2 - 3Gv)}{6 \cdot L_f \cdot (Gv - \frac{1}{3})} \quad (2.63)$$

Parametrizando a expressão (2.63), obtém-se:

$$\gamma = \frac{6 \cdot L_f \cdot I_o}{V_{in} \cdot T} = \frac{(D - \frac{1}{3})^2 \cdot (2 - 3 \cdot Gv)}{(Gv - \frac{1}{3})} \quad (2.64)$$

Reorganizando a expressão (2.64), obtém-se (2.65), que representa o ganho estático do conversor operando no MCD na região B.

$$Gv = \frac{2 \cdot (D - \frac{1}{3})^2 + \frac{1}{3} \cdot \gamma}{3 \cdot (D - \frac{1}{3})^2 + \gamma} \quad (2.65)$$

A Fig. 2.24 apresenta o ganho estático do conversor em função da razão cíclica para diferentes valores do parâmetro  $\gamma$ .

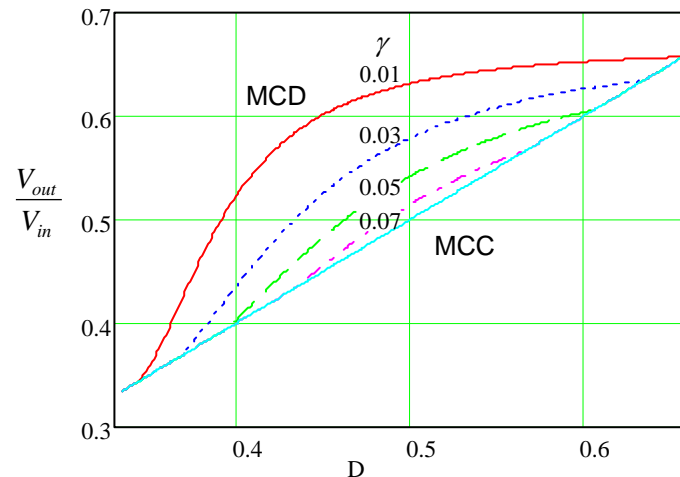


Fig. 2.24 – Característica ideal de transferência estática no MCD – região B.

### 2.3.7 Modo de condução crítica

A operação do conversor no modo de condução crítica é caracterizada como o limite entre o MCC e MCD. Assim, os ganhos estáticos para estes modos de operação são iguais quando o conversor opera em condução crítica.

Para o ganho crítico, obtém-se (2.66) a partir da expressão (2.53):

$$D_{crit} = Gv_{crit} \quad (2.66)$$

Substituindo a expressão (2.66) em (2.65), e reorganizando as variáveis para o ganho crítico, obtém-se:

$$Gv_{crit} = \frac{2 \cdot (Gv_{crit} - \frac{1}{3})^2 + \frac{1}{3} \cdot \gamma}{3 \cdot (Gv_{crit} - \frac{1}{3})^2 + \gamma} \quad (2.67)$$

$$9 \cdot Gv_{crit}^2 - 9 \cdot Gv_{crit} + (2 + 3\gamma) = 0 \quad (2.68)$$

Resolvendo, obtém-se o ganho estático crítico do conversor.

$$Gv_{crit} = \frac{3 \pm \sqrt{1 - 12 \cdot \gamma}}{6} \quad (2.69)$$

### 2.3.8 Característica externa

Através das análises de funcionamento do conversor para os diferentes modos de operação, pode-se agora determinar a característica externa do conversor *buck* operando na região B.

A Fig. 2.25 apresenta as curvas para diferentes razões cíclicas, parametrizadas em função da carga.

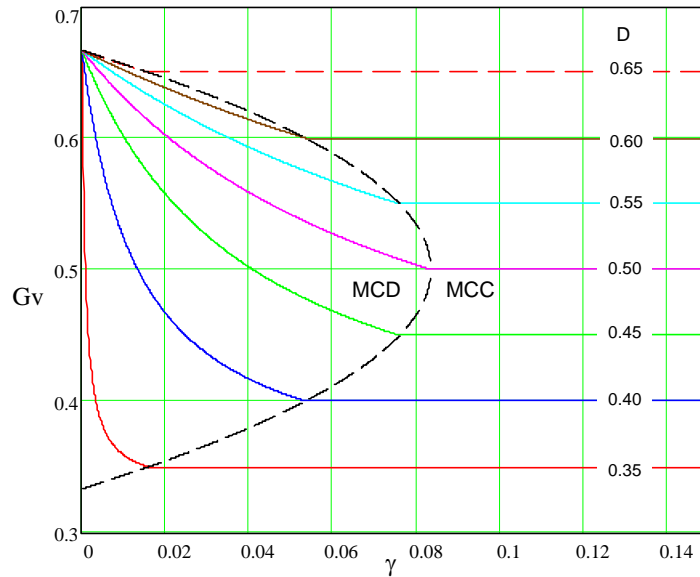


Fig. 2.25 – Característica externa do conversor buck - região B.

### 2.3.9 Ondulação da corrente de saída e indutância crítica

A ondulação da corrente no indutor de saída pode ser determinada através da observação da terceira etapa de funcionamento. Analisando a tensão aplicada ao indutor, dada em (2.46), bem como o tempo de duração desta etapa, dado em (2.51), e substituindo estas expressões em (2.70), obtém-se (2.71).

$$\Delta I_{Lf} = \frac{V_{Lf} \cdot \Delta t}{L_f} \quad (2.70)$$

$$\Delta I_{Lf} = \frac{(\frac{2}{3}V_{in} - V_{out}) \cdot (D - \frac{1}{3}) \cdot T}{L_f} \quad (2.71)$$

Como:

$$V_{out} = D \cdot V_{in} \quad (2.72)$$

Pode-se encontrar, após algumas manipulações, a expressão (2.73) que representa a ondulação da corrente em função da razão cíclica.

$$\Delta I_{Lf} = \left( \frac{2}{3} - D \right) \cdot (3 \cdot D - 1) \cdot \frac{V_{in}}{3 \cdot L_f \cdot f} \quad (2.73)$$

Parametrizando a expressão (2.73), obtém-se (2.74), que está apresentada graficamente na Fig. 2.26, onde nota-se que a máxima ondulação de corrente ocorre quando a razão cíclica é um meio. Neste caso, o parâmetro  $\beta$  é igual a um doze avos.

$$\beta = \frac{3 \cdot L_f \cdot f \cdot \Delta I_{Lf}}{V_{in}} = \left( \frac{2}{3} - D \right) \cdot (3 \cdot D - 1) \quad (2.74)$$

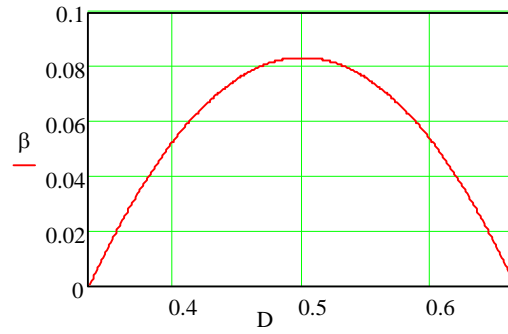


Fig. 2.26 – Ondulação da corrente parametrizada - região B.

A indutância pode ser determinada através da reorganização da expressão (2.74). Desse modo, obtém-se:

$$Lf = \beta \cdot \frac{V_{in}}{3 \cdot f \cdot \Delta I_{Lf}} \quad (2.75)$$

Considerando o ponto de máxima ondulação, pode-se obter (2.76). Contudo o conversor poderá não operar no ponto de máxima ondulação. Nestes casos, deve-se considerar o ponto de operação e utilizar a expressão (2.75).

$$Lf = \frac{V_{in}}{36 \cdot f \cdot \Delta I_{Lf}} \quad (2.76)$$

Pode-se ainda determinar a indutância crítica, que é a mínima indutância necessária para manter o conversor operando no MCC, para uma dada condição de carga. Para tanto, primeiramente encontra-se  $\gamma$  para a condição de condução crítica, através das expressões (2.65) e (2.66). Dessa forma, obtém-se (2.77).

$$\gamma = \left( \frac{2}{3} - D_{crit} \right) \cdot (3 \cdot D_{crit} - 1) \quad (2.77)$$

Substituindo (2.64) em (2.77), obtém-se a indutância crítica, dada a seguir:

$$Lf_{crit} = \left( \frac{2}{3} - D_{crit} \right) \cdot (3 \cdot D_{crit} - 1) \cdot \frac{V_{in} \cdot T}{6 \cdot I_o} \quad (2.78)$$

Parametrizando, obtém-se a expressão (2.79) que é mostrada graficamente na Fig. 2.27. Considerando o ponto de máxima ondulação, que ocorre quando a razão cíclica é um meio, o parâmetro  $\overline{Lf_{crit}}$  será um doze avos. Assim se obtém (2.80).

$$\overline{Lf_{crit}} = Lf_{crit} \cdot \frac{6 \cdot I_o}{V_{in} \cdot T} = \left( \frac{2}{3} - D_{crit} \right) \cdot (3 \cdot D_{crit} - 1) \quad (2.79)$$

$$Lf_{crit} = \frac{V_{in}}{72 \cdot f \cdot I_o} \quad (2.80)$$



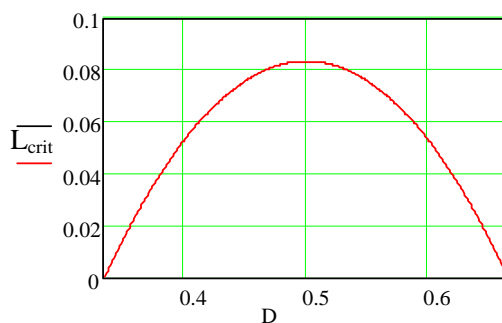


Fig. 2.27 – Indutância crítica parametrizada - região B.

### 2.3.10 Ondulação da tensão de saída

A ondulação da tensão de saída é função da carga fornecida ao capacitor e da sua capacitância, conforme expresso em (2.81). Assim, para determinar a ondulação de tensão deve-se primeiramente determinar a quantidade de carga fornecida ao capacitor. Para tanto, utiliza-se a Fig. 2.28, que mostra a corrente no capacitor de saída. Salienta-se que apenas a ondulação da corrente no indutor passa pelo capacitor.

$$\Delta V = \frac{\Delta Q}{C} \quad (2.81)$$

A carga do capacitor é dada pela integral da corrente com relação ao tempo, que corresponde à área A1 da Fig. 2.28. Dessa maneira se obtém (2.82).

$$\Delta Q = A1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_{Lf}}{2} \cdot \left( \frac{1}{6} \cdot T \right) \quad (2.82)$$

Assim:

$$\Delta Q = \frac{\Delta I_{Lf}}{24} \cdot T \quad (2.83)$$

Substituindo (2.83) em (2.81), obtém-se a expressão que determina a ondulação da tensão de saída.

$$\Delta V_{Cf} = \frac{\Delta I_{Lf} \cdot T}{24 \cdot C_f} \quad (2.84)$$

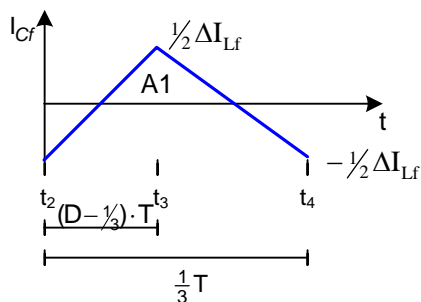


Fig. 2.28 – Corrente no capacitor de saída - região B.

Reorganizando a expressão (2.84), pode-se obter o valor da capacitância a partir de uma ondulação de tensão especificada. Assim se tem:

$$C_f = \frac{\Delta I_{L_f} \cdot T}{24 \cdot \Delta V_{C_f}} \quad (2.85)$$

### 2.3.11 Projeto do transformador

Como já realizado para a região A, o projeto do transformador seguirá a metodologia apresentada em [55]. A Fig. 2.29 mostra a forma de onda da tensão sobre o enrolamento A1 do transformador e a intensidade de fluxo magnético na coluna A do núcleo.

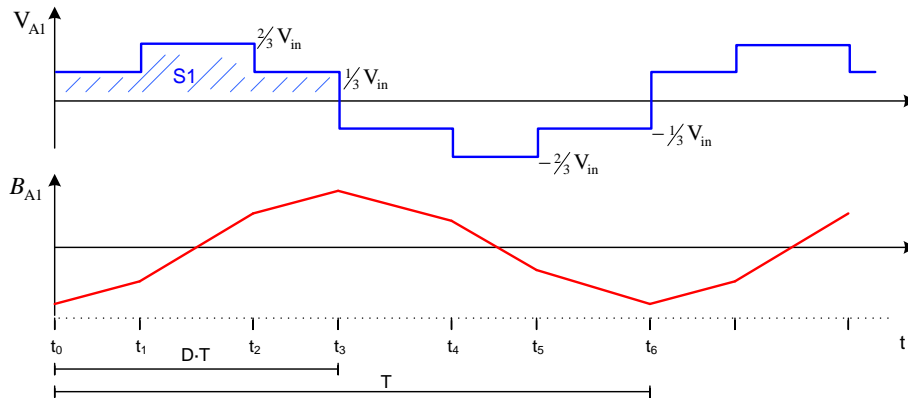


Fig. 2.29 – Tensão no enrolamento A1 e fluxo magnético na coluna A – região B.

Seja a Lei de Faraday:

$$V \cdot dt = N \cdot d\Phi \quad (2.86)$$

Para determinar a variação do fluxo magnético deve-se considerar o valor médio da tensão aplicada ao enrolamento e o tempo a que este foi submetido à tensão. Neste caso em particular, pode-se determinar a área S1 destacada na Fig. 2.29, e desse modo obtêm-se:

$$S1 = N \cdot \Delta B \cdot Ae \quad (2.87)$$

$$\frac{2}{9} \cdot V_{in} \cdot T = N \cdot \Delta B \cdot Ae \quad (2.88)$$

Reorganizando a expressão (2.88), e substituindo o período pela frequência, pode-se determinar Ae. Cabe destacar que para esta região de operação, a variação do fluxo não depende da razão cíclica.

$$Ae = \frac{\frac{2}{9} V_{in}}{N \cdot \Delta B \cdot f} \quad (2.89)$$

Considerando-se as relações:

$$N \cdot I_{ef} = A_C \cdot J = K_C \cdot Aw \cdot J \quad (2.90)$$

Desprezando a ondulação de corrente no indutor de saída, pode-se considerar a corrente eficaz em cada enrolamento como um terço da corrente de saída, e assim se obtém:

$$A_w = \frac{N \cdot \frac{1}{3} I_{out}}{K_C \cdot J} \quad (2.91)$$

O produto das expressões (2.89) e (2.91), define o produto das áreas do núcleo, 'AeAw'. Com o auxílio da expressão (2.92), pode-se escolher o núcleo a ser empregado.

$$AeAw = \frac{2}{27 \cdot D} \cdot \frac{P_{out}}{K_C \cdot J \cdot \Delta B \cdot f} \quad (2.92)$$

Após o núcleo ser escolhido, determina-se o número de espiras do enrolamento através da reorganização da expressão (2.89).

## 2.4 Conversor *buck* operando na região C ( $2/3 < D < 1$ )

Neste tópico será realizada a análise do conversor operando nos modos de condução contínuo e descontínuo. No MCC o conversor opera com a célula nos estados um e dois, conforme descrito no capítulo anterior. Já no MCD, além desses estados, ocorre também o estado neutro.

Serão apresentadas as etapas de operação do conversor, as principais formas de onda, a característica de transferência estática, bem como, a característica externa do conversor. Serão mostradas ainda, as ondulações da corrente e da tensão de saída.

### 2.4.1 Etapas de operação no MCC

A seguir, a operação do conversor é descrita etapa a etapa, as quais estão ilustradas na Fig. 2.30. Como condição inicial, considera-se que os interruptores S2 e S3, bem como o diodo D1, estão em condução.

#### 1ª Etapa ( $t_0 < t < t_1$ )

No instante  $t_0$  o interruptor S1 entra em condução, e o diodo D1 bloqueia. A Fig. 2.30a exibe esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_1$ , com o bloqueio do interruptor S2.

Devido ao efeito magnético do transformador, as correntes nos três enrolamentos são idênticas. Desse modo, a corrente do indutor de saída se divide em três partes, que passam pelos enrolamentos do transformador e pelos interruptores.

A Fig. 2.31a mostra, de maneira simplificada, como os enrolamentos do transformador estão conectados ao restante do circuito durante a primeira etapa de operação. Pode-se observar que os enrolamentos estão colocados em curto-circuito através dos interruptores. Dessa forma, a tensão sobre os enrolamentos é nula.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.32a, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor Lf durante a primeira etapa.

$$V_{L_f} = V_{in} - V_{out} \quad (2.93)$$

### 2ª Etapa ( $t_1 < t < t_2$ )

No instante  $t_1$  o interruptor S2 bloqueia, e o diodo D2 entra em condução. A Fig. 2.30b mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_2$  com a entrada em condução do próprio interruptor S2.

A Fig. 2.31b mostra, de maneira simplificada, como os enrolamentos do transformador estão conectados ao restante do circuito durante a segunda etapa de operação. Pode-se observar que a tensão aplicada no enrolamento A1 durante esta etapa é um terço da tensão de entrada.

Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.32b, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a segunda etapa.

$$V_{L_f} = \frac{2}{3}V_{in} - V_{out} \quad (2.94)$$

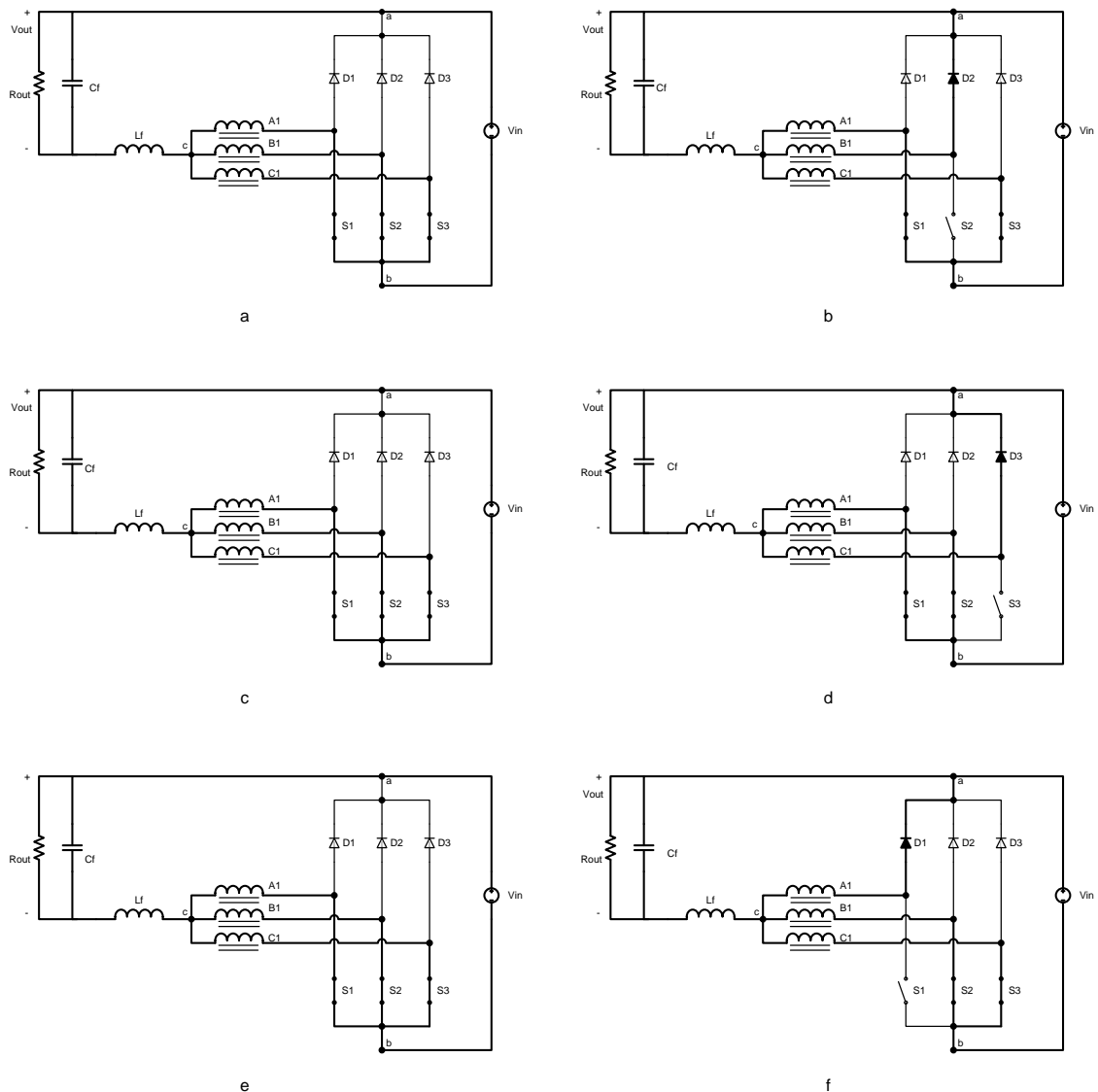


Fig. 2.30 – Etapas de operação no MCC - região C.

### **3ª Etapa ( $t_2 < t < t_3$ )**

No instante  $t_2$  o interruptor S2 entra em condução, e o diodo D2 bloqueia. A Fig. 2.30c mostra esta etapa de operação, que tem seu final no instante  $t_3$  com o bloqueio do interruptor S3.

Esta etapa de operação é idêntica à primeira, já descrita anteriormente. Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.32a.

### **4ª Etapa ( $t_3 < t < t_4$ )**

No instante  $t_3$  o interruptor S3 bloqueia, e o diodo D3 entra em condução. A Fig. 2.30d mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_4$  com a entrada em condução do próprio interruptor S3.

O comportamento do circuito durante esta etapa de operação é similar à segunda, diferindo apenas no tocante aos interruptores que estão em condução. Conseqüentemente, a forma de ligação dos enrolamentos e suas respectivas tensões se alteram. Porém, para efeito da análise do circuito externo à célula de quatro estados, esse não apresenta diferenças. Dessa forma, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.32b.

### **5ª Etapa ( $t_4 < t < t_5$ )**

No instante  $t_4$  o interruptor S3 entra em condução, e o diodo D3 bloqueia. A Fig. 2.30e mostra esta etapa de operação, que tem seu final no instante  $t_5$  com o bloqueio do interruptor S1.

A exemplo da terceira etapa, o comportamento do circuito durante esta etapa é idêntico à primeira. Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.32a.

### **6ª Etapa ( $t_5 < t < t_6$ )**

No instante  $t_5$  o interruptor S1 bloqueia, e o diodo D1 entra em condução. A Fig. 2.30f mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_6$  com a entrada em condução do próprio interruptor S1, iniciando um novo período de comutação.

O comportamento do circuito durante esta etapa de operação é similar à segunda etapa, diferindo apenas no tocante aos interruptores que estão em condução. Porém, para efeito da análise do circuito externo à célula de quatro estados, não apresenta diferenças. Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.32b.

A Tabela 2.5 apresenta de maneira simplificada os estados dos interruptores e diodos para cada etapa de operação do conversor.

## **2.4.2 Formas de onda básicas no MCC**

Na Fig. 2.33, são ilustradas as principais formas de onda para operação ideal deste conversor no MCC.

Tabela 2.5 – Etapas de operação no MCC – Região C.

X → conduzindo      - → não conduzindo

	S1	S2	S3	D1	D2	D3
1ª Etapa	X	X	X	-	-	-
2ª Etapa	X	-	X	-	X	-
3ª Etapa	X	X	X	-	-	-
4ª Etapa	X	X	-	-	-	X
5ª Etapa	X	X	X	-	-	-
6ª Etapa	-	X	X	X	-	-

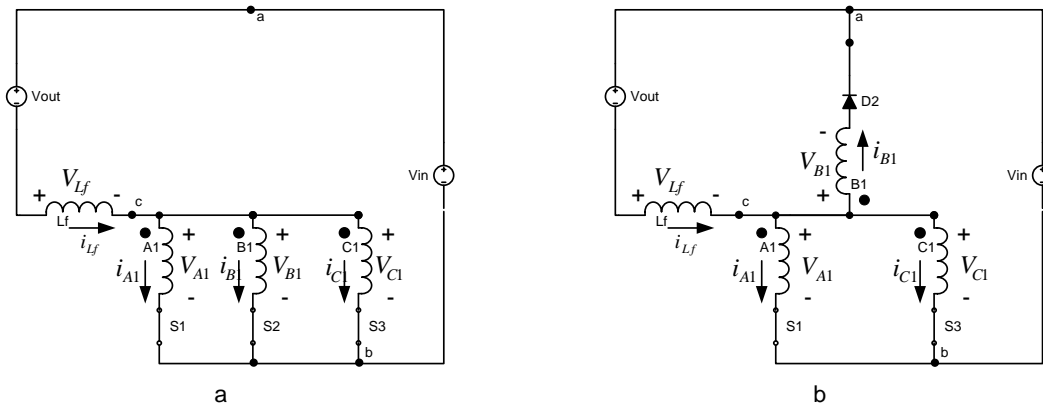


Fig. 2.31 – Etapas de operação no MCC - região C - circuitos simplificados.

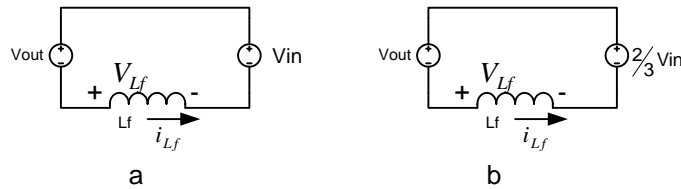


Fig. 2.32 – Etapas de operação no MCC – região C – circuitos equivalentes.

### 2.4.3 Característica ideal de transferência estática no MCC

A relação entre o ganho estático e a razão cíclica do conversor é obtida através do balanço de energia do conversor, considerando este ideal. Na sequência se apresenta a obtenção da característica de transferência estática do conversor *buck* operando na região C.

Pode-se observar que do ponto de vista da transferência de energia, as etapas de operação repetem-se a cada um terço de período. Portanto, a análise a seguir será realizada considerando apenas um terço do período de comutação.

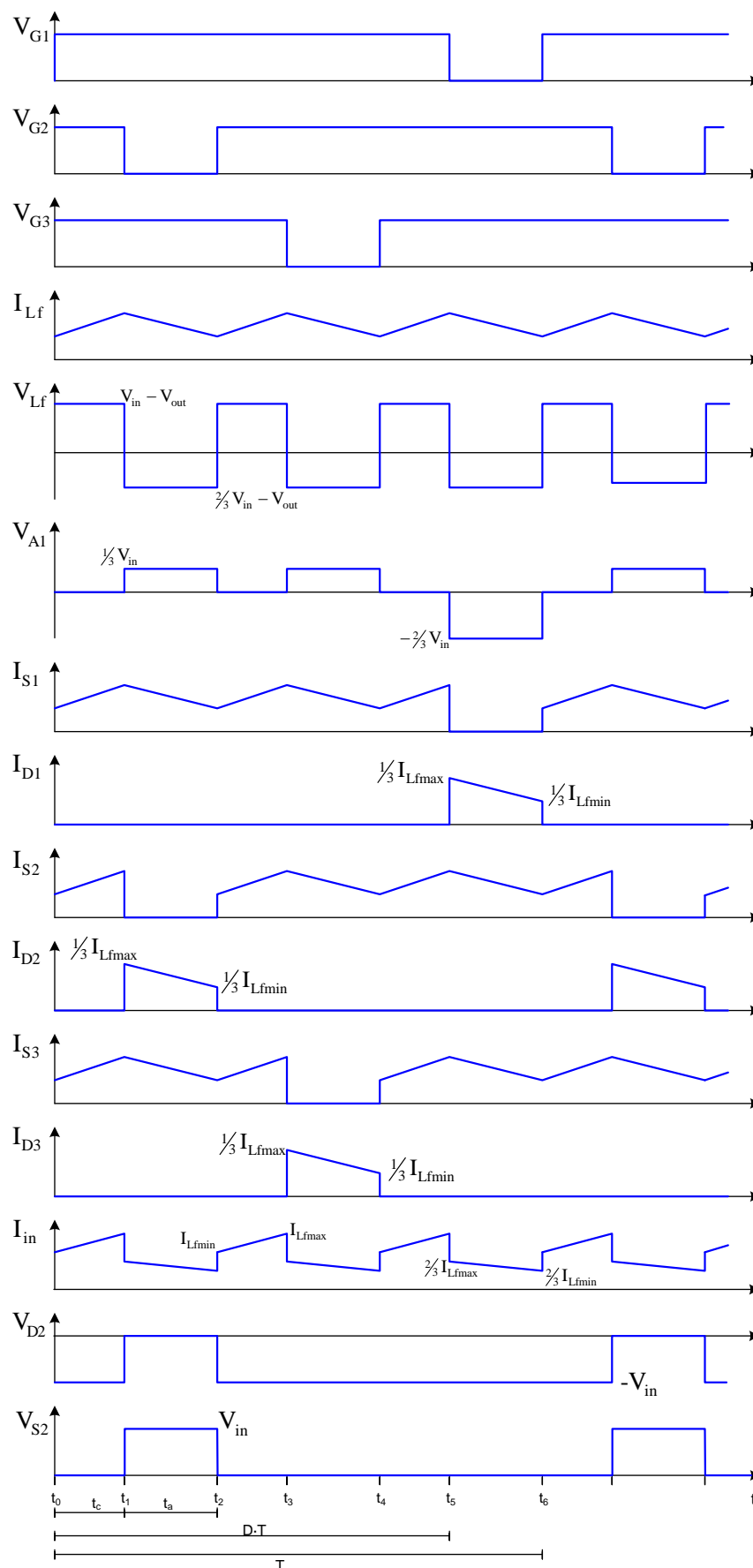


Fig. 2.33 – Formas de onda idealizadas para o conversor buck operando no MCC - região C.

$$W_{V_{in}} = W_{V_{out}} \quad (2.95)$$

Onde:

$$W_{V_{in}} = V_{in} \cdot I_{L_f} \cdot t_c + V_{in} \cdot \frac{2}{3} I_{L_f} \cdot t_a \quad (2.96)$$

$$W_{V_{out}} = V_{out} \cdot I_{L_f} \cdot \frac{T}{3} \quad (2.97)$$

Onde:

$$t_c = (D - \frac{2}{3}) \cdot T \quad (2.98)$$

$$t_a = (1 - D) \cdot T \quad (2.99)$$

Substituindo as expressões (2.98) e (2.99) em (2.96), bem como, substituindo (2.96) e (2.97) em (2.95), e reorganizando as variáveis, encontra-se a expressão (2.100), que representa o ganho estático do conversor *buck* no MCC.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = D \quad (2.100)$$

A Fig. 2.34 apresenta o ganho estático em função da razão cíclica para a região de operação C no MCC.

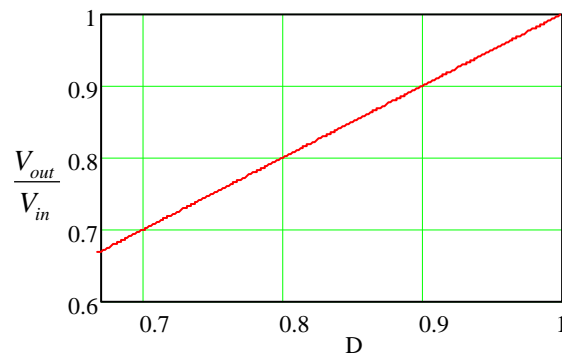


Fig. 2.34 – Característica ideal de transferência estática no MCC – região C.

#### 2.4.4 Etapas de operação no MCD

A operação do conversor no modo de condução descontínuo é caracterizada pela corrente descontínua no indutor  $L_f$ , ou seja, a corrente do indutor é nula durante um intervalo de tempo.

As etapas de operação do conversor operando em MCD são semelhantes às etapas do conversor operando em MCC, exceto pelo surgimento de etapas intermediárias em que a corrente no indutor  $L_f$  é nula. Assim, no MCD o conversor apresenta nove etapas de funcionamento, sendo que seis delas são idênticas às já descritas para o MCC, e as outras três são etapas em que a corrente no indutor  $L_f$  é nula, ou seja, correspondem ao estado neutro citado no capítulo anterior.



A seguir, a operação do conversor é descrita etapa a etapa, as quais estão ilustradas na Fig. 2.30 e na Fig. 2.35. Como condição inicial, considera-se que os diodos estão bloqueados e que os interruptores S2 e S3 estão habilitados a conduzir, entretanto não estão conduzindo, pois a corrente no indutor é nula.

### **1ª Etapa ( $t_0 < t < t_1$ )**

No instante  $t_0$  o interruptor S1 entra em condução, e devido ao efeito magnético do transformador, os interruptores S2 e S3, que já estavam habilitados a conduzir, também entram em condução.

A Fig. 2.30a mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_1$  com o bloqueio do interruptor S2.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.32a, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a primeira etapa.

$$V_{L_f} = V_{in} - V_{out} \quad (2.101)$$

### **2ª Etapa ( $t_1 < t < t_2$ )**

No instante  $t_1$  o interruptor S2 bloqueia, e o diodo D2 entra em condução. A Fig. 2.30b mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_2$  quando a corrente no indutor de saída atinge o nível zero, e assim, o diodo D2 bloqueia naturalmente, e os interruptores S1 e S3, apesar de estarem com sinal de comando, não conduzem.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.32b, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a segunda etapa.

$$V_{L_f} = \frac{2}{3}V_{in} - V_{out} \quad (2.102)$$

### **3ª Etapa ( $t_2 < t < t_3$ )**

No instante  $t_2$ , a corrente do indutor de saída atinge o nível zero, ocasionando o bloqueio natural do diodo D2. Apesar de os interruptores S1 e S3 estarem com sinal de comando, eles não conduzem. Assim, durante esta etapa, a energia da carga é suprida apenas pelo capacitor de saída.

A Fig. 2.35 mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_3$  com a entrada em condução do interruptor S2.

### **4ª Etapa ( $t_3 < t < t_4$ )**

No instante  $t_3$  o interruptor S2 entra em condução. Devido ao efeito magnético do transformador, os interruptores S1 e S3, que já estavam habilitados a conduzir, também entram em condução, provocando o surgimento de corrente no indutor.

Nota-se que esta etapa é similar à terceira etapa no MCC. A Fig. 2.30c mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_4$  com o bloqueio do interruptor S3. O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.32a.

#### **5ª Etapa ( $t_4 < t < t_5$ )**

No instante  $t_4$  o interruptor S3 é comandado a bloquear, e o diodo D3 entra em condução. A Fig. 2.30d mostra esta etapa de operação, que tem seu final no instante  $t_5$  quando a corrente no indutor de saída atinge o nível zero.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.32b.

#### **6ª Etapa ( $t_5 < t < t_6$ )**

No instante  $t_5$ , a corrente do indutor de saída atinge o nível zero, ocasionando o bloqueio natural do diodo D3. Esta etapa é semelhante à terceira, que é mostrada na Fig. 2.35, diferindo apenas no tocante aos interruptores habilitados a conduzir, que agora são os interruptores S1 e S2. O final desta etapa ocorre no instante  $t_6$  com a entrada em condução do próprio interruptor S3.

#### **7ª Etapa ( $t_6 < t < t_7$ )**

No instante  $t_6$  o interruptor S3 entra em condução. Desse modo, os interruptores S1 e S2, que já estavam habilitados a conduzir, também entram em condução, provocando o surgimento de corrente no indutor.

Nota-se que esta etapa é similar à quinta, no MCC. A Fig. 2.30e mostra esta etapa de operação. O final desta etapa ocorre no instante  $t_7$  com o bloqueio do interruptor S1. O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.32a.

#### **8ª Etapa ( $t_7 < t < t_8$ )**

No instante  $t_7$  o interruptor S1 bloqueia, e o diodo D1 entra em condução. A Fig. 2.30f mostra esta etapa de operação. O término desta etapa ocorre no instante  $t_8$  quando a corrente no indutor de saída atinge o nível zero.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 2.32b.

#### **9ª Etapa ( $t_8 < t < t_9$ )**

No instante  $t_8$ , a corrente do indutor de saída atinge o nível zero, ocasionando o bloqueio natural do diodo D1. Esta etapa é semelhante à terceira, que é mostrada na Fig. 2.35, diferindo apenas no tocante aos interruptores habilitados a conduzir, que são os interruptores S2 e S3. O final desta etapa ocorre no instante  $t_9$  com a entrada em condução do interruptor S1, dando início a um novo período de comutação.

A Tabela 2.6 apresenta os estados dos interruptores e diodos para cada etapa de operação do conversor.

Tabela 2.6 – Etapas de operação no MCD – região C.

X → conduzindo/habilitado - → não conduzindo

	S1	S2	S3	D1	D2	D3
1ª Etapa	X	X	X	-	-	-
2ª Etapa	X	-	X	-	X	-
3ª Etapa	X	-	X	-	-	-
4ª Etapa	X	X	X	-	-	-
5ª Etapa	X	X	-	-	-	X
6ª Etapa	X	X	-	-	-	-
7ª Etapa	X	X	X	-	-	-
8ª Etapa	-	X	X	X	-	-
9ª Etapa	-	X	X	-	-	-

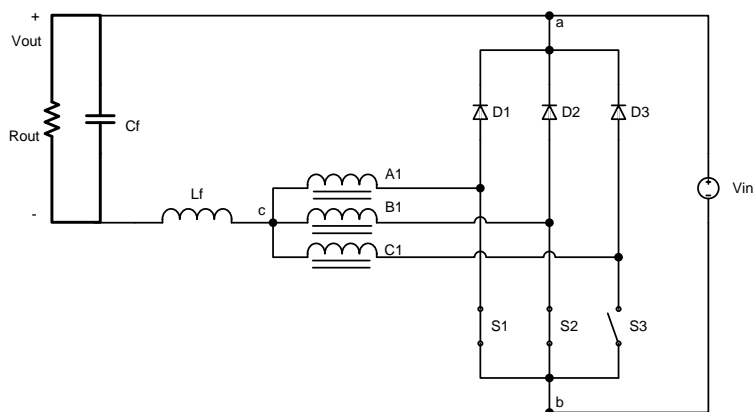


Fig. 2.35 – Terceira etapa de operação no MCD.

#### 2.4.5 Formas de onda básicas no MCD

Na Fig. 2.36, são ilustradas as principais formas de onda para operação ideal deste conversor no MCD.

#### 2.4.6 Característica ideal de transferência estática no MCD

A característica de transferência estática do conversor *buck* operando na região C e em MCD é obtida, tal como no MCC, através da análise de um terço do período de comutação.

O ganho estático para este modo de operação é determinado através da corrente média de carga, e esta é a própria corrente média no indutor  $L_f$ . Desse modo, através da forma de onda apresentada na Fig. 2.37, e aplicando-se a definição de valor médio, obtém-se:

$$I_o = \frac{1}{T/3} \cdot \int_0^{T/3} I_{L_f}(t) \cdot dt = \frac{3}{T} \cdot (A1 + A2) \quad (2.103)$$

Através da Fig. 2.37 pode-se determinar as áreas A1 e A2.

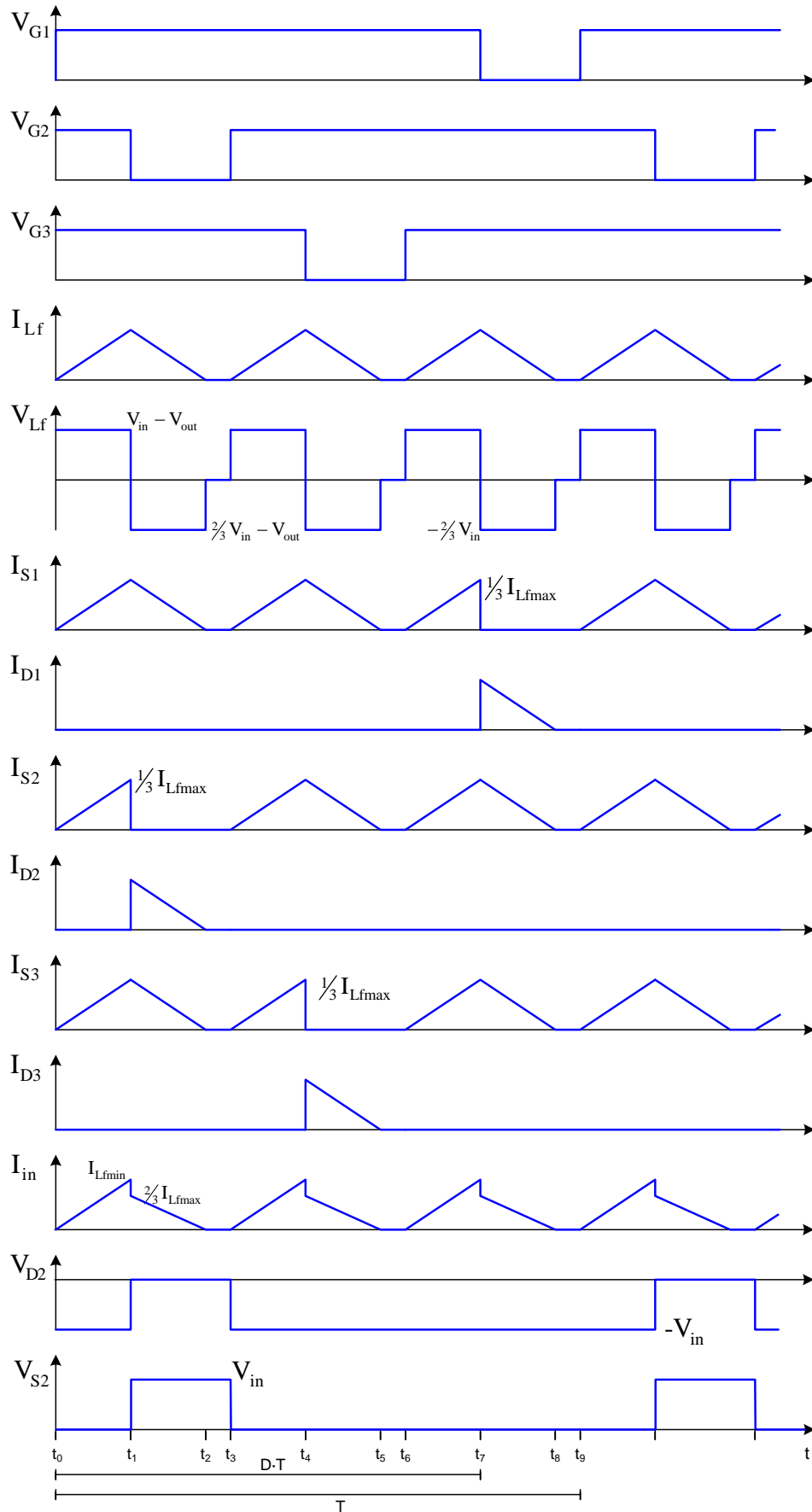


Fig. 2.36 – Formas de onda idealizadas para o conversor buck operando no MCD - região C.

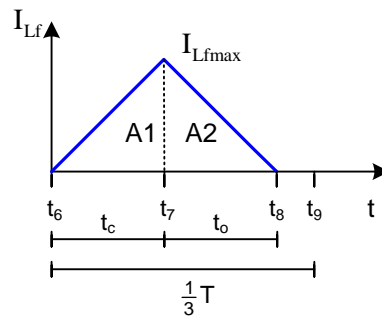


Fig. 2.37 – Corrente no Indutor  $L_f$  no MCD - região C.

$$A1 = \frac{1}{2} \cdot I_{Lfmax} \cdot t_c \quad (2.104)$$

$$A2 = \frac{1}{2} \cdot I_{Lfmax} \cdot t_o \quad (2.105)$$

Considerando que a tensão média no indutor é nula, tem-se:

$$t_o = t_c \cdot \frac{V_{in} - V_{out}}{V_{out} - \frac{2}{3}V_{in}} \quad (2.106)$$

Tendo em vista que  $t_c$  é função da razão cíclica e do período, como mostra a expressão (2.107), e que a corrente máxima do indutor é dada pela expressão (2.108), pode-se então substituir estas expressões em (2.103), encontrando a corrente média de saída, dada por (2.109).

$$t_c = (D - \frac{2}{3}) \cdot T \quad (2.107)$$

$$I_{Lfmax} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L_f} \cdot (D - \frac{2}{3}) \cdot T \quad (2.108)$$

$$I_o = \frac{V_{in} \cdot T \cdot (D - \frac{2}{3})^2 \cdot (V_{in} - V_{out})}{2 \cdot L_f \cdot (V_{out} - \frac{2}{3} \cdot V_{in})} \quad (2.109)$$

Dividindo numerador e denominador por  $V_{in}$ , considerando  $Gv$  como o ganho estático e reorganizando a equação, obtém-se:

$$I_o = \frac{V_{in} \cdot T \cdot (D - \frac{2}{3})^2 \cdot (\frac{V_{in}}{V_{in}} - \frac{V_{out}}{V_{in}})}{2 \cdot L_f \cdot (\frac{V_{out}}{V_{in}} - \frac{2}{3} \cdot \frac{V_{in}}{V_{in}})} = \frac{V_{in} \cdot T \cdot (D - \frac{2}{3})^2 \cdot (1 - Gv)}{2 \cdot L_f \cdot (Gv - \frac{2}{3})} \quad (2.110)$$

Parametrizando a expressão (2.110), encontra-se:

$$\gamma = \frac{6 \cdot L_f \cdot I_o}{V_{in} \cdot T} = \frac{(D - \frac{2}{3})^2 \cdot (3 - 3 \cdot Gv)}{(Gv - \frac{2}{3})} \quad (2.111)$$

Reorganizando a expressão (2.111), obtém-se (2.112), que representa o ganho estático do conversor operando no MCD na região C.

$$Gv = \frac{3 \cdot (D - \frac{2}{3})^2 + \frac{2}{3} \cdot \gamma}{3 \cdot (D - \frac{2}{3})^2 + \gamma} \quad (2.112)$$

A Fig. 2.38 apresenta o ganho estático do conversor em função da razão cíclica para diferentes valores do parâmetro  $\gamma$ .

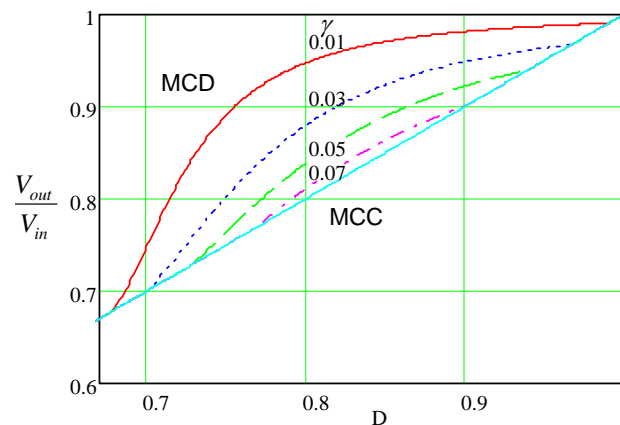


Fig. 2.38 – Característica ideal de transferência estática no MCD – região C.

#### 2.4.7 Modo de condução crítica

A operação do conversor no modo de condução crítica é caracterizada como o limite entre o MCC e MCD. Assim, os ganhos estáticos para estes modos de operação são iguais quando o conversor opera em condução crítica.

Da expressão (2.100), para o ganho crítico, tem-se:

$$D_{crit} = Gv_{crit} \quad (2.113)$$

Substituindo a expressão (2.113) em (2.112), e reorganizando as variáveis para o ganho crítico, obtêm-se:

$$Gv_{crit} = \frac{3 \cdot (Gv_{crit} - \frac{2}{3})^2 + \frac{2}{3} \cdot \gamma}{3 \cdot (Gv_{crit} - \frac{2}{3})^2 + \gamma} \quad (2.114)$$

$$3 \cdot Gv_{crit}^2 - 5 \cdot Gv_{crit} + (2 + \gamma) = 0 \quad (2.115)$$

Resolvendo, encontra-se o ganho estático crítico do conversor, apresentado a seguir:

$$Gv_{crit} = \frac{5 \pm \sqrt{1 - 12 \cdot \gamma}}{6} \quad (2.116)$$

#### 2.4.8 Característica externa

Através das análises de funcionamento do conversor para os diferentes modos de operação, pode-se agora determinar a característica externa do conversor *buck* operando na região C.

A Fig. 2.39 apresenta as curvas para diferentes razões cíclicas, parametrizadas em função da carga.

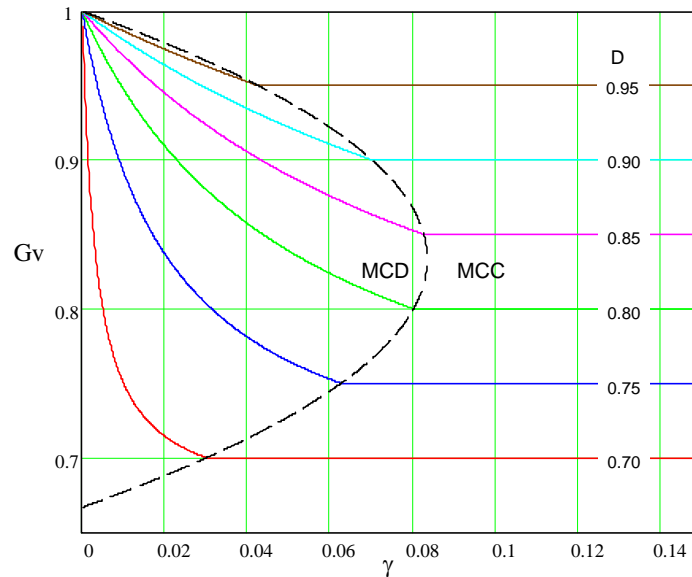


Fig. 2.39 – Característica externa do conversor buck - região C.

#### 2.4.9 Ondulação da corrente de saída e indutância crítica

A ondulação da corrente no indutor de saída pode ser determinada através da observação da quinta etapa de funcionamento, ou seja, analisando a tensão aplicada ao indutor, dada em (2.93), bem como, o tempo de duração desta etapa, dado em (2.107). Assim, substituindo estas expressões em (2.117), obtém-se (2.118).

$$\Delta I_{L_f} = \frac{V_{L_f} \cdot \Delta t}{L_f} \quad (2.117)$$

$$\Delta I_{L_f} = \frac{(V_{in} - V_{out}) \cdot (D - \frac{2}{3}) \cdot T}{L_f} \quad (2.118)$$

Como:

$$V_{out} = D \cdot V_{in} \quad (2.119)$$

Pode-se encontrar, após algumas manipulações, a expressão (2.120) que representa a ondulação da corrente em função da razão cíclica.

$$\Delta I_{L_f} = (1 - D) \cdot (3 \cdot D - 2) \cdot \frac{V_{in}}{3 \cdot L_f \cdot f} \quad (2.120)$$

Parametrizando a expressão (2.120), obtém-se (2.121), que está apresentada graficamente na Fig. 2.40, onde nota-se que a máxima ondulação de corrente ocorre quando a razão cíclica é cinco sextos. Neste caso, o parâmetro  $\beta$  é igual a um doze avos.

$$\beta = \frac{3 \cdot L_f \cdot f \cdot \Delta I_{L_f}}{V_{in}} = (1 - D) \cdot (3 \cdot D - 2) \quad (2.121)$$

A indutância pode ser determinada através da reorganização da expressão (2.121), obtendo-se:

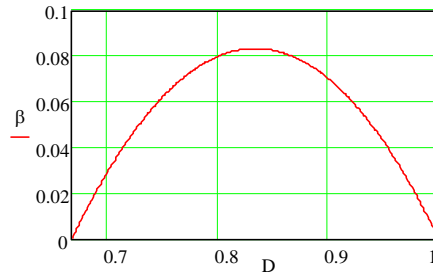


Fig. 2.40 – Ondulação da corrente parametrizada - região C.

$$L_f = \beta \cdot \frac{V_{in}}{3 \cdot f \cdot \Delta I_{L_f}} \quad (2.122)$$

Considerando o ponto de máxima ondulação, pode-se obter (2.123). Contudo, o conversor poderá não operar no ponto de máxima ondulação. Nestes casos, deve-se considerar o ponto de operação e utilizar a expressão (2.122).

$$L_f = \frac{V_{in}}{36 \cdot f \cdot \Delta I_{L_f}} \quad (2.123)$$

Pode-se ainda determinar a indutância crítica, que é a mínima indutância necessária para manter o conversor operando no MCC, para uma dada condição de carga. Para tanto, primeiramente encontra-se  $\gamma$  para a condição de condução crítica, através da expressão (2.115).

$$\gamma = (3 \cdot D_{crit} - 2) \cdot (1 - D_{crit}) \quad (2.124)$$

Substituindo (2.111) em (2.124), obtém-se a indutância crítica, dada a seguir:

$$L_{f_{crit}} = (3 \cdot D_{crit} - 2) \cdot (1 - D_{crit}) \cdot \frac{V_{in} \cdot T}{6 \cdot I_o} \quad (2.125)$$

Parametrizando, obtém-se a expressão (2.126) que é mostrada graficamente na Fig. 2.41. Considerando o ponto de máxima ondulação, que ocorre quando a razão cíclica é cinco sextos, o parâmetro  $\overline{L_{f_{crit}}}$  será um doze avos. Assim se obtém (2.127).

$$\overline{L_{f_{crit}}} = L_{f_{crit}} \cdot \frac{6 \cdot I_o}{V_{in} \cdot T} = (3 \cdot D_{crit} - 2) \cdot (1 - D_{crit}) \quad (2.126)$$

$$L_{f_{crit}} = \frac{V_{in}}{72 \cdot f \cdot I_o} \quad (2.127)$$

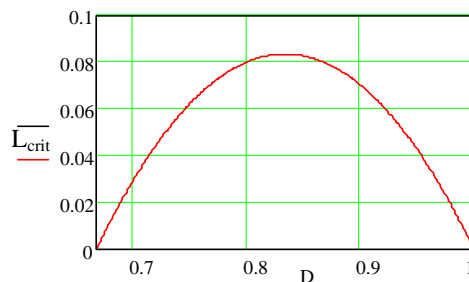


Fig. 2.41 – Indutância crítica parametrizada - região C.



### 2.4.10 Ondulação da tensão de saída

A ondulação da tensão de saída é função da carga fornecida ao capacitor e da sua capacitância, conforme expresso em (2.128). Assim, para determinar a ondulação de tensão, deve-se primeiramente determinar a quantidade de carga fornecida ao capacitor. Para tanto, utiliza-se a Fig. 2.42, que mostra a corrente no capacitor de saída. Cabe destacar que apenas a ondulação da corrente no indutor passa pelo capacitor.

$$\Delta V = \frac{\Delta Q}{C} \quad (2.128)$$

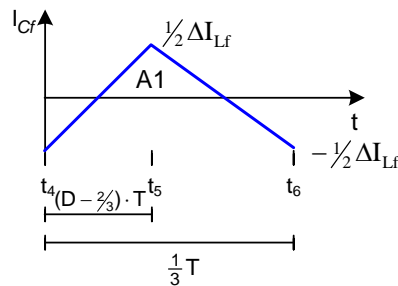


Fig. 2.42 – Corrente no capacitor de saída - região C.

A carga do capacitor é dada pela integral da corrente com relação ao tempo, que corresponde à área A1 da Fig. 2.42. Assim, obtém-se (2.129).

$$\Delta Q = A1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_{Lf}}{2} \cdot \left( \frac{3 \cdot D + 3}{6} - \frac{3 \cdot D + 2}{6} \right) \cdot T \quad (2.129)$$

Simplificando:

$$\Delta Q = \frac{\Delta I_{Lf}}{24} \cdot T \quad (2.130)$$

Substituindo (2.130) em (2.128), obtém-se a expressão que determina a ondulação da tensão de saída.

$$\Delta V_{Cf} = \frac{\Delta I_{Lf} \cdot T}{24 \cdot C_f} \quad (2.131)$$

Reorganizando a expressão (2.131), pode-se obter o valor da capacitância a partir de uma ondulação de tensão especificada. Assim se tem:

$$C_f = \frac{\Delta I_{Lf} \cdot T}{24 \cdot \Delta V_{Cf}} \quad (2.132)$$

### 2.4.11 Projeto do transformador

Como para as demais regiões de operação, o projeto do transformador seguirá a metodologia apresentada em [55]. A Fig. 2.43 mostra a forma de onda da tensão sobre o enrolamento A1 do transformador e a intensidade de fluxo magnético na coluna A do núcleo.

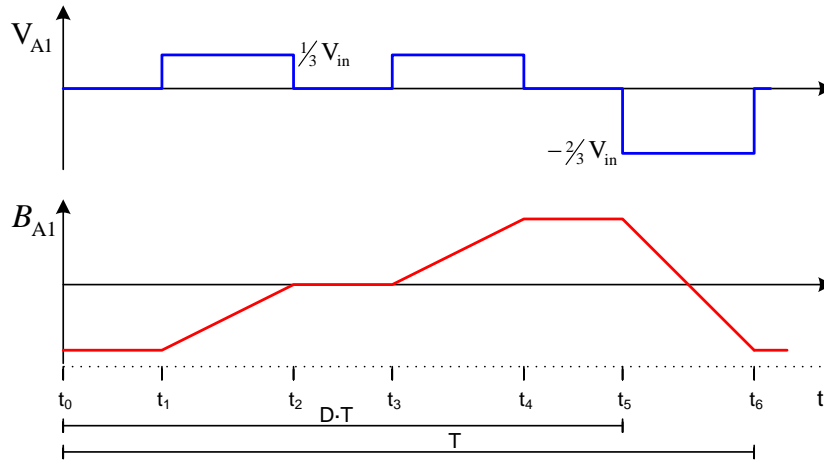


Fig. 2.43 – Tensão no enrolamento A1 e fluxo magnético na coluna A – região C.

Seja a Lei de Faraday:

$$V \cdot dt = N \cdot d\Phi \quad (2.133)$$

Considerando a tensão no enrolamento A1 e o tempo em que o enrolamento permanece sob esta tensão durante o intervalo de  $t_5$  até  $t_6$ , obtém-se:

$$\frac{2}{3}V_{in} \cdot (1-D) \cdot T = N \cdot \Delta B \cdot Ae \quad (2.134)$$

Reorganizando a expressão (2.134), e substituindo o período pela frequência, pode-se determinar  $Ae$ :

$$Ae = \frac{\frac{2}{3}V_{in} \cdot (1-D)}{N \cdot \Delta B \cdot f} \quad (2.135)$$

Para esta região de operação, tem-se o pior caso, do ponto de vista de saturação do núcleo, quando a razão cíclica é dois terços, e desse modo:

$$Ae = \frac{\frac{2}{9}V_{in}}{N \cdot \Delta B \cdot f} \quad (2.136)$$

Considerando-se as relações:

$$N \cdot I_{ef} = A_C \cdot J = K_C \cdot Aw \cdot J \quad (2.137)$$

Desprezando a ondulação de corrente no indutor de saída, pode-se considerar a corrente em cada enrolamento como um terço da corrente de saída. Assim se obtém:

$$Aw = \frac{N \cdot \frac{1}{3} I_{out}}{K_C \cdot J} \quad (2.138)$$

O produto das expressões (2.135) e (2.138) define o produto das áreas do núcleo, 'AeAw'. Com o auxílio da expressão (2.139), pode-se escolher o núcleo a ser empregado.

$$AeAw = \frac{2 \cdot (1-D)}{9 \cdot D} \cdot \frac{P_{out}}{K_C \cdot J \cdot \Delta B \cdot f} \quad (2.139)$$

Após o núcleo ser escolhido, determina-se o número de espiras do enrolamento através da reorganização da expressão (2.135).

## 2.5 Características gerais do conversor *buck* ( $0 < D < 1$ )

Nos itens anteriores foi descrita a operação do conversor para cada uma das regiões de operação. Para facilitar a compreensão das principais características do conversor, independentemente da região de operação, é conveniente que sejam apresentadas as características gerais do conversor, ou seja, desde razão cíclica zero até razão cíclica unitária. Assim, mostra-se a seguir a característica externa e a ondulação de corrente no indutor de saída.

A Tabela 2.7 expõe o ganho estático do conversor para as três regiões de operação, tanto no MCC como no MCD. Nota-se que para condução contínua, o ganho é o mesmo para todas as regiões de operação. A Fig. 2.44 mostra a característica de saída do conversor para todas as regiões de operação. Destaca-se que quando o conversor opera com razões cíclicas de um terço ou dois terços, obtém-se condução contínua em toda a faixa de operação.

A Tabela 2.8 exhibe as expressões da ondulação de corrente parametrizada; já a Fig. 2.45 traz estas informações graficamente. Pode-se observar mais uma vez que para razões cíclicas de um terço ou dois terços o conversor não apresenta ondulação na corrente de saída. Nota-se ainda, que os pontos críticos no tocante à ondulação de corrente ocorrem quando a razão cíclica é um sexto, um meio ou cinco sextos.

Tabela 2.7 – Ganho estático do conversor *buck*.

Região	MCD	MCC
Região A $0 < D < 1/3$	$G_v = \frac{D^2}{3 \cdot D^2 + \gamma}$	$G_v = D$
Região B $1/3 < D < 2/3$	$G_v = \frac{2 \cdot (D - \frac{1}{3})^2 + \frac{1}{3} \cdot \gamma}{3 \cdot (D - \frac{1}{3})^2 + \gamma}$	$G_v = D$
Região C $2/3 < D < 1$	$G_v = \frac{3 \cdot (D - \frac{2}{3})^2 + \frac{2}{3} \cdot \gamma}{3 \cdot (D - \frac{2}{3})^2 + \gamma}$	$G_v = D$

Tabela 2.8 – Ondulação de corrente parametrizada.

Região	$\beta$
Região A $0 < D < 1/3$	$\beta = D \cdot (1 - 3 \cdot D)$
Região B $1/3 < D < 2/3$	$\beta = \left( \frac{2}{3} - D \right) \cdot (3 \cdot D - 1)$
Região C $2/3 < D < 1$	$\beta = (1 - D) \cdot (3 \cdot D - 2)$

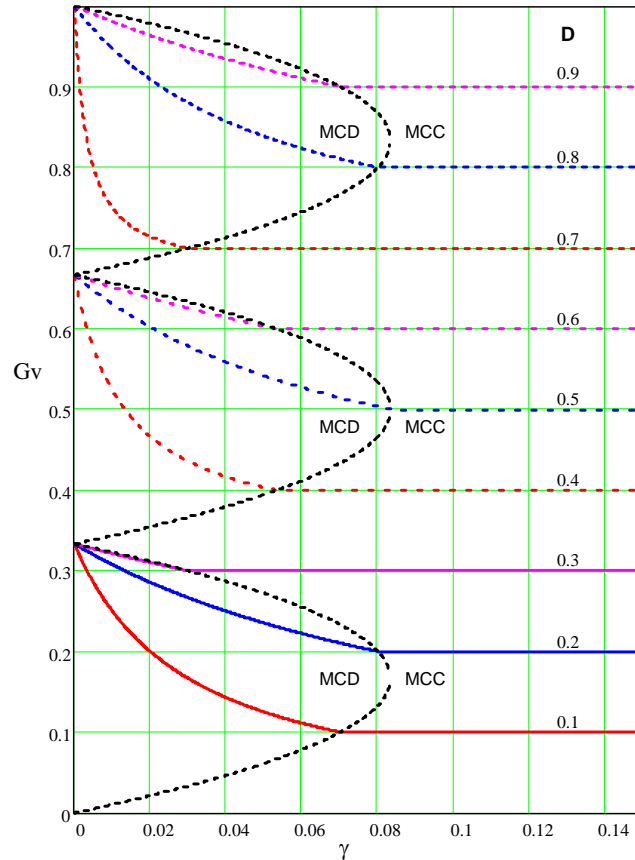


Fig. 2.44 – Característica externa do conversor buck.

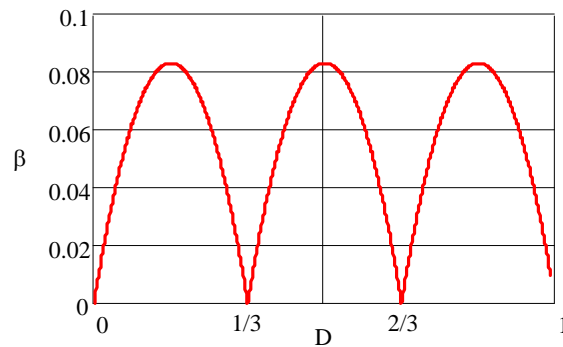


Fig. 2.45 – Ondulação de corrente parametrizada.

## 2.6 Resultados experimentais

A seguir, com o objetivo de validar o princípio de operação e os estudos analíticos realizados, serão mostrados os resultados experimentais. Para tanto, foi implementado um conversor *buck* com as seguintes características:

$P_{out} = 1000W$ , potência de saída;

$V_{out} = 48V$ , tensão de saída;

$V_{in} = 60V$ , tensão de entrada;

$f = 20\text{kHz}$ , frequência de comutação;

$L_f = 40\mu\text{H}$ , indutor de saída;

$C_{\text{out}} = 940\mu\text{F}$ , capacitor de saída ( $2 \times 470\mu\text{F}$ );

Transformador trifásico: Núcleo E55 IP12 Thornton, 12 espiras por enrolamento;

Interruptores *Mosfet* IRFP140;

Diodos *Ultrafast* MUR1510.

A Fig. 2.46 mostra o diagrama de blocos do conversor implementado. O primeiro bloco trata-se do circuito gerador dos sinais PWM para o comando dos três interruptores. Este circuito baseia-se na plataforma eZdsp™LF2407 da *Spectrum Digital, Inc.*, na qual se implementou um programa que gera os três sinais de comando defasados de  $120^\circ$ , com frequência e razão cíclica desejadas.

O segundo e o terceiro blocos têm a finalidade de adequar a tensão e isolar o circuito de comando do circuito de potência. Para realizar o isolamento, optou-se pela utilização de *drivers* tipo SKIH20opA da *Semikron*. O circuito de adequação de tensão é necessário, tendo em vista que a tensão de saída do DSP é  $3,3\text{V}$ , e a tensão de entrada do *driver* é  $15\text{V}$ . Para realizar esta adequação, utiliza-se circuitos *buffers* com coletor aberto da família TTL (7407).

O quarto bloco trata-se do conversor propriamente dito, ou seja, o circuito de potência. As características e os componentes desse são os citados anteriormente.

As figuras 2.47a, 2.47b e 2.48 apresentam, respectivamente, as fotografias dos circuitos de geração dos sinais PWM, adequação de tensão e isolamento e circuito de potência.

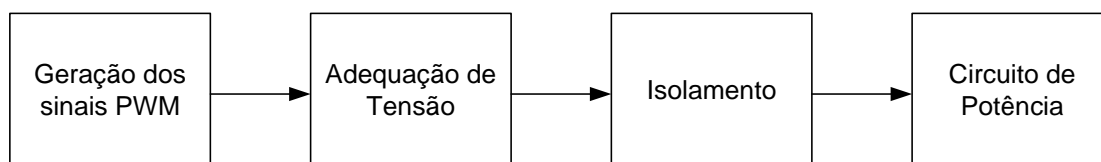
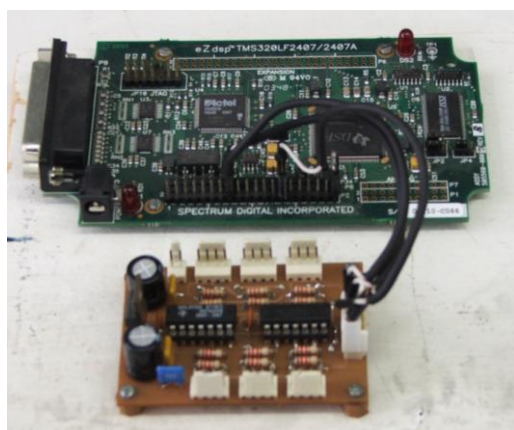
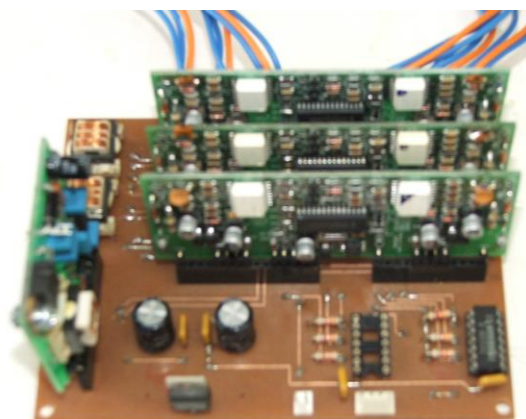


Fig. 2.46 – Diagrama de blocos do circuito implementado.



a



b

Fig. 2.47 – Circuitos de geração dos sinais PWM(a) e de adequação de tensão e isolamento(b).

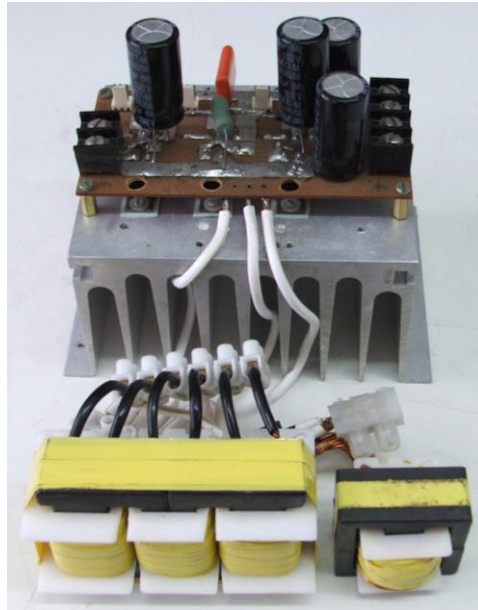


Fig. 2.48 – Circuito de potência do conversor buck.

O ponto de operação nominal do conversor encontra-se na região de operação C, com razão cíclica  $D=0,8$ . Porém, foi utilizado o mesmo protótipo para realizar os ensaios com o conversor operando nas regiões B e A, para as quais foram utilizadas potências de saída de 500W e 250W, respectivamente. Para estas regiões de operação, reduziu-se a tensão de saída e manteve-se a corrente de saída nos níveis nominais, o que leva à redução da potência de saída.

Cabe ressaltar ainda, que o protótipo prevê a implementação dos conversores *buck* e *boost* através da alteração das conexões das fontes de alimentação e da carga. Desse modo, o filtro de saída não está otimizado para o conversor *buck*. Poderia ter sido utilizado um capacitor menor; porém, isso não afeta em nada a análise de funcionamento ora desejada.

A Fig. 2.49 mostra a corrente e a tensão sobre o indutor  $L_f$  para as condições nominais de operação. Nota-se que a ondulação de corrente é pequena e apresenta frequência três vezes maior que a frequência de comutação. Durante a etapa de acumulação de energia, a tensão aplicada ao indutor é 12V, ou seja, a tensão de entrada subtraída da tensão de saída. Já durante a descarga do indutor a tensão sobre ele é -8V, que é a tensão de saída subtraída de dois terços da tensão de entrada, conforme era esperado .

A Fig. 2.50 apresenta a tensão e a corrente no enrolamento B1. Observa-se que a corrente é aproximadamente um terço da corrente de saída. No tocante à tensão, nota-se que quando o interruptor  $S_2$  está aberto, a tensão aplicada ao enrolamento é menos dois terços da tensão de entrada. Já quando está aberto o interruptor  $S_1$  ou o  $S_3$ , a tensão aplicada é um terço da tensão de entrada, conforme foi descrito na análise teórica.

Na Fig. 2.51 mostra-se a tensão sobre um interruptor e a corrente de saída para o conversor operando com razão cíclica de dois terços, onde se observa uma significativa redução da

ondulação da corrente de saída. Conforme descrito na análise teórica, esta redução ocorre porque o conversor está operando na região de transição.

Na Fig. 2.52 e na Fig. 2.53 apresenta-se a tensão sobre um interruptor e a corrente de saída para o conversor operando com razão cíclica  $D=0,5$  e  $D=0,2$ , respectivamente. Para estas condições de operação, os resultados são condizentes com a análise teórica apresentada.

A Fig. 2.54 apresenta as correntes nas três fases do transformador, bem como a corrente no indutor  $L_f$ . Verifica-se que as correntes nos enrolamentos do transformador são aproximadamente um terço da corrente do indutor e são muito semelhantes.

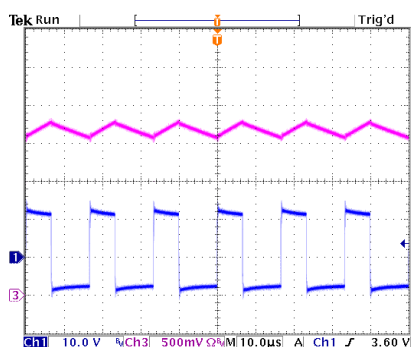


Fig. 2.49 – Tensão e corrente no indutor  $L_f$ .

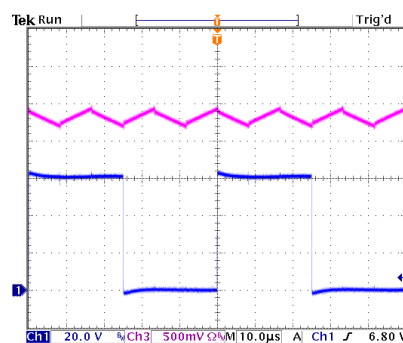


Fig. 2.52 – Tensão no interruptor  $S_1$  e corrente de saída para  $D=0,50$ .

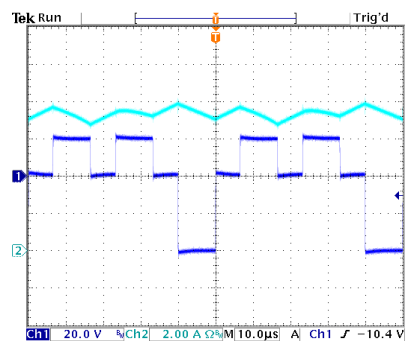


Fig. 2.50 – Tensão e corrente no enrolamento  $B_1$ .

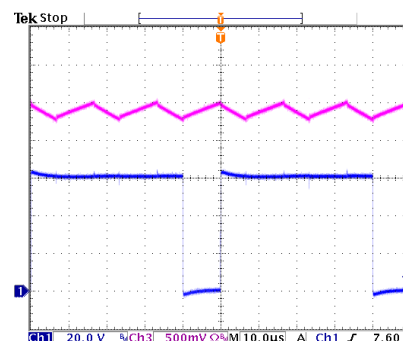


Fig. 2.53 – Tensão no interruptor  $S_1$  e corrente de saída para  $D=0,20$ .

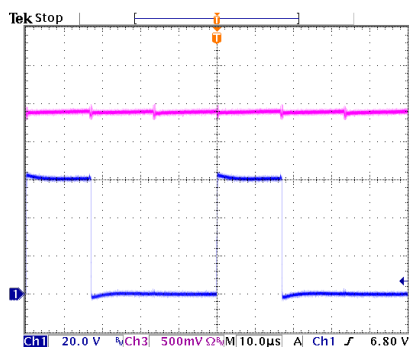


Fig. 2.51 – Tensão no interruptor  $S_1$  e corrente de saída para  $D=0,66$ .

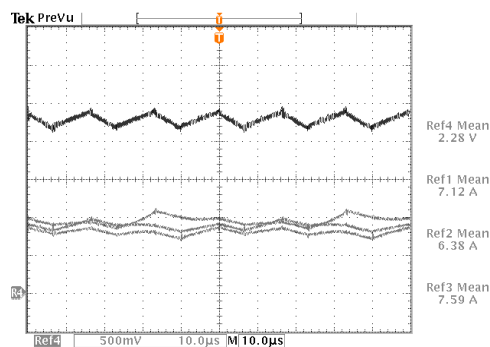


Fig. 2.54 – Corrente nos enrolamentos do transformador e corrente de saída para  $D=0,2$

A Fig. 2.55 apresenta as curvas da característica de saída em função da corrente de carga. Já a Fig. 2.56 mostra o rendimento do estágio de potência conversor operando com razão cíclica  $D=0,8$ .

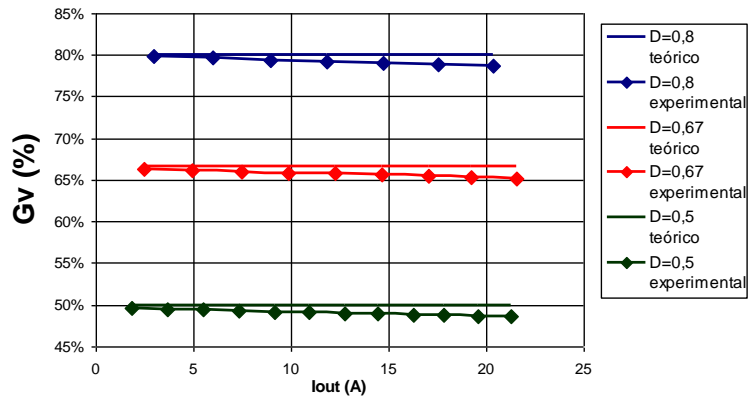


Fig. 2.55 – Característica de saída em função da corrente de carga.

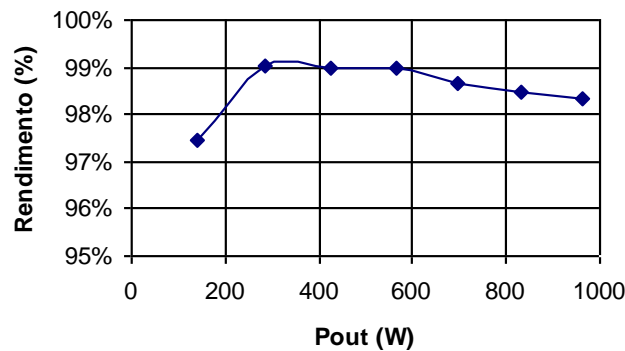


Fig. 2.56 – Rendimento em função da potência de saída para  $D=0,8$ .

## 2.7 Conclusão

A análise de funcionamento do conversor *buck* utilizando a célula de comutação de quatro estados foi apresentada. Para as três regiões de operação, foram descritas as etapas de funcionamento e exibidas as formas de onda básicas, tanto no MCC, como no MCD. Foi realizado o equacionamento para determinar o ganho estático do conversor, além de apresentar a característica de saída do mesmo. Foram estudadas ainda as ondulações da corrente e da tensão de saída, bem como o projeto do transformador.

Apesar de a célula de comutação proposta apresentar quatro estados de comutação, em cada região de operação, são utilizados apenas dois estados. Dessa forma, no MCC tem-se: para região A, operação nos estados três e quatro; para região B, operação nos estados dois e três; para região C, operação nos estados um e dois.



No tocante ao ganho estático, pôde-se observar que no MCC o conversor apresenta ganho idêntico ao conversor *buck* clássico, independente da região de operação. Já no MCD existem diferenças nas expressões para cada região de operação e destas com relação ao conversor clássico[52]. Outra característica importante é que este conversor apresenta uma área de operação no modo de condução contínuo muito maior que o conversor clássico [52] e maior que o conversor proposto em [4].

No ponto de transição entre as regiões de operação, quando a razão cíclica é um terço ou dois terços, pode-se obter condução contínua para toda faixa de operação do conversor. Em outras palavras, se o conversor operar próximo a essas razões cíclicas, obtém-se uma significativa redução nos filtros.

Deve-se salientar ainda que a frequência no filtro passivo de saída é o triplo da frequência de comutação, e que a amplitude da tensão a que este filtro está submetido é um terço daquela a que estaria submetido no conversor clássico. Desse modo, os elementos do filtro podem ser reduzidos quando comparados ao conversor clássico. Para obter-se a mesma ondulação de corrente na saída, o indutor necessário para o conversor com a célula de quatro estados pode ser até nove vezes menor que o indutor utilizado no conversor clássico[52].

Caso seja necessário a inclusão de filtro na entrada do conversor, esse também será reduzido. A corrente de entrada no conversor clássico é pulsada e tem a mesma frequência da comutação. Já no conversor proposto, a corrente de entrada apresenta o triplo da frequência de comutação e para as regiões B e C apresenta um nível contínuo adicionado de uma corrente pulsada. Desse modo, a filtragem é facilitada.

Com relação ao transformador, foram estabelecidas as expressões de projeto para todas as regiões de operação. O volume do transformador utilizado no protótipo é aproximadamente o mesmo do indutor utilizado. Como o indutor é nove vezes menor que no conversor clássico, conclui-se que houve uma redução no total de elementos magnéticos envolvidos, propiciando redução de volume e peso.

Foi implementado um conversor *buck* de 1kW, através do qual se observou o comportamento do conversor proposto, confirmando as análises realizadas. Através do mesmo protótipo, alterando a razão cíclica e a potência, pôde-se observar o conversor operando em todas as regiões. Os resultados obtidos indicam a viabilidade de utilização prática deste conversor.

### 3 CONVERSOR *BOOST* UTILIZANDO CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE QUATRO ESTADOS

#### 3.1 Introdução

Este capítulo apresenta a análise de funcionamento do conversor *boost* utilizando a célula de comutação de quatro estados. Conforme descrito no capítulo I, essa célula apresenta três regiões de operação. Por isso, será apresentada a análise de funcionamento do conversor para cada uma destas regiões de operação.

Em cada região de operação o conversor pode operar ainda de três modos distintos, quais sejam: modo de condução contínuo (MCC); modo de condução descontínuo (MCD) e modo de condução crítico. Assim, para uma completa análise do conversor estudado, para cada região, serão analisados os três modos de operação.

Para todas as possibilidades de funcionamento deste conversor, serão descritas as etapas de funcionamento, apresentadas as formas de onda básicas, bem como será realizado o equacionamento para obtenção do ganho estático do conversor. Será mostrada ainda, a característica de saída para cada uma das regiões de operação, assim como a ondulação da corrente de entrada e da tensão de saída.

A estrutura do conversor *boost* utilizando a célula de quatro estados é apresentada na Fig. 3.1.

Para a análise da operação do conversor são realizadas as seguintes considerações:

- os componentes, tanto passivos quanto ativos, são ideais;
- a frequência de operação é fixa;
- a modulação é do tipo PWM;
- os pulsos de comando dos interruptores estão defasados de  $120^\circ$ ;
- a relação de transformação é unitária;
- a corrente magnetizante é desprezível, comparada à corrente de carga;
- o conversor opera em regime permanente.

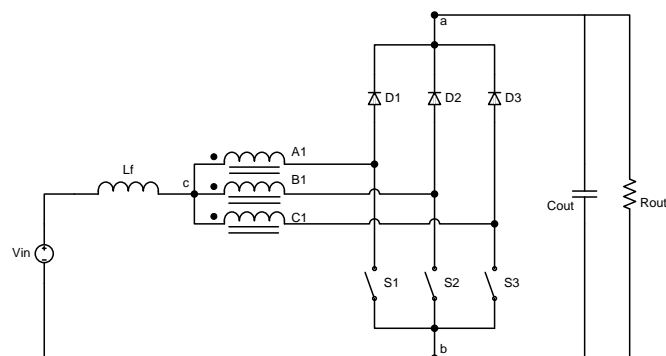


Fig. 3.1 – Conversor *boost*.

### 3.2 Conversor *boost* operando na região A ( $0 < D < 1/3$ )

A seguir será realizada a análise do conversor operando no modo de condução contínuo, bem como, no modo de condução descontínuo. No MCC a conversor opera com a célula nos estados três e quatro, conforme descrito no capítulo I. Já no MCD, além desses estados, ocorre também o estado neutro.

Serão apresentadas as etapas de operação do conversor, as principais formas de onda, a característica de transferência estática, e a característica externa do conversor. Serão mostradas também, as ondulações da corrente de entrada e da tensão de saída.

#### 3.2.1 Etapas de operação no MCC

Na seqüência, a operação do conversor é descrita etapa a etapa, as quais estão ilustradas na Fig. 3.2. Como condição inicial, considera-se que todos os diodos estão em condução, tendo em vista que o conversor está operando na região A e no MCC.

##### 1ª Etapa ( $t_0 < t < t_1$ )

No instante  $t_0$  o interruptor S1 entra em condução, e o diodo D1 bloqueia. A Fig. 3.2a mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_1$  com o bloqueio do interruptor S1.

Devido ao efeito magnético do transformador, as correntes nos três enrolamentos são idênticas. Desse modo, a corrente do indutor de entrada divide-se em três: uma parte passa pelo enrolamento A1 e pelo interruptor S1, e as outras passam pelos enrolamentos B1 e C1 e pelos diodos D2 e D3 respectivamente.

A Fig. 3.3a exibe, de maneira simplificada, como os enrolamentos do transformador estão conectados ao restante do circuito durante a primeira etapa de operação. Considerando que todos os enrolamentos apresentam o mesmo número de espiras, ou seja,  $A1=B1=C1$ , pode-se notar que a tensão aplicada no enrolamento A1 durante esta etapa é dois terços da tensão de saída.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.4a, e através dele, pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a primeira etapa.

$$V_{L_f} = V_{in} - \frac{2}{3} V_{out} \quad (3.1)$$

##### 2ª Etapa ( $t_1 < t < t_2$ )

No instante  $t_1$  o interruptor S1 bloqueia, e o diodo D1 entra em condução. A Fig. 3.2b mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_2$  com a entrada em condução do interruptor S2.

A Fig. 3.3b apresenta resumidamente, como os enrolamentos do transformador estão conectados ao restante do circuito durante a segunda etapa de operação. Pode-se observar que

os enrolamentos estão colocados em curto-circuito através dos diodos. Desse modo, a tensão sobre os enrolamentos é nula.

Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.4b, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a segunda etapa.

$$V_{L_f} = V_{in} - V_{out} \quad (3.2)$$

### 3ª Etapa ( $t_2 < t < t_3$ )

No instante  $t_2$  o interruptor  $S_2$  entra em condução, e o diodo  $D_2$  bloqueia. A Fig. 3.2c mostra esta etapa de operação, a qual termina no instante  $t_3$ , com o bloqueio do interruptor  $S_2$ .

O comportamento do circuito durante esta etapa de operação é similar à primeira, diferindo apenas no tocante aos interruptores que estão em condução. Como consequência, a forma de ligação dos enrolamentos e suas respectivas tensões se alteram. Porém, para efeito da análise do circuito externo à célula de quatro estados, não apresenta diferenças. Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.4a.

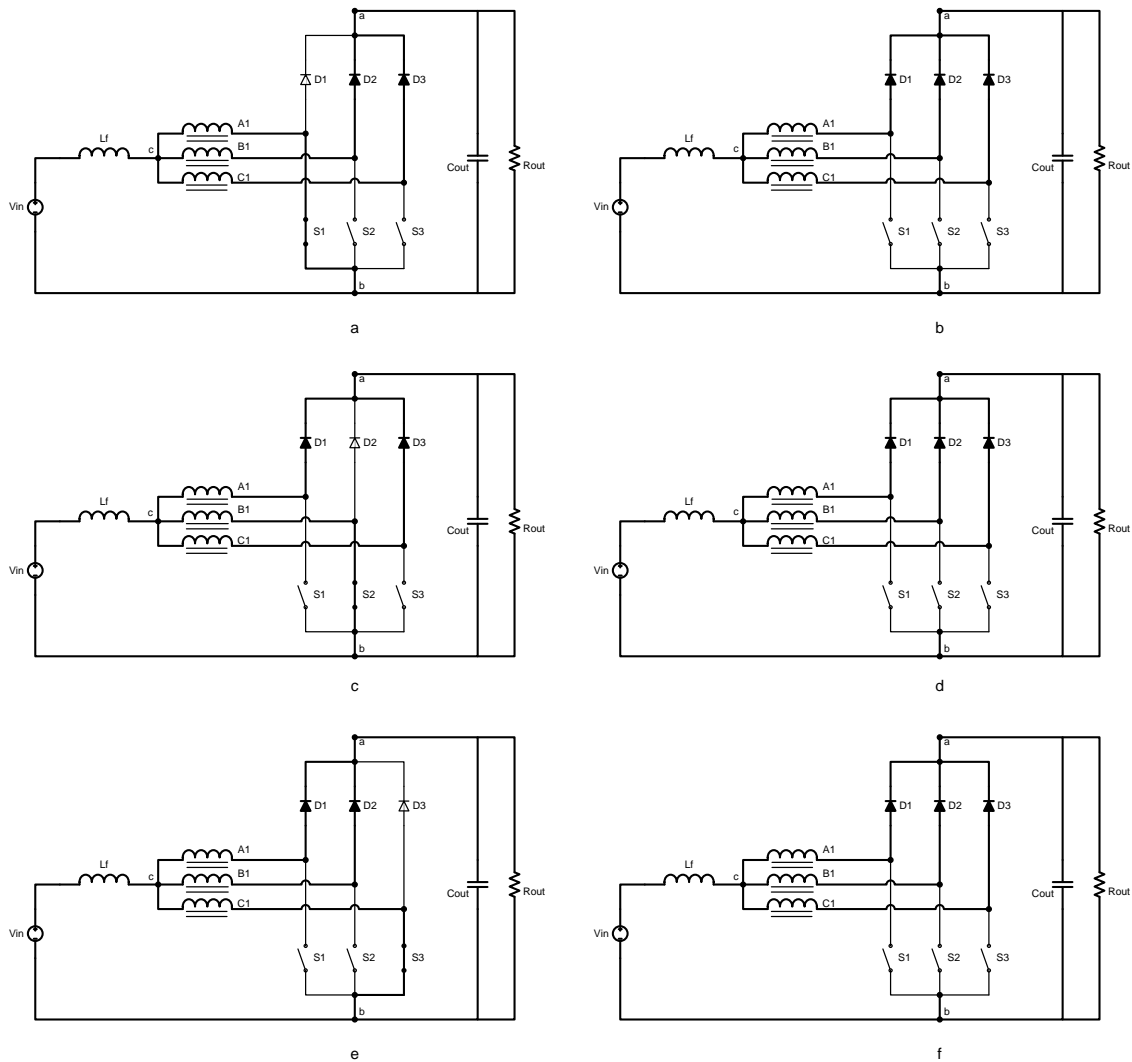


Fig. 3.2 – Etapas de operação no MCC – região A.

#### 4ª Etapa ( $t_3 < t < t_4$ )

No instante  $t_3$  o interruptor S2 bloqueia, e o diodo D2 entra em condução. A Fig. 3.2d mostra esta etapa de operação, que tem seu final no instante  $t_4$  com a entrada em condução do interruptor S3.

Esta etapa de operação é idêntica à segunda, já descrita anteriormente. O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.4b.

#### 5ª Etapa ( $t_4 < t < t_5$ )

No instante  $t_4$  o interruptor S3 entra em condução, e o diodo D3 bloqueia. A Fig. 3.2e mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_5$  com o bloqueio do interruptor S3.

A exemplo da terceira etapa, o comportamento do circuito durante esta etapa de operação é similar à primeira, diferindo apenas no tocante aos interruptores que estão em condução, e conseqüentemente a forma de ligação dos enrolamentos e suas respectivas tensões. Observando o circuito externo à célula de quatro estados, esse não apresenta diferenças, e assim o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.4a.

#### 6ª Etapa ( $t_5 < t < t_6$ )

No instante  $t_5$  o interruptor S3 bloqueia, e o diodo D3 entra em condução. A Fig. 3.2f mostra esta etapa de operação, a qual tem seu final no instante  $t_6$ , com a entrada em condução do interruptor S1, dando início a um novo período de comutação.

Esta etapa de operação é idêntica à segunda, já descrita anteriormente e cujo circuito equivalente é apresentado na Fig. 3.4b.

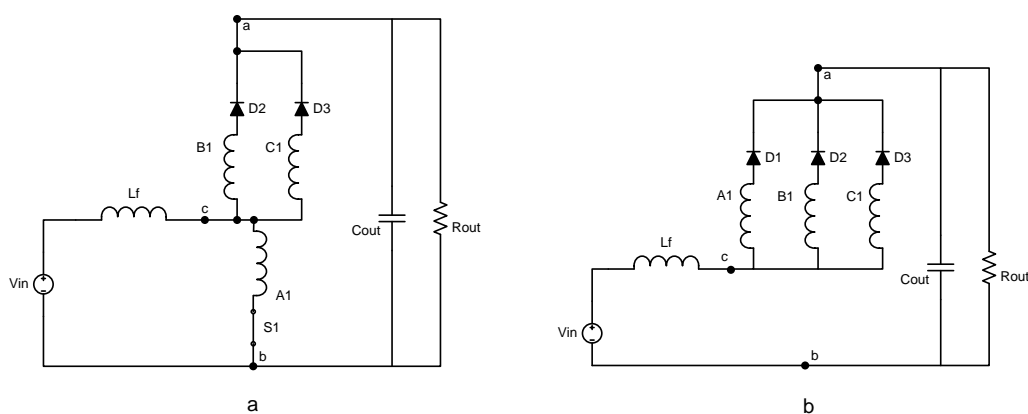


Fig. 3.3 – Etapas de operação no MCC - região A - circuitos simplificados.

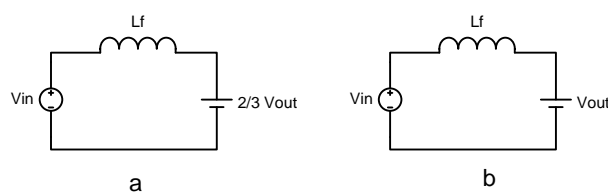


Fig. 3.4 – Etapas de operação no MCC – região A - circuitos equivalentes.

A Tabela 3.1 apresenta de maneira simplificada os estados dos interruptores e diodos para cada etapa de operação do conversor.

Tabela 3.1 – Etapas de operação no MCC – região A.

	X → conduzindo			- → não conduzindo		
	S1	S2	S3	D1	D2	D3
1ª Etapa	X	-	-	-	X	X
2ª Etapa	-	-	-	X	X	X
3ª Etapa	-	X	-	X	-	X
4ª Etapa	-	-	-	X	X	X
5ª Etapa	-	-	X	X	X	-
6ª Etapa	-	-	-	X	X	X

### 3.2.2 Formas de onda básicas no MCC

Na Fig. 3.5, são ilustradas as principais formas de onda para operação ideal deste conversor no MCC.

### 3.2.3 Característica ideal de transferência estática no MCC

A relação entre o ganho estático e a razão cíclica do conversor é obtida através do balanço de energia do conversor, considerando este ideal. Desse modo, apresenta-se a obtenção da característica de transferência estática do conversor *boost* operando na região A.

Pode-se observar que do ponto de vista da transferência de energia, as etapas de operação repetem-se a cada um terço de período. Portanto, a análise a seguir será realizada considerando apenas um terço do período de comutação.

$$W_{Vin} = W_{Vout} \quad (3.3)$$

$$W_{Vin} = V_{in} \cdot I_{Lf} \cdot \frac{T}{3} \quad (3.4)$$

$$W_{Vout} = V_{out} \cdot \frac{2}{3} I_{Lf} \cdot t_c + V_{out} \cdot I_{Lf} \cdot t_a \quad (3.5)$$

$$t_c = D \cdot T \quad (3.6)$$

$$t_a = \frac{1}{3} T - t_c \quad (3.7)$$

Substituindo as expressões (3.6) e (3.7) em (3.5), bem como, substituindo (3.4) e (3.5) em (3.3), e reorganizando as variáveis, obtém-se a expressão (3.8), que representa o ganho estático do conversor *boost* no MCC.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (3.8)$$

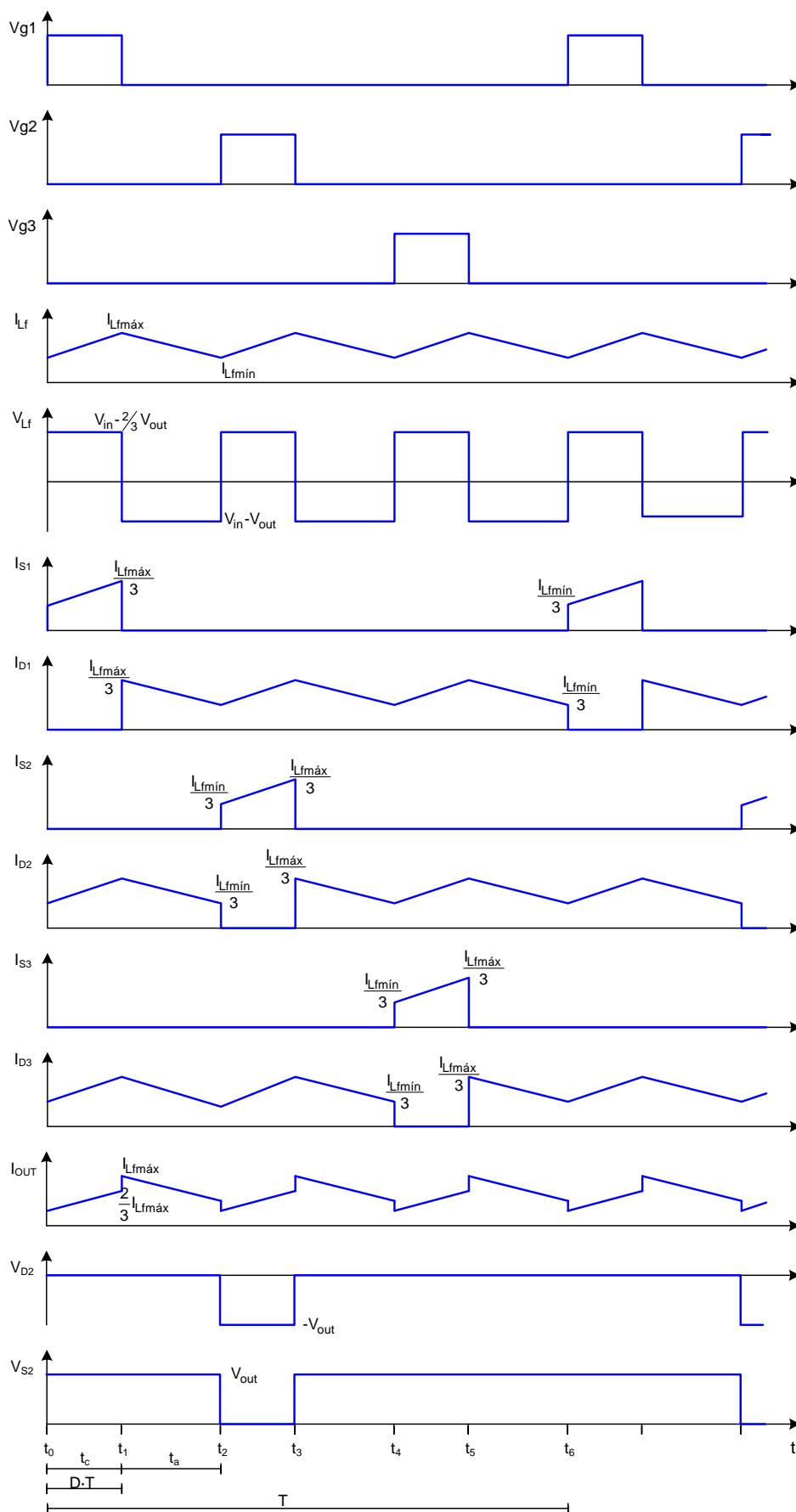


Fig. 3.5 – Formas de onda idealizadas para o conversor boost operando no MCC - região A.

A Fig. 3.6 apresenta o ganho estático em função da razão cíclica para a região de operação A no MCC.

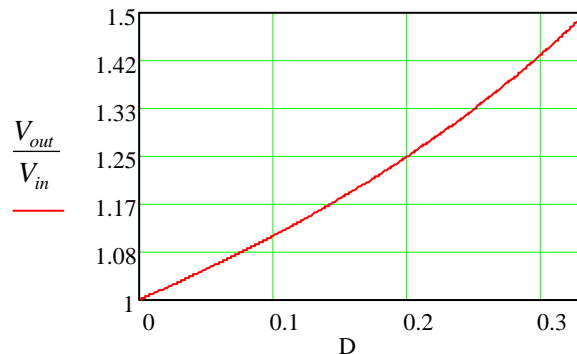


Fig. 3.6 – Característica ideal de transferência estática no MCC – região A.

### 3.2.4 Etapas de operação no MCD

A operação do conversor no modo de condução descontínuo é caracterizada pela corrente descontínua no indutor  $L_f$ , ou seja, a corrente do indutor é nula durante um intervalo de tempo.

As etapas de operação do conversor operando em MCD são semelhantes às etapas do conversor operando em MCC, exceto pelo surgimento de etapas intermediárias em que não há transferência de energia da fonte de entrada para a carga. Dessa maneira, no MCD o conversor apresenta nove etapas de funcionamento, sendo que seis delas são idênticas às já descritas para o MCC, e as outras três são etapas em que não ocorre transferência de energia, isto é, correspondem ao estado neutro citado no capítulo I.

A seguir, a operação do conversor é descrita etapa a etapa, as quais estão ilustradas na Fig. 3.2 e na Fig. 3.7. Como condição inicial, considera-se que todos os interruptores e diodos estão bloqueados e que a corrente no indutor é nula, tendo em vista que o conversor está operando na região A e no MCD.

#### 1ª Etapa ( $t_0 < t < t_1$ )

No instante  $t_0$  o interruptor S1 entra em condução, provocando o surgimento de corrente no indutor e devido ao efeito magnético do transformador, os diodos D2 e D3 também entram em condução. A corrente do indutor de entrada divide-se em três, uma parte passa pelo enrolamento A1 e pelo interruptor S1, e as outras passam pelos enrolamentos B1 e C1 e pelos diodos D2 e D3 respectivamente.

A Fig. 3.2a mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_1$  com o bloqueio do interruptor S1.



O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.4a, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a primeira etapa.

$$V_{L_f} = V_{in} - \frac{2}{3}V_{out} \quad (3.9)$$

### 2ª Etapa ( $t_1 < t < t_2$ )

No instante  $t_1$  o interruptor S1 bloqueia, e o diodo D1 entra em condução. A Fig. 3.2b mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_2$  quando a corrente no indutor de entrada atinge o nível zero, e os diodos D1, D2 e D3 bloqueiam naturalmente.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.4b, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a segunda etapa.

$$V_{L_f} = V_{in} - V_{out} \quad (3.10)$$

### 3ª Etapa ( $t_2 < t < t_3$ )

No instante  $t_2$ , a corrente do indutor de entrada atinge o nível zero, ocasionando o bloqueio natural dos diodos D1, D2 e D3. Por isso, durante esta etapa, ocorre a interrupção da transferência de energia da fonte de entrada para a carga, sendo esta suprida apenas pelo capacitor de saída.

A Fig. 3.7 mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_3$  com a entrada em condução do interruptor S2.

### 4ª Etapa ( $t_3 < t < t_4$ )

No instante  $t_3$  o interruptor S2 entra em condução, provocando o surgimento de corrente no indutor, bem como, a entrada em condução dos diodos D1 e D3. Nota-se que esta etapa é similar à terceira, no MCC.

A Fig. 3.2c mostra esta etapa de operação, na qual os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_4$  com o bloqueio do interruptor S2. O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.4a.

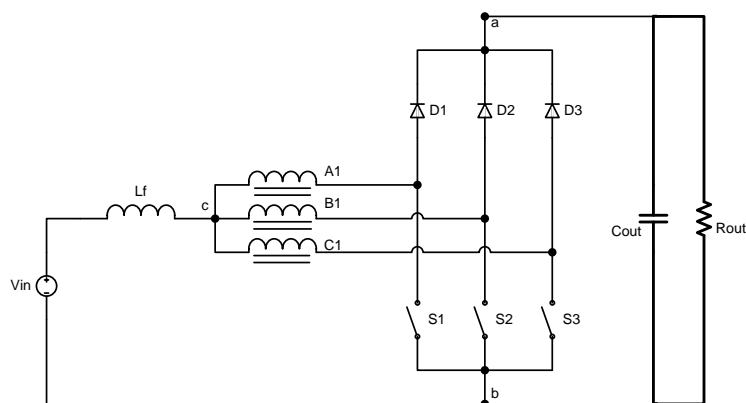


Fig. 3.7 – Terceira etapa de operação no MCD - região A.

### **5ª Etapa ( $t_4 < t < t_5$ )**

No instante  $t_4$  o interruptor S2 é comandado a bloquear, e o diodo D2 entra em condução. A Fig. 3.2d mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_5$  quando a corrente no indutor de entrada atinge o nível zero, e os diodos D1, D2 e D3 bloqueiam naturalmente.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.4b.

### **6ª Etapa ( $t_5 < t < t_6$ )**

No instante  $t_5$ , a corrente do indutor de entrada atinge o nível zero, ocasionando o bloqueio natural dos diodos D1, D2 e D3. Esta etapa é idêntica à terceira, que é mostrada na Fig. 3.7. O final desta etapa ocorre no instante  $t_6$  com a entrada em condução do interruptor S3.

### **7ª Etapa ( $t_6 < t < t_7$ )**

No instante  $t_6$  o interruptor S3 entra em condução, provocando o surgimento de corrente no indutor, bem como, a entrada em condução dos diodos D1 e D2. Nota-se que esta etapa é similar à quinta, no MCC.

A Fig. 3.2e mostra esta etapa de operação. O final desta etapa ocorre no instante  $t_7$  com o bloqueio do interruptor S3. O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.4a.

### **8ª Etapa ( $t_7 < t < t_8$ )**

No instante  $t_7$  o interruptor S3 é comandado a bloquear, e o diodo D3 entra em condução. A Fig. 3.2f mostra esta etapa de operação. O final desta etapa ocorre no instante  $t_8$  quando a corrente no indutor de entrada atinge o nível zero.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.4-b.

### **9ª Etapa ( $t_8 < t < t_9$ )**

No instante  $t_8$ , a corrente do indutor de entrada atinge o nível zero, ocasionando o bloqueio natural dos diodos D1, D2 e D3. Esta etapa é idêntica à terceira, que é mostrada na Fig. 3.7. O término desta etapa ocorre no instante  $t_9$  com a entrada em condução do interruptor S1, dando início a um novo período de comutação.

A Tabela 3.2 apresenta os estados dos interruptores e diodos para cada etapa de operação do conversor.

## **3.2.5 Formas de onda básicas no MCD**

Na Fig. 3.8, são ilustradas as principais formas de onda para operação ideal deste conversor no MCD.

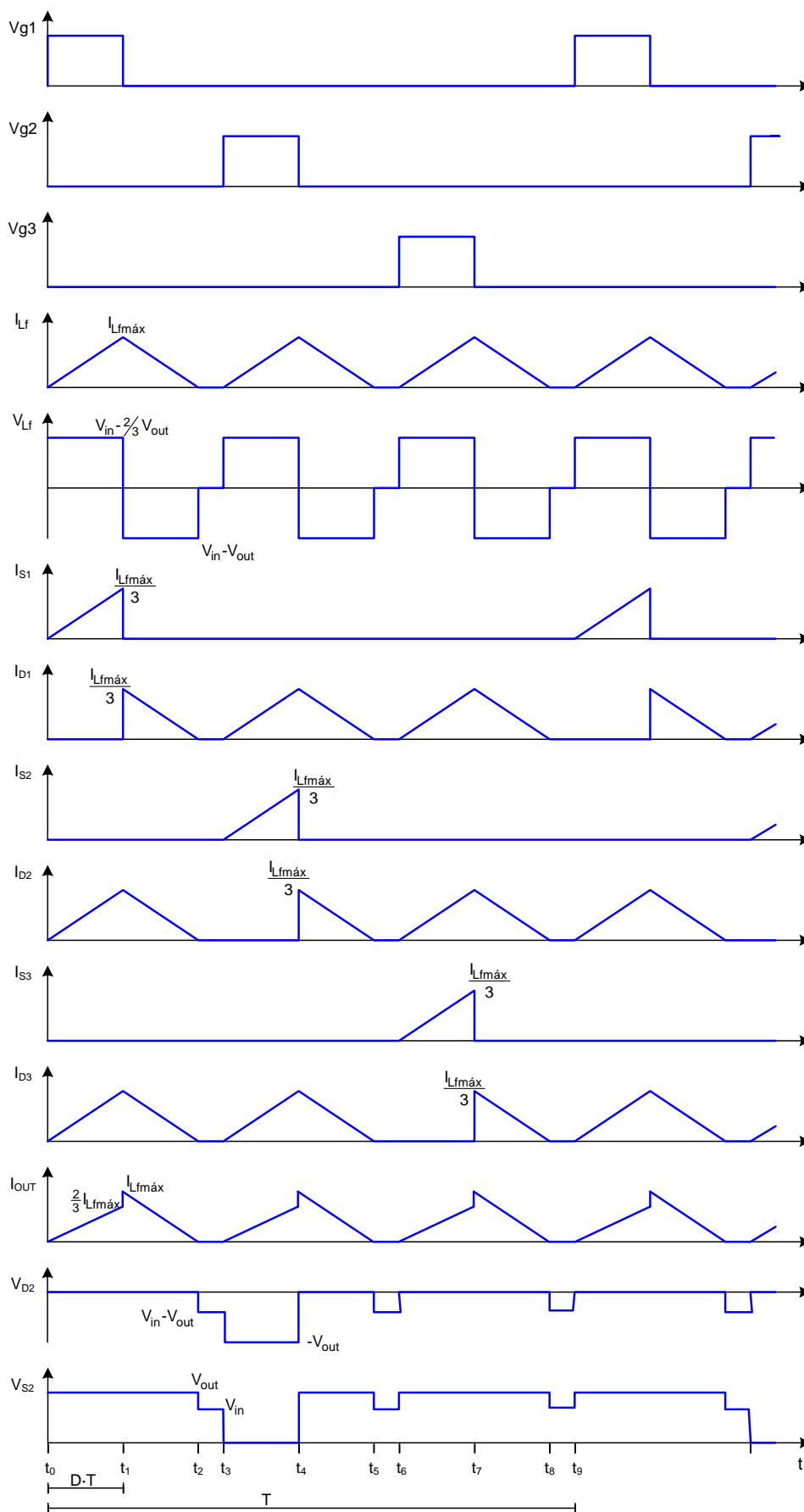


Fig. 3.8 – Formas de onda idealizadas para o conversor boost operando no MCD - região A.

Tabela 3.2 – Etapas de operação no MCD – região A.

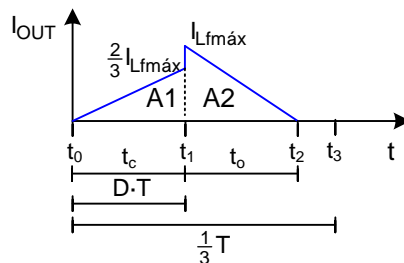
	X → conduzindo			- → não conduzindo		
	S1	S2	S3	D1	D2	D3
1ª Etapa	X	-	-	-	X	X
2ª Etapa	-	-	-	X	X	X
3ª Etapa	-	-	-	-	-	-
4ª Etapa	-	X	-	X	-	X
5ª Etapa	-	-	-	X	X	X
6ª Etapa	-	-	-	-	-	-
7ª Etapa	-	-	X	X	X	-
8ª Etapa	-	-	-	X	X	X
9ª Etapa	-	-	-	-	-	-

### 3.2.6 Característica ideal de transferência estática no MCD

Apresenta-se a seguir a obtenção da característica ideal de transferência estática do conversor *boost* operando na região A e no MCD. Tal como no MCC, a análise a seguir será realizada considerando apenas um terço do período de comutação.

O ganho estático para este modo de operação é determinado através da corrente média da carga. Desse modo, aplicando-se a definição de valor médio, através da forma de onda apresentada na Fig. 3.9, obtém-se:

$$I_o = \frac{1}{T/3} \cdot \int_0^{T/3} I_{out}(t) \cdot dt = \frac{3}{T} \cdot (A1 + A2) \quad (3.11)$$

Fig. 3.9 – Corrente de saída do conversor *boost* operando no MCD - região A.

Através da Fig. 3.9 pode-se determinar as áreas A1 e A2.

$$A1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{2}{3} I_{Lfmax} \cdot t_c = \frac{I_{Lfmax}}{3} \cdot t_c \quad (3.12)$$

$$A2 = \frac{1}{2} \cdot I_{Lfmax} \cdot t_o \quad (3.13)$$

Considerando que a tensão média no indutor é nula, tem-se:

$$t_o = t_c \cdot \frac{V_{in} - \frac{2}{3} V_{out}}{V_{out} - V_{in}} \quad (3.14)$$

A expressão (3.15) indica que  $t_c$  é função da razão cíclica e do período. A corrente máxima do indutor é dada pela expressão (3.16). Substituindo estas expressões em (3.11), obtém-se a corrente média de saída, dada por (3.17).

$$t_c = D \cdot T \quad (3.15)$$

$$I_{Lfmax} = \frac{V_{in} - \frac{2}{3}V_{out}}{Lf} \cdot D \cdot T \quad (3.16)$$

$$I_o = \frac{V_{in} \cdot T \cdot D^2 \cdot (3 \cdot V_{in} - 2 \cdot V_{out})}{6 \cdot Lf \cdot (V_{out} - V_{in})} \quad (3.17)$$

Dividindo numerador e denominador por  $V_{in}$ , considerando  $Gv$  como o ganho estático e reorganizando a equação, obtém-se:

$$\frac{6 \cdot Lf \cdot I_o}{V_{in} \cdot T} = \frac{D^2 \cdot (3 \cdot \frac{V_{in}}{V_{in}} - 2 \cdot \frac{V_{out}}{V_{in}})}{(\frac{V_{out}}{V_{in}} - \frac{V_{in}}{V_{in}})} = \frac{D^2 \cdot (3 - 2 \cdot Gv)}{(Gv - 1)} \quad (3.18)$$

Parametrizando a expressão (3.18), encontra-se:

$$\gamma = \frac{6 \cdot Lf \cdot I_o}{V_{in} \cdot T} = \frac{(3 - 2 \cdot Gv)}{(Gv - 1)} \cdot D^2 \quad (3.19)$$

Reorganizando a expressão (3.19), obtém-se (3.20), que representa o ganho estático do conversor operando no MCD na região A.

$$Gv = \frac{3 \cdot D^2 + \gamma}{2 \cdot D^2 + \gamma} \quad (3.20)$$

A Fig. 3.10 apresenta o ganho estático do conversor em função da razão cíclica para diferentes valores do parâmetro  $\gamma$ .

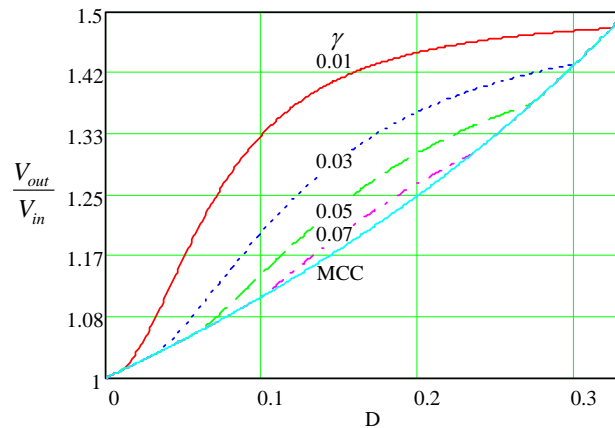


Fig. 3.10 – Característica ideal de transferência estática no MCD – região A.

### 3.2.7 Modo de condução crítico

A operação do conversor no modo de condução crítico é caracterizada como o limite entre a condução descontínua e a contínua no indutor  $Lf$ , ou seja, a corrente do indutor

anula-se no exato instante em que um interruptor é comandado a conduzir, fazendo com que a corrente cresça novamente.

Sendo a condução crítica o limite entre o MCC e o MCD, os ganhos estáticos para estes modos de operação são iguais quando o conversor opera em condução crítica. Portanto, a determinação do ganho crítico pode ser realizada igualando as expressões (3.8) e (3.20). Assim se tem:

$$\frac{1}{1-D_{crit}} = \frac{3 \cdot D_{crit}^2 + \gamma}{2 \cdot D_{crit}^2 + \gamma} \quad (3.21)$$

Reorganizando os termos de (3.21) encontra-se:

$$D_{crit}^2 - \frac{\gamma}{3} \cdot D_{crit} + \frac{\gamma}{3} = 0 \quad (3.22)$$

Resolvendo, tem-se:

$$D_{crit} = \frac{1}{6} \pm \sqrt{\frac{1}{36} - \frac{\gamma}{3}} \quad (3.23)$$

Substituindo a expressão (3.23) em (3.8), obtém-se o ganho estático crítico do conversor.

$$Gv_{crit} = \frac{6}{5 \pm \sqrt{1-12 \cdot \gamma}} \quad (3.24)$$

### 3.2.8 Característica externa

Através das análises de funcionamento do conversor para os diferentes modos de operação, pode-se agora determinar a característica externa do conversor *boost* operando na região A.

A Fig. 3.11 apresenta as curvas para diferentes razões cíclicas, parametrizadas em função da carga.

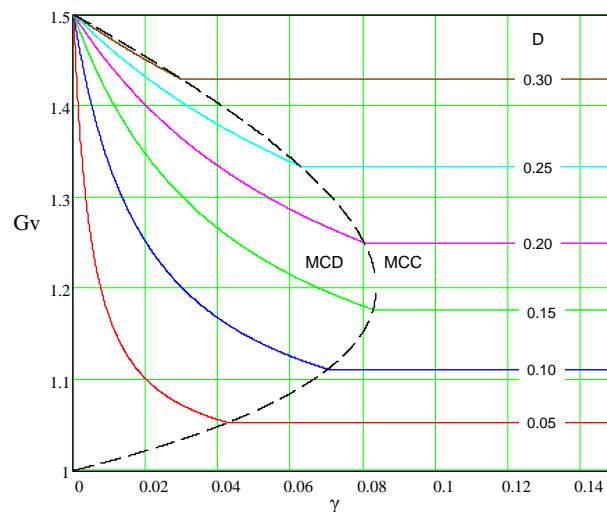


Fig. 3.11 – Característica externa do conversor boost - região A.

### 3.2.9 Ondulação da corrente de entrada e determinação da indutância crítica

A ondulação da corrente no indutor de entrada pode ser determinada através da observação da primeira etapa de funcionamento, ou seja, analisando a tensão aplicada ao indutor, dada em (3.1), bem como, o tempo de duração desta etapa, dado em (3.6). Assim, substituindo estas expressões em (3.25), obtém-se (3.26).

$$\Delta I_{Lf} = \frac{V_{Lf} \cdot \Delta t}{Lf} \quad (3.25)$$

$$\Delta I_{Lf} = \frac{(V_{in} - \frac{2}{3}V_{out}) \cdot D \cdot T}{Lf} \quad (3.26)$$

Como:

$$V_{in} = (1 - D) \cdot V_{out} \quad (3.27)$$

Pode-se encontrar, após algumas manipulações, a expressão (3.28) que representa a ondulação da corrente em função da razão cíclica.

$$\Delta I_{Lf} = D \cdot (1 - 3 \cdot D) \cdot \frac{V_{out}}{3 \cdot Lf \cdot f} \quad (3.28)$$

Parametrizando a expressão (3.28), encontra-se (3.29), que está representada graficamente na Fig. 3.12, onde nota-se que a máxima ondulação de corrente ocorre quando a razão cíclica é um sexto. Neste caso, o parâmetro  $\beta$  é igual a um doze avos.

$$\beta = \frac{3 \cdot Lf \cdot f \cdot \Delta I_{Lf}}{V_{out}} = D \cdot (1 - 3 \cdot D) \quad (3.29)$$

A indutância pode ser determinada através da reorganização da expressão (3.29). Assim se obtém:

$$Lf = \beta \cdot \frac{V_{out}}{3 \cdot f \cdot \Delta I_{Lf}} \quad (3.30)$$

Considerando o ponto de máxima ondulação, pode-se obter (3.31). Contudo o conversor poderá não operar no ponto de máxima ondulação, e nestes casos deve-se considerar o ponto de operação e utilizar a expressão (3.30).

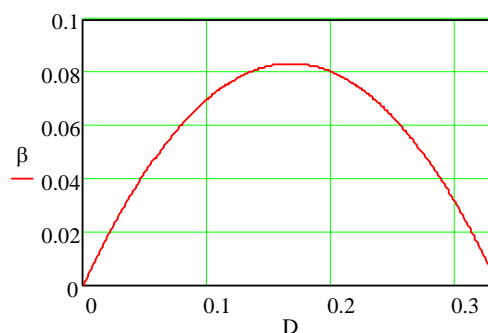


Fig. 3.12 – Ondulação da corrente parametrizada - região A.

$$Lf = \frac{V_{out}}{36 \cdot f \cdot \Delta I_{Lf}} \quad (3.31)$$

Pode-se ainda determinar a indutância crítica, que é a mínima indutância necessária para manter o conversor operando no MCC, para uma dada condição de carga. Para tanto, primeiramente encontra-se  $\gamma$  para a condição de condução crítica, através da expressão (3.22). Desse modo se obtém (3.32).

$$\gamma = D_{crit} \cdot (1 - 3 \cdot D_{crit}) \quad (3.32)$$

Substituindo (3.32) em (3.19), obtém-se a indutância crítica, dada a seguir:

$$Lf_{crit} = D_{crit} \cdot (1 - 3 \cdot D_{crit}) \cdot \frac{V_{in} \cdot T}{6 \cdot I_o} \quad (3.33)$$

Parametrizando, obtém-se a expressão (3.34) que é mostrada graficamente na Fig. 3.13. Considerando o ponto de máxima ondulação, que ocorre quando a razão cíclica é um sexto, o parâmetro  $\overline{Lf_{crit}}$  será um doze avos, e assim se obtém (3.35).

$$\overline{Lf_{crit}} = Lf_{crit} \cdot \frac{6 \cdot I_o}{V_{in} \cdot T} = D_{crit} \cdot (1 - 3 \cdot D_{crit}) \quad (3.34)$$

$$Lf_{crit} = \frac{V_{in}}{72 \cdot f \cdot I_o} \quad (3.35)$$

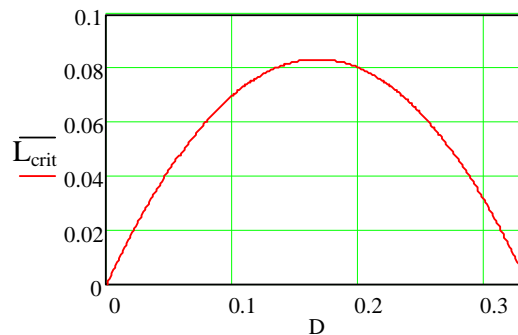


Fig. 3.13 – Indutância crítica parametrizada - região A.

### 3.2.10 Ondulação da tensão de saída e determinação do capacitor

A ondulação da tensão de saída é função da carga fornecida ao capacitor e da sua capacitância, conforme expresso em (3.36). Assim, para determinar a ondulação de tensão deve-se primeiramente determinar a quantidade de carga fornecida ao capacitor. Para tanto, utiliza-se a Fig. 3.14, que mostra a corrente no capacitor de saída. Destaca-se que nesta figura está sendo desprezada a ondulação da corrente de entrada. Isso não acarreta erro algum, e torna o procedimento mais simples.

$$\Delta V = \frac{\Delta Q}{C} \quad (3.36)$$



A carga do capacitor é dada pela integral da corrente com relação ao tempo, que corresponde à área A1 da Fig. 3.14. Assim se obtém (3.37).

$$\Delta Q = A1 = (I_{in} - I_{out}) \cdot \left( \frac{1}{3} - D \right) \cdot T \quad (3.37)$$

Como:

$$I_{in} = \frac{I_{out}}{1-D} \quad (3.38)$$

Substituindo (3.38) em (3.37), encontra-se:

$$\Delta Q = I_{out} \cdot \left( \frac{D}{1-D} \right) \cdot (1-3 \cdot D) \cdot \frac{T}{3} \quad (3.39)$$

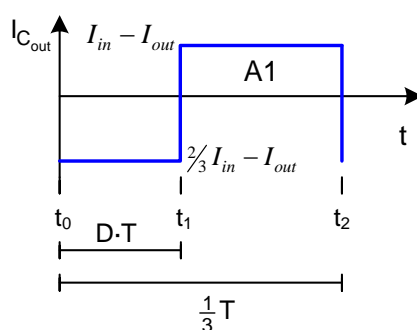


Fig. 3.14 – Corrente no capacitor de saída - região A.

Substituindo (3.39) em (3.36), obtém-se a expressão (3.40) que determina a ondulação da tensão de saída.

$$\Delta V_{out} = \frac{1}{3} \cdot \frac{I_{out} \cdot (1-3 \cdot D) \cdot D}{C_{out} \cdot f \cdot (1-D)} \quad (3.40)$$

Reorganizando a expressão (3.40), pode-se obter o valor da capacitância a partir de uma ondulação de tensão especificada. Dessa forma se tem:

x

(3.41)

### 3.2.11 Projeto do transformador

O projeto do transformador seguirá a metodologia apresentada em [55], pela qual se deve primeiramente estimar o produto das áreas ( $AeAw$ ) necessário para o transformador, depois escolher um núcleo comercial que atenda as necessidades, e por fim, determinar os parâmetros do transformador.

A Fig. 3.15 mostra a forma de onda da tensão sobre o enrolamento A1 do transformador e a intensidade de fluxo magnético na coluna A do núcleo.

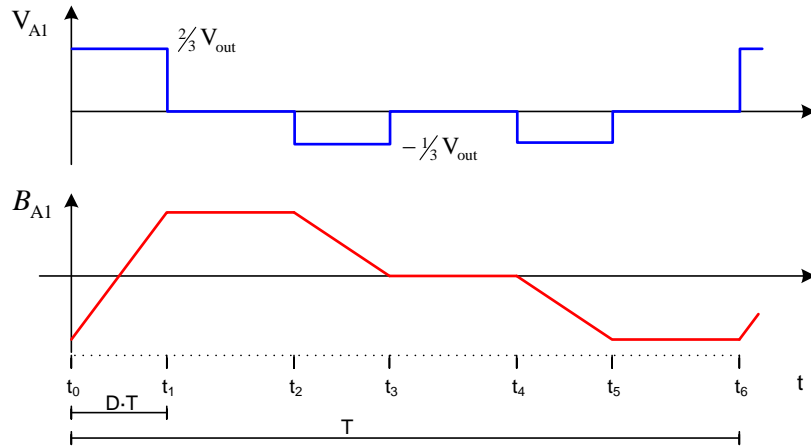


Fig. 3.15 – Tensão no enrolamento A1 e fluxo magnético na coluna A – região A.

Seja a Lei de Faraday:

$$V \cdot dt = N \cdot d\Phi \quad (3.42)$$

Considerando a tensão no enrolamento A1 e o tempo em que o enrolamento permanece sob esta tensão durante o intervalo de  $t_0$  até  $t_1$ , obtém-se:

$$\frac{2}{3}V_{out} \cdot D \cdot T = N \cdot \Delta B \cdot Ae \quad (3.43)$$

Reorganizando a expressão (3.43), e substituindo o período pela frequência, pode-se determinar a área efetiva do núcleo ( $Ae$ ):

$$Ae = \frac{\frac{2}{3}V_{out} \cdot D}{N \cdot \Delta B \cdot f} \quad (3.44)$$

Para esta região de operação, tem-se o pior caso, do ponto de vista de saturação do núcleo, quando a razão cíclica é um terço. Neste caso:

$$Ae = \frac{\frac{2}{9}V_{out}}{N \cdot \Delta B \cdot f} \quad (3.45)$$

Considerando-se as relações:

$$N \cdot I_{ef} = A_c \cdot J = K_C \cdot Aw \cdot J \quad (3.46)$$

Onde:

$N$  – Número de espiras do enrolamento;

$I_{ef}$  – Corrente eficaz no enrolamento;

$K_C$  – Fator de ocupação da janela pelo enrolamento;

$Aw$  – Área da janela do núcleo;

$J$  – Densidade de corrente.

Desprezando a ondulação de corrente no indutor de entrada, pode-se considerar a corrente em cada enrolamento como um terço da corrente média de entrada. Dessa forma se obtém:

$$Aw = \frac{N \cdot \frac{1}{3} I_{in}}{K_C \cdot J} \quad (3.47)$$

Por conveniência, substitui-se a corrente média de entrada pela corrente média de saída e obtém-se:

$$A_w = \frac{N \cdot \frac{1}{3} I_{out}}{K_c \cdot J \cdot (1-D)} \quad (3.48)$$

O produto das expressões (3.44) e (3.48) define o produto das áreas do núcleo, 'AeAw'. Com o auxílio da expressão (3.49), pode-se escolher o núcleo a ser empregado.

$$AeAw = \frac{2 \cdot D}{9 \cdot (1-D)} \cdot \frac{P_{out}}{K_c \cdot J \cdot \Delta B \cdot f} \quad (3.49)$$

Após o núcleo ser escolhido, determina-se o número de espiras do enrolamento através da reorganização da expressão (3.44).

### 3.3 Conversor *boost* operando na região B ( $1/3 < D < 2/3$ )

Neste tópico será realizada a análise do conversor operando nos modos de condução contínuo e descontínuo. No MCC o conversor opera com a célula nos estados dois e três, conforme descrito no capítulo I. Já no MCD, além desses estados ocorre também o estado neutro.

Serão apresentadas as etapas de operação do conversor, as principais formas de onda, a característica de transferência estática e a característica externa do conversor. Serão mostradas ainda, as ondulações da corrente de entrada e da tensão de saída.

#### 3.3.1 Etapas de operação no MCC

A seguir, a operação do conversor é descrita etapa a etapa, as quais estão ilustradas na Fig. 3.16. Como condição inicial, considera-se que o interruptor S3 e os diodos D1 e D2 estão em condução, tendo em vista que o conversor está operando na região B e no MCC.

##### 1ª Etapa ( $t_0 < t < t_1$ )

No instante  $t_0$  o interruptor S1 entra em condução, e o diodo D1 bloqueia. A Fig. 3.16a mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_1$  com o bloqueio do interruptor S3.

Devido ao efeito magnético do transformador, as correntes nos três enrolamentos são idênticas. Logo a corrente do indutor de entrada divide-se em três: uma parte passa pelo enrolamento B1 e pelo diodo D2, e as outras passam pelos enrolamentos A1 e C1 e pelos interruptores S1 e S3, respectivamente.

A Fig. 3.17a mostra, de maneira simplificada, como os enrolamentos do transformador estão conectados ao restante do circuito durante a primeira etapa de operação. Considerando que todos os enrolamentos apresentam o mesmo número de espiras, ou seja,  $A1=B1=C1$ , pode-se notar que a tensão aplicada no enrolamento A1 durante esta etapa é um terço da tensão de saída.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.18a, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a primeira etapa.

$$V_{L_f} = V_{in} - \frac{1}{3} V_{out} \quad (3.50)$$

#### **2ª Etapa ( $t_1 < t < t_2$ )**

No instante  $t_1$  o interruptor S3 bloqueia, e o diodo D3 entra em condução. A Fig. 3.16b mostra esta etapa de operação, cujo término ocorre no instante  $t_2$  com a entrada em condução do interruptor S2.

A Fig. 3.17b mostra, de maneira simplificada, como os enrolamentos do transformador estão conectados ao restante do circuito durante a segunda etapa de operação. Pode-se observar que a tensão aplicada no enrolamento A1 durante esta etapa é dois terços da tensão de saída.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.18b, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a segunda etapa.

$$V_{L_f} = V_{in} - \frac{2}{3} V_{out} \quad (3.51)$$

#### **3ª Etapa ( $t_2 < t < t_3$ )**

No instante  $t_2$  o interruptor S2 entra em condução, e o diodo D2 bloqueia. A Fig. 3.16c mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_3$  com o bloqueio do interruptor S1.

O comportamento do circuito durante esta etapa de operação é similar à primeira etapa, diferindo apenas no tocante aos interruptores que estão em condução. Por conseguinte, a forma de ligação dos enrolamentos e suas respectivas tensões variam. Porém, para efeito da análise do circuito externo à célula de quatro estados, esse não apresenta diferenças. Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.18a.

#### **4ª Etapa ( $t_3 < t < t_4$ )**

No instante  $t_3$  o interruptor S1 bloqueia, e o diodo D1 entra em condução. A Fig. 3.16d mostra esta etapa de operação, que tem seu final no instante  $t_4$  com a entrada em condução do interruptor S3.

Esta etapa de operação é similar à segunda, e para efeito de análise do circuito externo à célula de quatro estados, não apresenta diferenças. Dessa forma, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.18b.

#### **5ª Etapa ( $t_4 < t < t_5$ )**

No instante  $t_4$  o interruptor S3 entra em condução, e o diodo D3 bloqueia. A Fig. 3.16e mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_5$  com o bloqueio do interruptor S2.

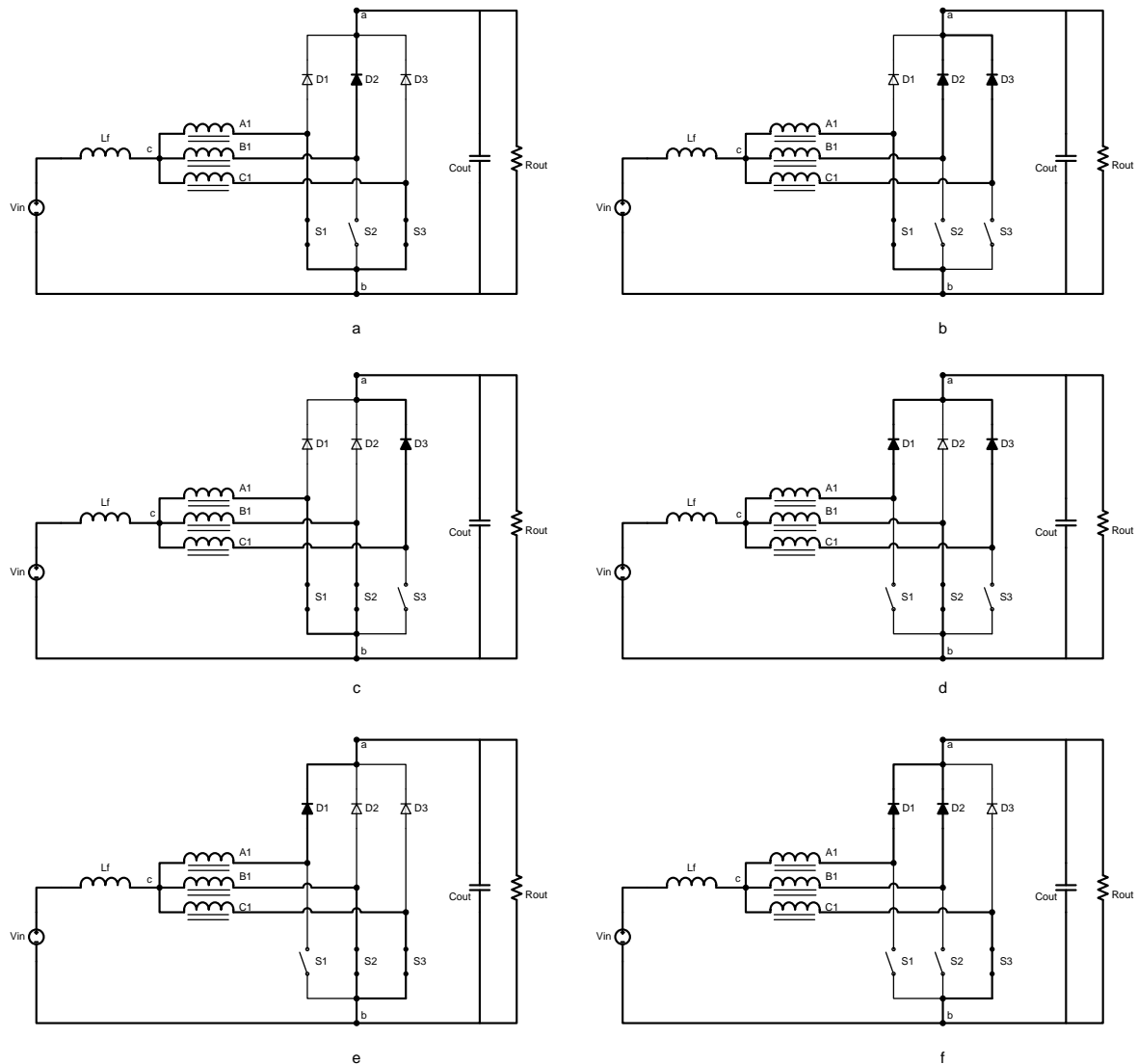


Fig. 3.16 - Etapas de operação no MCC - região B

A exemplo da terceira etapa, o comportamento do circuito durante esta etapa é similar à primeira, diferindo apenas no tocante aos interruptores que estão em condução, e conseqüentemente na forma de ligação dos enrolamentos e suas respectivas tensões. Analisando o circuito externo à célula de quatro estados, esse não apresenta diferenças em relação à terceira etapa. Desse modo, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.18a.

#### 6ª Etapa ( $t_5 < t < t_6$ )

No instante  $t_5$  o interruptor S2 bloqueia, e o diodo D2 entra em condução. A Fig. 3.16f mostra esta etapa de operação, a qual tem seu final no instante  $t_6$ , com a entrada em condução do interruptor S1, iniciando um novo período de comutação.

Esta etapa de operação é similar à segunda, e para efeito de análise do circuito externo à célula de quatro estados, não apresenta diferenças. Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.18b.

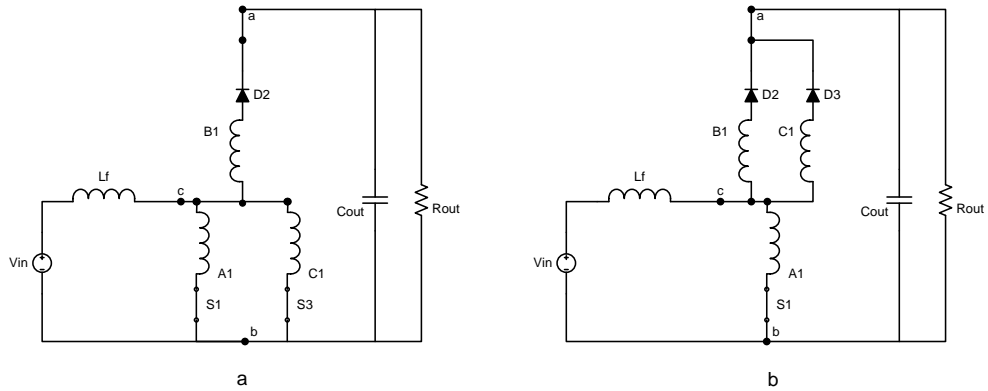


Fig. 3.17 – Etapas de operação no MCC - região B - circuitos simplificados.

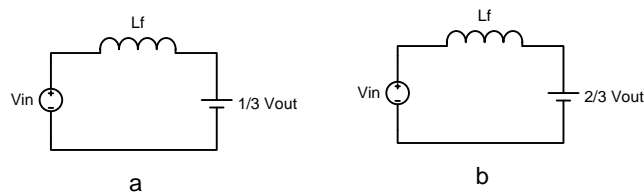


Fig. 3.18 – Etapas de operação no MCC – região B - circuitos equivalentes.

A Tabela 3.3 apresenta de maneira simplificada os estados dos interruptores e diodos para cada etapa de operação do conversor.

Tabela 3.3 – Etapas de operação no MCC – Região B.

	X → conduzindo			- → não conduzindo		
	S1	S2	S3	D1	D2	D3
1ª Etapa	X	-	X	-	X	-
2ª Etapa	X	-	-	-	X	X
3ª Etapa	X	X	-	-	-	X
4ª Etapa	-	X	-	X	-	X
5ª Etapa	-	X	X	X	-	-
6ª Etapa	-	-	X	X	X	-

### 3.3.2 Formas de onda básicas no MCC

Na Fig. 3.19, são ilustradas as principais formas de onda para operação ideal deste conversor no MCC.

### 3.3.3 Característica ideal de transferência estática no MCC

A relação entre o ganho estático e a razão cíclica do conversor é obtida através do balanço de energia do conversor, considerando este ideal. Dessa forma, apresenta-se a obtenção da característica de transferência estática do conversor *boost* operando na região B.

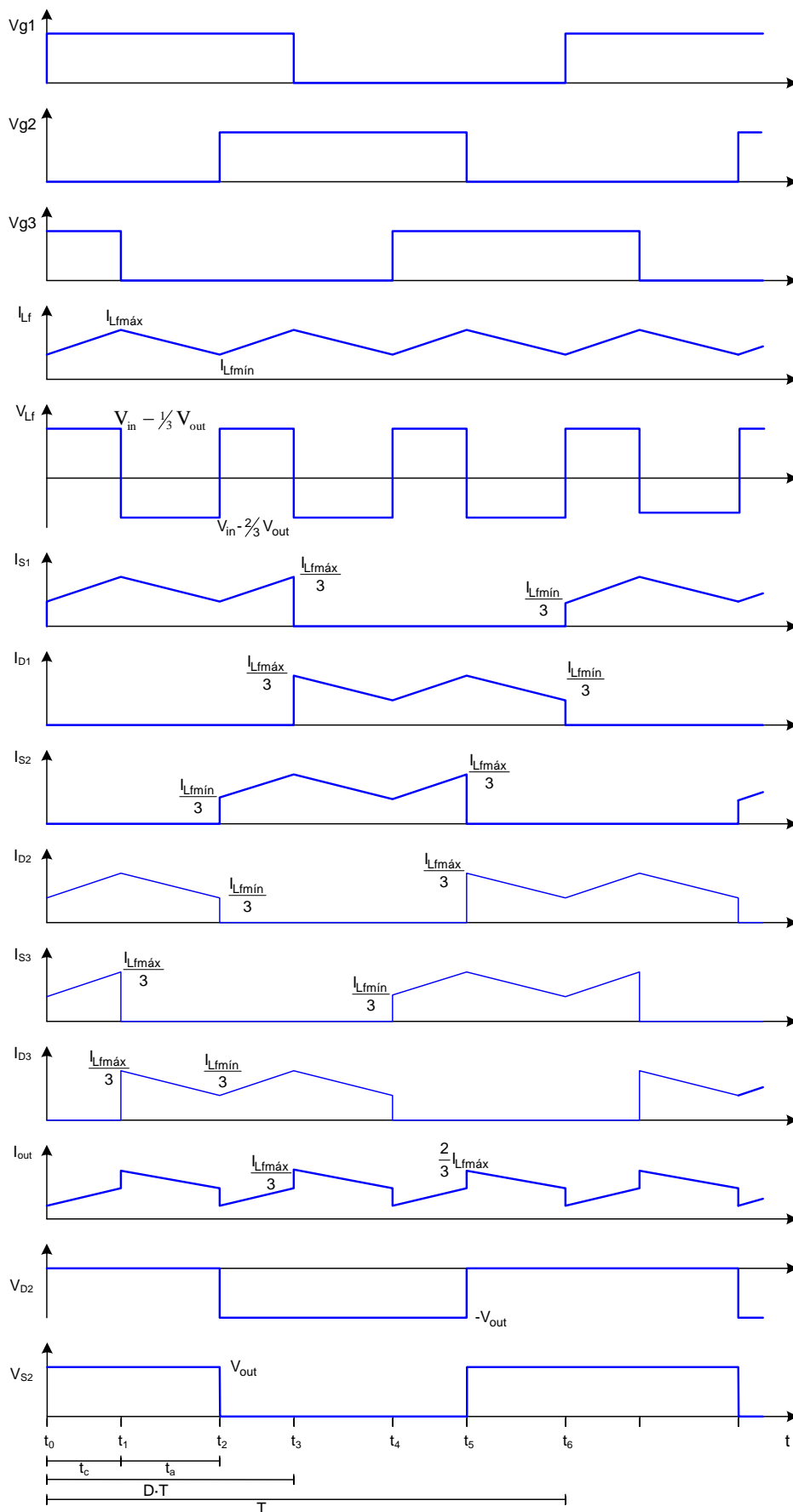


Fig. 3.19 – Formas de onda idealizadas para o conversor boost operando no MCC - região B.

Pode-se observar que do ponto de vista da transferência de energia, as etapas de operação repetem-se a cada um terço de período. Portanto, a análise a seguir será realizada considerando apenas um terço do período de comutação.

$$W_{Vin} = W_{Vout} \quad (3.52)$$

Onde:

$$W_{Vin} = V_{in} \cdot I_{Lf} \cdot \frac{T}{3} \quad (3.53)$$

$$W_{Vout} = V_{out} \cdot \frac{1}{3} I_{Lf} \cdot t_c + V_{out} \cdot \frac{2}{3} I_{Lf} \cdot t_a \quad (3.54)$$

Como:

$$t_c = (D - \frac{1}{3}) \cdot T \quad (3.55)$$

$$t_a = (\frac{2}{3} - D) \cdot T \quad (3.56)$$

Substituindo as expressões (3.55) e (3.56) em (3.54), bem como, (3.54) e (3.53) em (3.52), e reorganizando as variáveis, obtém-se a expressão (3.57). Esta representa o ganho estático do conversor *boost* no MCC.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (3.57)$$

A Fig. 3.20 apresenta o ganho estático em função da razão cíclica para a região de operação B no MCC.

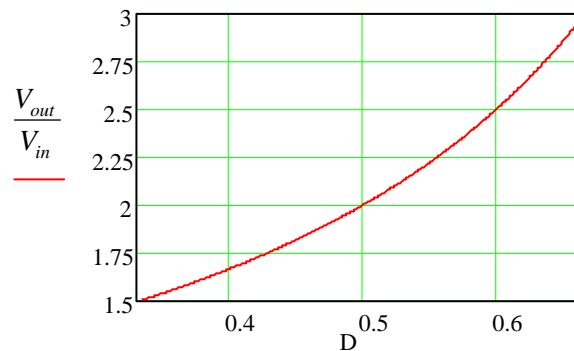


Fig. 3.20 – Característica ideal de transferência estática no MCC – região B.

### 3.3.4 Etapas de operação no MCD

A operação do conversor no modo de condução descontínuo é caracterizada pela corrente descontínua no indutor  $L_f$ , ou seja, a corrente do indutor é nula durante um intervalo de tempo.

As etapas de operação do conversor operando em MCD são semelhantes às etapas do conversor operando em MCC, exceto pelo surgimento de etapas intermediárias em que não há transferência de energia da fonte de entrada para a carga. Dessa forma, no MCD o conversor



apresenta nove etapas de funcionamento, sendo que seis delas são idênticas às já descritas no MCC, e as outras três são etapas em que não ocorre transferência de energia, ou seja, é o estado neutro citado no capítulo I.

A seguir, a operação do conversor é descrita etapa a etapa, as quais estão ilustradas na Fig. 3.16 e na Fig. 3.21. Como condição inicial, considera-se que os diodos estão bloqueados e que apenas o interruptor S3 está habilitado a conduzir. Porém não está conduzindo, pois a corrente no indutor  $L_f$  é nula.

#### **1ª Etapa ( $t_0 < t < t_1$ )**

No instante  $t_0$  o interruptor S1 entra em condução, e devido ao efeito magnético do transformador, o interruptor S3, que já estava habilitado a conduzir, e o diodo D2 também entram em condução.

A Fig. 3.16a mostra esta etapa de operação, na qual os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_1$  com o bloqueio do interruptor S3.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.18a, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a primeira etapa.

$$V_{L_f} = V_{in} - \frac{1}{3} V_{out} \quad (3.58)$$

#### **2ª Etapa ( $t_1 < t < t_2$ )**

No instante  $t_1$  o interruptor S3 bloqueia, e o diodo D3 entra em condução. A Fig. 3.16b mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_2$  quando a corrente no indutor de entrada atinge o nível zero, e assim, os diodos D2 e D3 bloqueiam naturalmente, e o interruptor S1, apesar de estar com sinal de comando, não entra em condução.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.18b, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a segunda etapa.

$$V_{L_f} = V_{in} - \frac{2}{3} V_{out} \quad (3.59)$$

#### **3ª Etapa ( $t_2 < t < t_3$ )**

No instante  $t_2$ , a corrente do indutor de entrada atinge o nível zero, ocasionando o bloqueio natural dos diodos D2 e D3. Apesar de o interruptor S1 estar com sinal de comando, ele não conduz. Assim, durante esta etapa, ocorre a interrupção da transferência de energia da fonte de entrada para a carga, sendo esta suprida apenas pelo capacitor de saída.

A Fig. 3.21 mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_3$  com a entrada em condução do interruptor S2.

#### **4ª Etapa ( $t_3 < t < t_4$ )**

No instante  $t_3$  o interruptor S2 entra em condução. Dessa forma, devido ao efeito magnético do transformador, o interruptor S1 que já estava habilitado a conduzir e o diodo D3 também entram em condução, provocando o surgimento de corrente no indutor.

Nota-se que esta etapa é similar à terceira etapa no MCC. A Fig. 3.16c mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_4$  com o bloqueio do interruptor S1. O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.18a.

#### **5ª Etapa ( $t_4 < t < t_5$ )**

No instante  $t_4$  o interruptor S1 é comandado a bloquear, e o diodo D1 entra em condução. A Fig. 3.16d mostra esta etapa de operação, que tem seu final no instante  $t_5$  quando a corrente no indutor de entrada atinge o nível zero.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.18b.

#### **6ª Etapa ( $t_5 < t < t_6$ )**

No instante  $t_5$ , a corrente do indutor de entrada atinge o nível zero, ocasionando o bloqueio natural dos diodos D1 e D3. Esta etapa é semelhante à terceira, que é mostrada na Fig. 3.21, diferindo apenas no tocante ao interruptor habilitado a conduzir, que agora se trata de interruptor S2. O final desta etapa ocorre no instante  $t_6$  com a entrada em condução do interruptor S3.

#### **7ª Etapa ( $t_6 < t < t_7$ )**

No instante  $t_6$  o interruptor S3 entra em condução. Assim, devido ao efeito magnético do transformador, o interruptor S2 que já estava habilitado a conduzir e o diodo D1 também entram em condução, provocando o surgimento de corrente no indutor.

Nota-se que esta etapa é similar à quinta, no MCC, de forma que a Fig. 3.16e mostra esta etapa de operação. O final desta etapa ocorre no instante  $t_7$  com o bloqueio do interruptor S2. O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.18a.

#### **8ª Etapa ( $t_7 < t < t_8$ )**

No instante  $t_7$  o interruptor S2 bloqueia, e o diodo D2 entra em condução. A Fig. 3.16f mostra esta etapa de operação. O término desta etapa ocorre no instante  $t_8$  quando a corrente no indutor de entrada atinge o nível zero.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.18b.

#### **9ª Etapa ( $t_8 < t < t_9$ )**

No instante  $t_8$ , a corrente do indutor de entrada atinge o nível zero, ocasionando o bloqueio natural dos diodos D1 e D2. Esta etapa é semelhante à terceira, que é mostrada na Fig. 3.21, diferindo apenas no tocante ao interruptor habilitado a conduzir, que desta vez trata-se de interruptor S3. O final desta etapa ocorre no instante  $t_9$  com a entrada em condução do interruptor S1, dando início a um novo período de comutação.

A Tabela 3.4 apresenta os estados dos interruptores e diodos para cada etapa de operação do conversor.

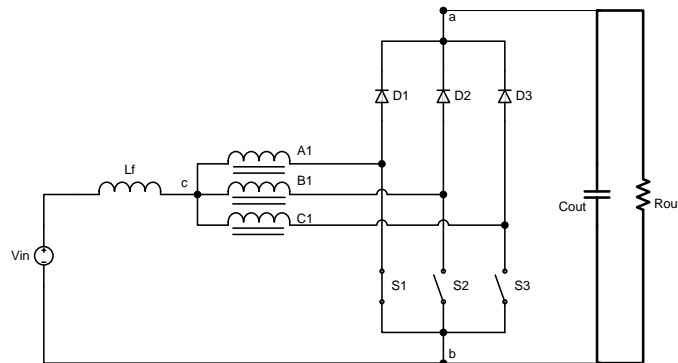


Fig. 3.21 – Terceira etapa de operação no MCD – região B.

Tabela 3.4 – Etapas de operação no MCD – região B.

X → conduzindo/habilitado - → não conduzindo

	S1	S2	S3	D1	D2	D3
1ª Etapa	X	-	X	-	X	-
2ª Etapa	X	-	-	-	X	X
3ª Etapa	X	-	-	-	-	-
4ª Etapa	X	X	-	-	-	X
5ª Etapa	-	X	-	X	-	X
6ª Etapa	-	X	-	-	-	-
7ª Etapa	-	X	X	X	-	-
8ª Etapa	-	-	X	X	X	-
9ª Etapa	-	-	X	-	-	-

### 3.3.5 Formas de onda básicas no MCD

Na Fig. 3.22, são ilustradas as principais formas de onda para operação ideal deste conversor no MCD.

### 3.3.6 Característica ideal de transferência estática no MCD

A característica de transferência estática do conversor *boost* operando na região B e em MCD é obtida, tal como no MCC, através da análise de um terço do período de comutação.

O ganho estático ‘ $G_v$ ’ para este modo de operação é determinado através da corrente média de carga. Desse modo, através da forma de onda apresentada na Fig. 3.23, e aplicando-se a definição de valor médio, obtém-se:

$$I_o = \frac{1}{T/3} \cdot \int_0^{T/3} I_{out}(t) \cdot dt = \frac{3}{T} \cdot (A1 + A2) \quad (3.60)$$

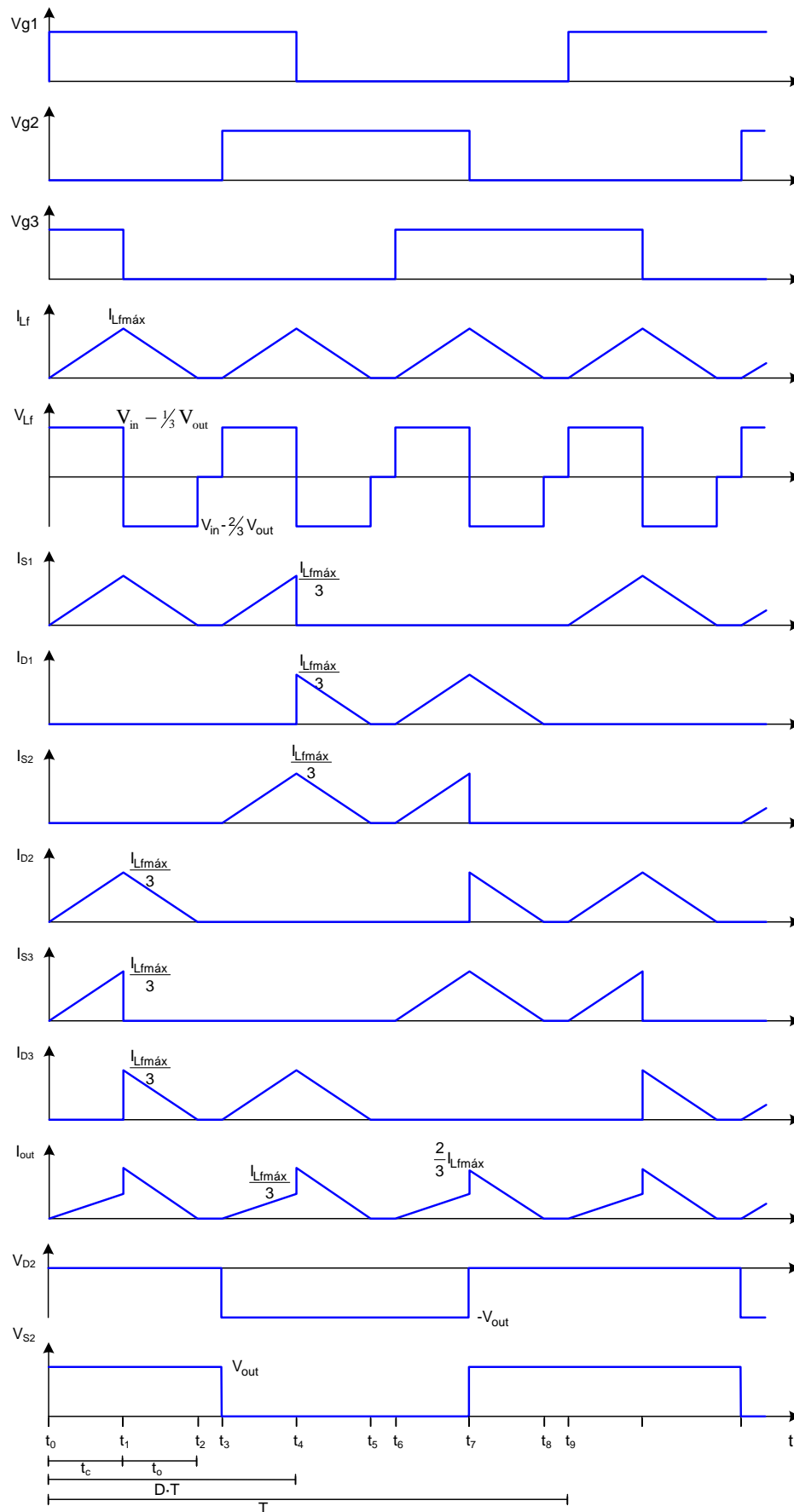


Fig. 3.22 – Formas de onda idealizadas para o conversor boost operando no MCD - região B.

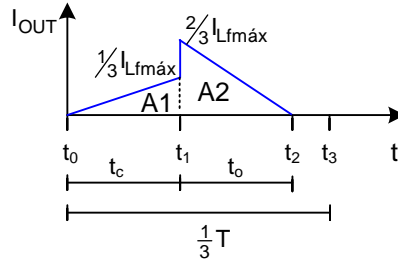


Fig. 3.23 – Corrente de saída do conversor boost operando no MCD - região B.

Através da Fig. 3.23 pode-se determinar as áreas A1 e A2.

$$A1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{3} I_{L_{fmax}} \cdot t_c = \frac{I_{L_{fmax}}}{6} \cdot t_c \quad (3.61)$$

$$A2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{2}{3} I_{L_{fmax}} \cdot t_o = \frac{I_{L_{fmax}}}{3} \cdot t_o \quad (3.62)$$

Considerando que a tensão média no indutor é nula, tem-se:

$$t_o = t_c \cdot \frac{V_{in} - \frac{1}{3}V_{out}}{\frac{2}{3}V_{out} - V_{in}} \quad (3.63)$$

Tendo em vista que  $t_c$  é função da razão cíclica e do período, como mostra a expressão (3.64), e que a corrente máxima do indutor é dada pela expressão (3.65), pode-se então substituir estas expressões em (3.60), obtendo a corrente média de saída, dada por (3.66).

$$t_c = (D - \frac{1}{3}) \cdot T \quad (3.64)$$

$$I_{L_{fmax}} = \frac{V_{in} - \frac{1}{3}V_{out}}{L_f} \cdot (D - \frac{1}{3}) \cdot T \quad (3.65)$$

$$I_o = \frac{V_{in} \cdot T \cdot (D - \frac{1}{3})^2 \cdot (3 \cdot V_{in} - V_{out})}{L_f \cdot (4 \cdot V_{out} - 6 \cdot V_{in})} \quad (3.66)$$

Dividindo numerador e denominador por  $V_{in}$ , considerando  $Gv$  como o ganho estático e reorganizando a equação, obtém-se:

$$\frac{L_f \cdot I_o}{V_{in} \cdot T} = \frac{(D - \frac{1}{3})^2 \cdot (3 \cdot \frac{V_{in}}{V_{in}} - \frac{V_{out}}{V_{in}})}{(4 \cdot \frac{V_{out}}{V_{in}} - 6 \cdot \frac{V_{in}}{V_{in}})} = \frac{(D - \frac{1}{3})^2 \cdot (3 - Gv)}{(4 \cdot Gv - 6)} \quad (3.67)$$

Parametrizando a expressão (3.67), encontra-se:

$$\gamma = \frac{6 \cdot L_f \cdot I_o}{V_{in} \cdot T} = \frac{(D - \frac{1}{3})^2 \cdot (18 - 6 \cdot Gv)}{(4 \cdot Gv - 6)} \quad (3.68)$$

Reorganizando a expressão (3.68), obtém-se (3.69), que representa o ganho estático do conversor operando no MCD, na região B.

$$Gv = \frac{3 \cdot (D - \frac{1}{3})^2 + \gamma}{(D - \frac{1}{3})^2 + \frac{2}{3}\gamma} \quad (3.69)$$

A Fig. 3.24 apresenta o ganho estático do conversor em função da razão cíclica para diferentes valores do parâmetro  $\gamma$ .

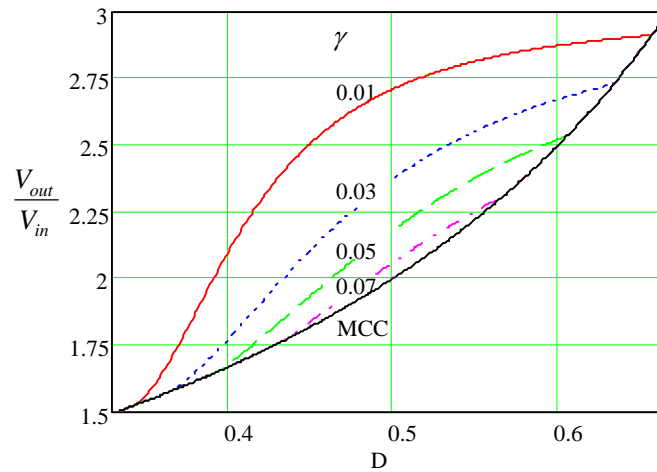


Fig. 3.24 – Característica ideal de transferência estática no MCD – região B.

### 3.3.7 Modo de condução crítico

A operação do conversor no modo de condução crítico é caracterizada como o limite entre o MCC e MCD. Assim, os ganhos estáticos para estes modos de operação são iguais quando o conversor opera em condução crítica.

Isolando  $D$  na expressão (3.57), para o ganho crítico, obtém-se:

$$D_{crit} = \frac{Gv_{crit} - 1}{Gv_{crit}} \quad (3.70)$$

Reorganizando a expressão (3.69), para o ganho crítico obtém-se:

$$(Gv_{crit} - 3) \cdot (D_{crit} - \frac{1}{3})^2 + (\frac{2}{3} \cdot Gv_{crit} - 1) \cdot \gamma = 0 \quad (3.71)$$

Substituindo a expressão (3.70) em (3.71), e reorganizando as variáveis, obtém-se:

$$(2 + 3\gamma) \cdot Gv_{crit}^2 - 9 \cdot Gv_{crit} + 9 = 0 \quad (3.72)$$

Resolvendo, obtém-se o ganho estático crítico do conversor, apresentado a seguir:

$$Gv_{crit} = \frac{9 \pm \sqrt{9 - 108 \cdot \gamma}}{4 + 6 \cdot \gamma} \quad (3.73)$$

### 3.3.8 Característica de saída

Através das análises de funcionamento do conversor para os diferentes modos de operação, pode-se agora determinar a característica externa do conversor *boost* operando na região B.

A Fig. 3.25 apresenta as curvas para diferentes razões cíclicas, parametrizadas em função da carga.

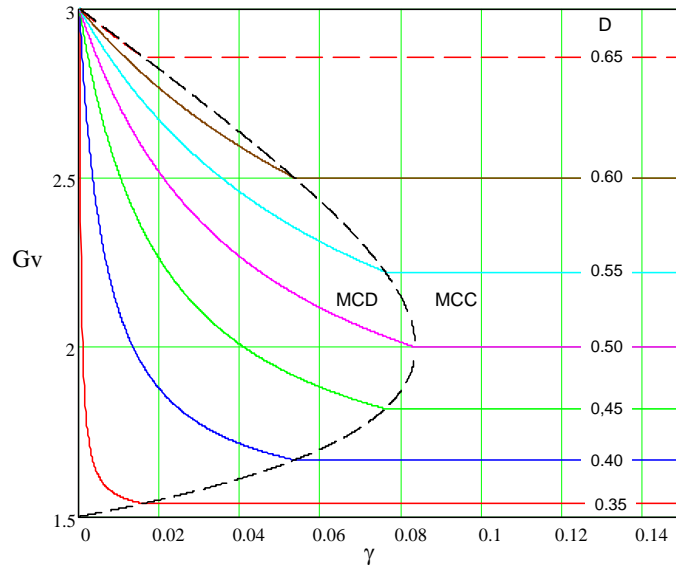


Fig. 3.25 – Característica externa do conversor boost - região B.

### 3.3.9 Ondulação da corrente de entrada e determinação da indutância crítica

A ondulação da corrente no indutor de entrada pode ser determinada através da observação da primeira etapa de funcionamento. Analisando a tensão aplicada ao indutor, dada em (3.50), bem como o tempo de duração desta etapa, dado em (3.55), e substituindo estas expressões em (3.74), obtém-se (3.75).

$$\Delta I_L = \frac{V_L \cdot \Delta t}{L} \quad (3.74)$$

$$\Delta I_{Lf} = \frac{(V_{in} - \frac{1}{3}V_{out}) \cdot (D - \frac{1}{3}) \cdot T}{Lf} \quad (3.75)$$

Como:

$$V_{in} = (1 - D) \cdot V_{out} \quad (3.76)$$

Pode-se encontrar, após algumas manipulações, a expressão (3.77) que representa a ondulação da corrente em função da razão cíclica.

$$\Delta I_{Lf} = \left( \frac{2}{3} - D \right) \cdot (3 \cdot D - 1) \cdot \frac{V_{out}}{3 \cdot Lf \cdot f} \quad (3.77)$$

Parametrizando a expressão (3.77), obtém-se (3.78), que está apresentada graficamente na Fig. 3.26, onde nota-se que a máxima ondulação de corrente ocorre quando a razão cíclica é um meio. Neste caso, o parâmetro  $\beta$  é igual a um doze avos.

$$\beta = \frac{3 \cdot Lf \cdot f \cdot \Delta I_{Lf}}{V_{out}} = \left( \frac{2}{3} - D \right) \cdot (3 \cdot D - 1) \quad (3.78)$$

A indutância pode ser determinada através da reorganização da expressão (3.78). Desse modo, obtém-se:

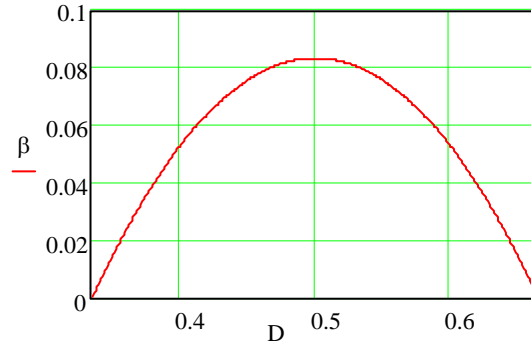


Fig. 3.26 – Ondulação da corrente parametrizada - região B.

$$L_f = \beta \cdot \frac{V_{out}}{3 \cdot f \cdot \Delta I_{L_f}} \quad (3.79)$$

Considerando o ponto de máxima ondulação, pode-se obter (3.80). Contudo o conversor poderá não operar no ponto de máxima ondulação. Nestes casos, deve-se considerar o ponto de operação e utilizar a expressão (3.79).

$$L_f = \frac{V_{out}}{36 \cdot f \cdot \Delta I_{L_f}} \quad (3.80)$$

Pode-se ainda determinar a indutância crítica, que é a mínima indutância necessária para manter o conversor operando no MCC, para uma dada condição de carga. Para tanto, primeiramente encontra-se  $\gamma$  para a condição de condução crítica, através das expressões (3.69) e (3.70). Dessa forma, obtém-se (3.81).

$$\gamma = (3 \cdot D_{crit} - 2) \cdot \left( \frac{1}{3} - D_{crit} \right) \quad (3.81)$$

Substituindo (3.68) em (3.81), obtém-se a indutância crítica, dada a seguir:

$$L_{f_{crit}} = (3 \cdot D_{crit} - 2) \cdot \left( \frac{1}{3} - D_{crit} \right) \cdot \frac{V_{in} \cdot T}{6 \cdot I_o} \quad (3.82)$$

Parametrizando, obtém-se a expressão (3.83) que é mostrada graficamente na Fig. 3.27. Considerando o ponto de máxima ondulação, que ocorre quando a razão cíclica é um meio, o parâmetro  $\overline{L_{f_{crit}}}$  será um doze avos. Assim obtém-se (3.84).

$$\overline{L_{f_{crit}}} = L_{f_{crit}} \cdot \frac{6 \cdot I_o}{V_{in} \cdot T} = (3 \cdot D_{crit} - 2) \cdot \left( \frac{1}{3} - D_{crit} \right) \quad (3.83)$$

$$L_{f_{crit}} = \frac{V_{in}}{72 \cdot f \cdot I_o} \quad (3.84)$$



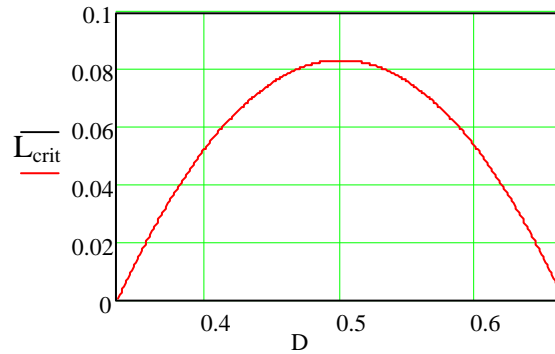


Fig. 3.27 – Indutância crítica parametrizada - região B.

### 3.3.10 Ondulação da tensão de saída e determinação do capacitor

A ondulação da tensão de saída é função da carga fornecida ao capacitor e da sua capacitância, conforme expresso em (3.85). Assim, para determinar a ondulação de tensão deve-se primeiramente determinar a quantidade de carga fornecida ao capacitor. Para tanto, utiliza-se a Fig. 3.28, que mostra a corrente no capacitor de saída. Salienta-se que nesta figura está sendo desprezada a ondulação da corrente de entrada. Isso não acarreta erro algum, e torna o procedimento mais simples.

$$\Delta V = \frac{\Delta Q}{C} \quad (3.85)$$

A carga do capacitor é dada pela integral da corrente com relação ao tempo, que corresponde à área A1 da Fig. 3.28. Dessa maneira se obtém (3.86).

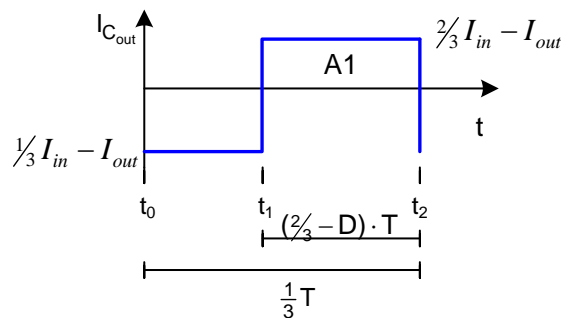


Fig. 3.28 – Corrente no capacitor de saída - região B.

$$\Delta Q = A1 = \left( \frac{2}{3} I_{in} - I_{out} \right) \cdot \left( \frac{2}{3} - D \right) \cdot T \quad (3.86)$$

Como:

$$I_{in} = \frac{I_{out}}{1-D} \quad (3.87)$$

Substituindo (3.87) em (3.86), encontra-se:

$$\Delta Q = I_{out} \cdot \frac{(3 \cdot D - 1) \cdot (2 - 3 \cdot D)}{1 - D} \cdot \frac{T}{9} \quad (3.88)$$

Substituindo (3.88) em (3.85), obtém-se a expressão (3.89) que determina a ondulação da tensão de saída.

$$\Delta V_{out} = \frac{1}{9} \cdot \frac{I_{out} \cdot (3 \cdot D - 1) \cdot (2 - 3 \cdot D)}{C_{out} \cdot f \cdot (1 - D)} \quad (3.89)$$

Reorganizando a expressão (3.89), pode-se obter o valor da capacitância a partir de uma ondulação de tensão especificada. Assim, tem-se:

$$C_{out} = \frac{1}{9} \cdot \frac{I_{out} \cdot (3 \cdot D - 1) \cdot (2 - 3 \cdot D)}{\Delta V_{out} \cdot f \cdot (1 - D)} \quad (3.90)$$

### 3.3.11 Projeto do transformador

Como já realizado para a região A, o projeto do transformador seguirá a metodologia apresentada em [55]. A Fig. 3.29 mostra a forma de onda da tensão sobre o enrolamento A1 do transformador e a intensidade de fluxo magnético na coluna A do núcleo.

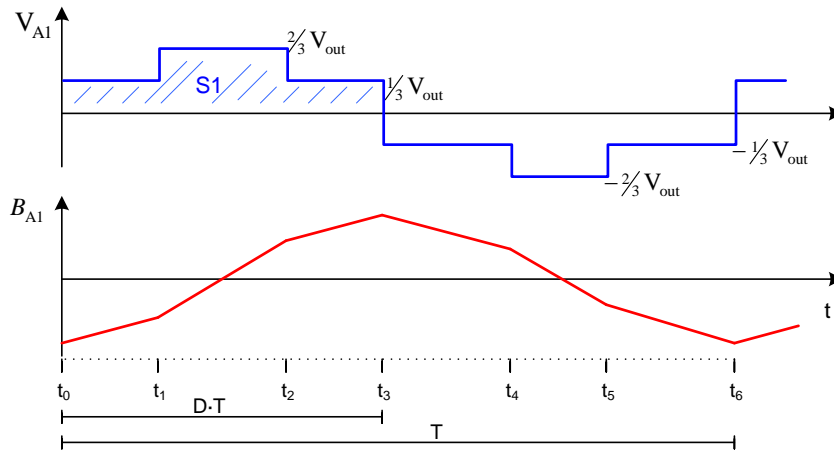


Fig. 3.29 – Tensão no enrolamento A1 e fluxo magnético na coluna A – região B.

Seja a Lei de Faraday:

$$V \cdot dt = N \cdot d\Phi \quad (3.91)$$

Para determinar a variação do fluxo magnético deve-se considerar o valor médio da tensão aplicada ao enrolamento e o tempo a que este foi submetido à tensão. Neste caso em particular, pode-se determinar a área S1 destacada na Fig. 3.29, e desse modo obtém-se:

$$S1 = N \cdot \Delta B \cdot Ae \quad (3.92)$$

$$\frac{2}{9} \cdot V_{out} \cdot T = N \cdot \Delta B \cdot Ae \quad (3.93)$$

Reorganizando a expressão (3.93), e substituindo o período pela frequência, pode-se determinar a área efetiva do núcleo ( $Ae$ ). Cabe destacar que para esta região de operação, a variação do fluxo não depende da razão cíclica.

$$Ae = \frac{\frac{2}{9} V_{out}}{N \cdot \Delta B \cdot f} \quad (3.94)$$

Considerando-se as relações:

$$N \cdot I_{ef} = A_C \cdot J = K_C \cdot A_W \cdot J \quad (3.95)$$

Desprezando a ondulação de corrente no indutor de entrada, pode-se considerar a corrente eficaz em cada enrolamento como um terço da corrente média de entrada, e assim se obtém:

$$A_W = \frac{N \cdot \frac{1}{3} I_{in}}{K_C \cdot J} \quad (3.96)$$

Por conveniência, substitui-se a corrente média de entrada pela corrente média de saída, encontrando:

$$A_W = \frac{N \cdot \frac{1}{3} I_{out}}{K_C \cdot J \cdot (1-D)} \quad (3.97)$$

O produto das expressões (3.94) e (3.97), define o produto das áreas do núcleo, 'AeAw'. Com o auxílio da expressão (3.98), pode-se escolher o núcleo a ser empregado.

$$AeAw = \frac{2}{27 \cdot (1-D)} \cdot \frac{P_{out}}{K_C \cdot J \cdot \Delta B \cdot f} \quad (3.98)$$

Após o núcleo ser escolhido, determina-se o número de espiras do enrolamento através da reorganização da expressão (3.94).

### 3.4 Conversor *boost* operando na região C ( $2/3 < D < 1$ )

Neste tópico será realizada a análise do conversor operando nos modos de condução contínuo e descontínuo. No MCC o conversor opera com a célula nos estados um e dois, conforme descrito no capítulo I. Já no MCD, além desses estados, ocorre também o estado neutro.

Serão apresentadas as etapas de operação do conversor, as principais formas de onda, a característica de transferência estática, bem como, a característica externa do conversor. Serão mostradas ainda, as ondulações da corrente de entrada e da tensão de saída.

#### 3.4.1 Etapas de operação no MCC

A seguir, a operação do conversor é descrita etapa a etapa, as quais estão ilustradas na Fig. 3.30. Como condição inicial, considera-se que os interruptores S2 e S3, bem como o diodo D1, estão em condução.

##### 1ª Etapa ( $t_0 < t < t_1$ )

No instante  $t_0$  o interruptor S1 entra em condução, e o diodo D1 bloqueia. A Fig. 3.30a exibe esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_1$ , com o bloqueio do interruptor S2.

Devido ao efeito magnético do transformador, as correntes nos três enrolamentos são idênticas. Desse modo, a corrente do indutor de entrada se divide em três partes, que passam pelos enrolamentos do transformador e pelos interruptores.

A Fig. 3.31a mostra, de maneira simplificada, como os enrolamentos do transformador estão conectados ao restante do circuito durante a primeira etapa de operação. Pode-se observar que os enrolamentos estão colocados em curto-circuito através dos interruptores. Dessa forma, a tensão sobre os enrolamentos é nula.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.32a, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a primeira etapa.

$$V_{L_f} = V_{in} \quad (3.99)$$

### **2ª Etapa ( $t_1 < t < t_2$ )**

No instante  $t_1$  o interruptor S2 bloqueia, e o diodo D2 entra em condução. A Fig. 3.30b mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_2$  com a entrada em condução do próprio interruptor S2.

A Fig. 3.31b mostra, de maneira simplificada, como os enrolamentos do transformador estão conectados ao restante do circuito durante a segunda etapa de operação. Pode-se observar que a tensão aplicada no enrolamento A1 durante esta etapa é um terço da tensão de saída.

Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.32b, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a segunda etapa.

$$V_{L_f} = V_{in} - \frac{1}{3}V_{out} \quad (3.100)$$

### **3ª Etapa ( $t_2 < t < t_3$ )**

No instante  $t_2$  o interruptor S2 entra em condução, e o diodo D2 bloqueia. A Fig. 3.30c mostra esta etapa de operação, que tem seu final no instante  $t_3$  com o bloqueio do interruptor S3.

Esta etapa de operação é idêntica à primeira, já descrita anteriormente. Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.32a.

### **4ª Etapa ( $t_3 < t < t_4$ )**

No instante  $t_3$  o interruptor S3 bloqueia, e o diodo D3 entra em condução. A Fig. 3.30d mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_4$  com a entrada em condução do próprio interruptor S3.

O comportamento do circuito durante esta etapa de operação é similar à segunda, diferindo apenas no tocante aos interruptores que estão em condução. Conseqüentemente, a forma de ligação dos enrolamentos e suas respectivas tensões se alteram. Porém, para efeito da análise do

circuito externo à célula de quatro estados, esse não apresenta diferenças. Dessa forma, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.32b.

#### 5ª Etapa ( $t_4 < t < t_5$ )

No instante  $t_4$  o interruptor S3 entra em condução, e o diodo D3 bloqueia. A Fig. 3.30e mostra esta etapa de operação, que tem seu final no instante  $t_5$  com o bloqueio do interruptor S1.

A exemplo da terceira etapa, o comportamento do circuito durante esta etapa é idêntico à primeira. Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.32a.

#### 6ª Etapa ( $t_5 < t < t_6$ )

No instante  $t_5$  o interruptor S1 bloqueia, e o diodo D1 entra em condução. A Fig. 3.30f mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_6$  com a entrada em condução do próprio interruptor S1, iniciando um novo período de comutação.

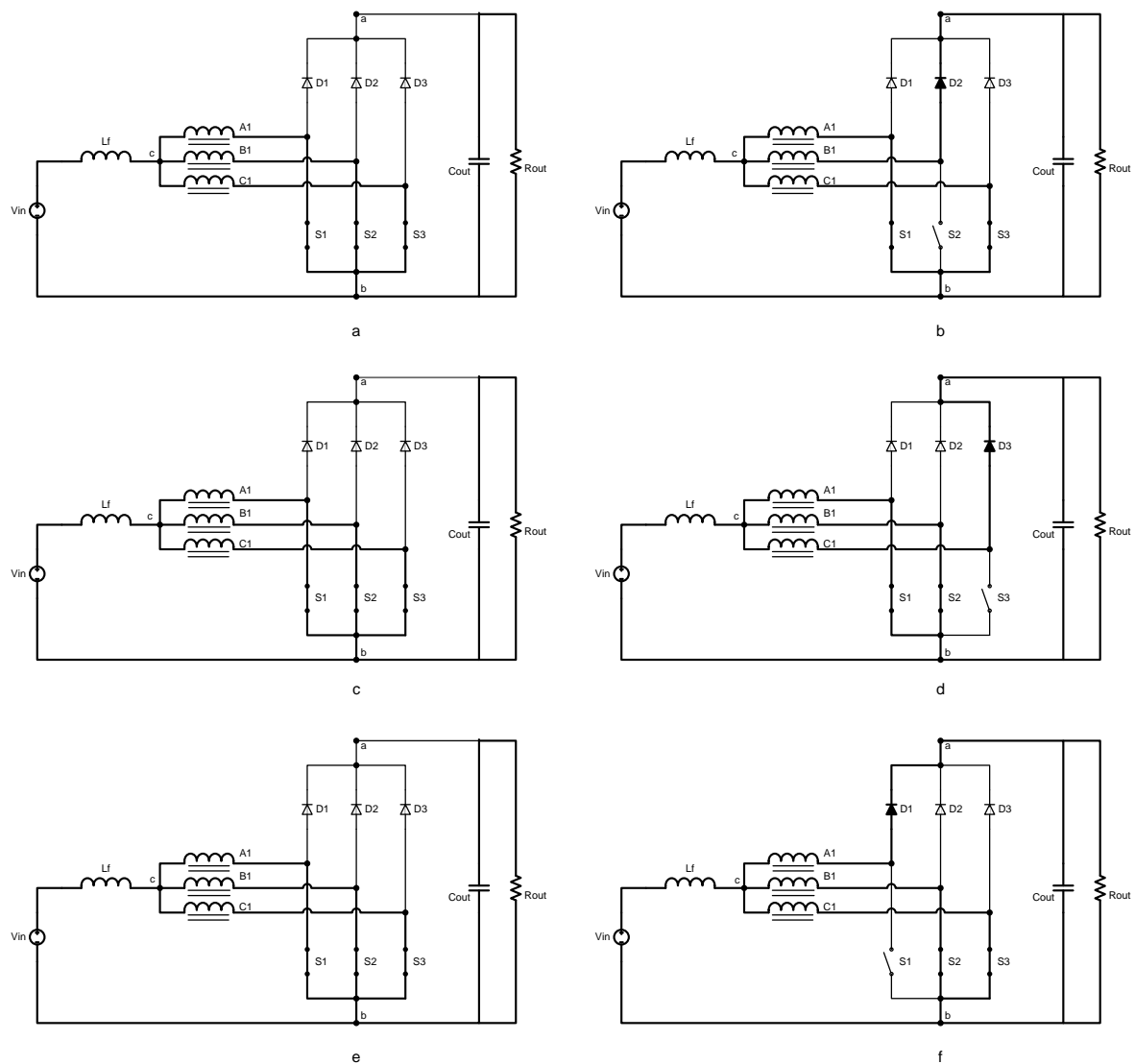


Fig. 3.30 – Etapas de operação no MCC - região C.

O comportamento do circuito durante esta etapa de operação é similar à segunda etapa, diferindo apenas no tocante aos interruptores que estão em condução. Porém, para efeito da análise do circuito externo à célula de quatro estados, não apresenta diferenças. Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.32b.

A Tabela 3.5 apresenta de maneira simplificada os estados dos interruptores e diodos para cada etapa de operação do conversor.

Tabela 3.5 – Etapas de operação no MCC – Região C.

	X → conduzindo	- → não conduzindo				
	S1	S2	S3	D1	D2	D3
1ª Etapa	X	X	X	-	-	-
2ª Etapa	X	-	X	-	X	-
3ª Etapa	X	X	X	-	-	-
4ª Etapa	X	X	-	-	-	X
5ª Etapa	X	X	X	-	-	-
6ª Etapa	-	-	X	X	-	-

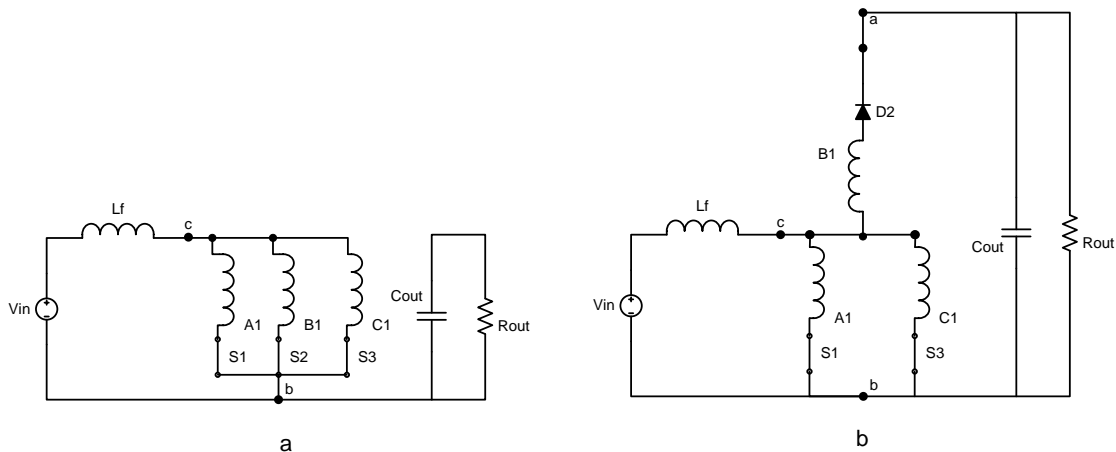


Fig. 3.31 – Etapas de operação no MCC - região C - circuitos simplificados.

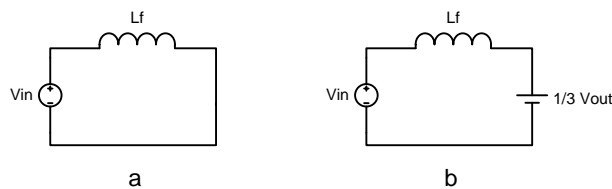


Fig. 3.32 – Etapas de operação no MCC – região C – circuitos equivalentes .

### 3.4.2 Formas de onda básicas no MCC

Na Fig. 3.33, são ilustradas as principais formas de onda para operação ideal deste conversor no MCC.

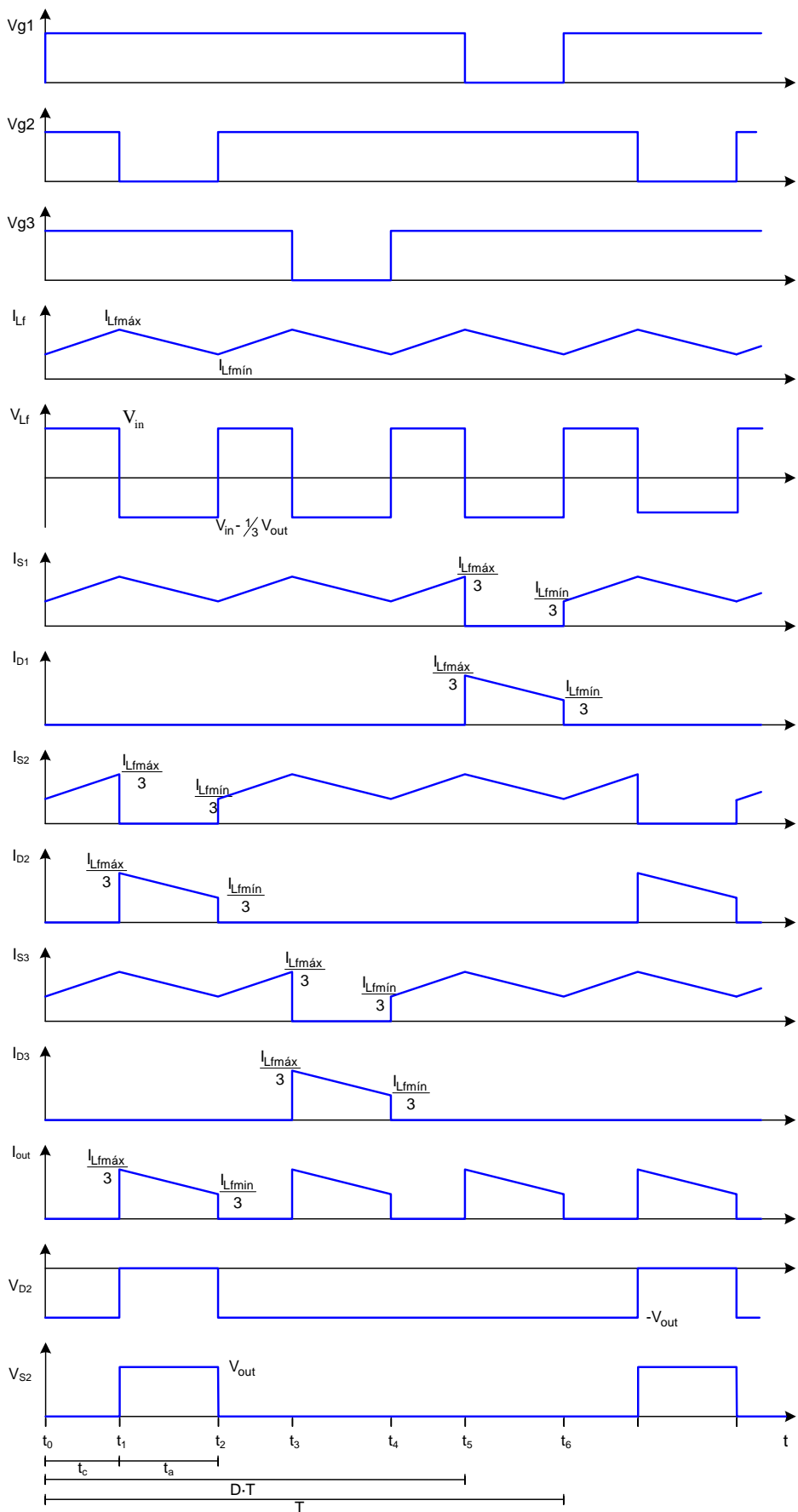


Fig. 3.33 – Formas de onda idealizadas para o conversor boost operando no MCC - região C.

### 3.4.3 Característica ideal de transferência estática no MCC

A relação entre o ganho estático e a razão cíclica do conversor é obtida através do balanço de energia do conversor, considerando este ideal. Assim, a seguir apresenta-se a obtenção da característica de transferência estática do conversor *boost* operando na região C.

Pode-se observar que do ponto de vista da transferência de energia, as etapas de operação repetem-se a cada um terço de período. Portanto, a análise a seguir será realizada considerando apenas um terço do período de comutação.

$$W_{Vin} = W_{Vout} \quad (3.101)$$

Onde:

$$W_{Vin} = V_{in} \cdot I_{Lf} \cdot \frac{T}{3} \quad (3.102)$$

$$W_{Vout} = V_{out} \cdot \frac{1}{3} I_{Lf} \cdot t_a \quad (3.103)$$

Onde:

$$t_a = (1 - D) \cdot T \quad (3.104)$$

Substituindo a expressão (3.104) em (3.103), bem como, substituindo (3.102) e (3.103) em (3.101), e reorganizando as variáveis, encontra-se a expressão (3.105), que representa o ganho estático do conversor *boost* no MCC.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} \quad (3.105)$$

A Fig. 3.34 apresenta o ganho estático em função da razão cíclica para a região de operação C no MCC.

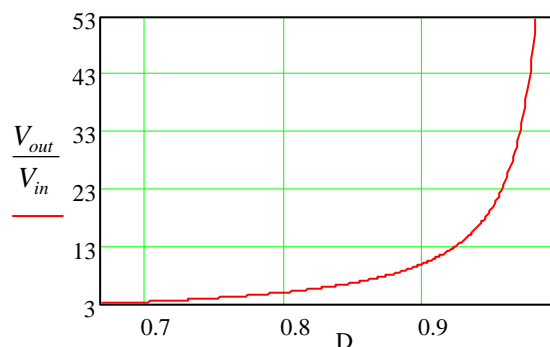


Fig. 3.34 – Característica ideal de transferência estática no MCC – região C.

### 3.4.4 Etapas de operação no MCD

A operação do conversor no modo de condução descontínuo é caracterizada pela corrente descontínua no indutor  $L_f$ , ou seja, a corrente do indutor é nula durante um intervalo de tempo.



As etapas de operação do conversor operando em MCD são semelhantes às etapas do conversor operando em MCC, exceto pelo surgimento de etapas intermediárias em que não há transferência de energia da fonte de entrada para a carga. Assim, no MCD o conversor apresenta nove etapas de funcionamento, sendo que seis delas são idênticas às já descritas para o MCC, e as outras três são etapas em que não ocorre transferência de energia, ou seja, correspondem ao estado neutro citado no capítulo I.

A seguir, a operação do conversor é descrita etapa a etapa, as quais estão ilustradas na Fig. 3.30 e na Fig. 3.35. Como condição inicial, considera-se que os diodos estão bloqueados e que os interruptores S2 e S3 estão habilitados a conduzir, entretanto não estão conduzindo, pois a corrente no indutor é nula.

### **1ª Etapa ( $t_0 < t < t_1$ )**

No instante  $t_0$  o interruptor S1 entra em condução. Assim, devido ao efeito magnético do transformador, os interruptores S2 e S3, que já estavam habilitados a conduzir, também entram em condução.

A Fig. 3.30a mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_1$  com o bloqueio do interruptor S2.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.32a, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a primeira etapa.

$$V_{L_f} = V_{in} \quad (3.106)$$

### **2ª Etapa ( $t_1 < t < t_2$ )**

No instante  $t_1$  o interruptor S2 bloqueia, e o diodo D2 entra em condução. A Fig. 3.30b mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_2$  quando a corrente no indutor de entrada atinge o nível zero, e assim, o diodo D2 bloqueia naturalmente, e os interruptores S1 e S3, apesar de estarem com sinal de comando, não conduzem.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.32b, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a segunda etapa.

$$V_{L_f} = V_{in} - \frac{1}{3}V_{out} \quad (3.107)$$

### **3ª Etapa ( $t_2 < t < t_3$ )**

No instante  $t_2$ , a corrente do indutor de entrada atinge o nível zero, ocasionando o bloqueio natural do diodo D2. Apesar de os interruptores S1 e S3 estarem com sinal de comando, eles não conduzem. Assim, durante esta etapa, ocorre a interrupção da transferência de energia da fonte de entrada para a carga, sendo esta suprida apenas pelo capacitor de saída.

A Fig. 3.35 mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_3$  com a entrada em condução do interruptor S2.

#### 4ª Etapa ( $t_3 < t < t_4$ )

No instante  $t_3$  o interruptor S2 entra em condução. Devido ao efeito magnético do transformador, os interruptores S1 e S3, que já estavam habilitados a conduzir, também entram em condução, provocando o surgimento de corrente no indutor.

Nota-se que esta etapa é similar à terceira etapa no MCC. A Fig. 3.30c mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_4$  com o bloqueio do interruptor S3. O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.32a.

#### 5ª Etapa ( $t_4 < t < t_5$ )

No instante  $t_4$  o interruptor S3 é comandado a bloquear, e o diodo D3 entra em condução. A Fig. 3.30d mostra esta etapa de operação, que tem seu final no instante  $t_5$  quando a corrente no indutor de entrada atinge o nível zero.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.32b.

#### 6ª Etapa ( $t_5 < t < t_6$ )

No instante  $t_5$ , a corrente do indutor de entrada atinge o nível zero, ocasionando o bloqueio natural do diodo D3. Esta etapa é semelhante à terceira, que é mostrada na Fig. 3.35, diferindo apenas no tocante aos interruptores habilitados a conduzir, que agora são os interruptores S1 e S2. O final desta etapa ocorre no instante  $t_6$  com a entrada em condução do próprio interruptor S3.

#### 7ª Etapa ( $t_6 < t < t_7$ )

No instante  $t_6$  o interruptor S3 entra em condução. Desse modo, os interruptores S1 e S2, que já estavam habilitados a conduzir, também entram em condução, provocando o surgimento de corrente no indutor.

Nota-se que esta etapa é similar à quinta, no MCC, e a Fig. 3.30e mostra esta etapa de operação. O final desta etapa ocorre no instante  $t_7$  com o bloqueio do interruptor S1. O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.32a.

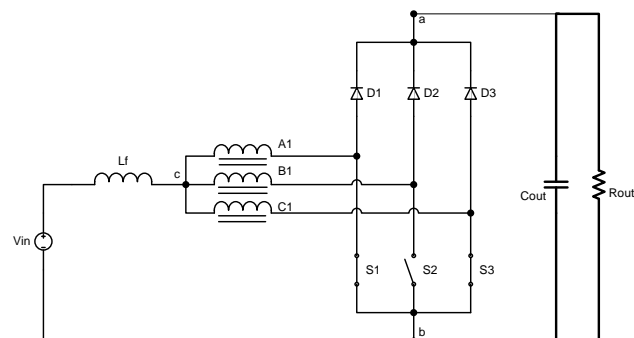


Fig. 3.35 – Terceira etapa de operação no MCD.

**8ª Etapa ( $t_7 < t < t_8$ )**

No instante  $t_7$  o interruptor S1 bloqueia, e o diodo D1 entra em condução. A Fig. 3.30f mostra esta etapa de operação. O término desta etapa ocorre no instante  $t_8$  quando a corrente no indutor de entrada atinge o nível zero.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 3.32b.

**9ª Etapa ( $t_8 < t < t_9$ )**

No instante  $t_8$ , a corrente do indutor de entrada atinge o nível zero, ocasionando o bloqueio natural do diodo D1. Esta etapa é semelhante à terceira, que é mostrada na Fig. 3.35, diferindo apenas no tocante aos interruptores habilitados a conduzir, que são os interruptores S2 e S3. O final desta etapa ocorre no instante  $t_9$  com a entrada em condução do interruptor S1, dando início a um novo período de comutação.

A Tabela 3.6 apresenta os estados dos interruptores e diodos para cada etapa de operação do conversor.

Tabela 3.6 – Etapas de operação no MCD – região C.

X → conduzindo/habilitado    - → não conduzindo

	S1	S2	S3	D1	D2	D3
1ª Etapa	X	X	X	-	-	-
2ª Etapa	X	-	X	-	X	-
3ª Etapa	X	-	X	-	-	-
4ª Etapa	X	X	X	-	-	-
5ª Etapa	X	X	-	-	-	X
6ª Etapa	X	X	-	-	-	-
7ª Etapa	X	X	X	-	-	-
8ª Etapa	-	X	X	X	-	-
9ª Etapa	-	X	X	-	-	-

**3.4.5 Formas de onda básicas no MCD**

Na Fig. 3.36, são ilustradas as principais formas de onda para operação ideal deste conversor no MCD.

**3.4.6 Característica ideal de transferência estática no MCD**

A característica de transferência estática do conversor *boost* operando na região C e em MCD é obtida, tal como no MCC, através da análise de um terço do período de comutação.

O ganho estático para este modo de operação é determinado através da corrente média de carga. Desse modo, através da forma de onda apresentada na Fig. 3.37, e aplicando-se a definição de valor médio, obtém-se:

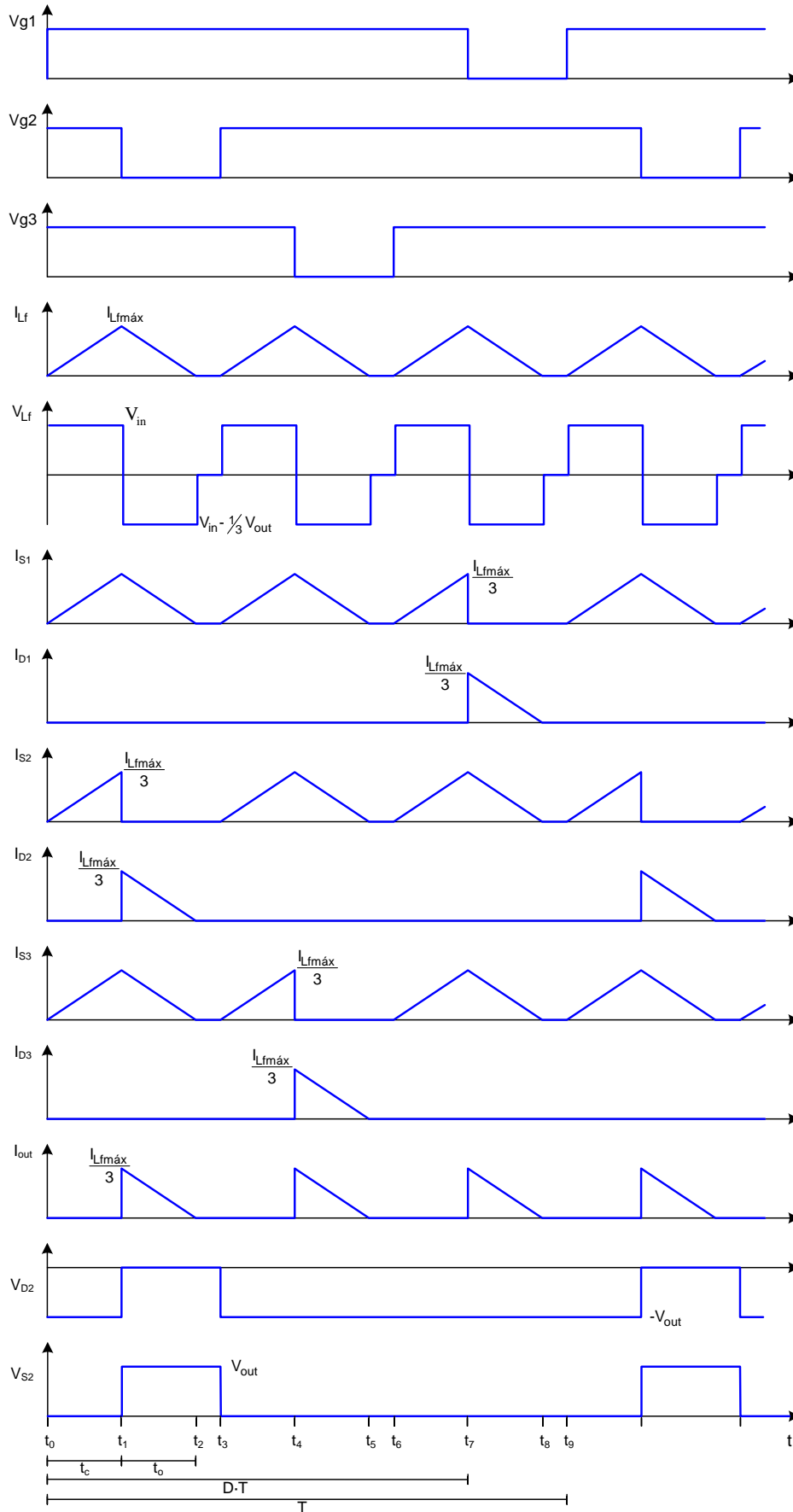


Fig. 3.36 – Formas de onda idealizadas para o conversor boost operando no MCD - região C.

$$I_o = \frac{1}{T/3} \cdot \int_0^{T/3} I_{out}(t) \cdot dt = \frac{3}{T} \cdot A2 \quad (3.108)$$

Através da Fig. 3.37 pode-se determinar a área A2.

$$A2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{3} I_{Lfmax} \cdot t_o = \frac{I_{Lfmax}}{6} \cdot t_o \quad (3.109)$$

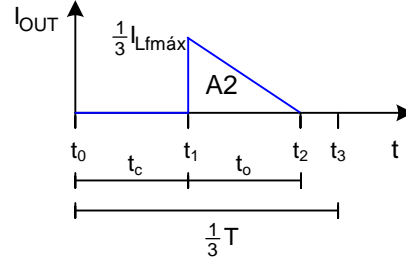


Fig. 3.37 – Corrente de saída do conversor boost, operando no MCD na região C.

Considerando que a tensão média no indutor é nula, tem-se:

$$t_o = t_c \cdot \frac{V_{in}}{\frac{1}{3}V_{out} - V_{in}} \quad (3.110)$$

Tendo em vista que  $t_c$  é função da razão cíclica e do período, como mostra a expressão (3.111), e que a corrente máxima do indutor é dada pela expressão (3.112), pode-se então substituir estas expressões em (3.108), encontrando a corrente média de saída, dada por (3.113).

$$t_c = (D - \frac{2}{3}) \cdot T \quad (3.111)$$

$$I_{Lfmax} = \frac{V_{in}}{L_f} \cdot (D - \frac{2}{3}) \cdot T \quad (3.112)$$

$$I_o = \frac{V_{in} \cdot T \cdot (D - \frac{2}{3})^2 \cdot (3 \cdot V_{in})}{2 \cdot L_f \cdot (V_{out} - 3 \cdot V_{in})} \quad (3.113)$$

Dividindo numerador e denominador por  $V_{in}$ , considerando  $Gv$  como o ganho estático e reorganizando a equação, obtém-se:

$$\frac{L_f \cdot I_o \cdot 2}{V_{in} \cdot T} = \frac{(D - \frac{2}{3})^2 \cdot (3 \cdot \frac{V_{in}}{V_{in}})}{(\frac{V_{out}}{V_{in}} - 3 \cdot \frac{V_{in}}{V_{in}})} = \frac{(D - \frac{1}{3})^2 \cdot (3)}{(Gv - 3)} \quad (3.114)$$

Parametrizando a expressão (3.114), encontra-se:

$$\gamma = \frac{6 \cdot L_f \cdot I_o}{V_{in} \cdot T} = \frac{(D - \frac{2}{3})^2 \cdot (9)}{(Gv - 3)} \quad (3.115)$$

Reorganizando a expressão (3.115), obtém-se (3.116), que representa o ganho estático do conversor operando no MCD na região C.

$$Gv = \frac{9 \cdot (D - \frac{2}{3})^2 + 3 \cdot \gamma}{\gamma} \quad (3.116)$$

A Fig. 3.38 apresenta o ganho estático do conversor em função da razão cíclica para diferentes valores do parâmetro  $\gamma$ .

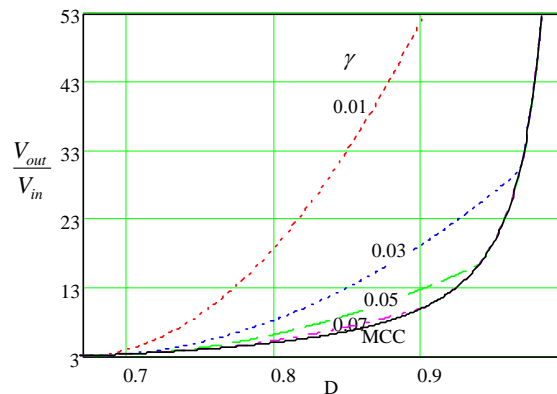


Fig. 3.38 – Característica ideal de transferência estática no MCD – região C.

### 3.4.7 Modo de condução crítico

A operação do conversor no modo de condução crítico é caracterizada como o limite entre o MCC e MCD. Assim, os ganhos estáticos para estes modos de operação são iguais quando o conversor opera em condução crítica.

Isolando o  $D$  na expressão (3.105), para o ganho crítico, obtém-se:

$$D_{crit} = \frac{Gv_{crit} - 1}{Gv_{crit}} \quad (3.117)$$

Reorganizando a expressão (3.116) para o ganho crítico, encontra-se:

$$9 \cdot (D_{crit} - \frac{2}{3})^2 - (Gv_{crit} - 3) \cdot \gamma = 0 \quad (3.118)$$

Substituindo a expressão (3.117) em (3.118), e reorganizando as variáveis, tem-se:

$$\gamma \cdot Gv_{crit}^2 - Gv_{crit} + 3 = 0 \quad (3.119)$$

Resolvendo, obtém-se o ganho estático crítico do conversor, apresentado a seguir:

$$Gv_{crit} = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 12 \cdot \gamma}}{2 \cdot \gamma} \quad (3.120)$$

### 3.4.8 Característica de saída

Através das análises de funcionamento do conversor para os diferentes modos de operação, pode-se agora determinar a característica externa do conversor *boost* operando na região C.

A Fig. 3.39 apresenta as curvas para diferentes razões cíclicas, parametrizadas em função da carga.

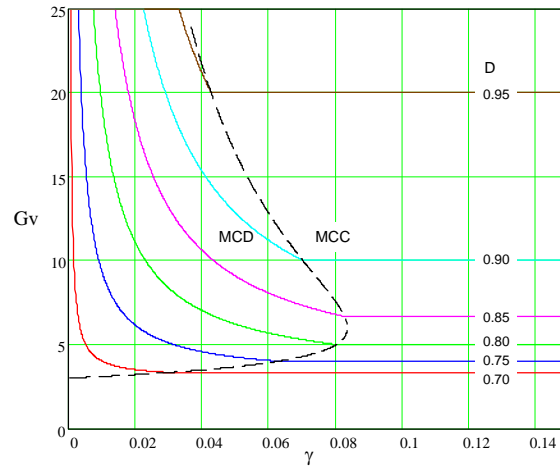


Fig. 3.39 – Característica externa do conversor boost - região C.

### 3.4.9 Ondulação da corrente de entrada e determinação da indutância crítica

A ondulação da corrente no indutor de entrada pode ser determinada através da observação da primeira etapa de funcionamento, ou seja, analisando a tensão aplicada ao indutor, dada em (3.99), bem como, o tempo de duração desta etapa, dado em (3.111). Assim, substituindo estas expressões em (3.121), obtém-se (3.122).

$$\Delta I_L = \frac{V_L \cdot \Delta t}{L} \quad (3.121)$$

$$\Delta I_{Lf} = \frac{V_{in} \cdot (D - \frac{2}{3}) \cdot T}{Lf} \quad (3.122)$$

Como:

$$V_{in} = (1 - D) \cdot V_{out} \quad (3.123)$$

Pode-se encontrar, após algumas manipulações, a expressão (3.124) que representa a ondulação da corrente em função da razão cíclica.

$$\Delta I_{Lf} = (1 - D) \cdot (3 \cdot D - 2) \cdot \frac{V_{out}}{3 \cdot Lf \cdot f} \quad (3.124)$$

Parametrizando a expressão (3.124), obtém-se (3.125), que está apresentada graficamente na Fig. 3.40, onde nota-se que a máxima ondulação de corrente ocorre quando a razão cíclica é cinco sextos. Neste caso, o parâmetro  $\beta$  é igual a um doze avos.

$$\beta = \frac{3 \cdot Lf \cdot f \cdot \Delta I_{Lf}}{V_{out}} = (1 - D) \cdot (3 \cdot D - 2) \quad (3.125)$$

A indutância pode ser determinada através da reorganização da expressão (3.125), obtendo-se:

$$Lf = \beta \cdot \frac{V_{out}}{3 \cdot f \cdot \Delta I_{Lf}} \quad (3.126)$$

Considerando o ponto de máxima ondulação, pode-se obter (3.127). Contudo, o conversor poderá não operar no ponto de máxima ondulação. Nestes casos, deve-se considerar o ponto de operação e utilizar a expressão (3.126).

$$Lf = \frac{V_{out}}{36 \cdot f \cdot \Delta I_{Lf}} \quad (3.127)$$

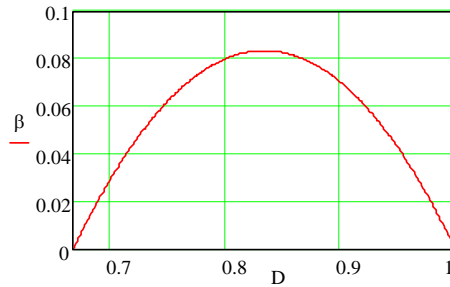


Fig. 3.40 – Ondulação da corrente parametrizada - região C.

Pode-se ainda determinar a indutância crítica, que é a mínima indutância necessária para manter o conversor operando no MCC, para uma dada condição de carga. Para tanto, primeiramente encontra-se  $\gamma$  para a condição de condução crítica, através das expressões (3.116) e (3.117). Desse modo, obtém-se (3.128).

$$\gamma = (3 \cdot D_{crit} - 2) \cdot (1 - D_{crit}) \quad (3.128)$$

Substituindo (3.115) em (3.128), obtém-se a indutância crítica, dada a seguir:

$$Lf_{crit} = (3 \cdot D_{crit} - 2) \cdot (1 - D_{crit}) \cdot \frac{V_{in} \cdot T}{6 \cdot I_o} \quad (3.129)$$

Parametrizando, obtém-se a expressão (3.130) que é mostrada graficamente na Fig. 3.41. Considerando o ponto de máxima ondulação, que ocorre quando a razão cíclica é cinco sextos, o parâmetro  $\overline{Lf_{crit}}$  será igual a um doze avos. Assim se obtém (3.131).

$$\overline{Lf_{crit}} = Lf_{crit} \cdot \frac{6 \cdot I_o}{V_{in} \cdot T} = (3 \cdot D_{crit} - 2) \cdot (1 - D_{crit}) \quad (3.130)$$

$$Lf_{crit} = \frac{V_{in}}{72 \cdot f \cdot I_o} \quad (3.131)$$

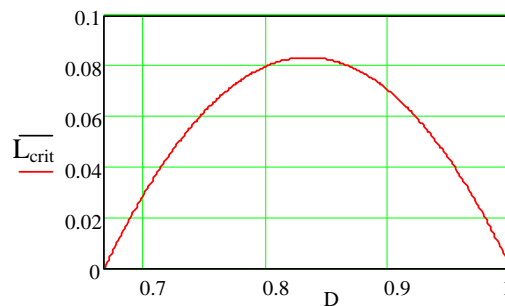


Fig. 3.41 – Indutância crítica parametrizada - região C.



### 3.4.10 Ondulação da tensão de saída e determinação do capacitor

A ondulação da tensão de saída é função da carga fornecida ao capacitor e da sua capacitância, conforme expresso em (3.132). Assim, para determinar a ondulação de tensão, deve-se primeiramente determinar a quantidade de carga fornecida ao capacitor. Para tanto, utiliza-se a Fig. 3.42, que mostra a corrente no capacitor de saída. Cabe destacar que nesta figura esta sendo desprezada a ondulação da corrente de entrada. Isso não acarreta erro algum, e torna o procedimento mais simples.

$$\Delta V = \frac{\Delta Q}{C} \quad (3.132)$$

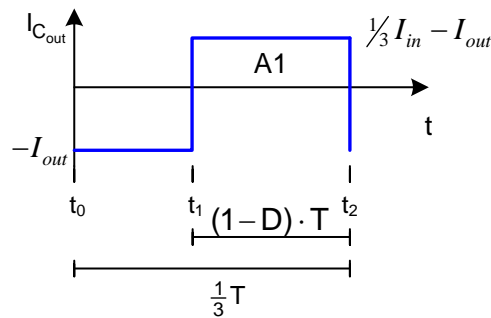


Fig. 3.42 – Corrente no capacitor de saída - região C.

A carga do capacitor é dada pela integral da corrente com relação ao tempo, que corresponde à área \$A1\$ da Fig. 3.42. Assim, obtém-se (3.133).

$$\Delta Q = A1 = \left( \frac{1}{3} I_{in} - I_{out} \right) \cdot (1-D) \cdot T \quad (3.133)$$

Como:

$$I_{in} = \frac{I_{out}}{1-D} \quad (3.134)$$

Substituindo (3.134) em (3.133), encontra-se:

$$\Delta Q = I_{out} \cdot (3 \cdot D - 2) \cdot \frac{T}{3} \quad (3.135)$$

Substituindo (3.135) em (3.132), obtém-se a expressão (3.136) que determina a ondulação da tensão de saída.

$$\Delta V_{out} = \frac{1}{3} \cdot \frac{I_{out} \cdot (3 \cdot D - 2)}{C_{out} \cdot f} \quad (3.136)$$

Reorganizando a expressão (3.136), pode-se obter o valor da capacitância a partir de uma ondulação de tensão especificada. Assim se tem:

$$C_{out} = \frac{1}{3} \cdot \frac{I_{out} \cdot (3 \cdot D - 2)}{\Delta V_{out} \cdot f} \quad (3.137)$$

### 3.4.11 Projeto do transformador

Como para as demais regiões de operação, o projeto do transformador seguirá a metodologia apresentada em [55]. A Fig. 3.43 mostra a forma de onda da tensão sobre o enrolamento A1 do transformador e a intensidade de fluxo magnético na coluna A do núcleo.

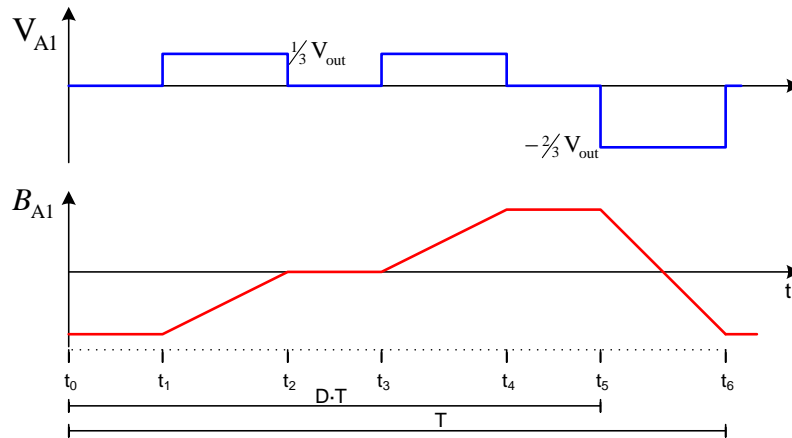


Fig. 3.43 – Tensão no enrolamento A1 e fluxo magnético na coluna A – região C.

Seja a Lei de Faraday:

$$V \cdot dt = N \cdot d\Phi \quad (3.138)$$

Considerando a tensão no enrolamento A1 e o tempo em que o enrolamento permanece sob esta tensão durante o intervalo de  $t_5$  até  $t_6$ , obtém-se:

$$\frac{2}{3}V_{out} \cdot (1-D) \cdot T = N \cdot \Delta B \cdot Ae \quad (3.139)$$

Reorganizando a expressão (3.139), e substituindo o período pela frequência, pode-se determinar a área efetiva do núcleo ( $Ae$ ):

$$Ae = \frac{\frac{2}{3}V_{out} \cdot (1-D)}{N \cdot \Delta B \cdot f} \quad (3.140)$$

Para esta região de operação, tem-se o pior caso, do ponto de vista de saturação do núcleo, quando a razão cíclica é dois terços, e desse modo:

$$Ae = \frac{\frac{2}{9}V_{out}}{N \cdot \Delta B \cdot f} \quad (3.141)$$

Considerando-se as relações:

$$N \cdot I_{ef} = A_c \cdot J = K_C \cdot Aw \cdot J \quad (3.142)$$

Desprezando a ondulação de corrente no indutor de entrada, pode-se considerar a corrente eficaz em cada enrolamento como um terço da corrente média de entrada. Assim se obtém:

$$Aw = \frac{N \cdot \frac{1}{3} I_{in}}{K_C \cdot J} \quad (3.143)$$

Por conveniência, substitui-se a corrente média de entrada pela corrente média de saída, desse modo:

$$A_w = \frac{N \cdot \frac{1}{3} I_{out}}{K_C \cdot J \cdot (1-D)} \quad (3.144)$$

O produto das expressões (3.140) e (3.144) define o produto das áreas do núcleo. Com o auxílio da expressão (3.145), pode-se escolher o núcleo a ser empregado.

$$AeA_w = \frac{2}{9} \cdot \frac{P_{out}}{K_C \cdot J \cdot \Delta B \cdot f} \quad (3.145)$$

Após o núcleo ser escolhido, determina-se o número de espiras do enrolamento através da reorganização da expressão (3.140).

### 3.5 Características gerais do conversor *boost* ( $0 < D < 1$ )

Nos itens anteriores foi descrita a operação do conversor para cada uma das regiões de operação. Para facilitar a compreensão das principais características do conversor, independentemente da região de operação, é conveniente que sejam apresentadas as características gerais do conversor, ou seja, desde razão cíclica zero até razão cíclica unitária. Assim, mostra-se a seguir a característica externa e a ondulação de corrente no indutor de entrada.

A Tabela 3.7 expõe o ganho estático do conversor para as três regiões de operação, tanto no MCC como no MCD. Nota-se que para condução contínua o ganho é o mesmo para todas as regiões de operação. A Fig. 3.44 mostra a característica de saída do conversor para todas as regiões de operação. Destaca-se que quando o conversor opera com razões cíclicas de um terço ou dois terços, obtém-se condução contínua em toda a faixa de operação.

A Tabela 3.8 exhibe as expressões da ondulação de corrente parametrizada; já a Fig. 3.45 traz estas informações graficamente. Pode-se observar mais uma vez que para razões cíclicas de um terço ou dois terços o conversor não apresenta ondulação na corrente de entrada. Nota-se ainda, que os pontos críticos no tocante à ondulação de corrente ocorrem quando a razão cíclica é um sexto, um meio ou cinco sextos.

Tabela 3.7 – Ganho estático do conversor *boost*.

Região	MCD	MCC
Região A $0 < D < 1/3$	$G_v = \frac{3 \cdot D^2 + \gamma}{2 \cdot D^2 + \gamma}$	$G_v = \frac{1}{1-D}$
Região B $1/3 < D < 2/3$	$G_v = \frac{3 \cdot (D - \frac{1}{3})^2 + \gamma}{(D - \frac{1}{3})^2 + \frac{2}{3}\gamma}$	$G_v = \frac{1}{1-D}$
Região C $2/3 < D < 1$	$G_v = \frac{9 \cdot (D - \frac{2}{3})^2 + 3 \cdot \gamma}{\gamma}$	$G_v = \frac{1}{1-D}$

As expressões que determinam a ondulação da tensão de saída para as três regiões de operação são apresentadas na Tabela 3.9. Destaca-se que para razões cíclicas de um terço ou dois terços o conversor não apresenta ondulação na tensão de saída.

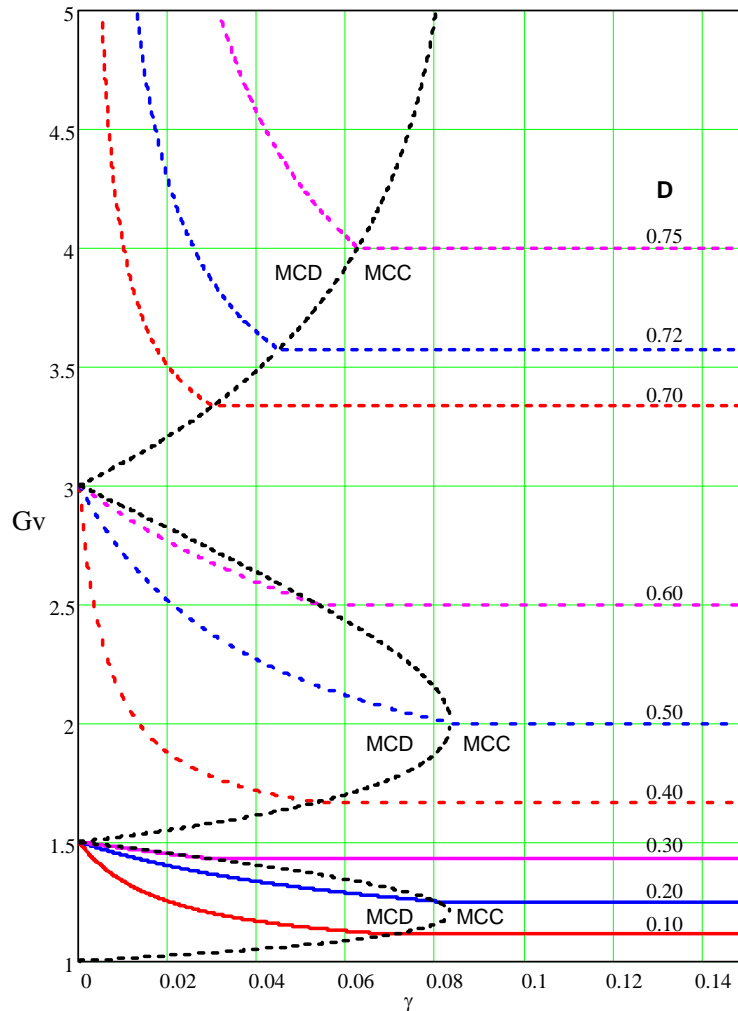


Fig. 3.44 – Característica externa do conversor boost.

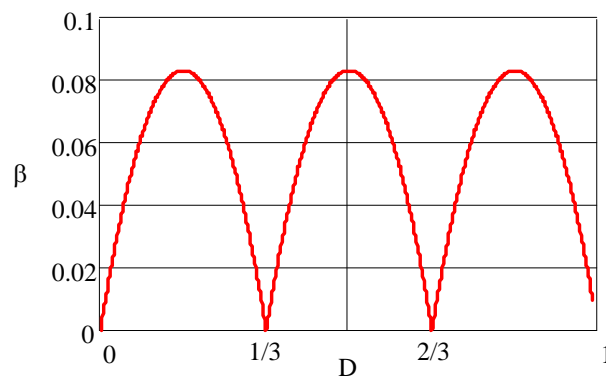


Fig. 3.45 – Ondulação de corrente parametrizada.

Tabela 3.8 – Ondulação de corrente parametrizada.

Região	$\beta$
Região A $0 < D < 1/3$	$\beta = D \cdot (1 - 3 \cdot D)$
Região B $1/3 < D < 2/3$	$\beta = \left(\frac{2}{3} - D\right) \cdot (3 \cdot D - 1)$
Região C $2/3 < D < 1$	$\beta = (1 - D) \cdot (3 \cdot D - 2)$

Tabela 3.9 – Ondulação de tensão de saída.

Região	$\Delta V_o$
Região A $0 < D < 1/3$	$\Delta V_o = \frac{1}{3} \cdot \frac{I_{out} \cdot (1 - 3 \cdot D) \cdot D}{Co \cdot f \cdot (1 - D)}$
Região B $1/3 < D < 2/3$	$\Delta V_o = \frac{1}{9} \cdot \frac{I_{out} \cdot (3 \cdot D - 1) \cdot (2 - 3 \cdot D)}{Co \cdot f \cdot (1 - D)}$
Região C $2/3 < D < 1$	$\Delta V_o = \frac{1}{3} \cdot \frac{I_{out} \cdot (3 \cdot D - 2)}{Co \cdot f}$

### 3.6 Resultados experimentais

Nesta seção, com o objetivo de validar o princípio de operação e os estudos analíticos apresentados, serão mostrados resultados experimentais. Para tanto, foi implementado um conversor *boost* com as seguintes características nominais:

$P_{out} = 1000W$ , potência de saída;

$V_{in} = 48V$ , tensão de entrada;

$V_{out} = 60V$ , tensão de saída;

$f = 20kHz$ , frequência de comutação.

A partir das características nominais, se determina outras grandezas necessárias para o desenvolvimento do projeto, tais como: corrente de saída ( $I_{out}$ ); corrente de entrada ( $I_{in}$ ); resistência de saída ( $R_{out}$ ) e razão cíclica nominal ( $D$ ).

$$I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out}} = \frac{1000}{60} = 16,7A \quad (3.146)$$

$$I_{in} = \frac{I_{out}}{1 - D} = \frac{16,7}{0,8} = 20,9A \quad (3.147)$$

$$R_{out} = \frac{V_{out}}{I_{out}} = \frac{60}{16,7} = 3,6\Omega \quad (3.148)$$

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} = 1 - \frac{48}{60} = 0,2 \quad (3.149)$$

A ondulação da corrente de entrada admitida para este projeto será de dez por cento. Assim, através da expressão (3.30), pode-se encontrar o indutor a ser utilizado. O indutor utilizado para este projeto será de  $40\mu\text{H}$ .

$$L_f = D \cdot (1 - 3 \cdot D) \cdot \frac{V_{out}}{3 \cdot \Delta I_{L_f} \cdot f} = 0,2 \cdot (1 - 3 \cdot 0,2) \cdot \frac{60}{3 \cdot 2,1 \cdot 20k} = 38\mu\text{H} \quad (3.150)$$

A ondulação máxima da tensão de saída para este projeto será de um por cento, assim, através da expressão (3.41) pode-se encontrar o capacitor a ser utilizado.

$$C_o = \frac{1}{3} \cdot \frac{I_{out} \cdot (1 - 3 \cdot D) \cdot D}{\Delta V_o \cdot f \cdot (1 - D)} = \frac{1}{3} \cdot \frac{16,7 \cdot (1 - 3 \cdot 0,2) \cdot 0,2}{0,6 \cdot 20k \cdot (1 - 0,2)} = 46,4\mu\text{F} \quad (3.151)$$

Além da capacitância, para a escolha do capacitor deve-se observar a sua resistência série equivalente. Devido a este critério, foram utilizados neste projeto dois capacitores de  $470\mu\text{F}$  associados em paralelo.

Dessa forma, ficam definidos os filtros de entrada e saída do conversor:

$L_f = 40\mu\text{H}$ , indutor de saída;

$C_{out} = 940\mu\text{F}$ , capacitor de saída ( $2 \times 470\mu\text{F}$ ).

O transformador trifásico utilizado neste protótipo apresenta as seguintes características:

Núcleo E55 IP12 Thornton, 12 espiras por enrolamento.

Os interruptores e diodos utilizados neste protótipo são dados a seguir:

Interruptores *Mosfet* IRFP140;

Diodos *Ultrafast* MUR1510.

A Fig. 3.46 mostra o diagrama de blocos do conversor implementado. O primeiro bloco trata-se do circuito gerador dos sinais PWM para o comando dos três interruptores. Este circuito baseia-se na plataforma eZdsp<sup>TM</sup>LF2407 da *Spectrum Digital, Inc.*, na qual se implementou um programa que gera os três sinais de comando defasados de  $120^\circ$ , com a frequência e razão cíclica desejadas.

O segundo e o terceiro blocos têm a finalidade de adequar a tensão e isolar o circuito de comando do circuito de potência. Para realizar o isolamento, optou-se pela utilização de *drivers* tipo SKIH20opA da *Semikron*. O circuito de adequação de tensão é necessário, tendo em vista que a tensão de saída do DSP é  $3,3\text{V}$ , e a tensão de entrada do *driver* é  $15\text{V}$ . Para realizar esta adequação, utiliza-se circuitos *buffers* com coletor aberto da família TTL (7407).

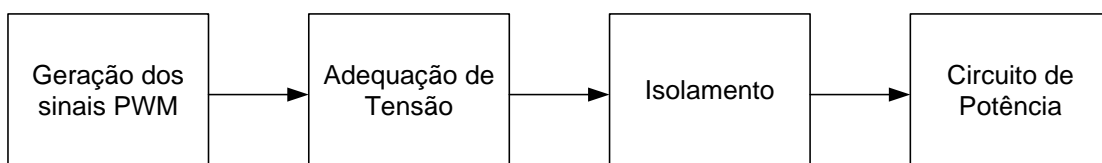


Fig. 3.46 – Diagrama de blocos do circuito implementado.

O quarto bloco trata-se do conversor propriamente dito, ou seja, o circuito de potência. As características e os componentes desse são os citados anteriormente.

As figuras 3.47a, 3.47b e 3.48 apresentam, respectivamente, as fotografias dos circuitos de geração dos sinais PWM, adequação de tensão e isolamento e circuito de potência.

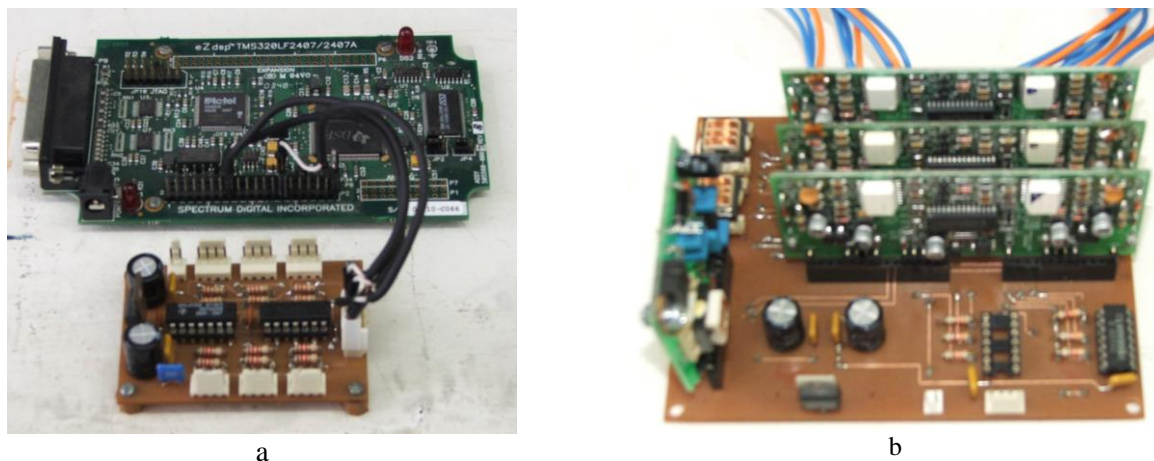


Fig. 3.47 – Circuitos de geração dos sinais PWM e de adequação de tensão e isolamento.

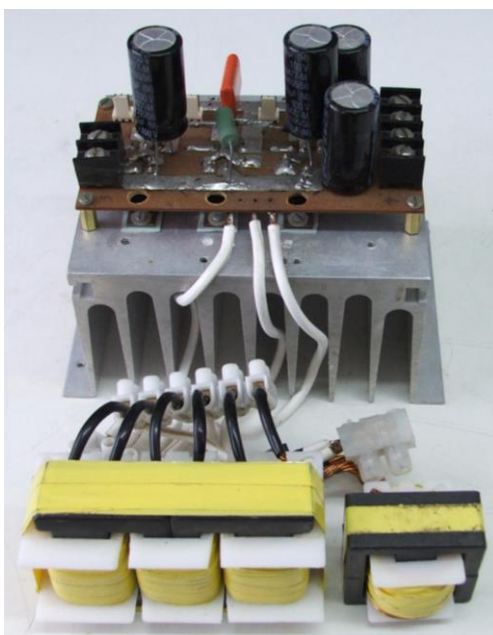


Fig. 3.48 – Circuito de potência do conversor boost.

O ponto de operação nominal do conversor encontra-se na região de operação A, com razão cíclica  $D=0,2$ . Porém, foi utilizado o mesmo protótipo para realizar os ensaios com o conversor operando nas regiões B e C, para as quais foram utilizadas potências de saída de 500W e 250W, respectivamente. Para estas regiões de operação, reduziu-se a tensão de entrada e manteve-se as correntes nos níveis nominais, o que leva à redução da potência de saída.

A Fig. 3.49 mostra a corrente na entrada e a tensão de saída para as condições nominais de operação. Nota-se que a ondulação de corrente apresenta frequência três vezes maior que a frequência de comutação.

A Fig. 3.50 apresenta a tensão sobre um interruptor e a corrente no enrolamento conectado ao mesmo. Observa-se que a corrente é aproximadamente um terço da corrente de entrada, adicionada da componente magnetizante.

Na Fig. 3.51 observa-se a tensão e corrente sobre o indutor de entrada. Durante a etapa de acumulação de energia, a tensão aplicada ao indutor é a tensão de entrada subtraída de dois terços da tensão de saída. Já durante a descarga do indutor, a tensão sobre ele é a diferença entre a tensão de entrada e a tensão de saída, conforme era esperado.

Na Fig. 3.52, tem-se a tensão e a corrente em um enrolamento do transformador. Observa-se que a corrente é aproximadamente um terço da corrente de entrada. No tocante à tensão, nota-se que quando o interruptor S1 está conduzindo, a tensão aplicada ao enrolamento é dois terços da tensão de saída; já quando está conduzindo o interruptor S2 ou o S3, a tensão aplicada é negativa e corresponde a um terço da tensão de saída, conforme foi descrito na análise teórica.

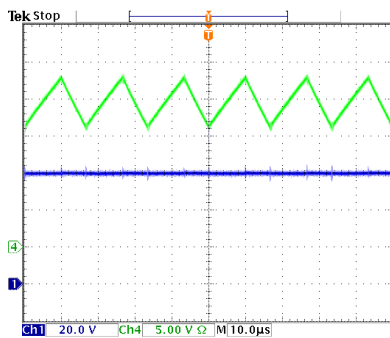


Fig. 3.49 – Tensão de saída e corrente de entrada.

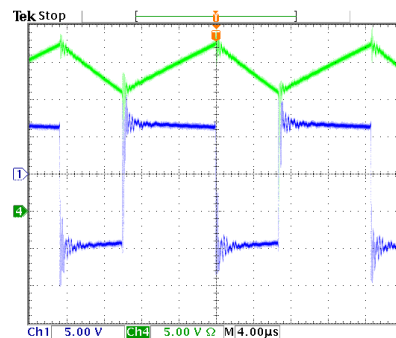


Fig. 3.51 – Tensão e corrente no indutor de entrada.

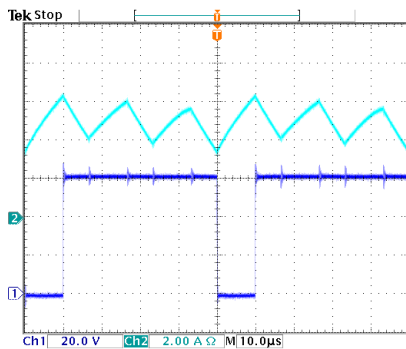


Fig. 3.50 – Tensão no interruptor S1 e corrente no enrolamento A1.

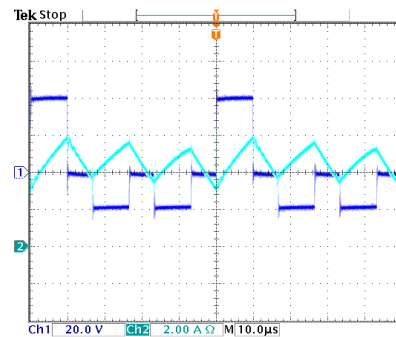


Fig. 3.52 – Tensão e corrente no enrolamento A1 do transformador.



Na Fig. 3.53 mostra-se a tensão sobre um interruptor e a corrente de entrada para o conversor operando com razão cíclica  $D=0,33$ , onde se observa uma significativa redução da ondulação da corrente de entrada, conforme era esperado para esta razão cíclica.

Na Fig. 3.54 e na Fig. 3.55 apresenta-se a tensão sobre um interruptor e a corrente de entrada para o conversor operando com razão cíclica  $D=0,5$  e  $D=0,8$ , respectivamente. Para estas condições de operação, os resultados são condizentes com a análise teórica apresentada.

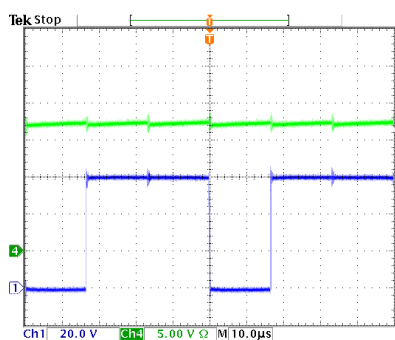


Fig. 3.53 – Tensão no interruptor S2 e corrente de entrada para  $D=0,33$ .

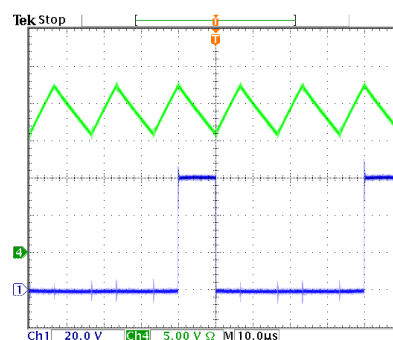


Fig. 3.55 – Tensão no interruptor S2 e corrente de entrada para  $D=0,80$ .

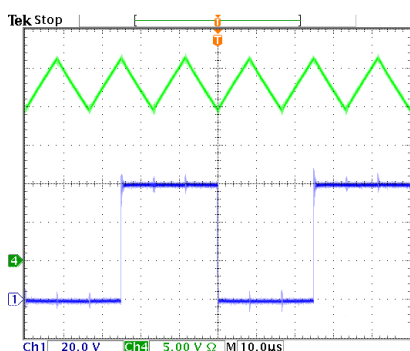


Fig. 3.54 – Tensão no interruptor S2 e corrente de entrada para  $D=0,50$ .

### 3.7 Conclusão

A análise de funcionamento do conversor *boost* utilizando a célula de comutação de quatro estados foi apresentada. Para as três regiões de operação, foram descritas as etapas de funcionamento e exibidas as formas de onda básicas, tanto no MCC, como no MCD. Foi realizado o equacionamento para determinar o ganho estático do conversor, além de apresentar a característica de saída. Foram estudadas ainda as ondulações da corrente de entrada e da tensão de saída, bem como o projeto do transformador.

Apesar de a célula de comutação proposta apresentar quatro estados de comutação, em cada região de operação, são utilizados apenas dois estados. Dessa forma, no MCC tem-se: para região A, operação nos estados três e quatro; para região B, operação nos estados dois e três; para região C, operação nos estados um e dois.

No tocante ao ganho estático, pôde-se observar que no MCC o conversor apresenta ganho idêntico ao conversor *boost* clássico, independente da região de operação. Já no MCD existem diferenças nas expressões para cada região de operação e destas com relação ao conversor clássico [52]. Outra característica importante é que este conversor apresenta uma área de operação no modo de condução contínuo muito maior que o conversor clássico [52] e maior que o conversor proposto em [3].

No ponto de transição entre as regiões de operação, quando a razão cíclica é um terço ou dois terços, pode-se obter condução contínua para toda faixa de operação do conversor. Em outras palavras, se o conversor operar próximo a essas razões cíclicas, obtém-se uma significativa redução nos filtros.

Deve-se salientar ainda que a frequência nos filtros passivos de entrada e de saída é o triplo da frequência de comutação. A amplitude da tensão a que o indutor de entrada está submetido, assim como a corrente que circula no capacitor de saída, são um terço daquelas a que estes componentes estariam submetidos no conversor clássico. Desse modo, os elementos do filtro podem ser reduzidos quando comparados ao conversor clássico.

Para obter-se a mesma ondulação de corrente na entrada, o indutor necessário para o conversor com a célula de quatro estados pode ser até nove vezes menor que o indutor utilizado no conversor clássico [52]. Nota-se ainda, que a corrente de saída apresenta o triplo da frequência de comutação e para as regiões A e B apresenta um nível contínuo adicionado de uma corrente pulsada. Desse modo, a filtragem da saída também é facilitada.

Com relação ao transformador, foram estabelecidas as expressões de projeto para todas as regiões de operação. O volume do transformador utilizado no protótipo é aproximadamente o mesmo do indutor utilizado. Como o indutor é nove vezes menor que no conversor clássico, conclui-se que houve uma redução no total de elementos magnéticos envolvidos, propiciando redução de volume e peso.

Foi implementado um conversor *boost* de 1kW, através do qual se observou o comportamento do conversor proposto, confirmando as análises realizadas. Através do mesmo protótipo, alterando a razão cíclica e a potência, pôde-se observar o conversor operando em todas as regiões. Os resultados obtidos indicam a viabilidade de utilização prática deste conversor.

## 4 CONVERSOR *BUCK-BOOST* UTILIZANDO CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE QUATRO ESTADOS

### 4.1 Introdução

Este capítulo apresenta a análise de funcionamento do conversor *buck-boost* utilizando a célula de comutação de quatro estados. Conforme descrito no capítulo inicial, essa célula apresenta três regiões de operação. Assim, será apresentada a análise de funcionamento do conversor para cada uma dessas regiões de operação.

Em cada região de operação o conversor pode operar ainda de três modos distintos, quais sejam: modo de condução contínuo (MCC); modo de condução descontínuo (MCD) e modo de condução crítico. Dessa forma, para uma completa análise do conversor estudado, dentro de cada região, serão analisados os três modos de operação.

Para todas as possibilidades de funcionamento deste conversor, serão descritas as etapas de funcionamento, apresentadas as formas de onda básicas, bem como será realizado o equacionamento para obtenção do ganho estático do conversor. Será mostrada ainda, a característica de saída para cada uma das regiões de operação, assim como a ondulação da corrente no indutor e da tensão de saída.

A estrutura do conversor *buck-boost* utilizando a célula de quatro estados é apresentada na Fig. 4.1.

Para a análise da operação do conversor são realizadas as seguintes considerações:

- os componentes, tanto passivos quanto ativos, são ideais;
- a frequência de operação é fixa;
- a modulação é do tipo PWM;
- os pulsos de comando dos interruptores estão defasados de 120°;
- a relação de transformação é unitária;
- a corrente magnetizante é desprezível, comparada à corrente de carga;
- o conversor opera em regime permanente.

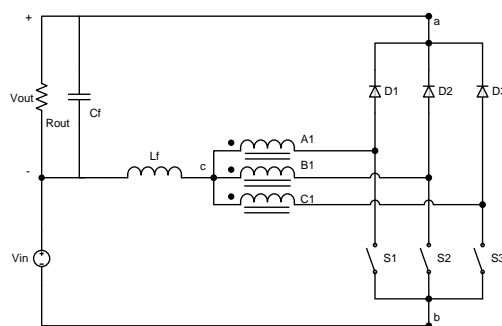


Fig. 4.1 – Conversor *buck-boost*.

## 4.2 Conversor *buck-boost* operando na região A ( $0 < D < 1/3$ )

A seguir será realizada a análise do conversor operando nos modos de condução contínuo e descontínuo. No MCC o conversor opera com a célula nos estados três e quatro, conforme descrito no capítulo inicial. Já no MCD, além desses estados, ocorre também o estado neutro.

Serão apresentadas as etapas de operação do conversor, as principais formas de onda, a característica de transferência estática, e a característica externa do conversor. Serão mostradas ainda, as ondulações da corrente no indutor e da tensão no filtro de saída.

### 4.2.1 Etapas de operação no MCC

Na seqüência, a operação do conversor é descrita etapa a etapa, as quais estão ilustradas na Fig. 4.2. Como condição inicial, considera-se que todos os diodos estão em condução, tendo em vista que o conversor está operando na região A e no MCC.

#### 1ª Etapa ( $t_0 < t < t_1$ )

No instante  $t_0$  o interruptor S1 entra em condução, e o diodo D1 bloqueia. A Fig. 4.2a mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_1$  com o bloqueio do interruptor S1.

Devido ao efeito magnético do transformador, as correntes nos três enrolamentos são idênticas. Desse modo, a corrente do indutor se divide em três: uma parte passa pelo enrolamento A1 e pelo interruptor S1, e as outras passam pelos enrolamentos B1 e C1 e pelos diodos D2 e D3 respectivamente.

A Fig. 4.3a exibe, de maneira simplificada, como os enrolamentos do transformador estão conectados ao restante do circuito durante a primeira etapa de operação. Considerando que todos os enrolamentos apresentam o mesmo número de espiras, ou seja,  $A1=B1=C1$ , pode-se notar que a tensão aplicada no enrolamento A1 durante esta etapa é dois terços da soma da tensão de entrada com a tensão de saída.

Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.4a, e através dele, pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a primeira etapa.

$$V_{L_f} = \frac{1}{3}V_{in} - \frac{2}{3}V_{out} \quad (4.1)$$

#### 2ª Etapa ( $t_1 < t < t_2$ )

No instante  $t_1$  o interruptor S1 bloqueia, e o diodo D1 entra em condução. A Fig. 4.2b mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_2$  com a entrada em condução do interruptor S2.

A Fig. 4.3b apresenta resumidamente como os enrolamentos do transformador estão conectados ao restante do circuito durante a segunda etapa de operação. Pode-se observar que

os enrolamentos estão colocados em curto-circuito através dos diodos. Desse modo, a tensão sobre os enrolamentos é nula.

Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.4b, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a segunda etapa.

$$V_{L_f} = -V_{out} \quad (4.2)$$

### 3ª Etapa ( $t_2 < t < t_3$ )

No instante  $t_2$  o interruptor  $S_2$  entra em condução, e o diodo  $D_2$  bloqueia. A Fig. 4.2c mostra esta etapa de operação, a qual termina no instante  $t_3$ , com o bloqueio do interruptor  $S_2$ .

O comportamento do circuito durante esta etapa de operação é similar à primeira, diferindo apenas no tocante aos interruptores que estão em condução. Como consequência, a forma de ligação dos enrolamentos e suas respectivas tensões se alteram. Porém, para efeito de análise do circuito externo à célula de quatro estados, esse não apresenta diferenças. Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é o mesmo já apresentado na Fig. 4.4a.

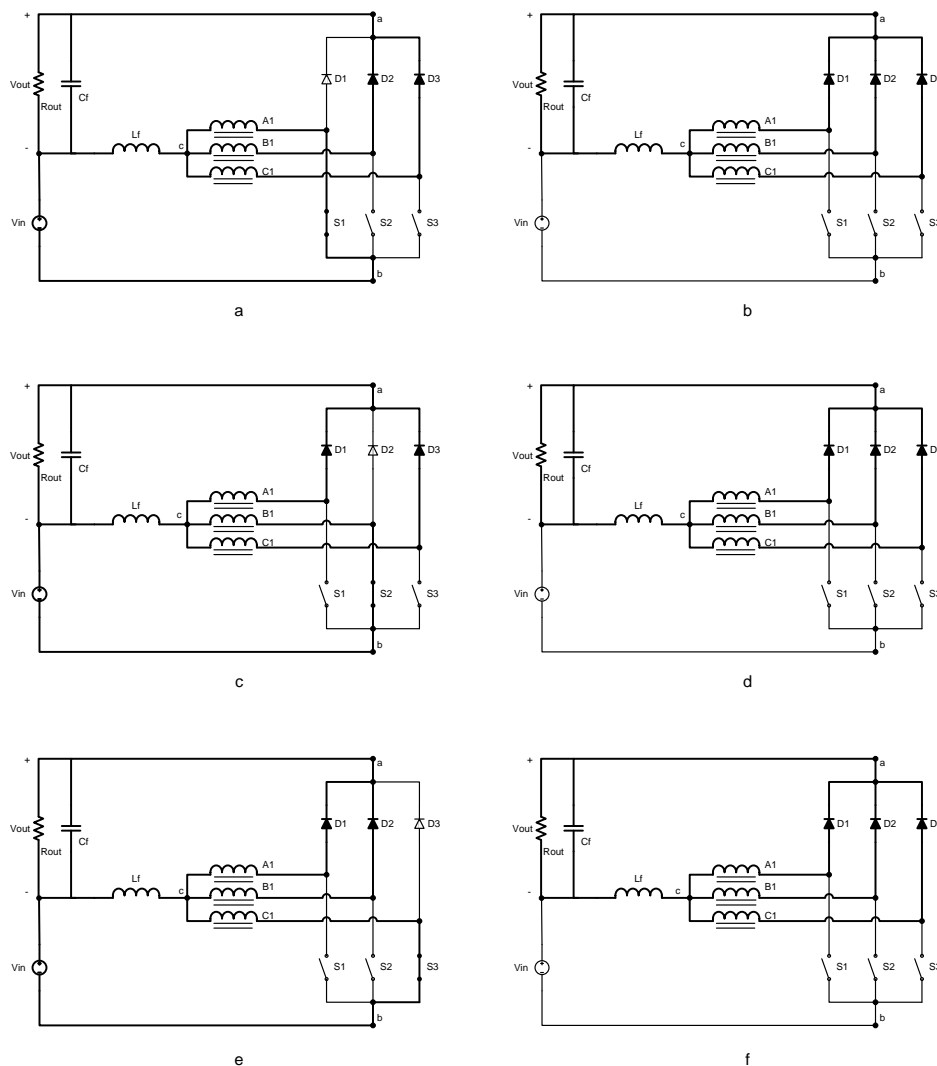


Fig. 4.2 – Etapas de operação no MCC – região A.

**4ª Etapa ( $t_3 < t < t_4$ )**

No instante  $t_3$  o interruptor S2 bloqueia, e o diodo D2 entra em condução. A Fig. 4.2-d mostra esta etapa de operação, que tem seu final no instante  $t_4$  com a entrada em condução do interruptor S3.

Esta etapa de operação é idêntica à segunda, já descrita anteriormente. O circuito equivalente a esta etapa de operação é o mesmo já apresentado na Fig. 4.4-b.

**5ª Etapa ( $t_4 < t < t_5$ )**

No instante  $t_4$  o interruptor S3 entra em condução, e o diodo D3 bloqueia. A Fig. 4.2-e mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_5$  com o bloqueio do interruptor S3.

A exemplo da terceira etapa, o comportamento do circuito durante esta etapa de operação é similar à primeira, diferindo apenas no tocante aos interruptores que estão em condução, e conseqüentemente na forma de ligação dos enrolamentos e suas respectivas tensões. Observando o circuito externo à célula de quatro estados, esse não apresenta diferenças, e assim o circuito equivalente a esta etapa de operação é o mesmo já apresentado na Fig. 4.4-a.

**6ª Etapa ( $t_5 < t < t_6$ )**

No instante  $t_5$  o interruptor S3 bloqueia, e o diodo D3 entra em condução. A Fig. 4.2-f mostra esta etapa de operação, a qual tem seu final no instante  $t_6$ , com a entrada em condução do interruptor S1, dando início a um novo período de comutação.

Esta etapa de operação é idêntica à segunda, já descrita anteriormente e cujo circuito equivalente é apresentado na Fig. 4.4-b.

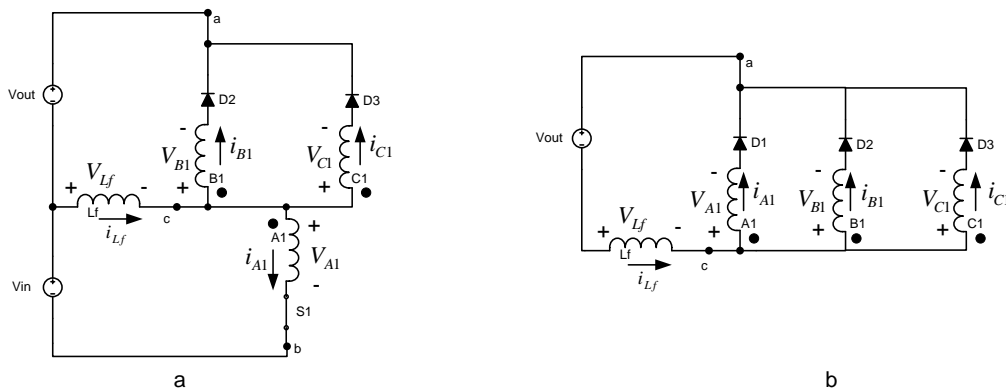


Fig. 4.3 - Etapas de operação no MCC - região A - circuitos simplificados.

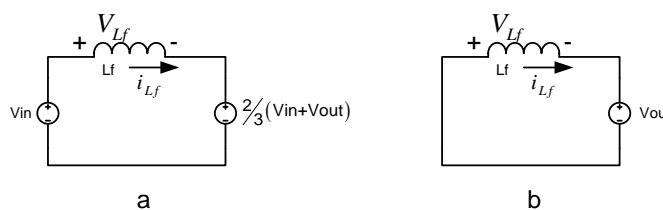


Fig. 4.4 - Etapas de operação no MCC - região A - circuitos equivalentes.

A Tabela 4.1 apresenta de maneira simplificada os estados dos interruptores e diodos para cada etapa de operação do conversor.

Tabela 4.1 – Etapas de operação no MCC – região A.

	X → conduzindo			- → não conduzindo		
	S1	S2	S3	D1	D2	D3
1ª Etapa	X	-	-	-	X	X
2ª Etapa	-	-	-	X	X	X
3ª Etapa	-	X	-	X	-	X
4ª Etapa	-	-	-	X	X	X
5ª Etapa	-	-	X	X	X	-
6ª Etapa	-	-	-	X	X	X

#### 4.2.2 Formas de onda básicas no MCC

Na Fig. 4.5, são ilustradas as principais formas de onda para operação ideal deste conversor no MCC.

#### 4.2.3 Característica ideal de transferência estática no MCC

A relação entre o ganho estático e a razão cíclica do conversor é obtida através do balanço de energia do conversor, considerando este ideal. Desse modo, apresenta-se a obtenção da característica de transferência estática do conversor *buck-boost* operando na região A.

Pode-se observar que do ponto de vista da transferência de energia, as etapas de operação repetem-se a cada um terço de período. Portanto, a análise a seguir será realizada considerando apenas um terço do período de comutação.

$$W_{Vin} = W_{Vout} \quad (4.3)$$

$$W_{Vin} = V_{in} \cdot \frac{I_{Lf}}{3} \cdot t_c \quad (4.4)$$

$$W_{Vout} = V_{out} \cdot \left[ \frac{2}{3} \cdot I_{Lf} \cdot t_c + I_{Lf} \left( \frac{1}{3} \cdot T - t_c \right) \right] \quad (4.5)$$

$$t_c = D \cdot T \quad (4.6)$$

Substituindo as expressões (4.6) em (4.4), bem como, substituindo (4.4) e (4.5) em (4.3), e reorganizando as variáveis, obtém-se a expressão (4.7), que representa o ganho estático do conversor *buck-boost* no MCC.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \quad (4.7)$$

A Fig. 4.6 apresenta o ganho estático em função da razão cíclica para a região de operação A no MCC.

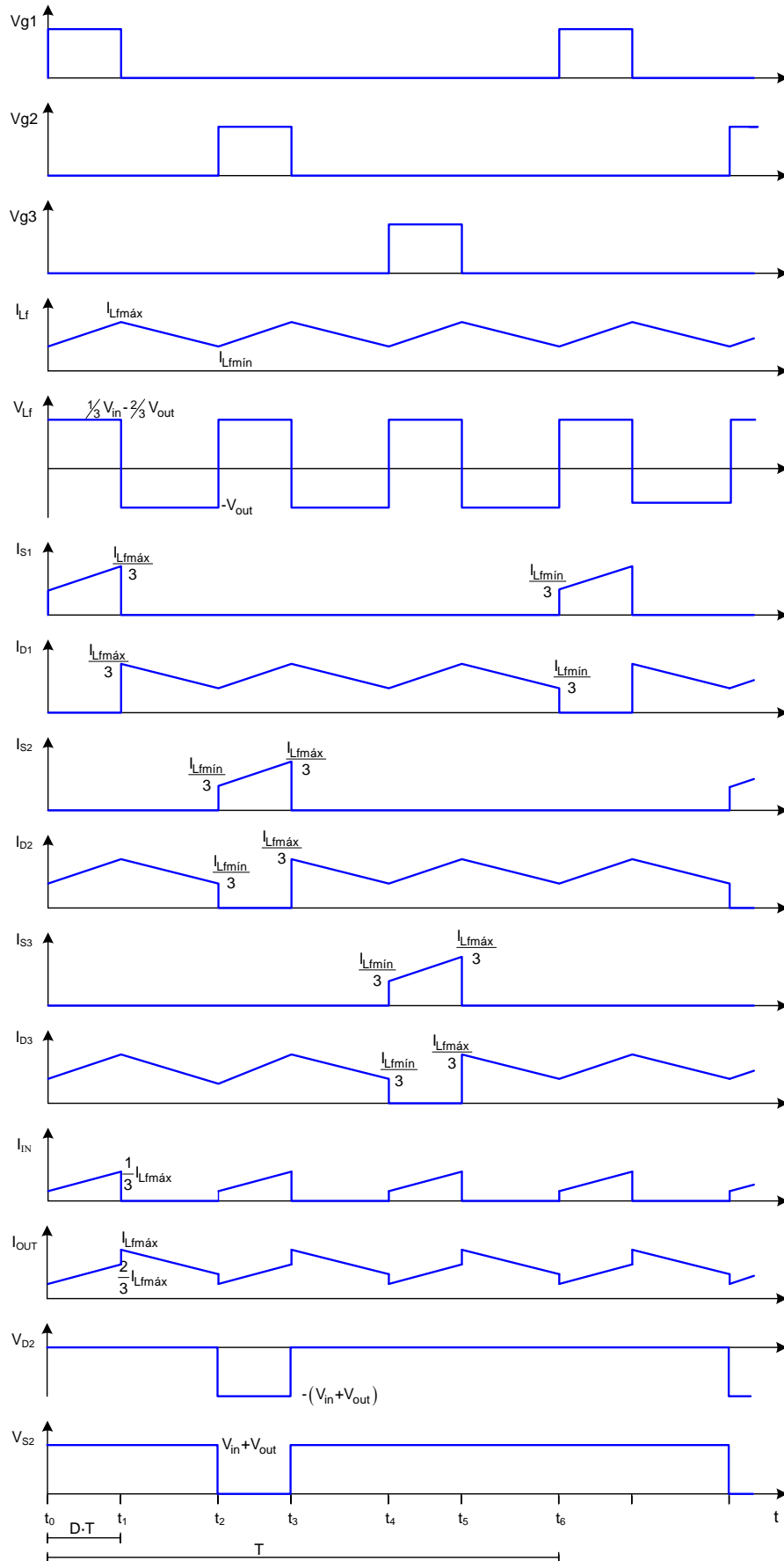


Fig. 4.5 – Formas de onda idealizadas para o conversor buck-boost operando no MCC - região A.



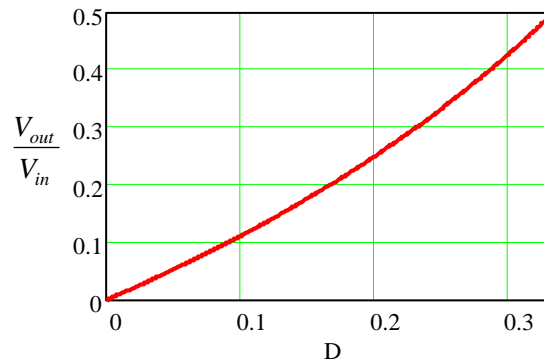


Fig. 4.6 – Característica ideal de transferência estática no MCC – região A.

#### 4.2.4 Etapas de operação no MCD

A operação do conversor no modo de condução descontínuo é caracterizada pela corrente descontínua no indutor  $L_f$ , ou seja, a corrente do indutor é nula durante um intervalo de tempo.

As etapas de operação do conversor operando em MCD são semelhantes às etapas do conversor operando em MCC, exceto pelo surgimento de etapas intermediárias em que a corrente do indutor  $L_f$  é nula. Dessa maneira, no MCD o conversor apresenta nove etapas de funcionamento, sendo que seis delas são idênticas às já descritas para o MCC, e as outras três são etapas em que a corrente no indutor é nula, isto é, correspondem ao estado neutro citado no capítulo inicial.

A seguir, a operação do conversor é descrita etapa a etapa, as quais estão ilustradas na Fig. 4.2 e na Fig. 4.7. Como condição inicial, considera-se que todos os interruptores e diodos estão bloqueados e que a corrente no indutor é nula, tendo em vista que o conversor está operando na região A e no MCD.

##### 1ª Etapa ( $t_0 < t < t_1$ )

No instante  $t_0$  o interruptor S1 entra em condução, provocando o surgimento de corrente no indutor e devido ao efeito magnético do transformador, os diodos D2 e D3 também entram em condução. Assim, a corrente do indutor divide-se em três, uma parte passa pelo enrolamento A1 e pelo interruptor S1, e as outras passam pelos enrolamentos B1 e C1 e pelos diodos D2 e D3 respectivamente.

A Fig. 4.2a mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_1$  com o bloqueio do interruptor S1.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.4a, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a primeira etapa.

$$V_{L_f} = \frac{1}{3}V_{in} - \frac{2}{3}V_{out} \quad (4.8)$$

### 2ª Etapa ( $t_1 < t < t_2$ )

No instante  $t_1$  o interruptor S1 bloqueia, e o diodo D1 entra em condução. A Fig. 4.2b mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_2$  quando a corrente no indutor atinge o nível zero, e os diodos D1, D2 e D3 bloqueiam naturalmente.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.4b, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a segunda etapa.

$$V_{L_f} = -V_{out} \quad (4.9)$$

### 3ª Etapa ( $t_2 < t < t_3$ )

No instante  $t_2$ , a corrente do indutor atinge o nível zero, ocasionando o bloqueio natural dos diodos D1, D2 e D3. Por isso, durante esta etapa, a energia consumida pela carga é suprida apenas pelo capacitor de saída.

A Fig. 4.7 mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_3$  com a entrada em condução do interruptor S2.

### 4ª Etapa ( $t_3 < t < t_4$ )

No instante  $t_3$  o interruptor S2 entra em condução, provocando o surgimento de corrente no indutor, bem como, a entrada em condução dos diodos D1 e D3. Nota-se que esta etapa é similar à terceira, no MCC.

A Fig. 4.2c mostra esta etapa de operação, na qual os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_4$  com o bloqueio do interruptor S2. O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.4a.

### 5ª Etapa ( $t_4 < t < t_5$ )

No instante  $t_4$  o interruptor S2 é comandado a bloquear, e o diodo D2 entra em condução. A Fig. 4.2d mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_5$  quando a corrente no indutor atinge o nível zero, e os diodos D1, D2 e D3 bloqueiam naturalmente.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.4b.

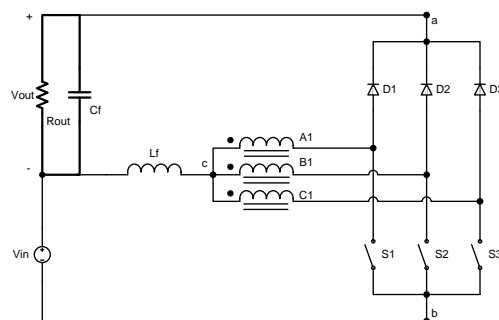


Fig. 4.7 – Terceira etapa de operação no MCD - região A.

**6ª Etapa ( $t_5 < t < t_6$ )**

No instante  $t_5$ , a corrente do indutor atinge o nível zero, ocasionando o bloqueio natural dos diodos D1, D2 e D3. Esta etapa é idêntica à terceira, que é mostrada na Fig. 4.7. O final desta etapa ocorre no instante  $t_6$  com a entrada em condução do interruptor S3.

**7ª Etapa ( $t_6 < t < t_7$ )**

No instante  $t_6$  o interruptor S3 entra em condução, provocando o surgimento de corrente no indutor, bem como, a entrada em condução dos diodos D1 e D2. Nota-se que esta etapa é similar à quinta, no MCC.

A Fig. 4.2-e mostra esta etapa de operação. O final desta etapa ocorre no instante  $t_7$  com o bloqueio do interruptor S3. O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.4-a.

**8ª Etapa ( $t_7 < t < t_8$ )**

No instante  $t_7$  o interruptor S3 é comandado a bloquear, e o diodo D3 entra em condução. A Fig. 4.2-f exhibe esta etapa de operação. O término desta etapa ocorre no instante  $t_8$  quando a corrente no indutor atinge o nível zero.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.4-b.

**9ª Etapa ( $t_8 < t < t_9$ )**

No instante  $t_8$ , a corrente do indutor atinge o nível zero, ocasionando o bloqueio natural dos diodos D1, D2 e D3. Esta etapa é idêntica à terceira, que é mostrada na Fig. 4.7. O final desta etapa ocorre no instante  $t_9$  com a entrada em condução do interruptor S1, dando início a um novo período de comutação.

A Tabela 4.2 apresenta os estados dos interruptores e diodos para cada etapa de operação do conversor.

Tabela 4.2 – Etapas de operação no MCD – região A.

	X → conduzindo			- → não conduzindo		
	<b>S1</b>	<b>S2</b>	<b>S3</b>	<b>D1</b>	<b>D2</b>	<b>D3</b>
1ª Etapa	X	-	-	-	X	X
2ª Etapa	-	-	-	X	X	X
3ª Etapa	-	-	-	-	-	-
4ª Etapa	-	X	-	X	-	X
5ª Etapa	-	-	-	X	X	X
6ª Etapa	-	-	-	-	-	-
7ª Etapa	-	-	X	X	X	-
8ª Etapa	-	-	-	X	X	X
9ª Etapa	-	-	-	-	-	-

#### 4.2.5 Formas de onda básicas no MCD

Na Fig. 4.8, são ilustradas as principais formas de onda para operação ideal deste conversor no MCD.

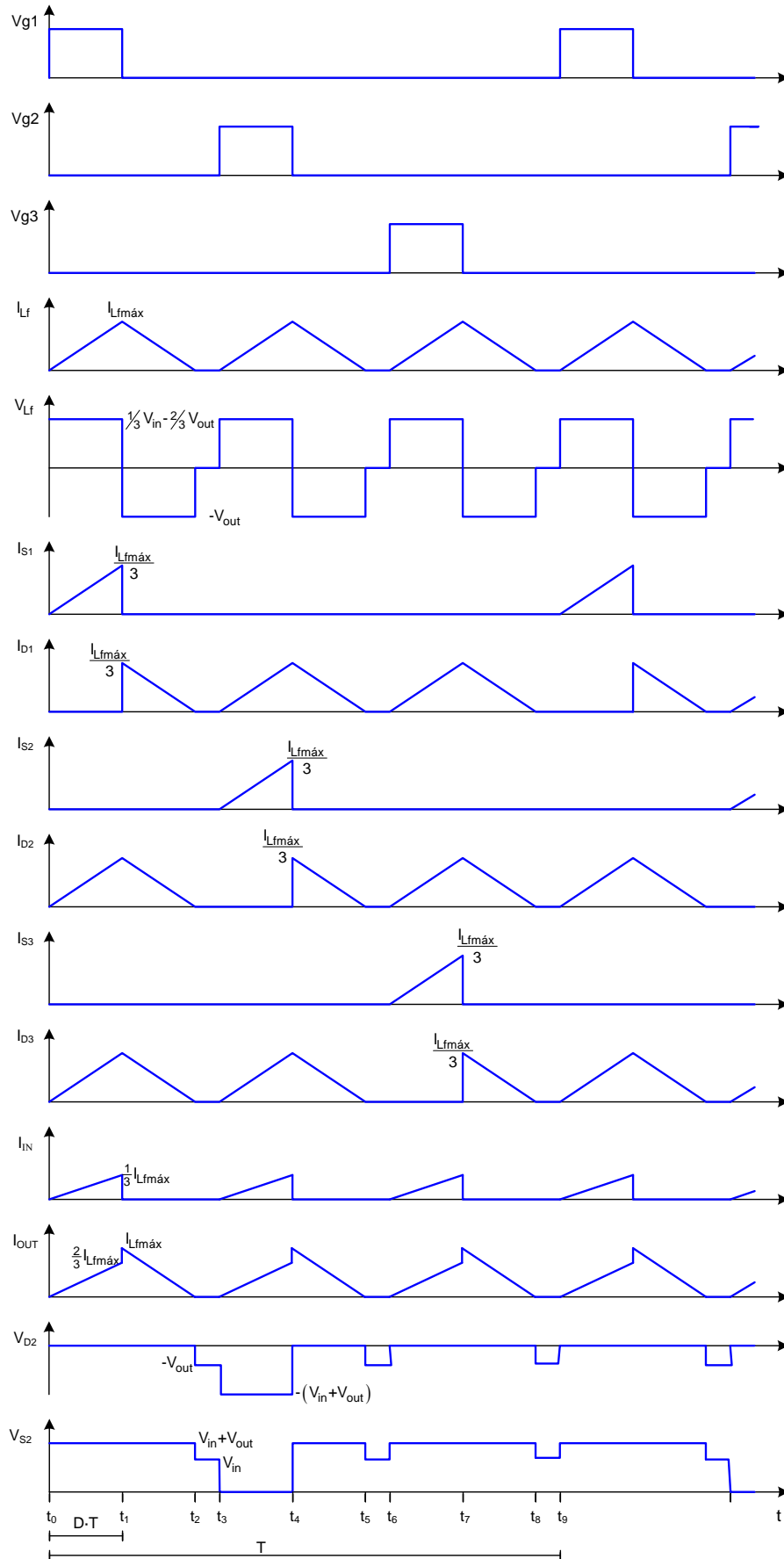


Fig. 4.8 – Formas de onda idealizadas para o conversor buck-boost operando no MCD - região A.

#### 4.2.6 Característica ideal de transferência estática no MCD

Apresenta-se a seguir a obtenção da característica ideal de transferência estática do conversor *buck-boost* operando na região A e no MCD. Tal como no MCC, a análise a seguir será realizada considerando apenas um terço do período de comutação.

O ganho estático para este modo de operação é determinado através da corrente média de carga. A forma de onda da corrente de saída é apresentada na Fig. 4.9, na qual se pode observar que para o intervalo de  $t_0$  a  $t_1$  a corrente é dois terços da corrente no indutor; já no intervalo de  $t_1$  a  $t_2$  a corrente é a própria corrente no indutor. Desse modo, aplicando-se a definição de valor médio, obtém-se:

$$I_o = \frac{1}{T/3} \cdot \left( \int_{t_0}^{t_1} \frac{2}{3} I_{Lf}(t) \cdot dt + \int_{t_1}^{t_2} I_{Lf}(t) \cdot dt \right) = \frac{3}{T} \cdot (A1 + A2) \quad (4.10)$$

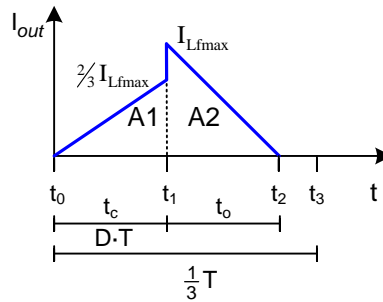


Fig. 4.9 – Corrente de saída no MCD - região A.

Através da Fig. 4.9 pode-se determinar as áreas A1 e A2.

$$A1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{2}{3} I_{Lfmax} \cdot t_c \quad (4.11)$$

$$A2 = \frac{1}{2} \cdot I_{Lfmax} \cdot t_o \quad (4.12)$$

Considerando que a tensão média no indutor é nula, tem-se:

$$t_o = t_c \cdot \frac{\frac{1}{3} V_{in} - \frac{2}{3} V_{out}}{V_{out}} \quad (4.13)$$

A expressão (4.14) indica que  $t_c$  é função da razão cíclica e do período. A corrente máxima do indutor é dada pela expressão (4.15). Substituindo estas expressões em (4.10), obtém-se a corrente média de saída, dada por (4.16).

$$t_c = D \cdot T \quad (4.14)$$

$$I_{Lfmax} = \frac{\frac{1}{3} V_{in} - \frac{2}{3} V_{out}}{L_f} \cdot D \cdot T \quad (4.15)$$

$$I_o = \frac{V_{in} \cdot T \cdot D^2 \cdot (V_{in} - 2 \cdot V_{out})}{6 \cdot L_f \cdot V_{out}} \quad (4.16)$$

Dividindo numerador e denominador por  $V_{in}$ , considerando  $Gv$  como o ganho estático e reorganizando a equação, obtém-se:

$$\frac{6 \cdot L_f \cdot I_o}{V_{in} \cdot T} = \frac{D^2 \cdot (V_{in}/V_{in} - 2 \cdot V_{out}/V_{in})}{V_{out}/V_{in}} = \frac{D^2 \cdot (1 - 2 \cdot Gv)}{Gv} \quad (4.17)$$

Parametrizando a expressão (4.17), obtém-se:

$$\gamma = \frac{6 \cdot L_f \cdot I_o}{V_{in} \cdot T} = \frac{(1 - 2 \cdot Gv)}{Gv} \cdot D^2 \quad (4.18)$$

Reorganizando a expressão (4.18), obtém-se (4.19), que representa o ganho estático do conversor operando no MCD na região A.

$$Gv = \frac{D^2}{2 \cdot D^2 + \gamma} \quad (4.19)$$

A Fig. 4.10 apresenta o ganho estático do conversor em função da razão cíclica para diferentes valores do parâmetro  $\gamma$ .

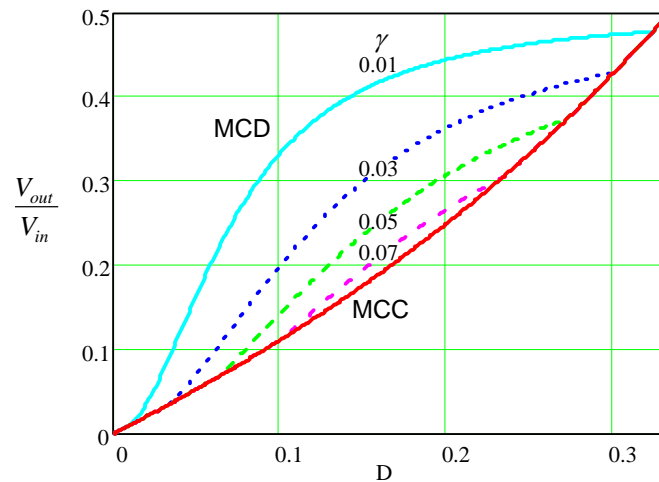


Fig. 4.10 – Característica ideal de transferência estática no MCD – região A.

#### 4.2.7 Modo de condução crítico

A operação do conversor no modo de condução crítico é caracterizada como o limite entre a condução descontínua e a contínua no indutor  $L_f$ , ou seja, a corrente do indutor anula-se no exato instante em que um interruptor é comandado a conduzir, fazendo com que a corrente comece a crescer novamente.

Sendo a condução crítica o limite entre o MCC e o MCD, os ganhos estáticos para estes modos de operação são iguais quando o conversor opera em condução crítica. Portanto, a determinação do ganho crítico pode ser realizada encontrando  $D$  em função de  $Gv$  através da expressão (4.7) e substituindo em (4.19). Assim, tem-se:

$$Gv_{crit} = \frac{\left(\frac{Gv_{crit}}{Gv_{crit} + 1}\right)^2}{2 \cdot \left(\frac{Gv_{crit}}{Gv_{crit} + 1}\right)^2 + \gamma} \quad (4.20)$$

Reorganizando os termos de (4.20) encontra-se:

$$(2 + \gamma) \cdot Gv_{crit}^2 + (2\gamma - 1) \cdot Gv_{crit} + \gamma = 0 \quad (4.21)$$

Resolvendo, obtém-se o ganho estático crítico do conversor.

$$Gv_{crit} = \frac{1 - 2 \cdot \gamma \pm \sqrt{1 - 12 \cdot \gamma}}{4 + 2 \cdot \gamma} \quad (4.22)$$

#### 4.2.8 Característica externa

Através das análises de funcionamento do conversor para os diferentes modos de operação, pode-se agora determinar a característica externa do conversor *buck-boost* operando na região A.

A Fig. 4.11 apresenta as curvas para diferentes razões cíclicas, parametrizadas em função da carga.

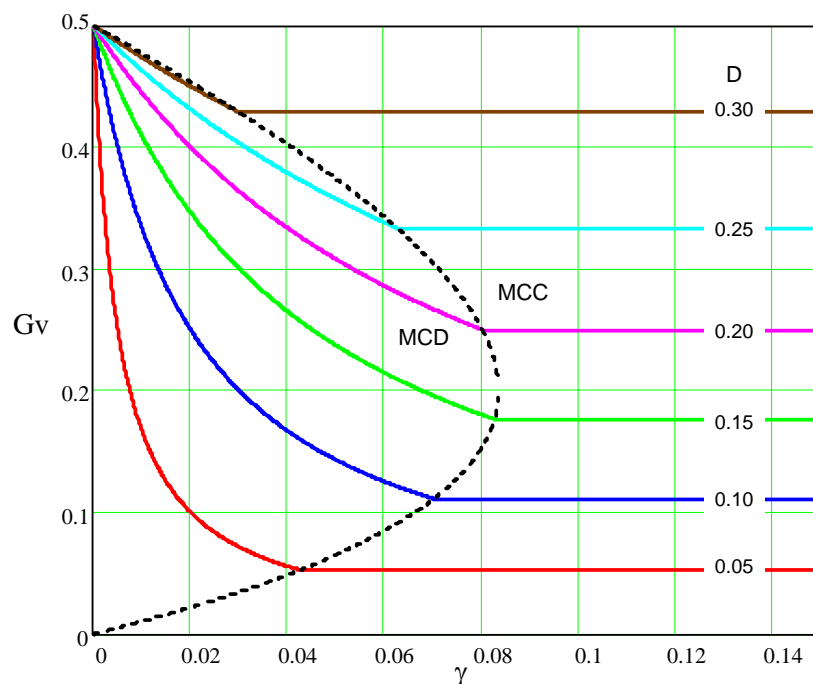


Fig. 4.11 – Característica externa do conversor *buck-boost* - região A.

#### 4.2.9 Ondulação da corrente e determinação da indutância

A ondulação da corrente no indutor pode ser determinada através da observação da primeira etapa de funcionamento, ou seja, analisando a tensão aplicada ao indutor, dada em (4.1),

bem como, o tempo de duração desta etapa, dado em (4.6). Assim, substituindo estas expressões em (4.23), obtém-se (4.24).

$$\Delta I_{Lf} = \frac{V_{Lf} \cdot \Delta t}{Lf} \quad (4.23)$$

$$\Delta I_{Lf} = \frac{(\frac{1}{3}V_{in} - \frac{2}{3}V_{out}) \cdot D \cdot T}{Lf} \quad (4.24)$$

Como:

$$V_{in} = V_{out} \cdot \frac{1-D}{D} \quad (4.25)$$

Pode-se encontrar, após algumas manipulações, a expressão (4.26) que representa a ondulação da corrente em função da razão cíclica.

$$\Delta I_{Lf} = (1-3 \cdot D) \cdot \frac{V_{out}}{3 \cdot Lf \cdot f} \quad (4.26)$$

Parametrizando a expressão (4.26), encontra-se (4.27), que está representada graficamente na Fig. 4.12, onde nota-se que a máxima ondulação de corrente ocorre quando a razão cíclica é zero, neste caso o parâmetro  $\beta$  é igual a um. Contudo, na prática, o conversor não irá operar sob razão cíclica zero.

$$\beta = \frac{3 \cdot Lf \cdot f \cdot \Delta I_{Lf}}{V_{out}} = (1-3 \cdot D) \quad (4.27)$$

A indutância pode ser determinada através da reorganização da expressão (4.27). Assim se obtém:

$$Lf = \beta \cdot \frac{V_{out}}{3 \cdot f \cdot \Delta I_{Lf}} \quad (4.28)$$

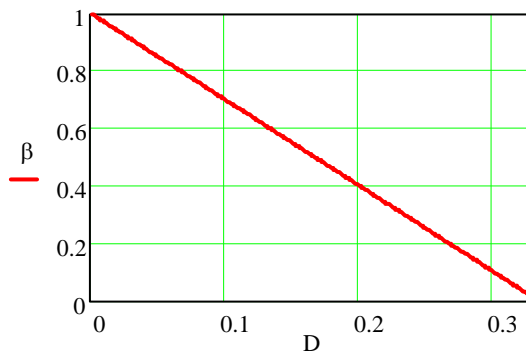


Fig. 4.12 – Ondulação da corrente parametrizada - região A

#### 4.2.10 Ondulação da tensão de saída

A ondulação da tensão de saída é função da carga fornecida ao capacitor e da sua capacitância, conforme expresso em (4.29). Assim, para determinar a ondulação de tensão deve-se



primeiramente determinar a quantidade de carga fornecida ao capacitor. Para tanto, utiliza-se a Fig. 4.13, que mostra a corrente no capacitor de saída. Destaca-se que nesta figura está sendo desprezada a ondulação da corrente do indutor. Isso não acarreta erro algum, e torna o procedimento mais simples.

$$\Delta V = \frac{\Delta Q}{C} \quad (4.29)$$

A carga do capacitor é dada pela integral da corrente com relação ao tempo, que corresponde à área A1 da Fig. 4.13. Dessa maneira se obtém (4.30).

$$\Delta Q = A1 = (I_{Lf} - I_{out}) \cdot \left( \frac{1}{3} - D \right) \cdot T \quad (4.30)$$

Como:

$$I_{Lf} = \frac{I_{out}}{1-D} \quad (4.31)$$

Substituindo (4.31) em (4.30), encontra-se:

$$\Delta Q = I_{out} \cdot \left( \frac{D}{1-D} \right) \cdot (1-3 \cdot D) \cdot \frac{T}{3} \quad (4.32)$$

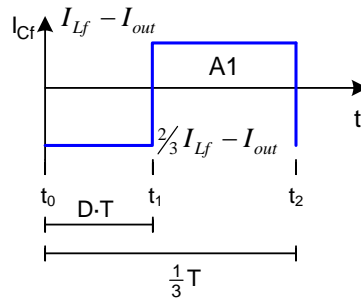


Fig. 4.13 – Corrente no capacitor de saída - região A.

Substituindo (4.32) em (4.29), obtém-se a expressão que determina a ondulação da tensão de saída.

$$\Delta V_o = \frac{1}{3} \cdot \frac{I_{out} \cdot (1-3 \cdot D) \cdot D}{C_f \cdot f \cdot (1-D)} \quad (4.33)$$

Reorganizando a expressão (4.33), pode-se obter o valor da capacitância a partir de uma ondulação de tensão especificada. Dessa forma se tem:

$$C_f = \frac{1}{3} \cdot \frac{I_{out} \cdot (1-3 \cdot D) \cdot D}{\Delta V_o \cdot f \cdot (1-D)} \quad (4.34)$$

#### 4.2.11 Projeto do transformador

O projeto do transformador seguirá a metodologia apresentada em [55], pela qual se deve primeiramente estimar o produto das áreas ( $A_e A_w$ ) necessário para o transformador, depois

escolher um núcleo comercial que atenda as necessidades, e por fim, determinar os parâmetros do transformador.

A Fig. 4.14 mostra a forma de onda da tensão sobre o enrolamento A1 do transformador e a intensidade de fluxo magnético na coluna A do núcleo.

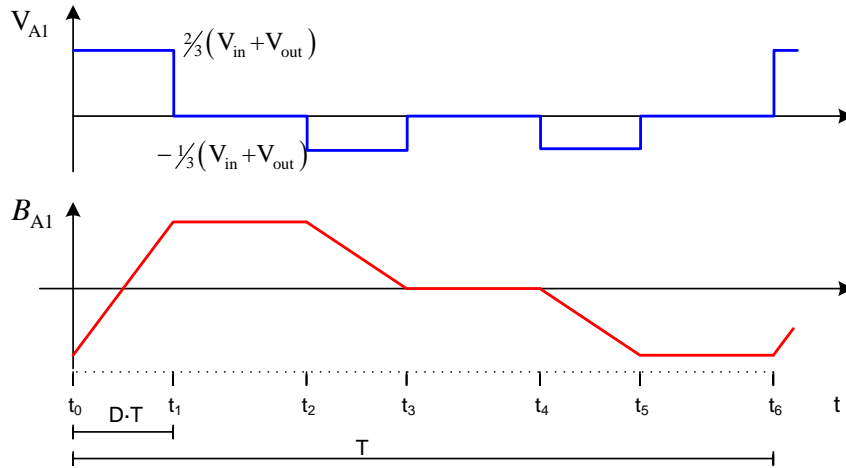


Fig. 4.14 – Tensão no enrolamento A1 e fluxo magnético na coluna A.

Seja a Lei de Faraday:

$$V \cdot dt = N \cdot d\Phi \quad (4.35)$$

Considerando a tensão no enrolamento A1 e o tempo em que o enrolamento permanece sob esta tensão durante o intervalo de  $t_0$  até  $t_1$ , obtém-se:

$$\frac{2}{3}(V_{in} + V_{out}) \cdot D \cdot T = N \cdot \Delta B \cdot Ae \quad (4.36)$$

Como:

$$V_{in} + V_{out} = \frac{V_{out}}{D} \quad (4.37)$$

Substituindo (4.37) em (4.36) e reorganizando a expressão, já substituindo o período pela frequência, pode-se determinar a área efetiva do núcleo ( $Ae$ ), dada em (4.38). Cabe destacar que para esta região de operação, a variação do fluxo não depende diretamente da razão cíclica.

$$Ae = \frac{\frac{2}{3}V_{out}}{N \cdot \Delta B \cdot f} \quad (4.38)$$

Considerando-se as relações:

$$N \cdot I_{ef} = A_C \cdot J = K_C \cdot Aw \cdot J \quad (4.39)$$

Onde:

$N$  – Número de espiras do enrolamento;

$I_{ef}$  – Corrente eficaz no enrolamento;

$K_C$  – Fator de ocupação da janela pelo enrolamento;

$Aw$  – Área da janela do núcleo;

$J$  – Densidade de corrente.

Desprezando a ondulação de corrente no indutor, pode-se considerar a corrente em cada enrolamento como um terço da corrente média do indutor. Dessa forma se obtém:

$$Aw = \frac{N \cdot \frac{1}{3} I_{Lf}}{K_C \cdot J} \quad (4.40)$$

Como:

$$I_{Lf} = \frac{I_{out}}{1-D} \quad (4.41)$$

Encontra-se:

$$Aw = \frac{N \cdot \frac{1}{3} I_{out}}{K_C \cdot J \cdot (1-D)} \quad (4.42)$$

O produto das expressões (4.38) e (4.42) define o produto das áreas do núcleo. Com o auxílio da expressão (4.43) pode-se escolher o núcleo a ser empregado.

$$AeAw = \frac{2}{9 \cdot (1-D)} \cdot \frac{P_{out}}{K_C \cdot J \cdot \Delta B \cdot f} \quad (4.43)$$

Após o núcleo ser escolhido, determina-se o número de espiras do enrolamento através da reorganização da expressão (4.38).

### 4.3 Conversor *buck-boost* operando na região B ( $1/3 < D < 2/3$ )

A seguir será realizada a análise do conversor operando nos modos de condução contínuo e descontínuo. No MCC o conversor opera com a célula nos estados dois e três, conforme descrito no capítulo inicial. Já no MCD, além desses estados ocorre também o estado neutro.

Serão apresentadas as etapas de operação do conversor, as principais formas de onda, a característica de transferência estática, bem como, a característica externa do conversor. Serão mostradas ainda, as ondulações da corrente no indutor e da tensão de saída.

#### 4.3.1 Etapas de operação no MCC

Na seqüência, a operação do conversor é descrita etapa a etapa, as quais estão ilustradas na Fig. 4.15. Como condição inicial, considera-se que o interruptor S3 e os diodos D1 e D2 estão em condução, tendo em vista que o conversor está operando na região B e no MCC.

##### 1ª Etapa ( $t_0 < t < t_1$ )

No instante  $t_0$  o interruptor S1 entra em condução, e o diodo D1 bloqueia. A Fig. 4.15a mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_1$  com o bloqueio do interruptor S3.

Devido ao efeito magnético do transformador, as correntes nos três enrolamentos são idênticas. Logo a corrente do indutor divide-se em três: uma parte passa pelo enrolamento B1 e

pelo diodo D2, e as outras passam pelos enrolamentos A1 e C1 e pelos interruptores S1 e S3, respectivamente.

A Fig. 4.16a mostra, de maneira simplificada, como os enrolamentos do transformador estão conectados ao restante do circuito durante a primeira etapa de operação. Considerando que todos os enrolamentos apresentam o mesmo número de espiras, ou seja,  $A1=B1=C1$ , pode-se notar que a tensão aplicada no enrolamento C1 durante esta etapa é um terço da soma da tensão de entrada com a tensão de saída.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.17a, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a primeira etapa.

$$V_{L_f} = \frac{2}{3} V_{in} - \frac{1}{3} V_{out} \quad (4.44)$$

#### **2ª Etapa ( $t_1 < t < t_2$ )**

No instante  $t_1$  o interruptor S3 bloqueia, e o diodo D3 entra em condução. A Fig. 4.15b mostra esta etapa de operação, cujo término ocorre no instante  $t_2$  com a entrada em condução do interruptor S2.

A Fig. 4.16b mostra, de maneira simplificada, como os enrolamentos do transformador estão conectados ao restante do circuito durante a segunda etapa de operação. Pode-se observar que a tensão aplicada ao enrolamento A1 durante esta etapa é dois terços da soma da tensão de entrada com a tensão de saída.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.17b, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a segunda etapa.

$$V_{L_f} = \frac{1}{3} V_{in} - \frac{2}{3} V_{out} \quad (4.45)$$

#### **3ª Etapa ( $t_2 < t < t_3$ )**

No instante  $t_2$  o interruptor S2 entra em condução, e o diodo D2 bloqueia. A Fig. 4.15c mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_3$  com o bloqueio do interruptor S1.

O comportamento do circuito durante esta etapa de operação é similar à primeira etapa, diferindo apenas no tocante aos interruptores que estão em condução. Por conseguinte, a forma de ligação dos enrolamentos e suas respectivas tensões variam. Porém, para efeito da análise do circuito externo à célula de quatro estados, esse não apresenta diferenças. Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.17a.

#### **4ª Etapa ( $t_3 < t < t_4$ )**

No instante  $t_3$  o interruptor S1 bloqueia, e o diodo D1 entra em condução. A Fig. 4.15d mostra esta etapa de operação, que tem seu final no instante  $t_4$  com a entrada em condução do interruptor S3.

Esta etapa de operação é similar à segunda, e para efeito de análise do circuito externo à célula de quatro estados, não apresenta diferenças. Dessa forma, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.17b.

### 5ª Etapa ( $t_4 < t < t_5$ )

No instante  $t_4$  o interruptor S3 entra em condução, e o diodo D3 bloqueia. A Fig. 4.15e mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_5$  com o bloqueio do interruptor S2.

A exemplo da terceira etapa, o comportamento do circuito durante esta etapa é similar à primeira, diferindo apenas no tocante aos interruptores que estão em condução, e conseqüentemente na forma de ligação dos enrolamentos e suas respectivas tensões. Analisando o circuito externo à célula de quatro estados, esse não apresenta diferenças em relação à terceira etapa. Desse modo, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.17a.

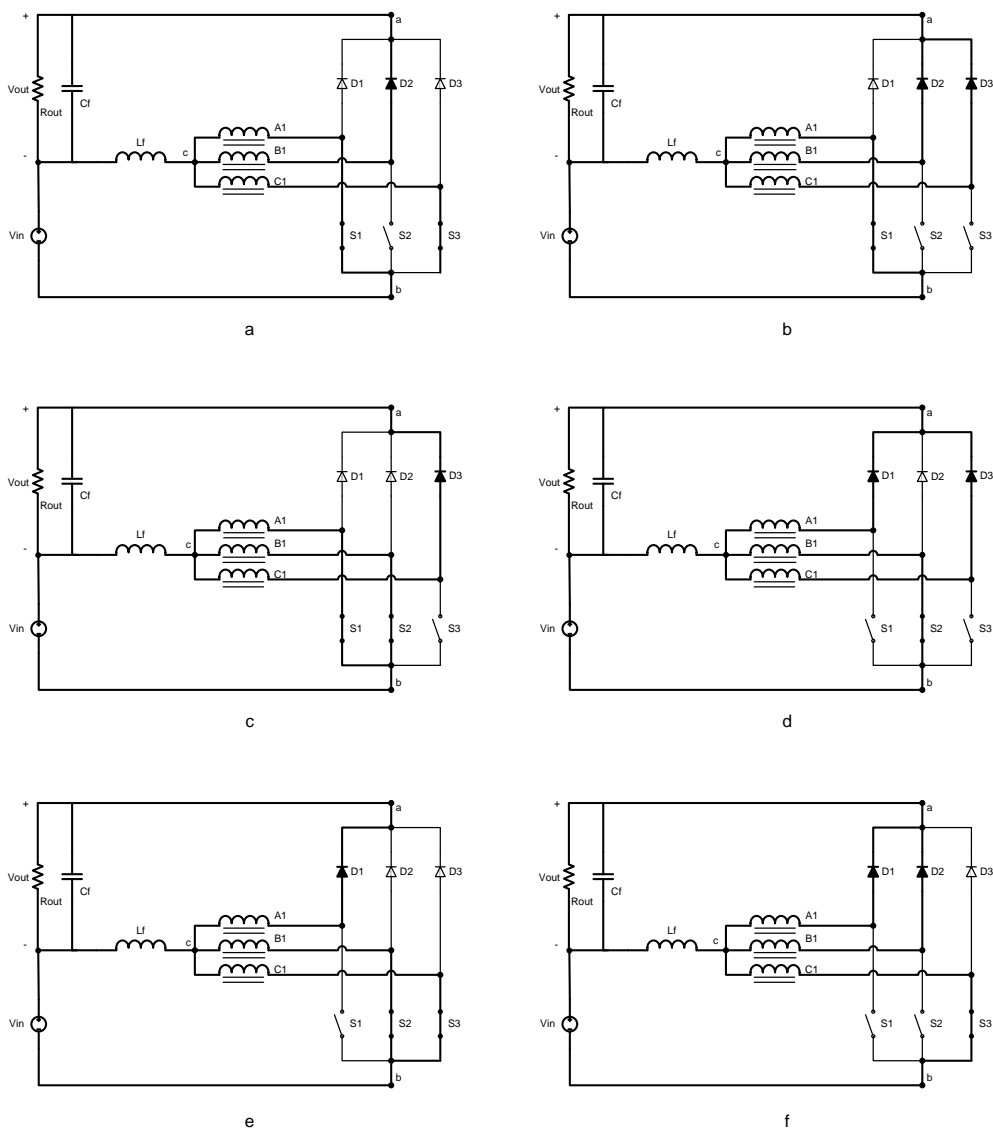


Fig. 4.15 - Etapas de operação no MCC – região B.

**6ª Etapa ( $t_5 < t < t_6$ )**

No instante  $t_5$  o interruptor S2 bloqueia, e o diodo D2 entra em condução. A Fig. 4.15f mostra esta etapa de operação, a qual tem seu final no instante  $t_6$ , com a entrada em condução do interruptor S1, iniciando um novo período de comutação.

Esta etapa de operação é similar à segunda, e para efeito de análise do circuito externo à célula de quatro estados, não apresenta diferenças. Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.17b.

A Tabela 4.3 apresenta de maneira simplificada os estados dos interruptores e diodos para cada etapa de operação do conversor.

Tabela 4.3 – Etapas de operação no MCC – Região B.

	X	-	X	-	X	-
	S1	S2	S3	D1	D2	D3
1ª Etapa	X	-	X	-	X	-
2ª Etapa	X	-	-	-	X	X
3ª Etapa	X	X	-	-	-	X
4ª Etapa	-	X	-	X	-	X
5ª Etapa	-	X	X	X	-	-
6ª Etapa	-	-	X	X	X	-

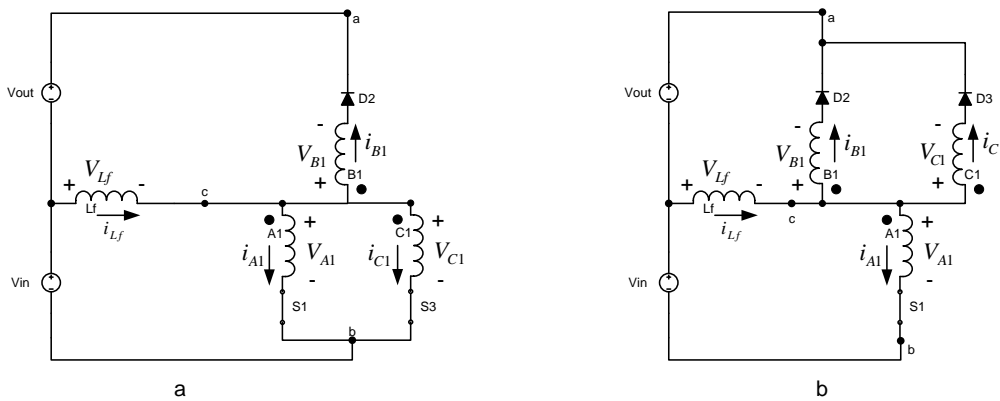


Fig. 4.16 – Etapas de operação no MCC - região B - circuitos simplificados.

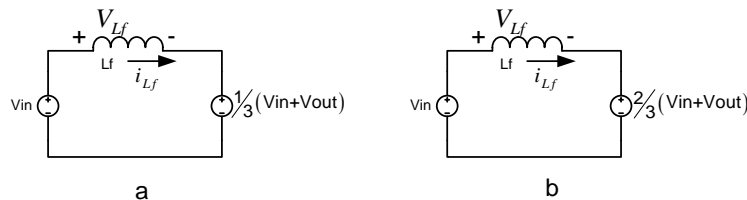


Fig. 4.17 – Etapas de operação no MCC - região B - circuitos simplificados.

**4.3.2 Formas de onda básicas no MCC**

Na Fig. 4.18, são ilustradas as principais formas de onda para operação ideal deste conversor no MCC.

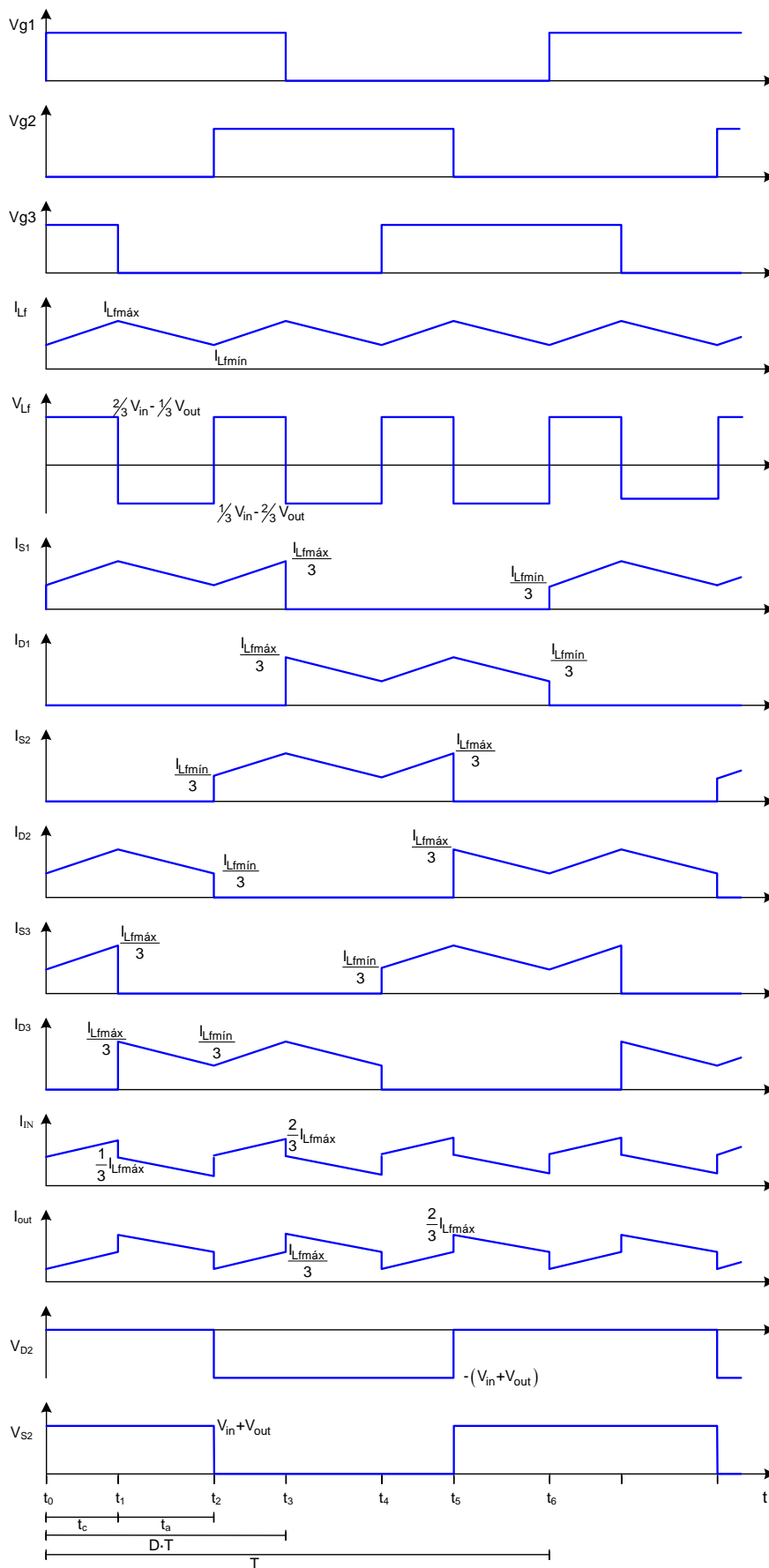


Fig. 4.18 – Formas de onda idealizadas para o conversor buck-boost operando no MCC - região B.

### 4.3.3 Característica ideal de transferência estática no MCC

A relação entre o ganho estático e a razão cíclica do conversor é obtida através do balanço de energia do conversor, considerando este ideal. Dessa forma, apresenta-se a obtenção da característica de transferência estática do conversor *buck-boost* operando na região B.

Pode-se observar que do ponto de vista da transferência de energia, as etapas de operação repetem-se a cada um terço de período. Portanto, a análise a seguir será realizada considerando apenas um terço do período de comutação.

$$W_{Vin} = W_{Vout} \quad (4.46)$$

Onde:

$$W_{Vin} = V_{in} \cdot \frac{2}{3} I_{Lf} \cdot t_c + V_{in} \cdot \frac{1}{3} I_{Lf} \cdot t_a \quad (4.47)$$

$$W_{Vout} = V_{out} \cdot \frac{1}{3} I_{Lf} \cdot t_c + V_{out} \cdot \frac{2}{3} I_{Lf} \cdot t_a \quad (4.48)$$

Como:

$$t_c = (D - \frac{1}{3}) \cdot T \quad (4.49)$$

$$t_a = (\frac{2}{3} - D) \cdot T \quad (4.50)$$

Substituindo as expressões (4.49) e (4.50) em (4.48), bem como, (4.48) e (4.47) em (4.46), e reorganizando as variáveis, obtém-se a expressão (4.51). Esta representa o ganho estático do conversor *buck-boost* no MCC.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \quad (4.51)$$

A Fig. 4.19 apresenta o ganho estático em função da razão cíclica para a região de operação B no MCC.

### 4.3.4 Etapas de operação no MCD

A operação do conversor no modo de condução descontínuo é caracterizada pela corrente descontínua no indutor  $L_f$ , ou seja, a corrente do indutor é nula durante um intervalo de tempo.

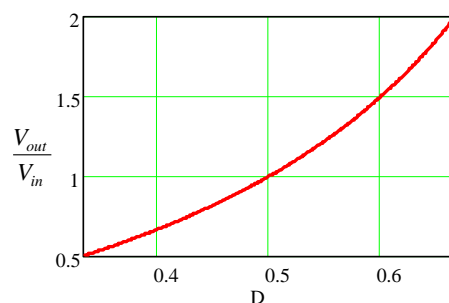


Fig. 4.19 – Característica ideal de transferência estática no MCC – região B.



As etapas de operação do conversor operando em MCD são semelhantes às etapas do conversor operando em MCC, exceto pelo surgimento de etapas intermediárias em que a corrente no indutor  $L_f$  é nula. Assim, no MCD o conversor apresenta nove etapas de funcionamento, sendo que seis delas são idênticas às já descritas para o MCC, e as outras três são etapas em que a corrente no indutor  $L_f$  é nula, ou seja, é o estado neutro citado no capítulo inicial.

A seguir, a operação do conversor é descrita etapa a etapa, as quais estão ilustradas na Fig. 4.15 e na Fig. 4.20. Como condição inicial, considera-se que os diodos estão bloqueados e que apenas o interruptor S3 está habilitado a conduzir. Porém não está conduzindo, pois a corrente no indutor  $L_f$  é nula.

### **1ª Etapa ( $t_0 < t < t_1$ )**

No instante  $t_0$  o interruptor S1 entra em condução, e devido ao efeito magnético do transformador, o interruptor S3, que já estava habilitado a conduzir, e o diodo D2 também entram em condução.

A Fig. 4.15a mostra esta etapa de operação, na qual os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_1$  com o bloqueio do interruptor S3.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.17a, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a primeira etapa.

$$V_{L_f} = \frac{2}{3} V_{in} - \frac{1}{3} V_{out} \quad (4.52)$$

### **2ª Etapa ( $t_1 < t < t_2$ )**

No instante  $t_1$  o interruptor S3 bloqueia, e o diodo D3 entra em condução. A Fig. 4.15b mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_2$  quando a corrente no indutor atinge o nível zero, e assim, os diodos D2 e D3 bloqueiam naturalmente, e o interruptor S1, apesar de estar com sinal de comando, não conduz.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.17b, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a segunda etapa.

$$V_{L_f} = \frac{1}{3} V_{in} - \frac{2}{3} V_{out} \quad (4.53)$$

### **3ª Etapa ( $t_2 < t < t_3$ )**

No instante  $t_2$ , a corrente do indutor  $L_f$  atinge o nível zero, ocasionando o bloqueio natural dos diodos D2 e D3. Apesar do interruptor S1 estar com sinal de comando, ele não conduz. Assim, durante esta etapa, a energia da carga é suprida apenas pelo capacitor de saída.

A Fig. 4.20 mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_3$  com a entrada em condução do interruptor S2.

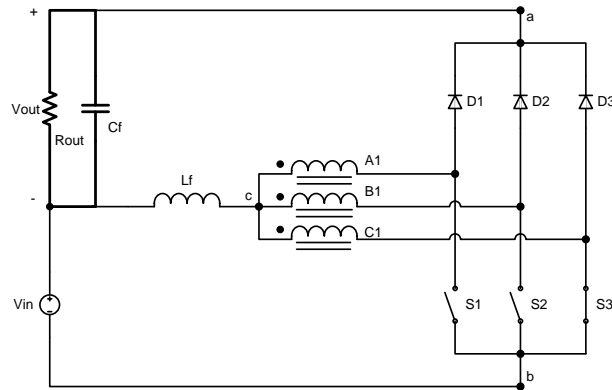


Fig. 4.20 – Terceira etapa de operação no MCD – região B.

#### 4ª Etapa ( $t_3 < t < t_4$ )

No instante  $t_3$  o interruptor S2 entra em condução. Dessa forma, devido ao efeito magnético do transformador, o interruptor S1 que já estava habilitado a conduzir e o diodo D3 também entram em condução, provocando o surgimento de corrente no indutor  $L_f$ .

Nota-se que esta etapa é similar à terceira etapa no MCC. A Fig. 4.15c mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_4$  com o bloqueio do interruptor S1. O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.17a.

#### 5ª Etapa ( $t_4 < t < t_5$ )

No instante  $t_4$  o interruptor S1 é comandado a bloquear, e o diodo D1 entra em condução. A Fig. 4.15d mostra esta etapa de operação, que tem seu final no instante  $t_5$  quando a corrente no indutor atinge o nível zero.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.17b.

#### 6ª Etapa ( $t_5 < t < t_6$ )

No instante  $t_5$ , a corrente do indutor  $L_f$  atinge o nível zero, ocasionando o bloqueio natural dos diodos D1 e D3. Esta etapa é semelhante à terceira, que é mostrada na Fig. 4.20, diferindo apenas no tocante ao interruptor habilitado a conduzir, que agora trata-se do interruptor S2. O final desta etapa ocorre no instante  $t_6$  com a entrada em condução do interruptor S3.

#### 7ª Etapa ( $t_6 < t < t_7$ )

No instante  $t_6$  o interruptor S3 entra em condução. Assim, devido ao efeito magnético do transformador, o interruptor S2 que já estava habilitado a conduzir e o diodo D1 também entram em condução, provocando o surgimento de corrente no indutor.

Nota-se que esta etapa é similar à quinta, no MCC, de forma que a Fig. 4.15e mostra esta etapa de operação. O final desta etapa ocorre no instante  $t_7$  com o bloqueio do interruptor S2. O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.17a.

#### 8ª Etapa ( $t_7 < t < t_8$ )

No instante  $t_7$  o interruptor S2 bloqueia, e o diodo D2 entra em condução. A Fig. 4.15f mostra esta etapa de operação. O término desta etapa ocorre no instante  $t_8$  quando a corrente no indutor atinge o nível zero.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.17b.

#### 9ª Etapa ( $t_8 < t < t_9$ )

No instante  $t_8$ , a corrente do indutor  $L_f$  atinge o nível zero, ocasionando o bloqueio natural dos diodos D1 e D2. Esta etapa é semelhante à terceira, que é mostrada na Fig. 4.20, diferindo apenas no tocante ao interruptor habilitado a conduzir, que desta vez trata-se do interruptor S3. O final desta etapa ocorre no instante  $t_9$  com a entrada em condução do interruptor S1, dando início a um novo período de comutação.

A Tabela 4.4 apresenta os estados dos interruptores e diodos para cada etapa de operação do conversor.

Tabela 4.4 – Etapas de operação no MCD – região B.

X → conduzindo/habilitado    - → não conduzindo

	S1	S2	S3	D1	D2	D3
1ª Etapa	X	-	X	-	X	-
2ª Etapa	X	-	-	-	X	X
3ª Etapa	X	-	-	-	-	-
4ª Etapa	X	X	-	-	-	X
5ª Etapa	-	X	-	X	-	X
6ª Etapa	-	X	-	-	-	-
7ª Etapa	-	X	X	X	-	-
8ª Etapa	-	-	X	X	X	-
9ª Etapa	-	-	X	-	-	-

#### 4.3.5 Formas de onda básicas no MCD

Na Fig. 4.21 são ilustradas as principais formas de onda para operação ideal deste conversor no MCD.

#### 4.3.6 Característica ideal de transferência estática no MCD

A característica de transferência estática do conversor *buck-boost* operando na região B e em MCD é obtida, tal como no MCC, através da análise de um terço do período de comutação.

O ganho estático ' $G_v$ ' para este modo de operação é determinado através da corrente média de carga. A forma de onda da corrente de saída é apresentada na Fig. 4.22, na qual se pode observar que para o intervalo de  $t_0$  a  $t_1$  a corrente é um terço da corrente no indutor, já no intervalo de  $t_1$  a  $t_2$  a corrente é dois terços da corrente no indutor. Dessa forma, aplicando-se a definição de valor médio, obtém-se:

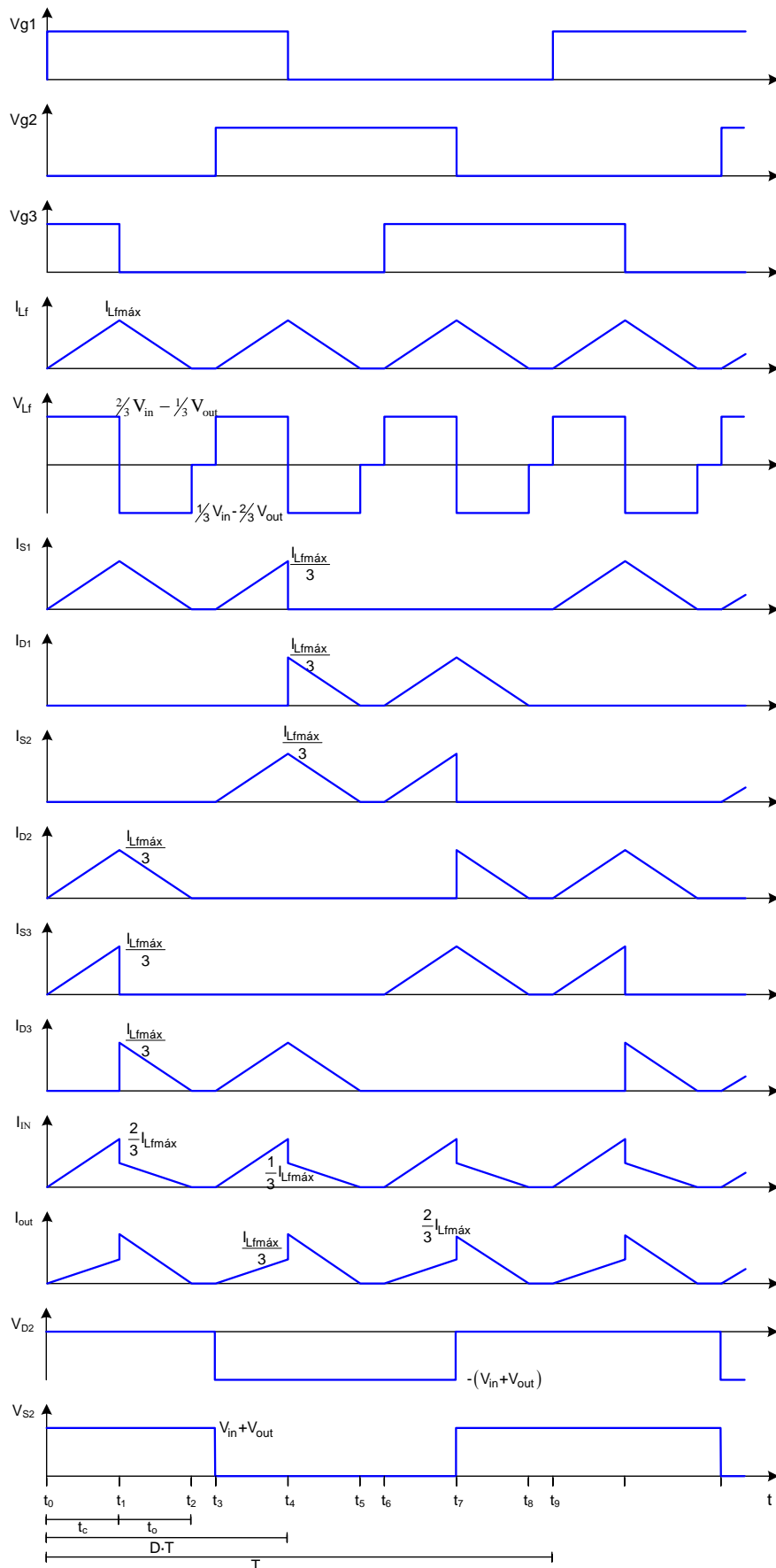


Fig. 4.21 – Formas de onda idealizadas para o conversor buck-boost operando no MCD - região B.

$$I_o = \frac{1}{T/3} \cdot \left( \int_{t_0}^{t_1} \frac{1}{3} I_{Lf}(t) \cdot dt + \int_{t_1}^{t_2} \frac{2}{3} I_{Lf}(t) \cdot dt \right) = \frac{3}{T} \cdot (A1 + A2) \quad (4.54)$$

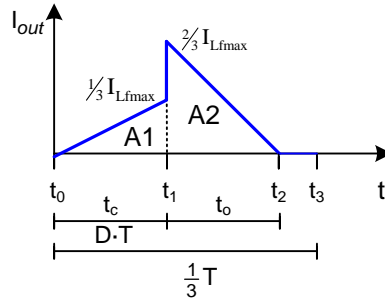


Fig. 4.22 – Corrente de saída no MCD - região B.

Através da Fig. 4.22 pode-se determinar as áreas A1 e A2.

$$A1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{3} I_{Lfmax} \cdot t_c \quad (4.55)$$

$$A2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{2}{3} I_{Lfmax} \cdot t_o \quad (4.56)$$

Considerando que a tensão média no indutor é nula, tem-se:

$$t_o = t_c \cdot \frac{2 \cdot V_{in} - V_{out}}{2 \cdot V_{out} - V_{in}} \quad (4.57)$$

Tendo em vista que  $t_c$  é função da razão cíclica e do período, como mostra a expressão (4.58), e que a corrente máxima do indutor é dada pela expressão (4.59), pode-se então substituir estas expressões em (4.54), obtendo a corrente média de saída, dada por (4.60).

$$t_c = (D - \frac{1}{3}) \cdot T \quad (4.58)$$

$$I_{Lfmax} = \frac{\frac{2}{3} V_{in} - \frac{1}{3} V_{out}}{L_f} \cdot (D - \frac{1}{3}) \cdot T \quad (4.59)$$

$$I_o = \frac{V_{in} \cdot T \cdot (D - \frac{1}{3})^2 \cdot (6 \cdot V_{in} - 3 \cdot V_{out})}{6 \cdot L_f \cdot (2 \cdot V_{out} - V_{in})} \quad (4.60)$$

Dividindo numerador e denominador por  $V_{in}$ , considerando  $Gv$  como o ganho estático e reorganizando a equação, obtém-se:

$$\frac{6 \cdot L_f \cdot I_o}{V_{in} \cdot T} = \frac{(D - \frac{1}{3})^2 \cdot (6 \cdot \frac{V_{in}}{V_{in}} - 3 \cdot \frac{V_{out}}{V_{in}})}{(2 \cdot \frac{V_{out}}{V_{in}} - \frac{V_{in}}{V_{in}})} = \frac{(D - \frac{1}{3})^2 \cdot (6 - 3 \cdot Gv)}{(2 \cdot Gv - 1)} \quad (4.61)$$

Parametrizando a expressão (4.61), encontra-se:

$$\gamma = \frac{6 \cdot L_f \cdot I_o}{V_{in} \cdot T} = \frac{(D - \frac{1}{3})^2 \cdot (6 - 3 \cdot Gv)}{(2 \cdot Gv - 1)} \quad (4.62)$$

Reorganizando a expressão (4.62), obtém-se (4.63), que representa o ganho estático do conversor operando no MCD, na região B.

$$Gv = \frac{6 \cdot (D - \frac{1}{3})^2 + \gamma}{2 \cdot \gamma + 3 \cdot (D - \frac{1}{3})^2} \quad (4.63)$$

A Fig. 4.23 apresenta o ganho estático do conversor em função da razão cíclica para diferentes valores do parâmetro  $\gamma$ .

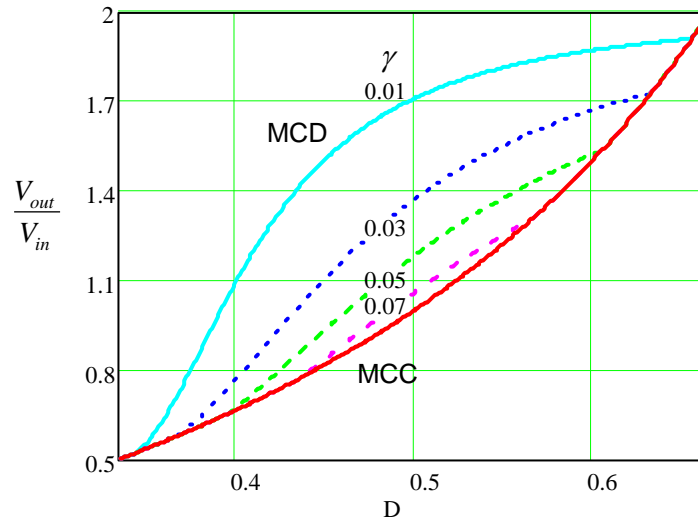


Fig. 4.23 – Característica ideal de transferência estática no MCD – região B.

#### 4.3.7 Modo de condução crítica

A operação do conversor no modo de condução crítica é caracterizada como o limite entre a condução contínua e descontínua no indutor  $L_f$ , ou seja, a corrente no indutor se anula no exato instante que um interruptor é comandado a conduzir, fazendo com que a corrente comece a crescer novamente.

Sendo a condução crítica o limite entre o MCC e o MCD, os ganhos estáticos para estes modos de operação são iguais quando o conversor opera em condução crítica. Portanto, a determinação do ganho crítico pode ser realizada encontrando  $D$  em função de  $Gv$  através da expressão (4.51) e substituindo em (4.63). Desse modo, tem-se:

$$Gv_{crit} = \frac{6 \cdot \left( \frac{2 \cdot Gv_{crit} - 1}{3 \cdot Gv_{crit} + 3} \right)^2 + \gamma}{2 \cdot \gamma + 3 \cdot \left( \frac{2 \cdot Gv_{crit} - 1}{3 \cdot Gv_{crit} + 3} \right)^2} \quad (4.64)$$

Reorganizando os termos de (4.64) encontra-se:

$$(3\gamma + 2) \cdot Gv_{crit}^2 + (6\gamma - 5) \cdot Gv_{crit} + (3\gamma + 2) = 0 \quad (4.65)$$

Resolvendo, obtém-se o ganho estático crítico do conversor, apresentado a seguir:

$$Gv_{crit} = \frac{5 - 6\gamma \pm \sqrt{9 - 108\gamma}}{4 + 6\gamma} \quad (4.66)$$

### 4.3.8 Característica externa

Através das análises de funcionamento do conversor para os diferentes modos de operação, pode-se agora determinar a característica externa do conversor *buck-boost* operando na região B.

A Fig. 4.24 apresenta as curvas para diferentes razões cíclicas, parametrizadas em função da carga.

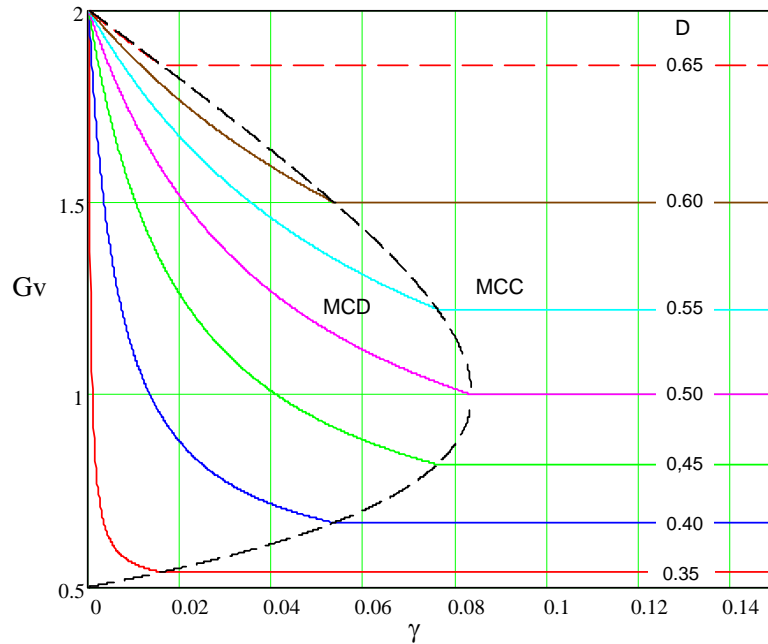


Fig. 4.24 – Característica externa do conversor *buck-boost* na região B.

### 4.3.9 Ondulação da corrente e determinação da indutância

A ondulação da corrente no indutor pode ser determinada através da observação da terceira etapa de funcionamento. Analisando a tensão aplicada ao indutor, dada em (4.44), bem como o tempo de duração desta etapa, dado em (4.49), e substituindo estas expressões em (4.67), obtém-se (4.68).

$$\Delta I_{L_f} = \frac{V_{L_f} \cdot \Delta t}{L_f} \quad (4.67)$$

$$\Delta I_{L_f} = \frac{(\frac{2}{3}V_{in} - \frac{1}{3}V_{out}) \cdot (D - \frac{1}{3}) \cdot T}{L_f} \quad (4.68)$$

Como:

$$V_{in} = V_{out} \cdot \frac{1-D}{D} \quad (4.69)$$

Pode-se encontrar, após algumas manipulações, a expressão (4.70) que representa a ondulação da corrente em função da razão cíclica.

$$\Delta I_{Lf} = \frac{(2-3D) \cdot (3D-1)}{D} \cdot \frac{V_{out}}{9 \cdot Lf \cdot f} \quad (4.70)$$

Parametrizando a expressão (4.70), obtém-se (4.71), que está apresentada graficamente na Fig. 4.25, onde nota-se que a máxima ondulação de corrente ocorre quando a razão cíclica é quarenta e sete por cento. Neste caso o parâmetro  $\beta$  é igual a dezessete centésimos.

$$\beta = \frac{3 \cdot Lf \cdot f \cdot \Delta I_{Lf}}{V_{out}} = \frac{(2-3D) \cdot (3D-1)}{3D} \quad (4.71)$$

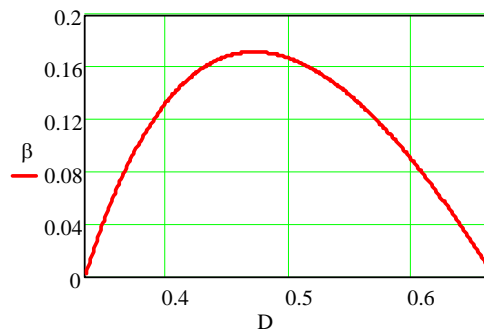


Fig. 4.25 – Ondulação da corrente parametrizada - região B.

A indutância  $Lf$  pode ser determinada através da reorganização da expressão (4.71). Desse modo, obtém-se:

$$Lf = \beta \cdot \frac{V_{out}}{3 \cdot f \cdot \Delta I_{Lf}} \quad (4.72)$$

Considerando o ponto de máxima ondulação, pode-se obter (4.73). Contudo o conversor poderá não operar no ponto de máxima ondulação. Nestes casos, deve-se considerar o ponto de operação e utilizar a expressão (4.72).

$$Lf = \frac{V_{out}}{17,4 \cdot f \cdot \Delta I_{Lf}} \quad (4.73)$$

#### 4.3.10 Ondulação da tensão de saída

A ondulação da tensão de saída é função da carga fornecida ao capacitor e da sua capacitância, conforme expresso em (4.74). Assim, para determinar a ondulação de tensão deve-se primeiramente determinar a quantidade de carga fornecida ao capacitor. Para tanto, utiliza-se a Fig. 4.26, que mostra a corrente no capacitor de saída. Salienta-se que nesta figura está sendo desprezada a ondulação da corrente do indutor  $Lf$ . Isso não acarreta erro algum, e torna o procedimento mais simples.

$$\Delta V = \frac{\Delta Q}{C} \quad (4.74)$$



A carga do capacitor é dada pela integral da corrente com relação ao tempo, que corresponde à área A1 da Fig. 4.26. Dessa maneira se obtém (4.75).

$$\Delta Q = A1 = \left( \frac{2}{3} I_{Lf} - I_{out} \right) \cdot \left( \frac{2}{3} - D \right) \cdot T \quad (4.75)$$

Como:

$$I_{Lf} = \frac{I_{out}}{1-D} \quad (4.76)$$

Substituindo (4.76) em (4.75), encontra-se:

$$\Delta Q = I_{out} \cdot \frac{T}{9} \cdot \frac{(3D-1) \cdot (2-3D)}{(1-D)} \quad (4.77)$$

Substituindo (4.77) em (4.74), obtém-se a expressão (4.78) que determina a ondulação da tensão de saída.

$$\Delta V_o = \frac{I_{out}}{9 \cdot C_f \cdot f} \cdot \frac{(3D-1) \cdot (2-3D)}{(1-D)} \quad (4.78)$$

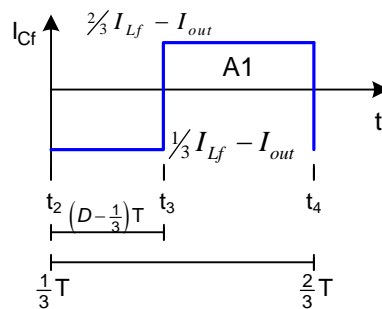


Fig. 4.26 – Corrente no capacitor de saída - região B.

Reorganizando a expressão (4.78), pode-se obter o valor da capacitância a partir de uma ondulação de tensão especificada. Assim se tem:

$$C_f = \frac{I_{out}}{9 \cdot \Delta V_o \cdot f} \cdot \frac{(3D-1) \cdot (2-3D)}{(1-D)} \quad (4.79)$$

#### 4.3.11 Projeto do transformador

Como já realizado para a região A, o projeto do transformador seguirá a metodologia apresentada em [55]. A Fig. 4.27 mostra a forma de onda da tensão sobre o enrolamento A1 do transformador e a intensidade de fluxo magnético na coluna A do núcleo.

Seja a Lei de Faraday:

$$V \cdot dt = N \cdot d\Phi \quad (4.80)$$

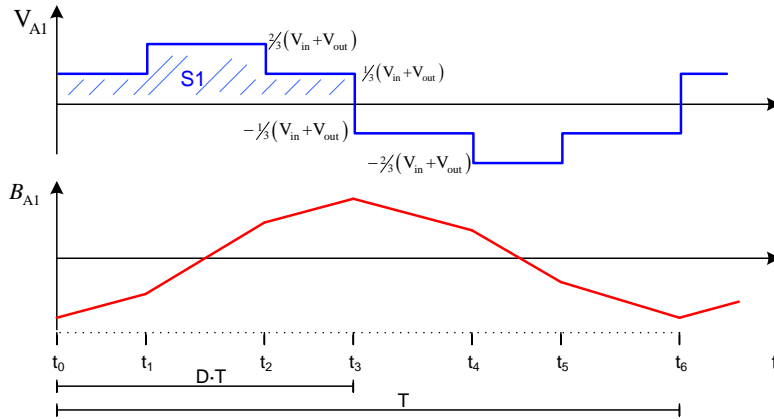


Fig. 4.27 – Tensão no enrolamento A1 e fluxo magnético na coluna A – região B.

Para determinar a variação do fluxo magnético deve-se considerar o valor médio da tensão aplicada ao enrolamento e o tempo a que este foi submetido à tensão. Neste caso em particular, pode-se determinar a área S1 destacada na Fig. 4.27, e desse modo obtêm-se:

$$S1 = N \cdot \Delta B \cdot Ae \quad (4.81)$$

$$\frac{2}{9} \cdot \frac{V_{out}}{D} \cdot T = N \cdot \Delta B \cdot Ae \quad (4.82)$$

Reorganizando a expressão (4.82), e substituindo o período pela frequência, pode-se determinar Ae:

$$Ae = \frac{2 \cdot V_{out}}{9 \cdot D \cdot N \cdot \Delta B \cdot f} \quad (4.83)$$

Considerando-se as relações:

$$N \cdot I_{ef} = A_C \cdot J = K_C \cdot Aw \cdot J \quad (4.84)$$

Desprezando a ondulação de corrente no indutor, pode-se considerar a corrente eficaz em cada enrolamento como um terço da corrente média no indutor  $I_{Lf}$ . Assim, obtém-se:

$$Aw = \frac{N \cdot \frac{1}{3} I_{Lf}}{K_C \cdot J} \quad (4.85)$$

Como,

$$I_{Lf} = \frac{I_{out}}{1-D} \quad (4.86)$$

Obtém-se:

$$Aw = \frac{N \cdot \frac{1}{3} I_{out}}{K_C \cdot J \cdot (1-D)} \quad (4.87)$$

O produto das expressões (4.83) e (4.87), define o produto das áreas do núcleo, 'AeAw'. Com o auxílio da expressão (4.88), pode-se escolher o núcleo a ser empregado.

$$AeAw = \frac{2}{27} \cdot \frac{1}{D \cdot (1-D)} \cdot \frac{P_{out}}{K_C \cdot J \cdot \Delta B \cdot f} \quad (4.88)$$

Após o núcleo ser escolhido, determina-se o número de espiras do enrolamento através da reorganização da expressão (4.83).

#### 4.4 Conversor *buck-boost* operando na região C ( $2/3 < D < 1$ )

Neste tópico será realizada a análise do conversor operando nos modos de condução contínuo e descontínuo. No MCC o conversor opera com a célula nos estados um e dois, conforme descrito no capítulo inicial. Já no MCD, além desses estados, ocorre também o estado neutro.

Serão apresentadas as etapas de operação do conversor, as principais formas de onda, a característica de transferência estática, bem como, a característica externa do conversor. Serão mostradas ainda, as ondulações da corrente do indutor e da tensão de saída.

##### 4.4.1 Etapas de operação no MCC

A seguir, a operação do conversor é descrita etapa a etapa, as quais estão ilustradas na Fig. 4.28. Como condição inicial, considera-se que os interruptores S2 e S3, bem como o diodo D1, estão em condução.

##### 1ª Etapa ( $t_0 < t < t_1$ )

No instante  $t_0$  o interruptor S1 entra em condução, e o diodo D1 bloqueia. A Fig. 4.28a mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_1$ , com o bloqueio do interruptor S2.

Devido ao efeito magnético do transformador, as correntes nos três enrolamentos são idênticas. Desse modo, a corrente do indutor se divide em três partes, que passam pelos enrolamentos do transformador e pelos interruptores.

A Fig. 4.29a mostra, de maneira simplificada, como os enrolamentos do transformador estão conectados ao restante do circuito durante a primeira etapa de operação. Pode-se observar que os enrolamentos estão colocados em curto-circuito através dos interruptores. Dessa forma, a tensão sobre os enrolamentos é nula.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.30a, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a primeira etapa.

$$V_{L_f} = V_{in} \quad (4.89)$$

##### 2ª Etapa ( $t_1 < t < t_2$ )

No instante  $t_1$  o interruptor S2 bloqueia, e o diodo D2 entra em condução. A Fig. 4.28b mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_2$  com a entrada em condução do próprio interruptor S2.

A Fig. 4.29b mostra, de maneira simplificada, como os enrolamentos do transformador estão conectados ao restante do circuito durante a segunda etapa de operação. Pode-



Esta etapa de operação é idêntica à primeira etapa, já descrita anteriormente. Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.30a.

#### 4ª Etapa ( $t_3 < t < t_4$ )

No instante  $t_3$  o interruptor S3 bloqueia, e o diodo D3 entra em condução. A Fig. 4.28d mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_4$  com a entrada em condução do próprio interruptor S3.

O comportamento do circuito durante esta etapa de operação é similar à segunda, diferindo apenas no tocante aos interruptores que estão em condução. Consequentemente, a forma de ligação dos enrolamentos e suas respectivas tensões se alteram. Porém, para efeito da análise do circuito externo à célula de quatro estados, esse não apresenta diferenças. Dessa forma, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.30b.

#### 5ª Etapa ( $t_4 < t < t_5$ )

No instante  $t_4$  o interruptor S3 entra em condução, e o diodo D3 bloqueia. A Fig. 4.28e mostra esta etapa de operação, que tem seu final no instante  $t_5$  com o bloqueio do interruptor S1.

A exemplo da terceira etapa, o comportamento do circuito durante esta etapa é idêntico à primeira. Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.30a.

#### 6ª Etapa ( $t_5 < t < t_6$ )

No instante  $t_5$  o interruptor S1 bloqueia, e o diodo D1 entra em condução. A Fig. 4.28f mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_6$  com a entrada em condução do próprio interruptor S1, iniciando um novo período de comutação.

O comportamento do circuito durante esta etapa de operação é similar à segunda etapa, diferindo apenas no tocante aos interruptores que estão em condução. Porém, para efeito da análise do circuito externo à célula de quatro estados, não apresenta diferenças. Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.30b.

A Tabela 4.5 apresenta de maneira simplificada os estados dos interruptores e diodos para cada etapa de operação do conversor.

Tabela 4.5 – Etapas de operação no MCC – Região C.

	X → conduzindo			- → não conduzindo		
	S1	S2	S3	D1	D2	D3
1ª Etapa	X	X	X	-	-	-
2ª Etapa	X	-	X	-	X	-
3ª Etapa	X	X	X	-	-	-
4ª Etapa	X	X	-	-	-	X
5ª Etapa	X	X	X	-	-	-
6ª Etapa	-	X	X	X	-	-

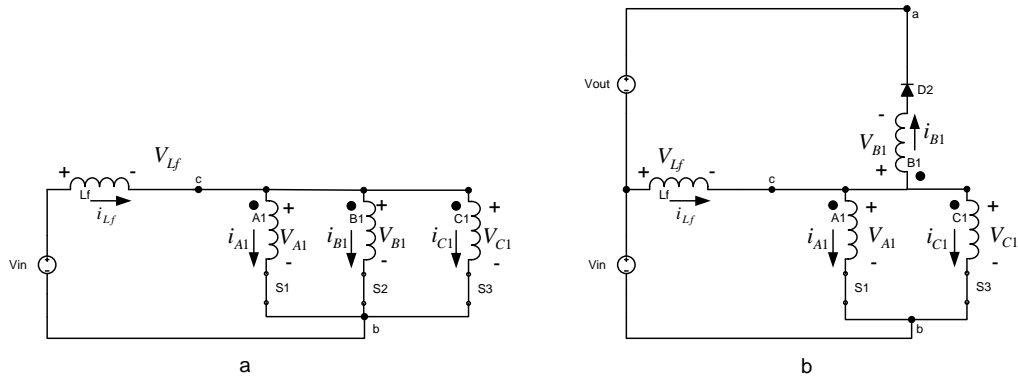


Fig. 4.29 – Etapas de operação no MCC – região C - circuitos simplificados.

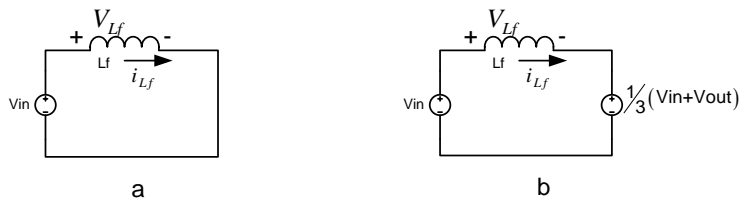


Fig. 4.30 – Etapas de operação no MCC – região C – circuitos equivalentes.

#### 4.4.2 Formas de onda básicas no MCC

Na Fig. 4.31, são ilustradas as principais formas de onda para operação ideal deste conversor no MCC.

#### 4.4.3 Característica ideal de transferência estática no MCC

A relação entre o ganho estático e a razão cíclica do conversor é obtida através do balanço de energia do conversor, considerando este ideal. Na seqüência se apresenta a obtenção da característica de transferência estática do conversor *buck-boost* operando na região C.

Pode-se observar que do ponto de vista da transferência de energia, as etapas de operação repetem-se a cada um terço de período. Portanto, a análise a seguir será realizada considerando apenas um terço do período de comutação.

$$W_{Vin} = W_{Vout} \tag{4.91}$$

Onde:

$$W_{Vin} = V_{in} \cdot I_{Lf} \cdot t_c + V_{in} \cdot \frac{2}{3} I_{Lf} \cdot t_a \tag{4.92}$$

$$W_{Vout} = V_{out} \cdot \frac{1}{3} I_{Lf} \cdot t_a \tag{4.93}$$

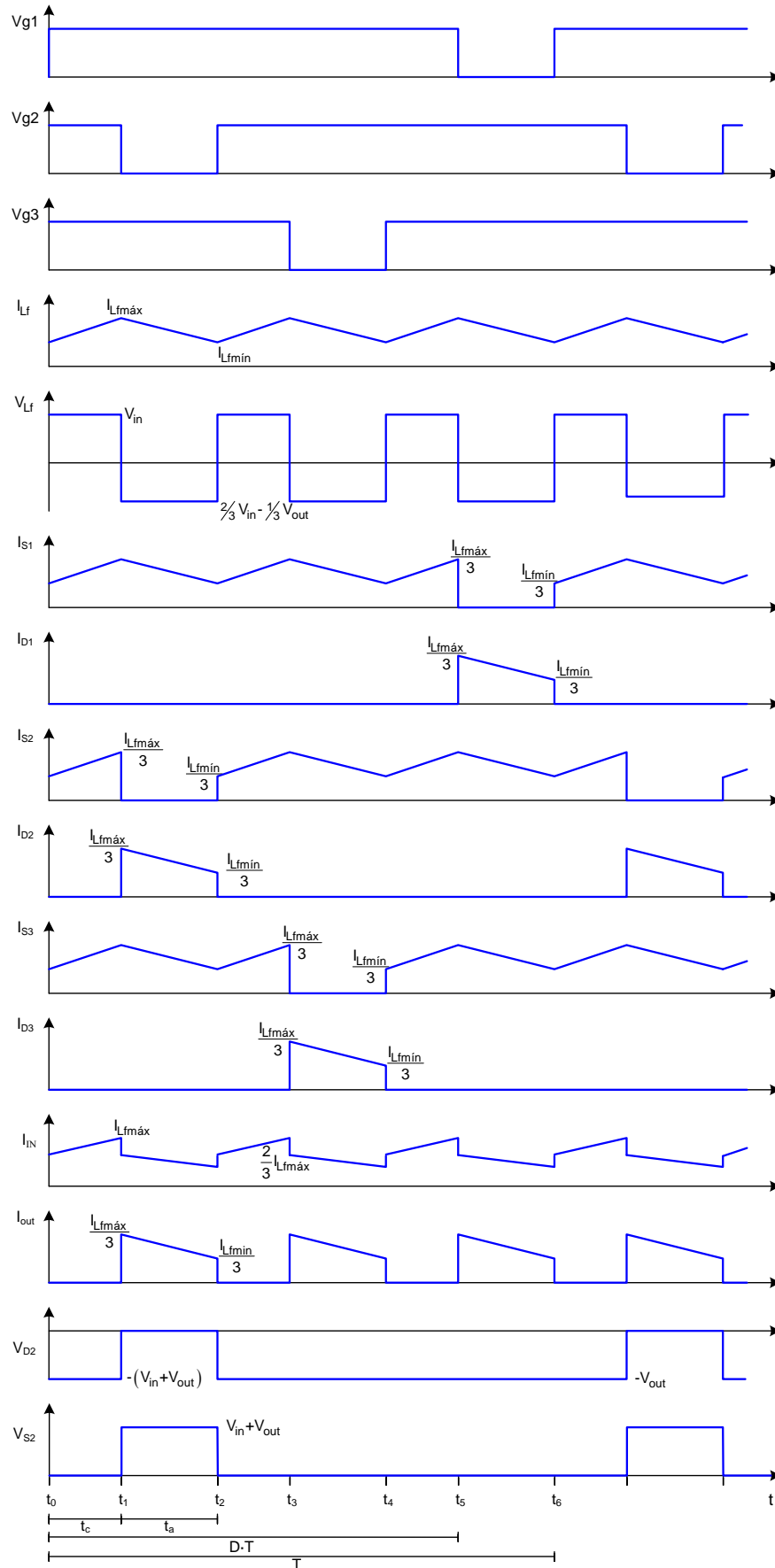


Fig. 4.31 – Formas de onda idealizadas para o conversor buck-boost operando no MCC - região C.

Como:

$$t_c = (D - \frac{2}{3}) \cdot T \quad (4.94)$$

$$t_a = (1 - D) \cdot T \quad (4.95)$$

Substituindo as expressões (4.94) e (4.95) em (4.92), bem como, substituindo (4.92) e (4.93) em (4.91) e reorganizando as variáveis, encontra-se a expressão (4.96), que representa o ganho estático do conversor *buck-boost* no MCC.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{1 - D} \quad (4.96)$$

A Fig. 4.32 apresenta o ganho estático em função da razão cíclica para a região de operação C no MCC.

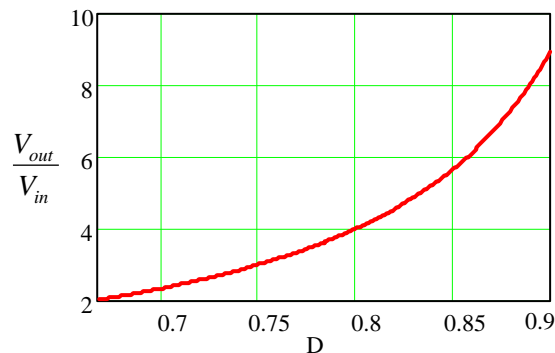


Fig. 4.32 – Característica ideal de transferência estática no MCC – região C.

#### 4.4.4 Etapas de operação no MCD

A operação do conversor no modo de condução descontínuo é caracterizada pela corrente descontínua no indutor  $L_f$ , ou seja, a corrente do indutor é nula durante um intervalo de tempo.

As etapas de operação do conversor operando em MCD são semelhantes às etapas do conversor operando em MCC, exceto pelo surgimento de etapas intermediárias em que a corrente no indutor  $L_f$  é nula. Assim, no MCD o conversor apresenta nove etapas de funcionamento, sendo que seis delas são idênticas às já descritas para o MCC, e as outras três são etapas em que a corrente no indutor  $L_f$  é nula, ou seja, correspondem ao estado neutro citado no capítulo inicial.

A seguir, a operação do conversor é descrita etapa a etapa, as quais estão ilustradas na Fig. 4.28 e na Fig. 4.33. Como condição inicial, considera-se que os diodos estão bloqueados e que os interruptores S2 e S3 estão habilitados a conduzir, entretanto não estão conduzindo, pois a corrente no indutor é nula.

##### 1ª Etapa ( $t_0 < t < t_1$ )



No instante  $t_0$  o interruptor S1 entra em condução, e devido ao efeito magnético do transformador, os interruptores S2 e S3, que já estavam habilitados a conduzir, também entram em condução.

A Fig. 4.28a mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_1$  com o bloqueio do interruptor S2.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.30a, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a primeira etapa.

$$V_{L_f} = V_{in} \quad (4.97)$$

### **2ª Etapa ( $t_1 < t < t_2$ )**

No instante  $t_1$  o interruptor S2 bloqueia, e o diodo D2 entra em condução. A Fig. 4.28b mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_2$  quando a corrente no indutor atinge o nível zero, e assim, o diodo D2 bloqueia naturalmente, e os interruptores S1 e S3, apesar de estarem com sinal de comando, não conduzem.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.30b, e através dele pode-se determinar a tensão imposta ao indutor  $L_f$  durante a segunda etapa.

$$V_{L_f} = \frac{2}{3}V_{in} - \frac{1}{3}V_{out} \quad (4.98)$$

### **3ª Etapa ( $t_2 < t < t_3$ )**

No instante  $t_2$ , a corrente do indutor atinge o nível zero, ocasionando o bloqueio natural do diodo D2. Apesar de os interruptores S1 e S3 estarem com sinal de comando, eles não conduzem. Assim, durante esta etapa, a energia da carga é suprida apenas pelo capacitor de saída.

A Fig. 4.33 mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_3$  com a entrada em condução do interruptor S2.

### **4ª Etapa ( $t_3 < t < t_4$ )**

No instante  $t_3$  o interruptor S2 entra em condução. Devido ao efeito magnético do transformador, os interruptores S1 e S3, que já estavam habilitados a conduzir, também entram em condução, provocando o surgimento de corrente no indutor.

Nota-se que esta etapa é similar à terceira etapa no MCC. A Fig. 4.28c mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_4$  com o bloqueio do interruptor S3. O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.30a.

### **5ª Etapa ( $t_4 < t < t_5$ )**

No instante  $t_4$  o interruptor S3 é comandado a bloquear, e o diodo D3 entra em condução. A Fig. 4.28d mostra esta etapa de operação, que tem seu final no instante  $t_5$  quando a corrente no indutor atinge o nível zero.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.30b.

#### **6ª Etapa ( $t_5 < t < t_6$ )**

No instante  $t_5$ , a corrente do indutor atinge o nível zero, ocasionando o bloqueio natural do diodo D3. Esta etapa é semelhante à terceira, que é mostrada na Fig. 4.33, diferindo apenas no tocante aos interruptores habilitados a conduzir, que agora são os interruptores S1 e S2. O final desta etapa ocorre no instante  $t_6$  com a entrada em condução do próprio interruptor S3.

#### **7ª Etapa ( $t_6 < t < t_7$ )**

No instante  $t_6$  o interruptor S3 entra em condução. Desse modo, os interruptores S1 e S2, que já estavam habilitados a conduzir, também entram em condução, provocando o surgimento de corrente no indutor.

Nota-se que esta etapa é similar à quinta, no MCC. A Fig. 4.28e mostra esta etapa de operação. O final desta etapa ocorre no instante  $t_7$  com o bloqueio do interruptor S1. O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.30a.

#### **8ª Etapa ( $t_7 < t < t_8$ )**

No instante  $t_7$  o interruptor S1 bloqueia, e o diodo D1 entra em condução. A Fig. 4.28f mostra esta etapa de operação. O término desta etapa ocorre no instante  $t_8$  quando a corrente no indutor atinge o nível zero.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 4.30b.

#### **9ª Etapa ( $t_8 < t < t_9$ )**

No instante  $t_8$ , a corrente do indutor atinge o nível zero, ocasionando o bloqueio natural do diodo D1. Esta etapa é semelhante à terceira, que é mostrada na Fig. 4.33, diferindo apenas no tocante aos interruptores habilitados a conduzir, que são os interruptores S2 e S3. O final desta etapa ocorre no instante  $t_9$  com a entrada em condução do interruptor S1, dando início a um novo período de comutação.

A Tabela 4.6 apresenta os estados dos interruptores e diodos para cada etapa de operação do conversor.

*Tabela 4.6 – Etapas de operação no MCD – região C.*

X → conduzindo/habilitado    - → não conduzindo

	<b>S1</b>	<b>S2</b>	<b>S3</b>	<b>D1</b>	<b>D2</b>	<b>D3</b>
1ª Etapa	X	X	X	-	-	-
2ª Etapa	X	-	X	-	X	-
3ª Etapa	X	-	X	-	-	-
4ª Etapa	X	X	X	-	-	-
5ª Etapa	X	X	-	-	-	X
6ª Etapa	X	X	-	-	-	-
7ª Etapa	X	X	X	-	-	-
8ª Etapa	-	X	X	X	-	-
9ª Etapa	-	X	X	-	-	-

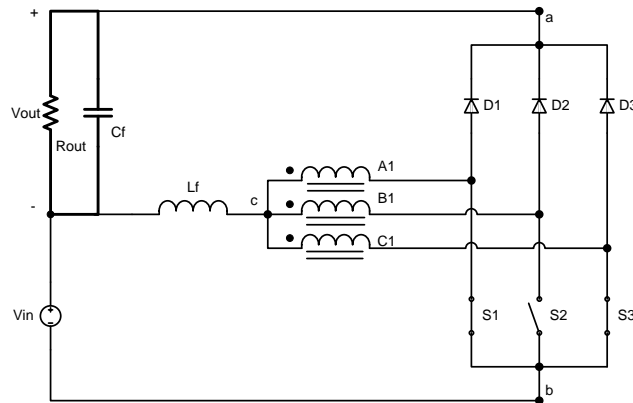


Fig. 4.33 – Terceira etapa de operação no MCD.

#### 4.4.5 Formas de onda básicas no MCD

Na Fig. 4.34, são ilustradas as principais formas de onda para operação ideal deste conversor no MCD.

#### 4.4.6 Característica ideal de transferência estática no MCD

A característica de transferência estática do conversor *buck-boost* operando na região C e em MCD é obtida, tal como no MCC, através da análise de um terço do período de comutação.

O ganho estático para este modo de operação é determinado através da corrente média de carga. A forma de onda da corrente de saída é apresentada na Fig. 4.35, na qual se pode observar que para o intervalo de  $t_7$  a  $t_8$  a corrente é um terço da corrente no indutor. Assim, aplicando-se a definição de valor médio, obtém-se:

$$I_o = \frac{1}{T/3} \cdot \int_{2T/3}^{DT} I_{L_f}(t) \cdot dt = \frac{3}{T} \cdot A1 \quad (4.99)$$

Através da Fig. 4.35 pode-se determinar a área A1.

$$A1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{3} I_{L_{fmax}} \cdot t_o \quad (4.100)$$

Considerando que a tensão média no indutor é nula, tem-se:

$$t_o = t_c \cdot \frac{V_{in}}{\frac{1}{3}V_{out} - \frac{2}{3}V_{in}} \quad (4.101)$$

Tendo em vista que  $t_c$  é função da razão cíclica e do período, como mostra a expressão (4.102), e que a corrente máxima do indutor é dada pela expressão (4.103), pode-se então substituir estas expressões em (4.99), encontrando a corrente média de saída, dada por (4.104).

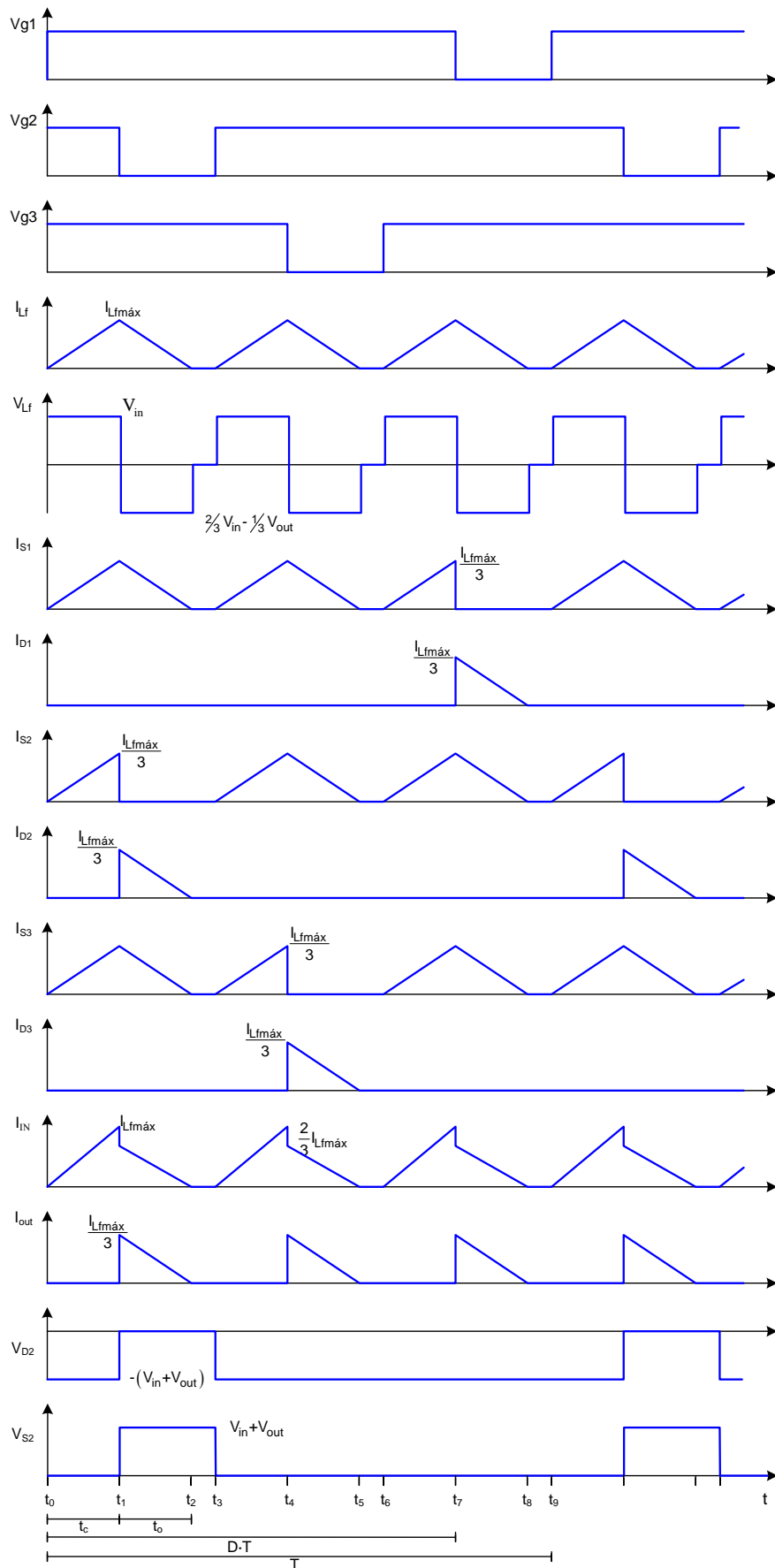


Fig. 4.34 – Formas de onda idealizadas para o conversor buck-boost operando no MCD - região C.

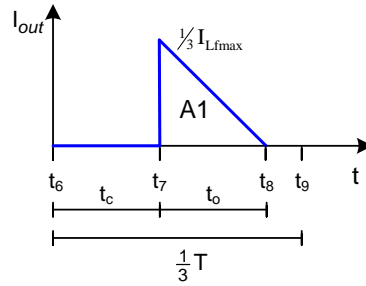


Fig. 4.35 – Corrente de saída no MCD - região C.

$$t_c = (D - \frac{2}{3}) \cdot T \quad (4.102)$$

$$I_{Lfmax} = \frac{V_{in}}{L_f} \cdot (D - \frac{2}{3}) \cdot T \quad (4.103)$$

$$I_o = \frac{V_{in}^2 \cdot T \cdot (D - \frac{2}{3})^2}{2 \cdot L_f \cdot (\frac{1}{3} V_{out} - \frac{2}{3} \cdot V_{in})} \quad (4.104)$$

Dividindo numerador e denominador por  $V_{in}$ , e considerando  $G_v$  como o ganho estático e reorganizando a equação, obtém-se:

$$I_o = \frac{V_{in} \cdot T \cdot (D - \frac{2}{3})^2}{2 \cdot L_f \cdot (\frac{1}{3} \frac{V_{out}}{V_{in}} - \frac{2}{3} \cdot \frac{V_{in}}{V_{in}})} = \frac{V_{in} \cdot T \cdot (D - \frac{2}{3})^2}{2 \cdot L_f \cdot (\frac{1}{3} G_v - \frac{2}{3})} \quad (4.105)$$

Parametrizando a expressão (4.105), encontra-se:

$$\gamma = \frac{6 \cdot L_f \cdot I_o}{V_{in} \cdot T} = \frac{3 \cdot (D - \frac{2}{3})^2}{(\frac{1}{3} G_v - \frac{2}{3})} \quad (4.106)$$

Reorganizando a expressão (4.106), obtém-se (4.107), que representa o ganho estático do conversor operando no MCD na região C.

$$G_v = \frac{9 \cdot (D - \frac{2}{3})^2 + 2 \cdot \gamma}{\gamma} \quad (4.107)$$

A Fig. 4.36 apresenta o ganho estático do conversor em função da razão cíclica para diferentes valores do parâmetro  $\gamma$ .

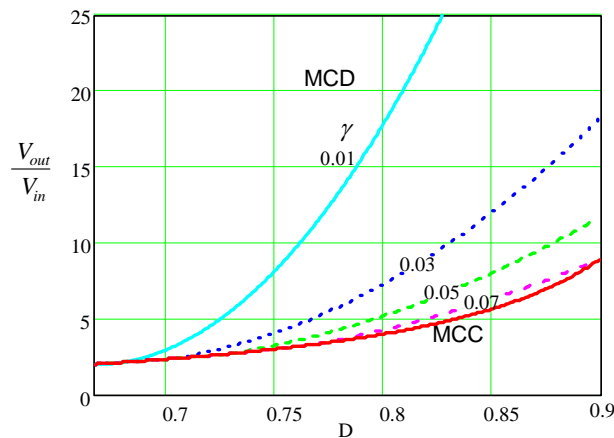


Fig. 4.36 – Característica ideal de transferência estática no MCD – região C.

#### 4.4.7 Modo de condução crítica

A operação do conversor no modo de condução crítica é caracterizada como o limite entre o MCC e o MCD. Assim, os ganhos estáticos para estes modos de operação são iguais quando o conversor opera em condução crítica. Portanto, a determinação do ganho crítico pode ser realizada encontrando  $D$  em função de  $Gv$  através da expressão (4.96), e substituindo em (4.107), tem-se:

$$Gv_{crit} = \frac{9 \cdot \left( \frac{Gv_{crit}}{Gv_{crit} + 1} - \frac{2}{3} \right)^2 + 2 \cdot \gamma}{\gamma} \quad (4.108)$$

Reorganizando os termos de (4.108) encontra-se:

$$\gamma \cdot Gv_{crit}^2 + (2\gamma - 1) \cdot Gv_{crit} + (\gamma + 2) = 0 \quad (4.109)$$

Resolvendo, obtém-se o ganho estático crítico do conversor.

$$Gv_{crit} = \frac{1 - 2 \cdot \gamma \pm \sqrt{1 - 12 \cdot \gamma}}{2 \cdot \gamma} \quad (4.110)$$

#### 4.4.8 Característica externa

Através das análises de funcionamento do conversor para os diferentes modos de operação, pode-se agora determinar a característica externa do conversor *buck-boost* operando na região C.

A Fig. 4.37 apresenta as curvas para diferentes razões cíclicas, parametrizadas em função da carga.

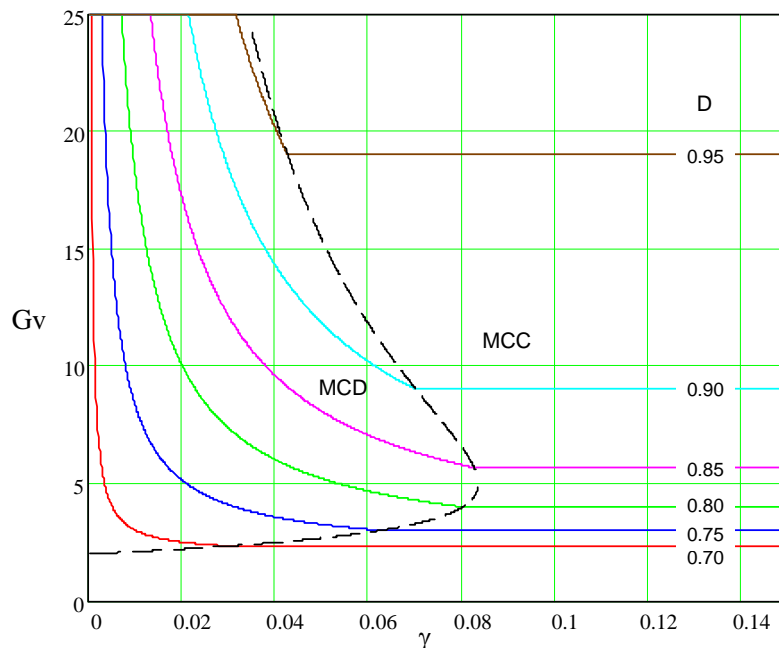


Fig. 4.37 – Característica externa do conversor *buck-boost* - região C.

#### 4.4.9 Ondulação da corrente e determinação da indutância

A ondulação da corrente no indutor pode ser determinada através da observação da quinta etapa de funcionamento, ou seja, analisando a tensão aplicada ao indutor, dada em (4.89), bem como, o tempo de duração desta etapa, dado em (4.102). Assim, substituindo estas expressões em (4.111), obtém-se (4.112).

$$\Delta I_{L_f} = \frac{V_{L_f} \cdot \Delta t}{L_f} \quad (4.111)$$

$$\Delta I_{L_f} = \frac{V_{in} \cdot (D - \frac{2}{3}) \cdot T}{L_f} \quad (4.112)$$

Como:

$$V_{in} = V_{out} \cdot \frac{1-D}{D} \quad (4.113)$$

Pode-se encontrar, após algumas manipulações, a expressão (4.114) que representa a ondulação da corrente em função da razão cíclica.

$$\Delta I_{L_f} = \frac{(1-D) \cdot (3 \cdot D - 2)}{D} \cdot \frac{V_{out}}{3 \cdot L_f \cdot f} \quad (4.114)$$

Parametrizando a expressão (4.114), obtém-se (4.115), que está apresentada graficamente na Fig. 4.38. Destaca-se que a máxima ondulação de corrente ocorre quando a razão cíclica é oitocentos e dezesseis milésimos. Neste caso o parâmetro  $\beta$  é aproximadamente um décimo.

$$\beta = \frac{3 \cdot L_f \cdot f \cdot \Delta I_{L_f}}{V_{out}} = \frac{(1-D) \cdot (3 \cdot D - 2)}{D} \quad (4.115)$$

A indutância pode ser determinada através da reorganização da expressão (4.115), obtendo-se:

$$L_f = \beta \cdot \frac{V_{out}}{3 \cdot f \cdot \Delta I_{L_f}} \quad (4.116)$$

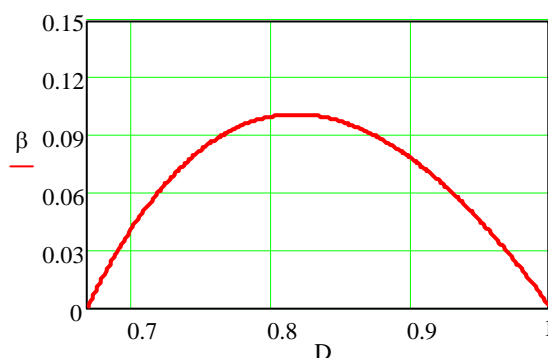


Fig. 4.38 – Ondulação da corrente parametrizada - região C.

Considerando o ponto de máxima ondulação, pode-se obter (4.117). Contudo, o conversor poderá não operar no ponto de máxima ondulação. Nestes casos, deve-se considerar o ponto de operação e utilizar a expressão (4.116).

$$L_f = \frac{0,101 \cdot V_{out}}{3 \cdot f \cdot \Delta I_{L_f}} \quad (4.117)$$

#### 4.4.10 Ondulação da tensão de saída

A ondulação da tensão de saída é função da carga fornecida ao capacitor e da sua capacitância, conforme expresso em (4.118). Assim, para determinar a ondulação de tensão deve-se primeiramente determinar a quantidade de carga fornecida ao capacitor. Para tanto, utiliza-se a Fig. 4.39, que mostra a corrente no capacitor de saída. Nesta figura está sendo desprezada a ondulação da corrente do indutor, isto torna o procedimento mais simples e não acarreta erro algum.

$$\Delta V = \frac{\Delta Q}{C} \quad (4.118)$$

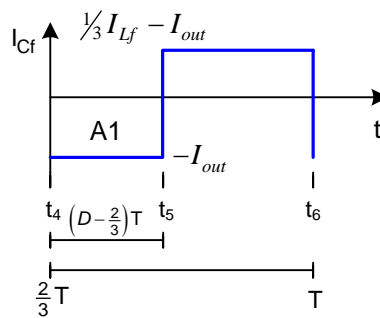


Fig. 4.39 – Corrente no capacitor de saída - região C.

A descarga do capacitor é dada pela integral da corrente com relação ao tempo, que corresponde à área A1 da Fig. 4.39. Assim se obtêm:

$$\Delta Q = A1 = I_{out} \cdot (D - \frac{2}{3}) \cdot T \quad (4.119)$$

$$\Delta Q = \frac{I_{out} \cdot T}{3} \cdot (3D - 2) \quad (4.120)$$

Substituindo (4.120) em (4.118), obtém-se a expressão que determina a ondulação da tensão de saída.

$$\Delta V_o = \frac{I_{out}}{3 \cdot C_f \cdot f} (3D - 2) \quad (4.121)$$

Reorganizando a expressão (4.121), pode-se obter o valor da capacitância a partir de uma ondulação de tensão especificada. Assim se tem:

$$C_f = \frac{I_{out}}{3 \cdot \Delta V_o \cdot f} (3D - 2) \quad (4.122)$$



#### 4.4.11 Projeto do transformador

Como para as demais regiões de operação, o projeto do transformador seguirá a metodologia apresentada em [55]. A Fig. 4.40 mostra a forma de onda da tensão sobre o enrolamento A1 do transformador e a intensidade de fluxo magnético na coluna A do núcleo.

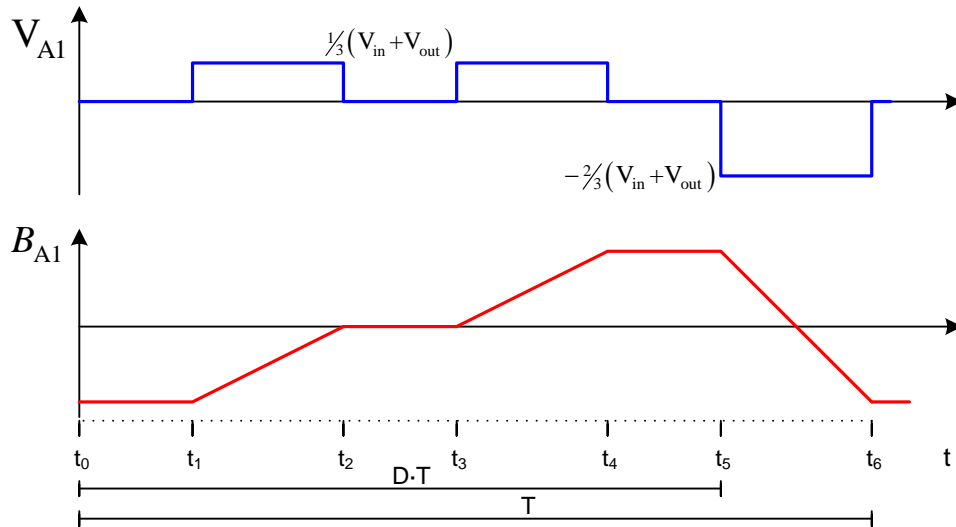


Fig. 4.40 – Tensão no enrolamento A1 e fluxo magnético na coluna A.

Seja a Lei de Faraday:

$$V \cdot dt = N \cdot d\Phi \quad (4.123)$$

Considerando a tensão no enrolamento A1 e o tempo em que o enrolamento permanece sob esta tensão durante o intervalo de  $t_5$  até  $t_6$ , obtém-se:

$$\frac{2}{3}(V_{in} + V_{out}) \cdot (1 - D) \cdot T = N \cdot \Delta B \cdot Ae \quad (4.124)$$

Como:

$$V_{in} + V_{out} = \frac{V_{out}}{D} \quad (4.125)$$

Substituindo (4.125) em (4.124) e reorganizando a expressão, já substituindo o período pela frequência, pode-se determinar a área efetiva do núcleo ( $Ae$ ), dada em (4.126).

$$Ae = \frac{\frac{2}{3}V_{out} \cdot (1 - D)}{N \cdot \Delta B \cdot f \cdot D} \quad (4.126)$$

Para esta região de operação, tem-se o pior caso, do ponto de vista de saturação do núcleo, quando a razão cíclica é dois terços, e desse modo:

$$Ae = \frac{\frac{1}{3}V_{out}}{N \cdot \Delta B \cdot f} \quad (4.127)$$

Considerando-se as relações:

$$N \cdot I_{ef} = A_C \cdot J = K_C \cdot Aw \cdot J \quad (4.128)$$

Desprezando a ondulação de corrente no indutor, pode-se considerar a corrente em cada enrolamento como um terço da corrente média do indutor. Assim se obtém:

$$A_w = \frac{N \cdot \frac{1}{3} I_{Lf}}{K_C \cdot J} \quad (4.129)$$

Como,

$$I_{Lf} = \frac{I_{out}}{1-D} \quad (4.130)$$

Encontra-se:

$$A_w = \frac{N \cdot \frac{1}{3} I_{out}}{K_C \cdot J \cdot (1-D)} \quad (4.131)$$

O produto das expressões (4.126) e (4.131), define o produto das áreas do núcleo, 'AeAw'. Com o auxílio da expressão (4.132), pode-se escolher o núcleo a ser empregado.

$$AeAw = \frac{2}{9} \cdot \frac{1}{D} \cdot \frac{P_{out}}{K_C \cdot J \cdot \Delta B \cdot f} \quad (4.132)$$

Após o núcleo ser escolhido, determina-se o número de espiras do enrolamento através da reorganização da expressão (4.126).

#### 4.5 Características gerais do conversor *buck-boost* ( $0 < D < 1$ )

Nos itens anteriores foi descrita a operação do conversor para cada uma das regiões de operação. Para facilitar a compreensão das principais características do conversor, independentemente da região de operação, é conveniente que sejam apresentadas as características gerais do conversor, ou seja, desde razão cíclica zero até razão cíclica unitária. Assim, mostra-se a seguir a característica externa e a ondulação de corrente no indutor.

A Tabela 4.7 expõe o ganho estático do conversor para as três regiões de operação, tanto no MCC como no MCD. Nota-se que para condução contínua o ganho é o mesmo para todas as regiões de operação. A Fig. 4.41 mostra a característica de saída do conversor para todas as regiões de operação. Destaca-se que quando o conversor opera com razões cíclicas de um terço ou dois terços, obtém-se condução contínua em toda a faixa de operação.

Na Tabela 4.8 são exibidas as expressões da ondulação de corrente parametrizada; já a Fig. 4.42 traz estas informações graficamente. Pode-se observar mais uma vez que para razões cíclicas de um terço ou dois terços o conversor não apresenta ondulação na corrente do indutor  $I_L$ .

As expressões que determinam a ondulação da tensão de saída para as três regiões de operação são apresentadas na Tabela 4.9. Destaca-se que para razões cíclicas de um terço ou dois terços o conversor não apresenta ondulação na tensão de saída.

Tabela 4.7 – Ganho estático do conversor buck-boost.

Região	MCD	MCC
Região A $0 < D < 1/3$	$Gv = \frac{D^2}{2 \cdot D^2 + \gamma}$	$Gv = \frac{D}{1-D}$
Região B $1/3 < D < 2/3$	$Gv = \frac{6 \cdot (D - 1/3)^2 + \gamma}{2 \cdot \gamma + 3 \cdot (D - 1/3)^2}$	$Gv = \frac{D}{1-D}$
Região C $2/3 < D < 1$	$Gv = \frac{9 \cdot (D - 2/3)^2 + 2 \cdot \gamma}{\gamma}$	$Gv = \frac{D}{1-D}$

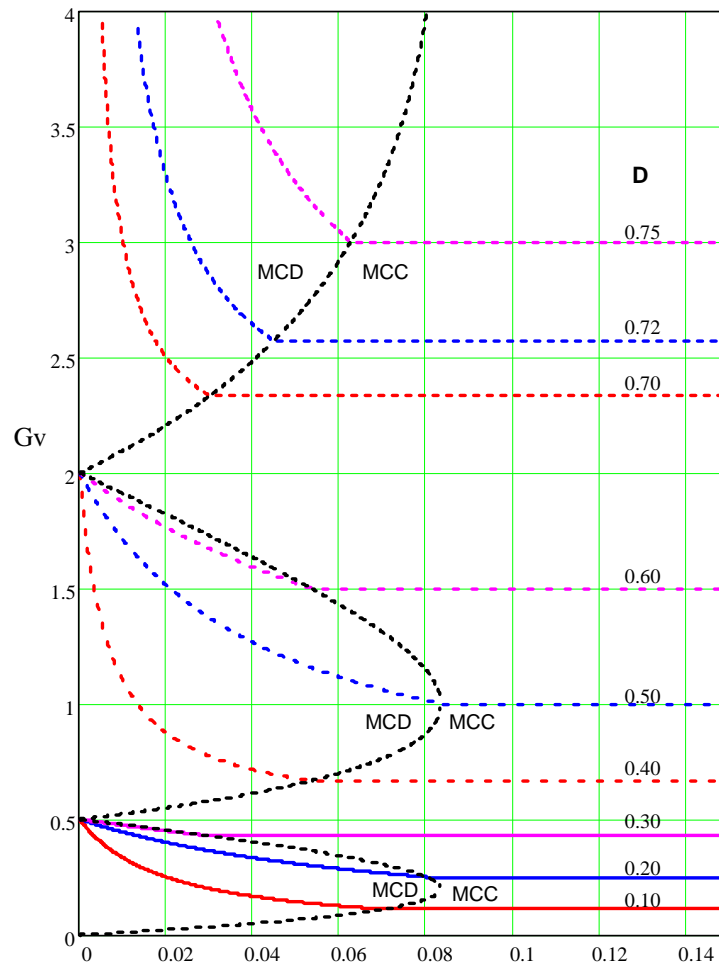


Fig. 4.41 – Característica externa do conversor buck-boost.

Tabela 4.8 – Ondulação de corrente parametrizada.

Região	$\beta$
Região A $0 < D < 1/3$	$\beta = (1 - 3 \cdot D)$
Região B $1/3 < D < 2/3$	$\beta = \frac{(2 - 3D) \cdot (3D - 1)}{3D}$
Região C $2/3 < D < 1$	$\beta = \frac{(1 - D) \cdot (3 \cdot D - 2)}{D}$

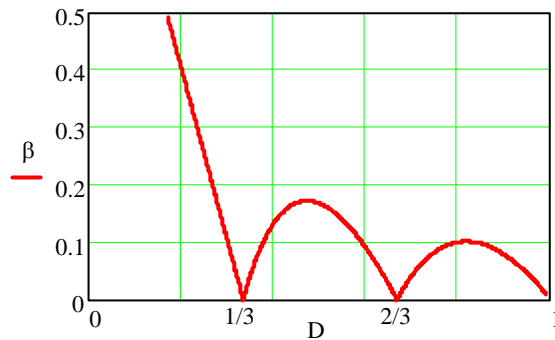


Fig. 4.42 – Ondulação de corrente parametrizada.

Tabela 4.9 – Ondulação de tensão de saída.

Região	$\Delta V_o$
Região A $0 < D < 1/3$	$\Delta V_o = \frac{1}{3} \cdot \frac{I_{out} \cdot (1 - 3 \cdot D) \cdot D}{C_o \cdot f \cdot (1 - D)}$
Região B $1/3 < D < 2/3$	$\Delta V_o = \frac{I_{out}}{9 \cdot C_o \cdot f} \cdot \frac{(3D - 1) \cdot (2 - 3D)}{(1 - D)}$
Região C $2/3 < D < 1$	$\Delta V = \frac{I_{out}}{3 \cdot C_o \cdot f} (3D - 2)$

#### 4.6 Resultados de simulação

A seguir, com o objetivo de validar o princípio de operação e os estudos analíticos apresentados, serão mostrados resultados de simulação do conversor operando em todas as regiões. O conversor *buck-boost* simulado apresenta algumas características comuns a todas as regiões de operação, tais como:

- $P_{out} = 1000W$ , potência de saída;
- $V_{in} = 100V$ , tensão de entrada;
- $f = 20kHz$ , frequência de comutação;
- $\Delta I_{Lf} = 10\%$ , ondulação da corrente no indutor;
- $\Delta V_{out} = 2\%$ , ondulação da tensão de saída.

A Fig. 4.43 mostra o circuito simulado através do programa *PSIM*. O comando dos três interruptores apresenta pulsos de mesma duração, porém defasados em  $120^\circ$ .

Primeiramente realiza-se a simulação do conversor operando na região A, considerando os seguintes parâmetros:

- $V_{out} = 25V$ , tensão de saída;
- $R_{out} = 625m\Omega$ , resistência de saída;
- $D = 0,2$ , razão cíclica;
- $L_f = 33\mu H$ , indutor de filtro;
- $C_{out} = 120\mu F$ , capacitor de saída.

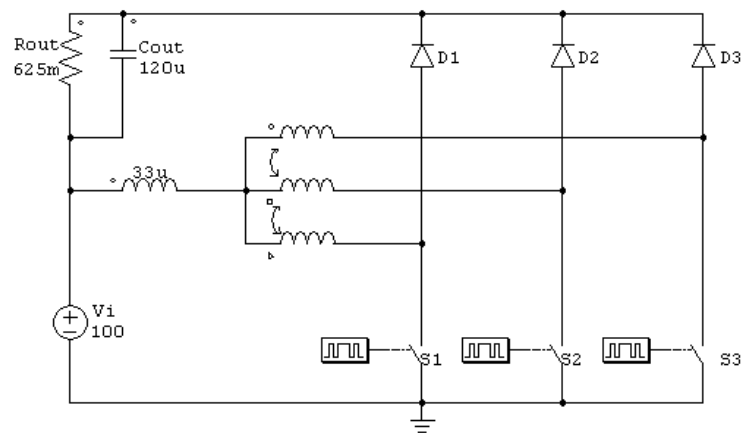


Fig. 4.43 – Conversor buck-boost simulado.

A Fig. 4.44 mostra a corrente no indutor  $L_f$  e no interruptor S1 para as condições nominais de operação, nota-se que a ondulação de corrente é da ordem de 10% e apresenta frequência três vezes maior que a frequência de comutação, conforme previsto na análise teórica. Verifica-se ainda que a corrente no interruptor, quando em condução, é um terço da corrente do indutor.

A Fig. 4.45 apresenta a corrente de saída do conversor, a corrente no capacitor de filtro e a tensão de saída do conversor. Nota-se que na etapa de acumulação de energia do indutor, a corrente de saída é aproximadamente dois terços da corrente do indutor  $L_f$ ; já na etapa de transferência de energia à carga, a corrente de saída é a própria corrente do indutor. Observa-se que a ondulação da tensão de saída está de acordo com o especificado, confirmando as análises sobre o filtro de saída.

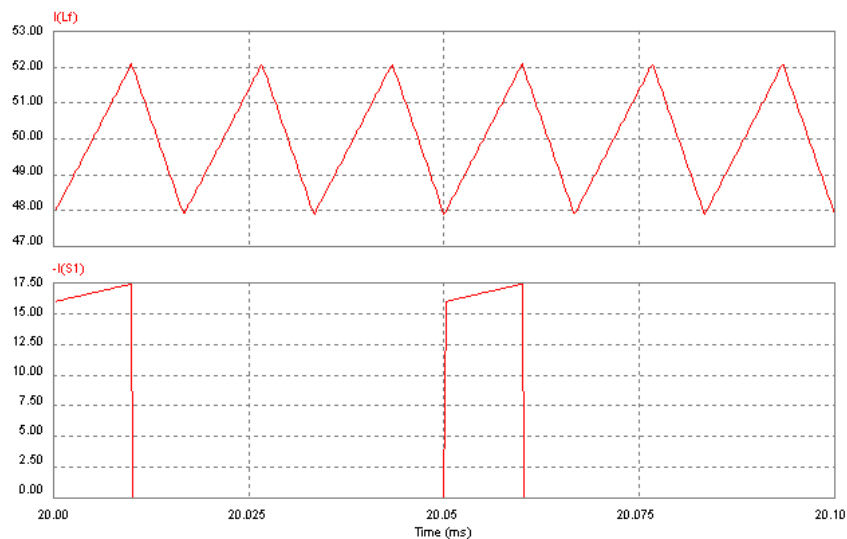


Fig. 4.44 – Corrente no indutor  $L_f$  e no interruptor S1 para região A.

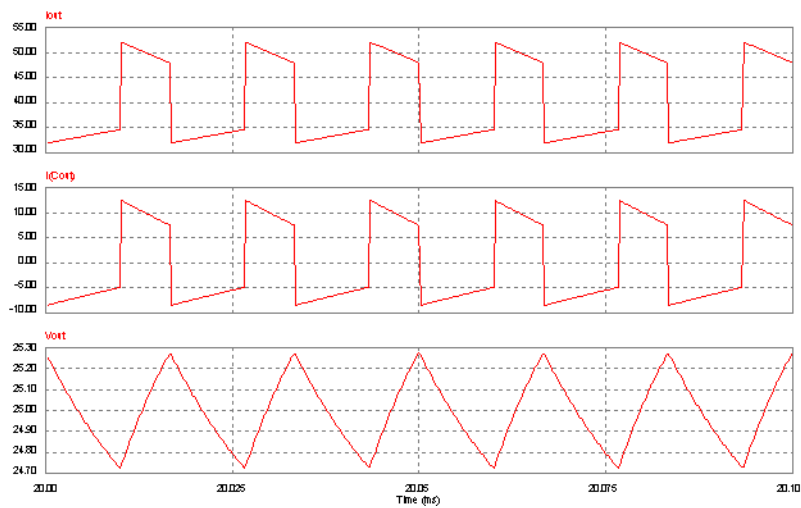


Fig. 4.45 – Corrente de saída do conversor, corrente no capacitor e tensão de saída para região A.

Apresenta-se a seguir a simulação do conversor operando na região B, considerando os seguintes parâmetros:

$V_{out}=100V$ , tensão de saída;

$R_{out}=10\Omega$ , resistência de saída;

$D=0,5$ , razão cíclica;

$L_f = 140\mu H$ , indutor de filtro;

$C_{out} = 15\mu F$ , capacitor de saída.

A Fig. 4.46 mostra a corrente no indutor  $L_f$  e no interruptor S1 para razão cíclica de um meio. Novamente nota-se que a ondulação de corrente é aproximadamente 10% e sua frequência é o triplo da frequência de comutação, conforme esperado. Verifica-se ainda que a corrente no interruptor, quando em condução, é um terço da corrente do indutor.

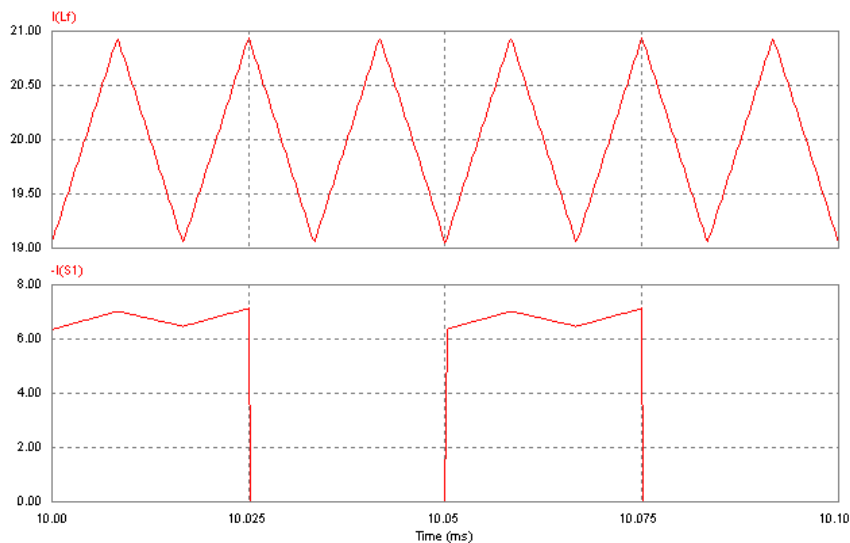


Fig. 4.46 – Corrente no indutor  $L_f$  e no interruptor S1 para região B.

A Fig. 4.47 apresenta a corrente de saída do conversor, a corrente no capacitor de filtro e a tensão de saída do conversor para a região de operação B. Nota-se que na etapa de acumulação de energia do indutor, a corrente de saída é aproximadamente um terço da corrente do indutor  $L_f$ ; já na etapa de transferência de energia à carga, a corrente de saída é dois terços da corrente do indutor. Observa-se que a ondulação da tensão de saída está de acordo com o especificado, ratificando mais uma vez a análise relativa ao filtro de saída.

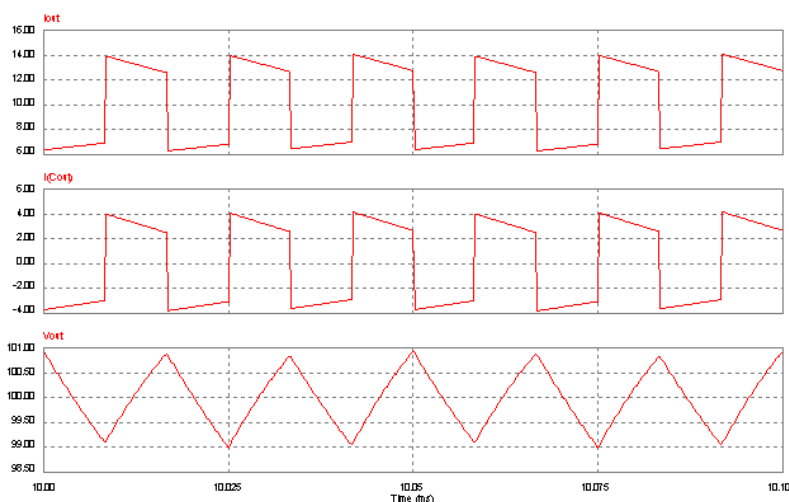


Fig. 4.47 – Corrente de saída do conversor, corrente no capacitor e tensão de saída para região B.

Por fim, mostra-se a seguir a simulação do conversor operando na região C, considerando os seguintes parâmetros:

$V_{out}=400V$ , tensão de saída;

$R_{out}=160\Omega$ , resistência de saída;

$D=0,8$ , razão cíclica;

$L_f = 540\mu H$ , indutor de filtro;

$C_{out} = 2\mu F$ , capacitor de saída.

A Fig. 4.48 mostra a corrente no indutor  $L_f$  e no interruptor S1 para razão cíclica de 80%. Verifica-se que a ondulação de corrente é da ordem de 10% e apresenta frequência três vezes maior que a frequência de comutação. Nota-se ainda que a corrente no interruptor, quando em condução, é um terço da corrente do indutor.

A Fig. 4.49 apresenta a corrente de saída do conversor, a corrente no capacitor de filtro e a tensão de saída do conversor para razão cíclica de 80%. Nota-se que na etapa de acumulação de energia do indutor a corrente de saída é zero, pois todos os interruptores estão em condução e os diodos bloqueados; já na etapa de transferência de energia à carga, a corrente de saída é um terço da corrente do indutor. Observa-se que a ondulação da tensão de saída está de acordo com o especificado, corroborando as análises referentes ao filtro de saída.

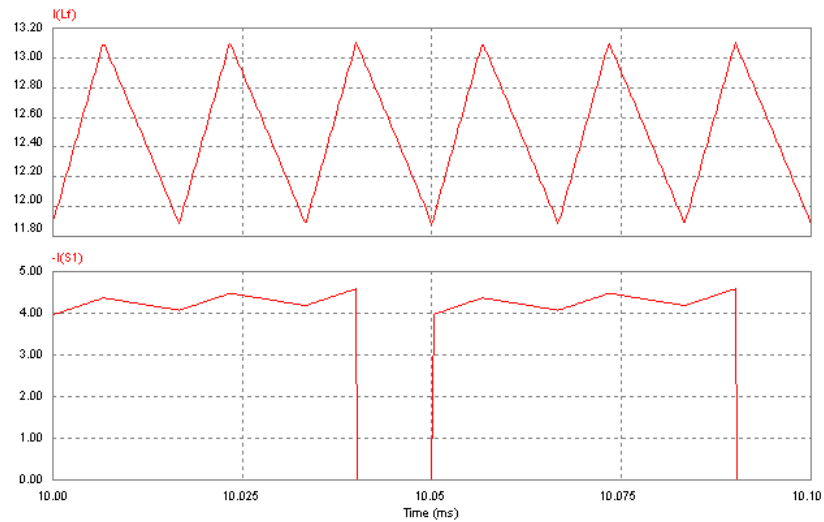


Fig. 4.48 – Corrente no indutor  $L_f$  e no interruptor  $S1$  para região C.

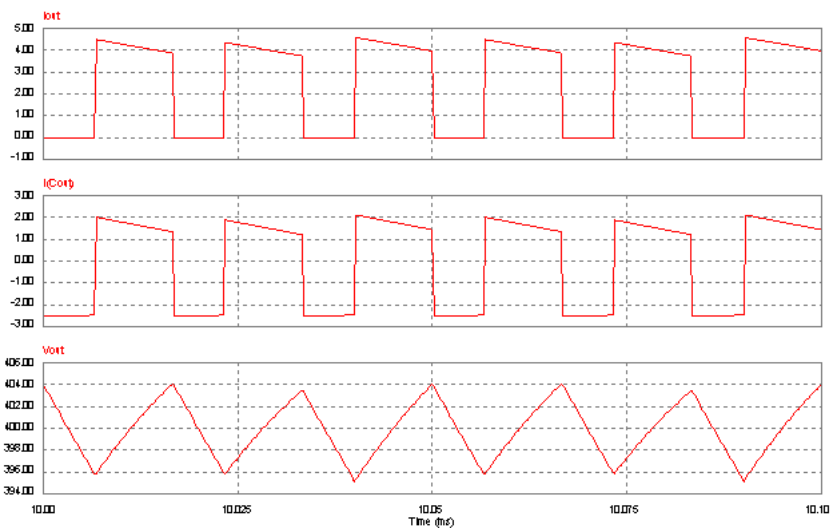


Fig. 4.49 – Corrente de saída do conversor, corrente no capacitor e tensão de saída para região C.

## 4.7 Conclusão

A análise de funcionamento do conversor *buck-boost* utilizando a célula de comutação de quatro estados foi apresentada. Para as três regiões de operação, foram descritas as etapas de funcionamento e exibidas as formas de onda básicas, tanto no MCC, como no MCD. Foi realizado o equacionamento para determinar o ganho estático do conversor, além de apresentar a característica de saída. Foram estudadas ainda as ondulações da corrente no indutor e da tensão de saída, bem como o projeto do transformador.

Apesar de a célula de comutação proposta apresentar quatro estados de comutação, em cada região de operação, são utilizados apenas dois estados. Dessa forma, no MCC tem-se: para região A, operação nos estados três e quatro; para região B, operação nos estados dois e três; para região C, operação nos estados um e dois.



No tocante ao ganho estático, pôde-se observar que no MCC o conversor apresenta ganho idêntico ao conversor *buck-boost* clássico, independente da região de operação. Já no MCD existem diferenças nas expressões para cada região de operação e destas com relação ao conversor clássico [52]. Outra característica importante é que este conversor apresenta uma área de operação no modo de condução contínuo muito maior que o conversor clássico [52] e maior que o conversor proposto em [1].

No ponto de transição entre as regiões de operação, quando a razão cíclica é um terço ou dois terços, pode-se obter condução contínua para toda faixa de operação do conversor. Em outras palavras, se o conversor operar próximo a essas razões cíclicas, obtém-se uma significativa redução nos filtros.

Deve-se salientar ainda que a frequência da tensão aplicada ao indutor de acumulação de energia é o triplo da frequência de comutação e que a amplitude desta tensão é um terço daquela a que estaria submetido no conversor clássico. Desse modo, o indutor pode ser reduzido quando comparado ao conversor clássico. Para obter-se a mesma ondulação de corrente, o indutor necessário para o conversor com a célula de quatro estados pode ser até nove vezes menor que o indutor utilizado no conversor clássico [52].

Nota-se ainda, que a corrente de saída apresenta o triplo da frequência de comutação e para as regiões A e B apresenta um nível contínuo adicionado de uma corrente pulsada. Desse modo, o capacitor de saída também pode ser reduzido.

Caso seja necessário a inclusão de filtro na entrada do conversor, esse também será reduzido. A corrente de entrada no conversor clássico é pulsada e tem a mesma frequência da comutação. Já no conversor proposto, a corrente de entrada apresenta o triplo da frequência de comutação e para as regiões B e C apresenta um nível contínuo adicionado de uma corrente pulsada. Desse modo, a filtragem da entrada também é facilitada.

Foram realizadas simulações de conversores *buck-boost* de 1kW para as três regiões de operação, e através destas se observou o comportamento do conversor proposto, confirmando as análises realizadas. Os resultados obtidos indicam a viabilidade de utilização deste conversor.

## 5 CONVERSOR MEIA-PONTE UTILIZANDO CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS

### 5.1 Introdução

A célula de comutação de três estados de comutação foi referência para a geração da célula de comutação de quatro estados utilizada ao longo deste trabalho. No entanto, ao observar os conversores gerados com a célula de três estados, notou-se a ausência de trabalhos aplicando esta célula a conversores meia-ponte. Desse modo, julgou-se oportuno que esta aplicação fosse analisada.

Este capítulo apresenta a análise de funcionamento do conversor meia-ponte utilizando a célula de comutação de três estados. Conforme descrito no capítulo inicial, essa célula apresenta duas regiões de operação. Assim, será apresentada a análise de funcionamento do conversor para cada uma destas regiões de operação.

Para cada região, serão descritas as etapas de funcionamento, apresentadas as formas de onda básicas, bem como será realizado o equacionamento para obtenção do ganho estático do conversor, além do estudo do transformador.

Após a análise da operação do conversor sob as duas regiões de operação, fica evidenciado que o mesmo apresenta condições de operar como um inversor PWM senoidal. Assim, será apresentada a estratégia de modulação PWM senoidal empregada, o estudo do transformador para esta aplicação, bem como a análise do filtro de saída utilizado. Foi implementado um protótipo do inversor e através deste foram realizados os ensaios que serão relatados ao final deste capítulo.

A estrutura do conversor meia-ponte utilizando a célula de três estados é apresentada na Fig. 5.1. Para a análise da operação deste conversor são realizadas as seguintes considerações:

- os componentes, tanto passivos quanto ativos, são ideais;
- a frequência de operação é fixa;
- a modulação é do tipo PWM;
- os pulsos de comando dos interruptores do mesmo grupo estão defasados de  $180^\circ$ ;
- os pulsos de comando dos interruptores do mesmo braço são complementares;
- a relação de transformação é unitária;
- a corrente magnetizante é desprezível, comparada à corrente de carga;
- o conversor opera em regime permanente.

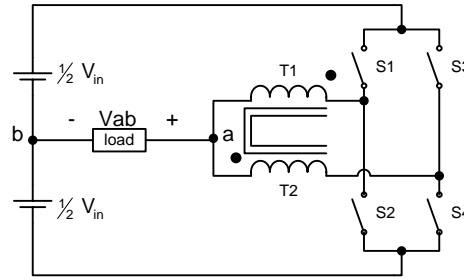


Fig. 5.1 – Conversor meia-ponte.

## 5.2 Conversor meia-ponte operando na região A ( $0 < D < 1/2$ )

A seguir será realizada a análise do conversor operando no modo de condução contínuo. Nesta situação o conversor opera com a célula nos estados dois e três, conforme descrito no capítulo inicial. Serão apresentadas as etapas de operação do conversor, as principais formas de onda, a característica de transferência estática, bem como, o projeto do transformador.

### 5.2.1 Etapas de operação no MCC

A seguir, a operação do conversor é descrita etapa a etapa, as quais estão ilustradas na Fig. 5.2. Como condição inicial, considera-se que todos os interruptores do grupo negativo estão em condução, tendo em vista que o conversor está operando na região A e no MCC.

#### 1ª Etapa ( $t_0 < t < t_1$ )

No instante  $t_0$  o interruptor S1 entra em condução, e o interruptor S2 bloqueia. A Fig. 5.2a mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_1$  com o bloqueio do interruptor S1.

Devido ao efeito magnético do transformador, as correntes nos enrolamentos são idênticas. Desse modo, a corrente da carga divide-se em duas: uma parte passa pelo enrolamento T1 e pelo interruptor S1, e a outra passa pelo enrolamento T2 e pelo interruptor S4.

A Fig. 5.3a mostra, de maneira simplificada, como os enrolamentos do transformador estão conectados ao restante do circuito durante a primeira etapa de operação. Considerando que os enrolamentos apresentam o mesmo número de espiras, ou seja,  $T1=T2$ , pode-se notar que a tensão aplicada aos enrolamentos T1 e T2 durante esta etapa é um meio da tensão de entrada.

Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 5.4a, e através dele, pode-se determinar a tensão imposta à carga durante a primeira etapa.

$$V_a = \frac{1}{2} V_{in} \quad (5.1)$$

$$V_b = \frac{1}{2} V_{in} \quad (5.2)$$

$$V_{ab} = \frac{1}{2} V_{in} - \frac{1}{2} V_{in} = 0 \quad (5.3)$$

#### 2ª Etapa ( $t_1 < t < t_2$ )

No instante  $t_1$  o interruptor S1 bloqueia, e o interruptor S2 entra em condução. A Fig. 5.2b mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_2$  com a entrada em condução do interruptor S3.

A Fig. 5.3b apresenta resumidamente, como os enrolamentos do transformador estão conectados ao restante do circuito durante a segunda etapa de operação. Pode-se observar que os enrolamentos estão colocados em curto-circuito através dos interruptores do grupo negativo. Desse modo, a tensão sobre os enrolamentos é nula.

Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 5.4b, e através dele pode-se determinar a tensão imposta à carga durante a segunda etapa.

$$V_a = 0 \quad (5.4)$$

$$V_b = \frac{1}{2} V_{in} \quad (5.5)$$

$$V_{ab} = 0 - \frac{1}{2} V_{in} = -\frac{1}{2} V_{in} \quad (5.6)$$

### 3ª Etapa ( $t_2 < t < t_3$ )

No instante  $t_2$  o interruptor S3 entra em condução, e o interruptor S4 bloqueia. A Fig. 5.2c mostra esta etapa de operação, cujo término ocorre no instante  $t_3$ , com o bloqueio do interruptor S3.

O comportamento do circuito durante esta etapa de operação é similar à primeira etapa, diferindo apenas no tocante aos interruptores que estão em condução. Como consequência, a forma de ligação dos enrolamentos e suas respectivas tensões variam. Porém, para efeito da análise do circuito externo à célula de três estados, não apresenta diferenças. Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 5.4a.

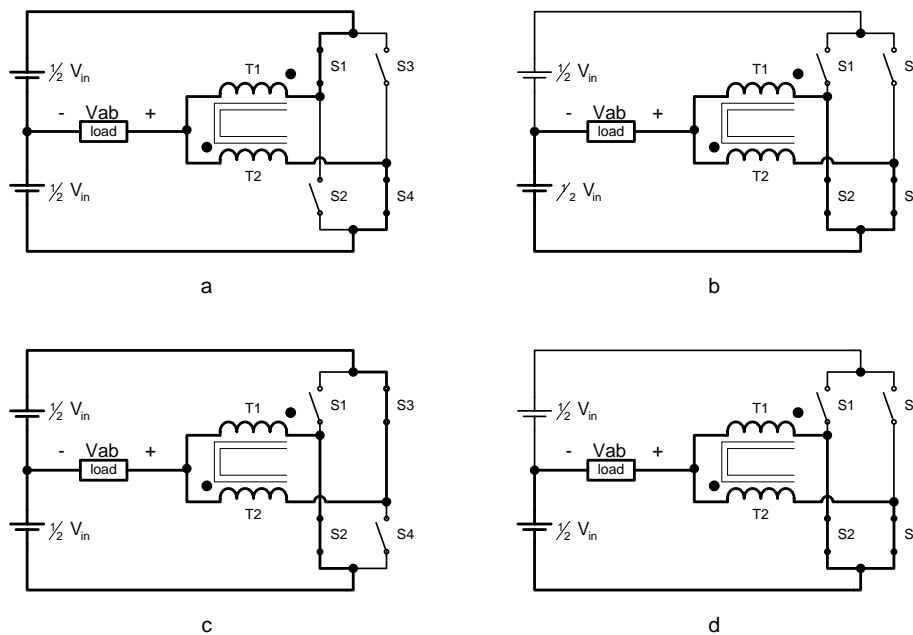


Fig. 5.2 – Etapas de operação no MCC – região A.

#### 4ª Etapa ( $t_3 < t < t_4$ )

No instante  $t_3$  o interruptor S3 bloqueia, e o interruptor S4 entra em condução. A Fig. 5.2-d mostra esta etapa de operação, a qual tem seu final no instante  $t_4$ , com a entrada em condução do interruptor S1, dando início a um novo período de comutação.

Esta etapa de operação é idêntica à segunda etapa, já descrita anteriormente. Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 5.4-b.

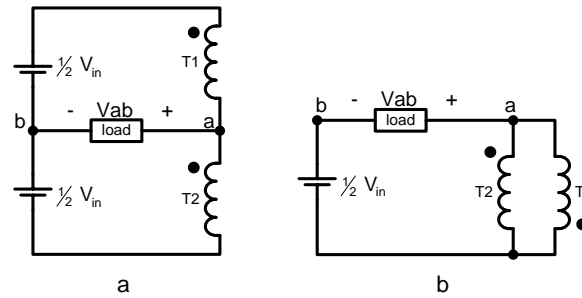


Fig. 5.3 - Etapas de operação no MCC - região A - circuitos simplificados.

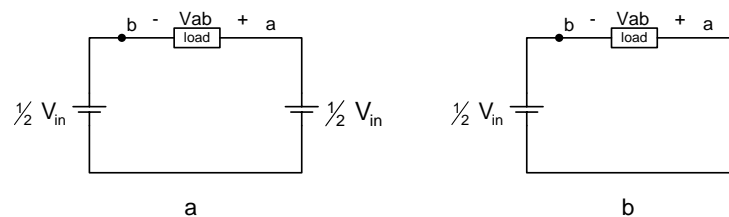


Fig. 5.4 - Etapas de operação no MCC - região A - circuitos equivalentes.

A Tabela 5.1 apresenta de maneira simplificada os estados dos interruptores para cada etapa de operação do conversor.

Tabela 5.1 – Etapas de operação no MCC – região A.

X → conduzindo      - → não conduzindo

	S1	S2	S3	S4
1º Etapa	X	-	-	X
2º Etapa	-	X	-	X
3º Etapa	-	X	X-	-
4º Etapa	-	X	-	X

### 5.2.2 Formas de onda básicas no MCC

Na Fig. 5.5, são ilustradas as principais formas de onda para operação ideal deste conversor no MCC.

### 5.2.3 Característica ideal de transferência estática no MCC

A relação entre o ganho estático e a razão cíclica do conversor é obtida através da tensão média na carga durante um período de chaveamento. Porém, pode-se observar que do ponto de vista da transferência de energia, as etapas de operação se repetem a cada um meio de período.

Portanto, a análise a seguir será realizada considerando apenas um meio do período de comutação.

Assim, apresenta-se a seguir a obtenção da característica de transferência estática do conversor meia-ponte operando na região A.

$$V_{ab} = \frac{2}{T} \cdot \left( \int_{t_0}^{t_1} 0 \cdot dt + \int_{t_1}^{t_2} -\frac{V_{in}}{2} \cdot dt \right) \quad (5.7)$$

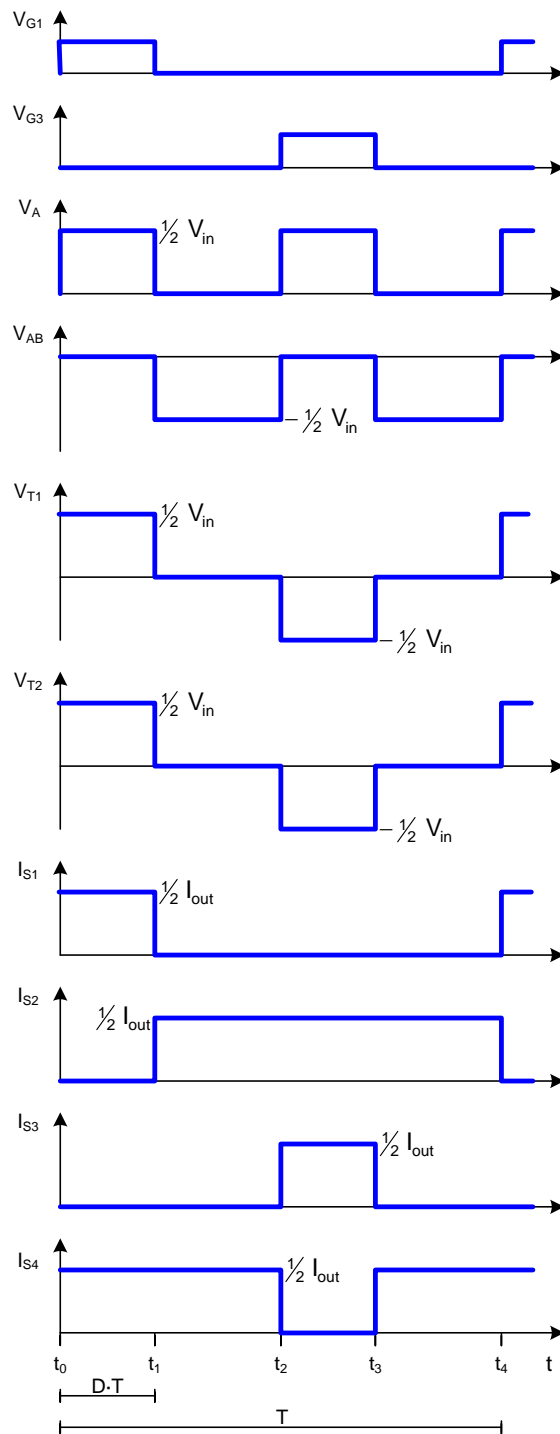


Fig. 5.5 – Formas de onda idealizadas para o conversor meia-ponte operando no MCC - região A.

Como:

$$\begin{aligned} t_0 &= 0 \\ t_1 &= D \cdot T \\ t_2 &= \frac{1}{2} \cdot T \end{aligned} \quad (5.8)$$

Obtêm-se:

$$\begin{aligned} V_{ab} &= \frac{2}{T} \left( 0 \cdot (D \cdot T - 0) - \frac{V_{in}}{2} \cdot \left( \frac{1}{2} \cdot T - D \cdot T \right) \right) \\ V_{ab} &= \frac{V_{in}}{2} \cdot (2D - 1) \end{aligned} \quad (5.9)$$

Reorganizando as variáveis, obtêm-se a expressão (5.10), que representa o ganho estático do conversor meia-ponte no MCC.

$$\frac{V_{ab}}{V_{in}} = \left( D - \frac{1}{2} \right) \quad (5.10)$$

A Fig. 5.6 apresenta o ganho estático em função da razão cíclica para a região de operação A no MCC.

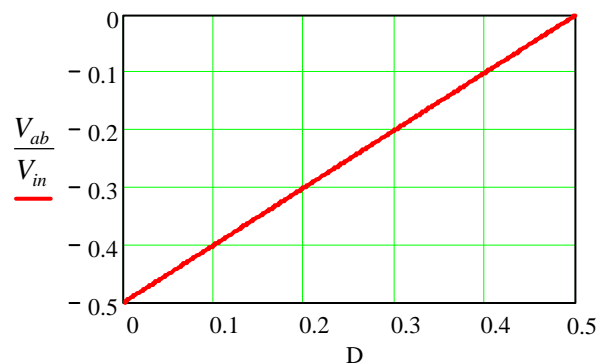


Fig. 5.6 – Característica ideal de transferência estática no MCC – região A.

#### 5.2.4 Projeto do transformador

O projeto do transformador seguirá a metodologia apresentada em [55], pela qual se deve primeiramente estimar o ‘ $AeAw$ ’ necessário para o transformador, depois escolher um núcleo comercial que atenda às necessidades e por fim, determinar os parâmetros do transformador.

A Fig. 5.7 mostra a forma de onda da tensão sobre o enrolamento T1 do transformador e a intensidade de fluxo magnético na coluna central do núcleo.

Seja a Lei de Faraday:

$$V \cdot dt = N \cdot d\Phi \quad (5.11)$$

Considerando a tensão no enrolamento T1 e o tempo em que o enrolamento permanece sob esta tensão, durante o intervalo de  $t_0$  até  $t_1$ , obtêm-se:

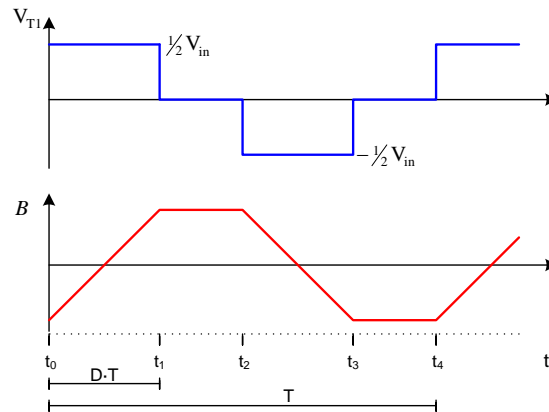


Fig. 5.7 – Tensão no enrolamento T1 e fluxo magnético na coluna central.

$$\frac{1}{2}V_{in} \cdot D \cdot T = N \cdot \Delta B \cdot Ae \quad (5.12)$$

Reorganizando a expressão (5.12), e substituindo o período pela frequência, pode-se determinar  $Ae$ :

$$Ae = \frac{\frac{1}{2}V_{in} \cdot D}{N \cdot \Delta B \cdot f} \quad (5.13)$$

Para esta região de operação, tem-se o pior caso, do ponto de vista de saturação do núcleo, quando a razão cíclica é um meio. Neste caso:

$$Ae = \frac{\frac{1}{4}V_{in}}{N \cdot \Delta B \cdot f} \quad (5.14)$$

Considerando-se as relações:

$$N \cdot I_{ef} = A_c \cdot J = K_C \cdot Aw \cdot J \quad (5.15)$$

Onde:

$N$  – Número de espiras do enrolamento;

$I_{ef}$  – Corrente eficaz no enrolamento;

$K_C$  – Fator de ocupação da janela pelo enrolamento;

$Aw$  – Área da janela do núcleo;

$J$  – Densidade de corrente.

Considerando a carga isenta de ondulação de alta frequência, pode-se considerar a corrente em cada enrolamento como um meio da corrente média da carga. Dessa forma se obtém:

$$Aw = \frac{N \cdot \frac{1}{2}I_{ab}}{K_C \cdot J} \quad (5.16)$$

O produto das expressões (5.13) e (5.16) define o produto das áreas do núcleo, 'AeAw'. Por conveniência, primeiramente determina-se 'Ae' em função da tensão de saída, como expresso em (5.17). Assim, com o auxílio da expressão (5.18) pode-se escolher o núcleo a ser empregado.



$$Ae = \frac{V_{ab}}{2 \cdot N \cdot \Delta B \cdot f} \cdot \frac{D}{D - \frac{1}{2}} \quad (5.17)$$

$$AeAw = \frac{1}{4} \cdot \frac{P_{out}}{K_c \cdot J \cdot \Delta B \cdot f} \cdot \frac{D}{D - \frac{1}{2}} \quad (5.18)$$

Após o núcleo ser escolhido, determina-se o número de espiras do enrolamento através da reorganização da expressão (5.13).

### 5.3 Conversor meia-ponte operando na região B ( $1/2 < D < 1$ )

A seguir será realizada a análise do conversor operando no modo de condução contínuo. Neste caso, o conversor opera com a célula nos estados um e dois, conforme descrito no capítulo inicial. Serão apresentadas as etapas de operação do conversor, as principais formas de onda, a característica de transferência estática, bem como, o projeto do transformador.

#### 5.3.1 Etapas de operação no MCC

Na seqüência, a operação do conversor é descrita etapa a etapa, as quais estão ilustradas na Fig. 5.8. Como condição inicial, considera-se que o interruptor do grupo positivo S3, bem como o interruptor do grupo negativo S2 estão em condução, tendo em vista que o conversor está operando na região B e no MCC.

##### 1ª Etapa ( $t_0 < t < t_1$ )

No instante  $t_0$  o interruptor S1 entra em condução, e o interruptor S2 bloqueia. A Fig. 5.8a mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_1$ , com o bloqueio do interruptor S3.

Devido ao efeito magnético do transformador, as correntes nos enrolamentos são idênticas. Logo, a corrente da carga divide-se em duas partes, que passam pelos enrolamentos do transformador e pelos interruptores do grupo positivo.

A Fig. 5.9a mostra, de maneira simplificada, como os enrolamentos do transformador estão conectados ao restante do circuito durante a primeira etapa de operação. Pode-se observar que os enrolamentos estão colocados em curto-circuito através dos interruptores do grupo positivo. Dessa forma, a tensão sobre os enrolamentos é nula.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 5.10a, e através dele pode-se determinar a tensão imposta à carga durante a primeira etapa.

$$V_a = V_{in} \quad (5.19)$$

$$V_b = \frac{1}{2} V_{in} \quad (5.20)$$

$$V_{ab} = V_{in} - \frac{1}{2} V_{in} = \frac{1}{2} V_{in} \quad (5.21)$$

##### 2ª Etapa ( $t_1 < t < t_2$ )

No instante  $t_1$  o interruptor S3 bloqueia, e o interruptor S4 entra em condução. A Fig. 5.8b mostra esta etapa de operação, cujo final, ocorre no instante  $t_2$  com a entrada em condução do próprio interruptor S3.

A Fig. 5.9b mostra, de maneira simplificada, como os enrolamentos do transformador estão conectados ao restante do circuito durante a segunda etapa de operação. Pode-se observar que a tensão aplicada no enrolamento T1 durante esta etapa é um meio da tensão de entrada.

Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 5.10b, e através dele pode-se determinar a tensão imposta à carga durante a segunda etapa.

$$V_a = \frac{1}{2} V_{in} \quad (5.22)$$

$$V_b = \frac{1}{2} V_{in} \quad (5.23)$$

$$V_{ab} = \frac{1}{2} V_{in} - \frac{1}{2} V_{in} = 0 \quad (5.24)$$

### 3ª Etapa ( $t_2 < t < t_3$ )

No instante  $t_2$  o interruptor S3 entra em condução, e o interruptor S4 bloqueia. A Fig. 5.8c mostra esta etapa de operação, que tem seu final no instante  $t_3$  com o bloqueio do interruptor S1.

Esta etapa de operação é idêntica à primeira etapa, já descrita anteriormente. Assim, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 5.10a.

### 4ª Etapa ( $t_3 < t < t_4$ )

No instante  $t_3$  o interruptor S1 bloqueia, e o interruptor S2 entra em condução. A Fig. 5.8d mostra esta etapa de operação, cujo término ocorre no instante  $t_4$  com a entrada em condução do próprio interruptor S1, iniciando um novo período de comutação.

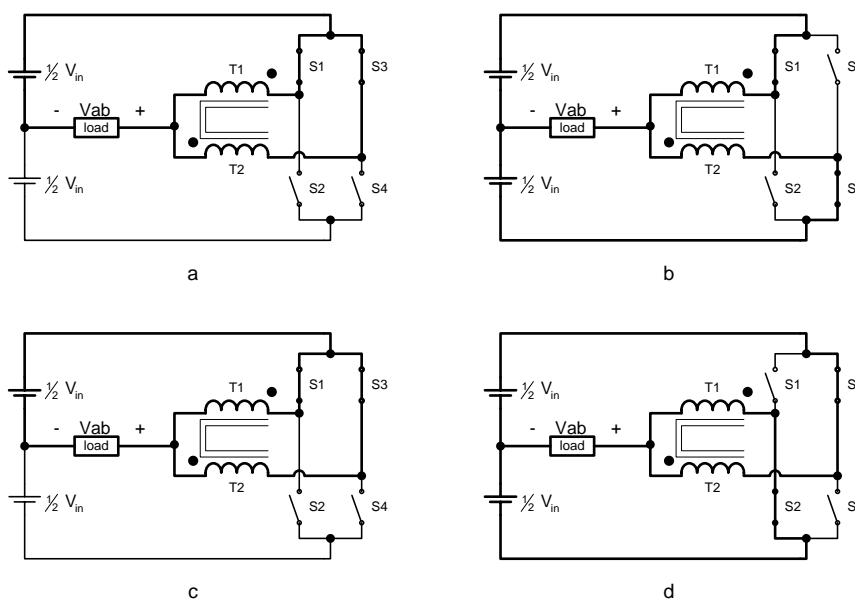


Fig. 5.8 – Etapas de operação no MCC - região B.

O comportamento do circuito durante esta etapa de operação é similar à segunda etapa, diferindo apenas no tocante aos interruptores que estão em condução. Conseqüentemente, a forma de ligação dos enrolamentos e suas respectivas tensões se alteram. Porém, para efeito da análise do circuito externo à célula de três estados, não apresenta diferenças. Dessa forma, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 5.10b.

A Tabela 5.2 apresenta de maneira simplificada os estados dos interruptores para cada etapa de operação do conversor.

Tabela 5.2 – Etapas de operação no MCC – Região B.

X → conduzindo      - → não conduzindo

	S1	S2	S3	S4
1ª Etapa	X	-	X	-
2ª Etapa	X	-	-	X
3ª Etapa	X	-	X	-
4ª Etapa	-	X	X	-

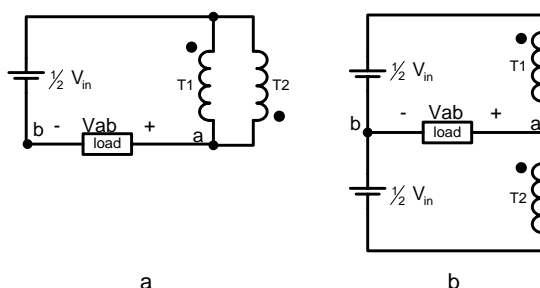


Fig. 5.9 – Etapas de operação no MCC – região C - circuitos simplificados.

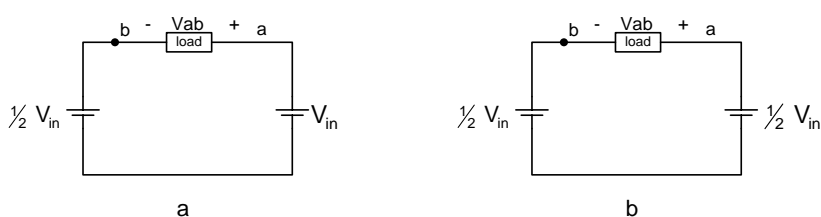


Fig. 5.10 – Etapas de operação no MCC – região C – circuitos equivalentes.

### 5.3.2 Formas de onda básicas no MCC

Na Fig. 5.11 são ilustradas as principais formas de onda para operação ideal deste conversor no MCC.

### 5.3.3 Característica ideal de transferência estática no MCC

A relação entre o ganho estático e a razão cíclica do conversor é obtida através da tensão média na carga durante um período de chaveamento. Porém, pode-se observar que do ponto

de vista da transferência de energia, as etapas de operação se repetem a cada um meio de período. Portanto, a análise a seguir será realizada considerando apenas um meio do período de comutação, mais especificamente o intervalo de  $t_2$  a  $t_4$ .

Assim, apresenta-se a seguir a obtenção da característica de transferência estática do conversor meia-ponte operando na região B.

$$V_{ab} = \frac{2}{T} \cdot \left( \int_{t_2}^{t_3} V_{in}/2 \cdot dt + \int_{t_3}^{t_4} 0 \cdot dt \right) \quad (5.25)$$

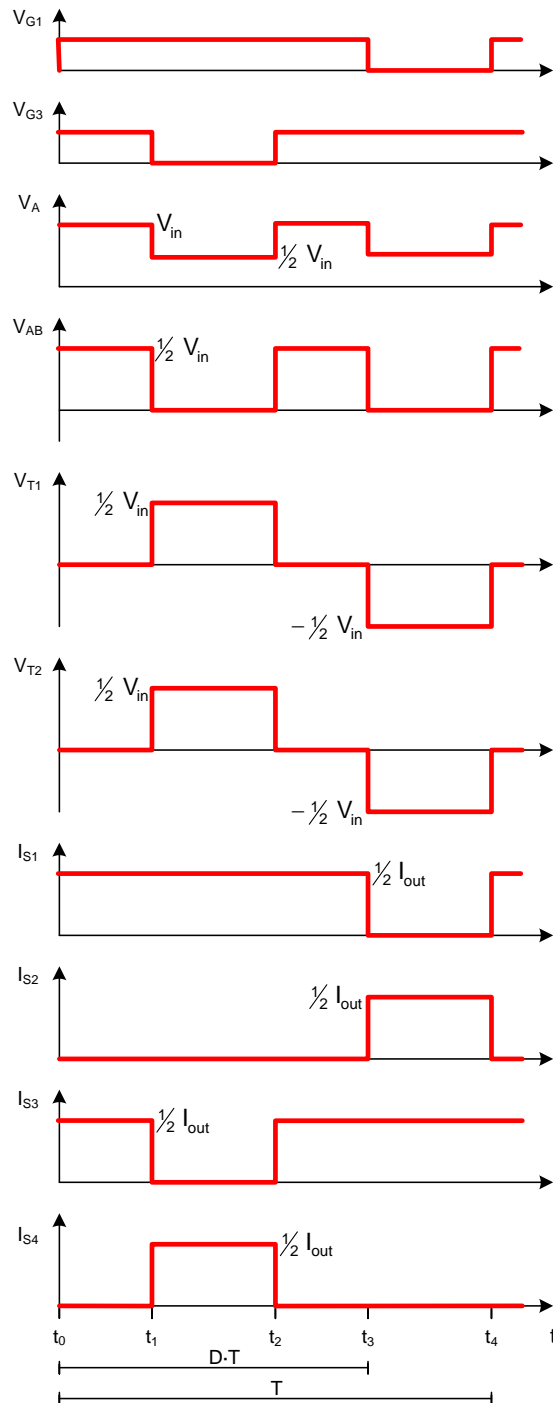


Fig. 5.11 – Formas de onda idealizadas para o conversor meia-ponte operando no MCC - região B.

Como:

$$\begin{aligned} t_2 &= \frac{1}{2} \cdot T \\ t_3 &= D \cdot T \\ t_4 &= T \end{aligned} \quad (5.26)$$

Obtêm-se:

$$V_{ab} = \frac{2}{T} \left( \frac{V_{in}}{2} \cdot (D \cdot T - \frac{1}{2} \cdot T) + 0 \cdot (T - D \cdot T) \right) \quad (5.27)$$

$$V_{ab} = \frac{V_{in}}{2} \cdot (2D - 1) \quad (5.28)$$

Reorganizando as variáveis, obtêm-se a expressão (5.29), que representa o ganho estático do conversor meia-ponte no MCC.

$$\frac{V_{ab}}{V_{in}} = \left( D - \frac{1}{2} \right) \quad (5.29)$$

A Fig. 5.12 apresenta o ganho estático em função da razão cíclica para a região de operação B no MCC.

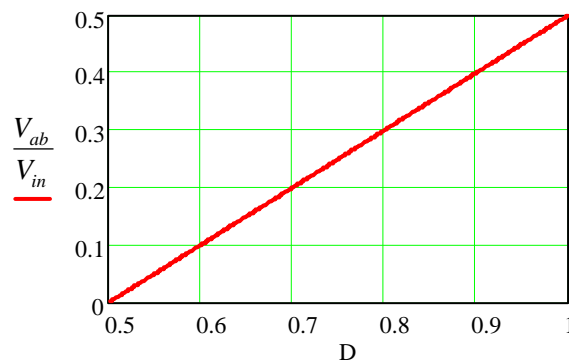


Fig. 5.12 – Característica ideal de transferência estática no MCC – região B.

### 5.3.4 Projeto do transformador

Assim como para a outra região de operação, o projeto do transformador seguirá a metodologia apresentada em [55]. A Fig. 5.13 mostra a forma de onda da tensão sobre o enrolamento T1 do transformador e a intensidade de fluxo magnético na coluna central do núcleo.

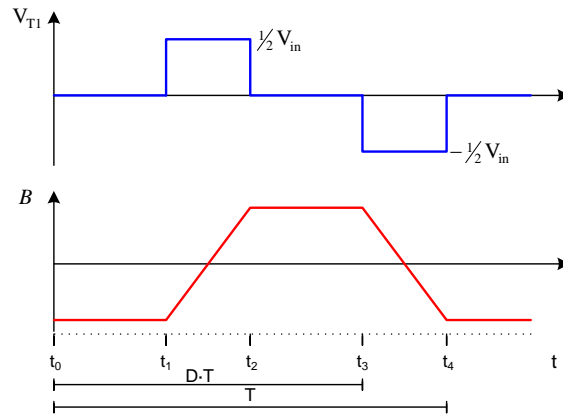


Fig. 5.13 – Tensão no enrolamento T1 e fluxo magnético na coluna central.

Seja a Lei de Faraday:

$$V \cdot dt = N \cdot d\Phi \quad (5.30)$$

Considerando a tensão no enrolamento T1 e o tempo em que o enrolamento permanece sob esta tensão durante o intervalo de  $t_3$  até  $t_4$ , obtém-se:

$$\frac{1}{2} V_{in} \cdot (1 - D) \cdot T = N \cdot \Delta B \cdot Ae \quad (5.31)$$

Reorganizando a expressão (5.31), e substituindo o período pela frequência, pode-se determinar  $Ae$ :

$$Ae = \frac{\frac{1}{2} V_{in} \cdot (1 - D)}{N \cdot \Delta B \cdot f} \quad (5.32)$$

Para esta região de operação, tem-se o pior caso, do ponto de vista de saturação do núcleo, quando a razão cíclica é um meio e desse modo:

$$Ae = \frac{\frac{1}{4} V_{in}}{N \cdot \Delta B \cdot f} \quad (5.33)$$

Considerando-se as relações :

$$N \cdot I_{ef} = A_c \cdot J = K_c \cdot Aw \cdot J \quad (5.34)$$

Considerando a carga isenta de ondulação de alta frequência, pode-se considerar a corrente em cada enrolamento como um meio da corrente média da carga. Assim se obtém:

$$Aw = \frac{N \cdot \frac{1}{2} I_{ab}}{K_c \cdot J} \quad (5.35)$$

O produto das expressões (5.32) e (5.35) define o produto das áreas do núcleo, 'AeAw'. Por conveniência, primeiramente determina-se 'Ae' em função da tensão de saída, como expresso em (5.36). Assim, com o auxílio da expressão (5.37), pode-se escolher o núcleo a ser empregado.

$$Ae = \frac{1 \cdot V_{ab}}{2 \cdot N \cdot \Delta B \cdot f} \cdot \frac{(1 - D)}{(D - \frac{1}{2})} \quad (5.36)$$

$$AeAw = \frac{1}{4} \cdot \frac{P_{out}}{K_C \cdot J \cdot \Delta B \cdot f} \cdot \frac{(1-D)}{(D-\frac{1}{2})} \quad (5.37)$$

Após o núcleo ser escolhido, determina-se o número de espiras do enrolamento através da reorganização da expressão (5.32).

#### 5.4 Características gerais do conversor meia-ponte ( $0 < D < 1$ )

Nos itens anteriores foi descrita a operação do conversor para cada uma das regiões de operação. Para facilitar a compreensão das principais características do conversor, independentemente da região de operação, é conveniente que sejam apresentadas as características gerais do conversor, ou seja, desde razão cíclica zero até razão cíclica unitária.

Para a região de operação A, a tensão média de saída pode apresentar apenas valores negativos, desde menos um meio da tensão de entrada até zero. Já na região de operação B, a tensão média de saída será positiva, podendo variar de zero até um meio da tensão de entrada.

Cabe salientar que, conforme demonstrado anteriormente, o ganho estático do conversor operando no MCC é o mesmo para as duas regiões de operação, não havendo descontinuidade na transição de uma região de operação para outra. A Fig. 5.14 mostra a tensão média de saída do conversor para todas as regiões de operação, na qual nota-se que o conversor pode operar com tensões médias de saída que vão desde menos um meio até um meio da tensão de entrada.

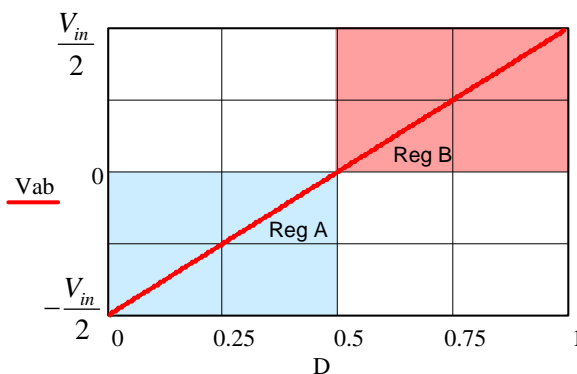


Fig. 5.14 – Tensão média de saída do conversor meia-ponte.

#### 5.5 Operação como inversor PWM

Ao analisar a operação do conversor meia-ponte para uma ampla faixa de variação de razão cíclica, como feito no item anterior, verificou-se que podem ser obtidas tensões que vão desde menos um meio da tensão de entrada, limite inferior, a um meio da tensão de entrada, limite superior. Isso indica que se for utilizada uma estratégia de modulação adequada, associada à utilização de filtros, pode-se obter uma tensão de saída com formato senoidal.

Neste contexto, analisa-se a seguir a estratégia de modulação PWM utilizada, bem como o filtro da tensão de saída. O transformador será objeto de estudo novamente, tendo em vista as peculiaridades da operação como inversor. Por fim, com o intuito de validar os estudos realizados, serão apresentados resultados experimentais de um inversor meia-ponte implementado com a célula de comutação de três estados.

### 5.5.1 Modulação PWM senoidal

A modulação PWM utilizada para esta estrutura é semelhante à modulação PWM senoidal clássica. Difere apenas pela necessidade de comandar dois braços de interruptores, e desse modo, deve-se gerar sinais adicionais ao sinal da modulação clássica, como será descrito a seguir.

O princípio da modulação PWM senoidal baseia-se na comparação de uma forma de onda senoidal de referência em baixa frequência com uma onda triangular de alta frequência. A intersecção destas ondas determina a duração dos sinais de comando dos interruptores. Desse modo, a variação da amplitude da onda senoidal propicia a variação dos pulsos de tensão na carga, obedecendo a uma lei senoidal.

Para obter o sinal de comando para um braço de interruptores, utiliza-se a regra da modulação clássica, qual seja, se a tensão da onda senoidal é maior que a da triangular, o interruptor do grupo positivo é comandado a conduzir. Já se a tensão da onda triangular é maior que a da senoidal, o interruptor do grupo negativo conduz.

Para comandar o outro braço do inversor, deve-se seguir o princípio de operação da célula de comutação de três estados, que prevê que os pulsos de comando de braços diferentes devem ter a mesma duração, porém devem apresentar defasagem de  $180^\circ$  entre si.

Assim, para gerar os sinais de comando do inversor utilizando a célula de comutação de três estados, efetua-se uma comparação entre uma onda senoidal e uma onda triangular, gerando os sinais de comando para um braço. Já para o outro braço, utiliza-se este mesmo sinal de comando, todavia defasado de  $180^\circ$ .

A Fig. 5.15 mostra os sinais de comando para os interruptores do grupo positivo. O sinal de comando  $V_{G1}$  foi gerado pela comparação da onda senoidal com a onda triangular; já o sinal de comando  $V_{G3}$  é baseado em  $V_{G1}$  e defasado meio período de comutação. Cabe salientar que os comandos dos interruptores do grupo negativo serão complementares aos do grupo positivo.

A operação do conversor meia-ponte como inversor faz com que o conversor opere nas duas regiões durante um período do sinal modulante, ou seja, a razão cíclica varia de valores menores que um meio, na qual o conversor opera na região A, a valores maiores que um meio, na qual o conversor opera na região B. Dessa forma, operando em ambas as regiões, obtém-se uma tensão de saída com três níveis, o que caracteriza uma das vantagens deste inversor.



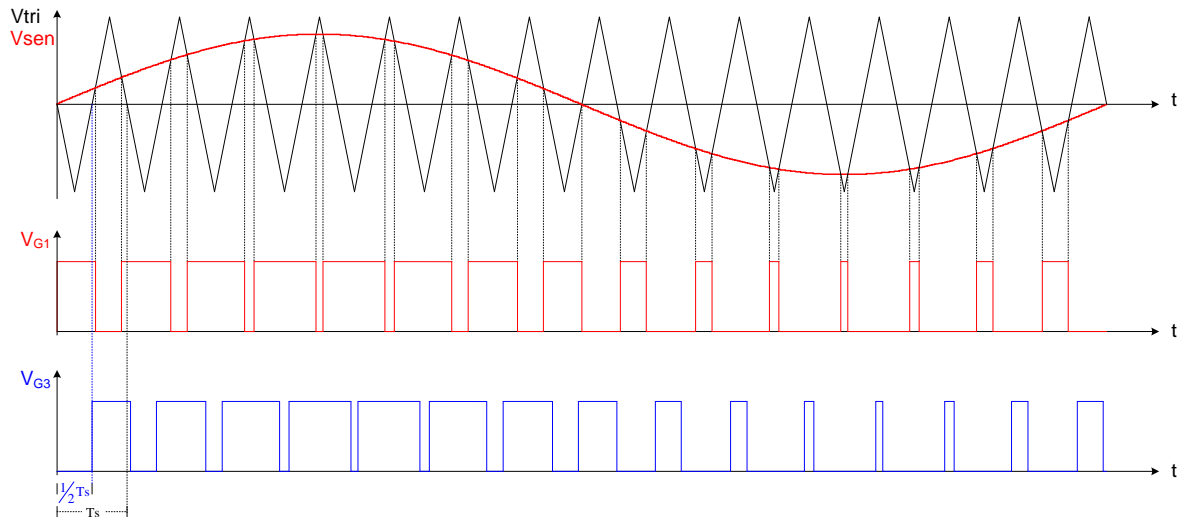


Fig. 5.15 – Modulação PWM senoidal.

### 5.5.2 Estudo do transformador

O transformador já foi objeto de estudo quando se analisou cada região de operação do conversor. No entanto, quando esse é utilizado como inversor, passa a operar em ambas as regiões de operação, fazendo-se necessário analisar quais implicações isso acarreta no projeto do transformador.

No tocante à tensão sobre o enrolamento do transformador, a condição mais severa ocorre quando a razão cíclica é um meio. Portanto, é baseado neste ponto que se deve projetar o transformador do ponto de vista de fluxo, e por conseqüência, o número de espiras. Neste ponto de operação, as expressões para 'Ae' são coincidentes para as duas regiões de operação.

Já com relação à corrente em cada enrolamento, tem-se que essa será um meio da corrente de carga para qualquer região de operação, bem como para qualquer tipo de carga.

Logo, pode-se projetar o transformador aplicado ao inversor, considerando as expressões apresentadas a seguir:

$$Ae = \frac{1/4 V_{in}}{N \cdot \Delta B \cdot f} \quad (5.38)$$

$$Aw = \frac{N \cdot 1/2 I_{ab}}{K_C \cdot J} \quad (5.39)$$

$$AeAw = \frac{1}{8} \cdot \frac{V_{in} \cdot I_{ab}}{K_C \cdot J \cdot \Delta B \cdot f} \quad (5.40)$$

### 5.5.3 Estudo do filtro de saída

Assim como os inversores PWM clássicos, este inversor apresenta nos terminais da carga uma tensão alternada retangular de alta frequência, modulada por uma componente

fundamental de baixa frequência. Por isso, é necessário incluir um filtro na saída do inversor para obter-se uma tensão senoidal com pequeno conteúdo harmônico.

Vários tipos de filtro podem ser empregados em inversores. Neste caso em particular, optou-se pela utilização de um filtro LC passa baixa, apresentado na Fig. 5.16, cuja função de transferência da tensão de saída ( $V_{out}$ ) em relação à tensão de entrada ( $V_{ab}$ ) é dada por (5.41) [54].

A determinação dos parâmetros  $C_f$  e  $L_f$  pode ser feita através das expressões (5.42) e (5.43), extraídas de [54]. Cabe salientar que se deve evitar a escolha de fator de amortecimento ( $\xi$ ) muito pequeno, para evitar amplificações na frequência de corte.

Segundo [54], a frequência de corte ( $f_o$ ) deve estar posicionada uma década abaixo da frequência da tensão  $V_{ab}$ , o que para o caso em tela, representa dois décimos da frequência de comutação dos interruptores, pois a frequência da tensão  $V_{ab}$  é o dobro da frequência de comutação.

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{ab}} = \frac{1}{s^2 L_f C_f + s \frac{L_f}{R_o} + 1} \quad (5.41)$$

$$C_f = \frac{1}{4\pi \cdot \xi \cdot f_o \cdot R_o} \quad (5.42)$$

$$L_f = \frac{1}{(2\pi \cdot f_o)^2 \cdot C_f} \quad (5.43)$$

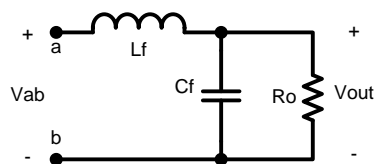


Fig. 5.16 – Filtro de LC passa baixa.

#### 5.5.4 Resultados experimentais

A seguir, com o objetivo de validar o princípio de operação e os estudos analíticos apresentados, serão mostrados os resultados experimentais. Para tanto, foi implementado um inversor meia-ponte com as seguintes características:

$P_{out} = 1000W$ , potência de saída;

$V_{out} = 127V$ , tensão eficaz de saída;

$V_{in} = 450V$ , tensão de entrada;

$f_s = 24kHz$ , frequência de comutação;

$f = 60Hz$ , frequência de saída;

$L_f = 500\mu H$ , indutor de filtro;

$C_f = 2,2\mu\text{F}$ , capacitor de filtro;

Interruptores: *IGBT IRG4BC10KD*;

Transformador: Núcleo E55 IP12 Thornton, 44 espiras por enrolamento.

A Fig. 5.17 mostra o diagrama de blocos do conversor implementado.

O primeiro bloco trata-se do circuito gerador dos sinais PWM para o comando dos interruptores. Esse circuito baseia-se na plataforma eZdsp™LF2407 da *Spectrum Digital, Inc.*, na qual se implementou um programa que gera os dois sinais de comando defasados de  $180^\circ$ , com a frequência e razão cíclica desejadas. Neste caso particular, para obter-se uma variação senoidal da razão cíclica, construiu-se uma tabela com valores que obedeciam a uma lei de variação senoidal e a partir desses dados, a cada período de comutação definiu-se a razão cíclica.

O segundo e terceiro blocos têm a finalidade de adequar a tensão e isolar o circuito de comando do circuito de potência, respectivamente. Para realizar o isolamento, optou-se pela utilização de *drivers* tipo SKIH20opA da *Semikron*. O circuito de adequação de tensão se fez necessário, pois a tensão de saída do DSP é 3,3V e a tensão de entrada do *driver* é 15V. Para realizar esta adequação se utiliza circuitos *buffers* e inversores com coletor aberto da família TTL (7407 e 7405).

O quarto bloco trata-se do conversor propriamente dito, ou seja, o circuito de potência com as características e componentes citados anteriormente. Para obter o ponto médio da tensão de entrada optou-se por um divisor capacitivo.

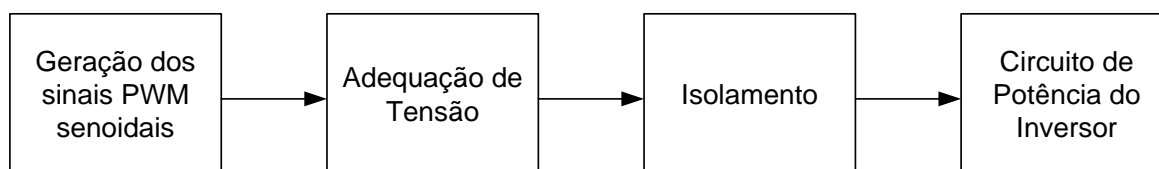


Fig. 5.17 – Diagrama de blocos do circuito implementado.

A Fig. 5.18 apresenta a fotografia do protótipo implementado.

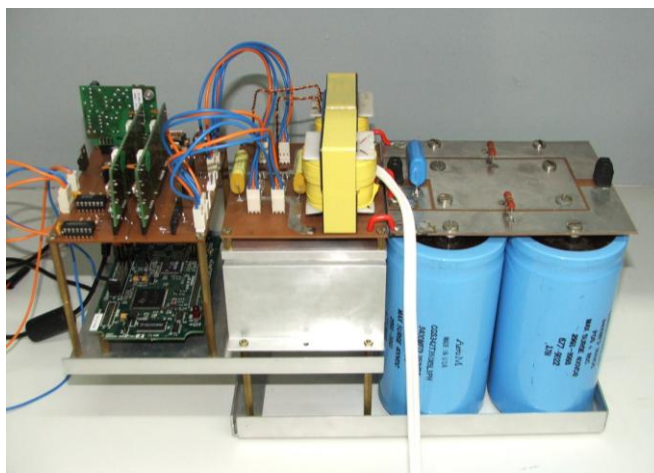


Fig. 5.18 – Fotografia do circuito implementado.

A Fig. 5.19 mostra a tensão antes do filtro ( $V_{ab}$ ), a tensão de saída após o filtro ( $V_{out}$ ), bem como a corrente no indutor  $L_f$  para as condições nominais de operação. Cabe destacar ainda que a tensão antes do filtro ( $V_{ab}$ ) apresenta três níveis, conforme previsto na análise teórica, sendo estes:  $-225\text{V}$ ,  $0\text{V}$  e  $225\text{V}$ .

A Fig. 5.20 mostra a tensão de saída ( $V_{out}$ ), bem como a corrente de saída para as condições nominais de operação. Observa-se que a tensão de pico é aproximadamente  $180\text{V}$ ; já a corrente de pico é aproximadamente  $10,5\text{A}$ . Logo, a potência de saída é aproximadamente  $1000\text{W}$ .

Na Fig. 5.21 se apresenta a corrente no indutor  $L_f$ , bem como a corrente nos enrolamentos T1 e T2. Nota-se que as correntes nos enrolamentos são aproximadamente um meio da corrente do indutor e são praticamente iguais.

Na Fig. 5.22 têm-se a tensão no interruptor S2 e a corrente no indutor  $L_f$  para razão cíclica máxima. Pode-se observar que a frequência da ondulação da corrente de saída é três vezes a frequência de comutação do interruptor S2, conforme esperado.

A Fig. 5.23 e a Fig. 5.24 apresentam a tensão no ponto 'a' ( $V_a$ ), a tensão  $V_{ab}$  e a corrente no indutor  $L_f$  para diferentes pontos de operação do conversor,  $D_{mín}$  e  $D_{máx}$  respectivamente. Na Fig. 5.23 nota-se que a tensão  $V_a$  apresenta os níveis  $0\text{V}$  e  $225\text{V}$ , já na Fig. 5.24 a tensão  $V_a$  apresenta os níveis  $225\text{V}$  e  $450\text{V}$ . Com relação à tensão  $V_{ab}$ , observa-se que para  $D_{mín}$ , Fig. 5.23, a tensão apresenta os níveis  $-225\text{V}$  e  $0\text{V}$ , já para  $D_{máx}$ , Fig. 5.24, a tensão apresenta os níveis  $0\text{V}$  e  $225\text{V}$ . Assim, comprova-se a capacidade da célula de comutação propiciar três níveis distintos para a tensão de saída.

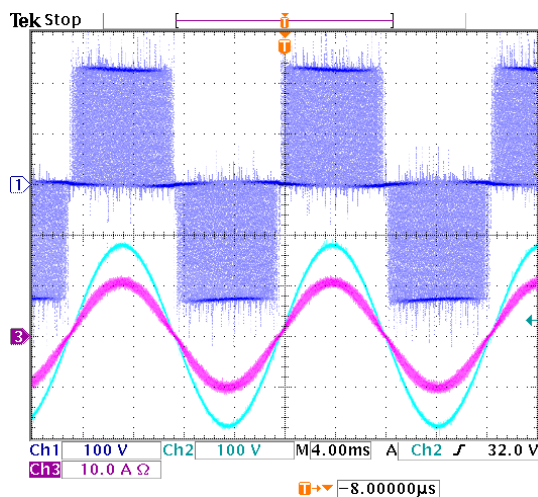


Fig. 5.19 – Tensão  $V_{ab}$ (ch1), tensão  $V_{out}$ (ch2) e corrente no indutor  $L_f$ (ch3).

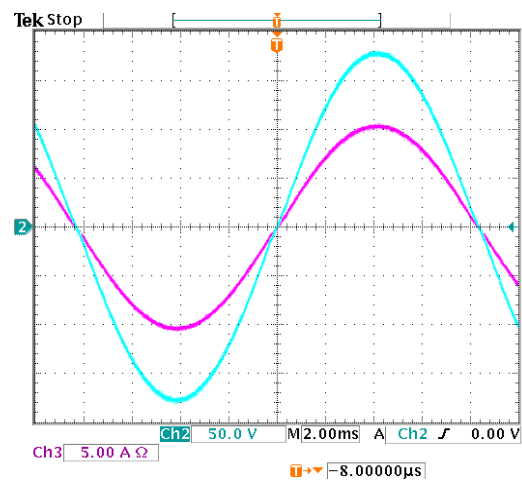


Fig. 5.20 – Tensão de saída  $V_{out}$ (ch2) e corrente de saída (ch3).

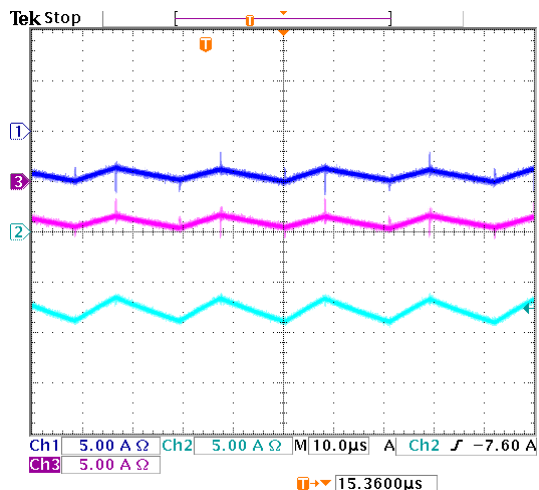


Fig. 5.21 – Corrente no indutor  $L_f(ch2)$  e nos enrolamentos  $T1(ch1)$  e  $T2(ch3)$ .

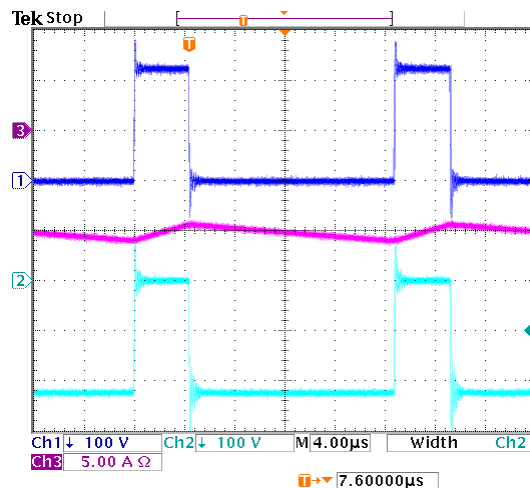


Fig. 5.23 – Tensão  $V_a(ch1)$ , tensão  $V_{ab}(ch2)$  e corrente no indutor  $L_f(ch3)$  para  $D_{mín}$ .

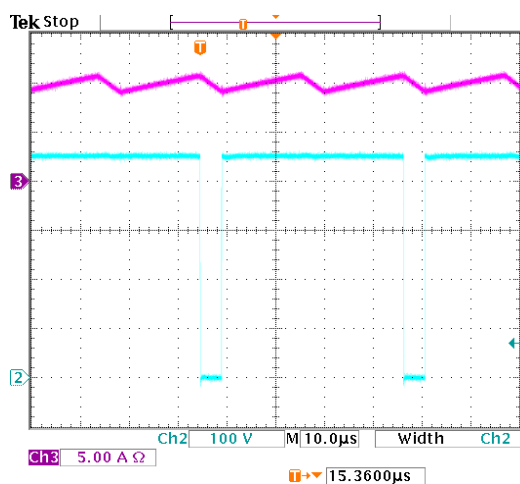


Fig. 5.22 – Tensão no interruptor  $S2(ch2)$ , corrente no indutor  $L_f(ch3)$  para  $D_{máx}$ .

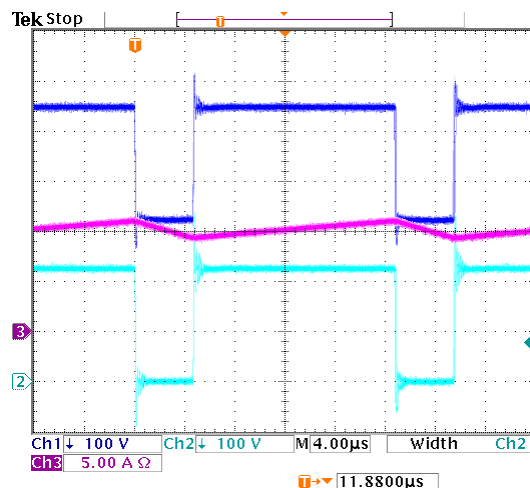


Fig. 5.24 – Tensão  $V_a(ch1)$ , tensão  $V_{ab}(ch2)$  e corrente no indutor  $L_f(ch3)$  para  $D_{máx}$ .

## 5.6 Conclusão

A análise de funcionamento do conversor meia-ponte utilizando a célula de comutação de três estados foi apresentada. Para as duas regiões de operação, foram descritas as etapas de funcionamento, apresentadas as formas de onda básicas, bem como, o estudo do transformador. Foi realizado ainda, o equacionamento para determinar o ganho estático do conversor, que para o MCC é idêntico ao do conversor clássico.

Para cada uma das regiões de operação, tem-se disponível apenas dois dos três estados disponibilizados pela célula de comutação. Dessa forma, no MCC tem-se: para região A, operação nos estados dois e três; para região B, operação nos estados um e dois.

Como desdobramento da análise do conversor CC-CC meia-ponte, foi proposta a sua utilização como um inversor PWM senoidal. Para tanto, foi proposta uma estratégia de modulação adaptada ao conversor com célula de comutação de três estados. Foram analisados o transformador e o filtro de saída para esta aplicação.

Como característica deste inversor, cabe destacar que a frequência da tensão  $V_{ab}$  é o dobro da frequência de comutação e que a amplitude desta tensão é um meio da tensão de entrada. Desse modo, o conteúdo harmônico da tensão  $V_{ab}$  é reduzido, quando comparado ao inversor meia-ponte clássico, e por consequência, tem-se a redução dos elementos do filtro. Salienta-se ainda, que a tensão  $V_{ab}$  apresenta três níveis.

A utilização da célula de comutação de três estados propicia ainda a divisão da corrente de carga em duas partes, distribuindo as perdas nos interruptores. Como desvantagens deste inversor, cita-se o aumento do número de interruptores e a inclusão do transformador.

Foi implementado um inversor de 1000W, através do qual se observou o comportamento do conversor proposto, confirmando as análises realizadas. Os resultados obtidos indicam a viabilidade de utilização prática deste conversor.

## 6 CONVERSOR MEIA-PONTE UTILIZANDO CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE QUATRO ESTADOS

### 6.1 Introdução

Este capítulo apresenta a análise de funcionamento do conversor meia-ponte, utilizando a célula de comutação de quatro estados. Conforme descrito no capítulo inicial, essa célula apresenta três regiões de operação. Dessa forma, será apresentada a análise de funcionamento do conversor para cada uma destas regiões de operação.

Para cada região, serão descritas as etapas de funcionamento, apresentadas as formas de onda básicas, bem como será realizado o equacionamento para obtenção do ganho estático do conversor, além do estudo do transformador.

Após a análise da operação do conversor sob as diversas regiões de operação, fica evidenciado que o mesmo apresenta condições de operar como um inversor PWM senoidal. Assim, será apresentada a estratégia de modulação PWM senoidal empregada, o estudo do transformador para esta aplicação, bem como a análise do filtro de saída utilizado. Serão mostrados ainda resultados experimentais de um protótipo de 500W.

A estrutura do conversor meia-ponte utilizando a célula de quatro estados é apresentada na Fig. 6.1. Para a análise da operação deste conversor são realizadas as seguintes considerações:

- os componentes, tanto passivos quanto ativos, são ideais;
- a frequência de operação é fixa;
- a modulação é do tipo PWM;
- os pulsos de comando dos interruptores do mesmo grupo estão defasados de  $120^\circ$ ;
- os pulsos de comando dos interruptores do mesmo braço são complementares;
- a relação de transformação é unitária;
- a corrente magnetizante é desprezível, comparada à corrente de carga;
- o conversor opera em regime permanente.

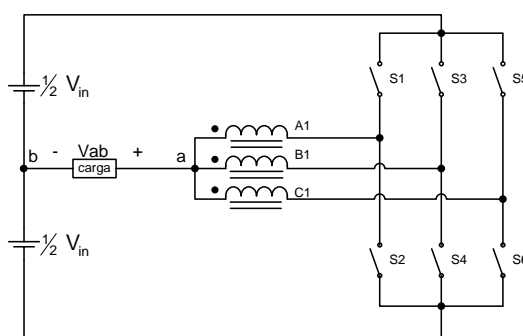


Fig. 6.1 – Conversor meia-ponte.

## 6.2 Conversor meia-ponte operando na região A ( $0 < D < 1/3$ )

A seguir será realizada a análise do conversor operando no modo de condução contínuo. Nesta situação o conversor opera com a célula nos estados três e quatro, conforme descrito no capítulo inicial. Serão apresentadas as etapas de operação do conversor, as principais formas de onda, a característica de transferência estática, bem como, o projeto do transformador.

### 6.2.1 Etapas de operação no MCC

Na seqüência, a operação do conversor é descrita etapa a etapa, as quais estão ilustradas na Fig. 6.2. Como condição inicial, considera-se que todos os interruptores do grupo negativo estão em condução, tendo em vista que o conversor está operando na região A e no MCC.

#### 1ª Etapa ( $t_0 < t < t_1$ )

No instante  $t_0$  o interruptor S1 entra em condução, e o interruptor S2 bloqueia. A Fig. 6.2a mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_1$  com o bloqueio do interruptor S1.

Devido ao efeito magnético do transformador, as correntes nos três enrolamentos são idênticas. Desse modo, a corrente da carga divide-se em três: uma parte passa pelo enrolamento A1 e pelo interruptor S1, e as outras passam pelos enrolamentos B1 e C1 e pelos interruptores S4 e S6 respectivamente.

A Fig. 6.3a mostra, de maneira simplificada, como os enrolamentos do transformador estão conectados ao restante do circuito durante a primeira etapa de operação. Considerando que todos os enrolamentos apresentam o mesmo número de espiras, ou seja,  $A1=B1=C1$ , pode-se notar que a tensão aplicada no enrolamento A1 durante esta etapa é dois terços da tensão de entrada; já nos enrolamentos B1 e C1, a tensão é um terço da tensão de entrada.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 6.4a, e através dele, pode-se determinar a tensão imposta à carga durante a primeira etapa.

$$V_a = \frac{1}{3} V_{in} \quad (6.1)$$

$$V_b = \frac{1}{2} V_{in} \quad (6.2)$$

$$V_{ab} = \frac{1}{3} V_{in} - \frac{1}{2} V_{in} = -\frac{1}{6} V_{in} \quad (6.3)$$

#### 2ª Etapa ( $t_1 < t < t_2$ )

No instante  $t_1$  o interruptor S1 bloqueia, e o interruptor S2 entra em condução. A Fig. 6.2b mostra esta etapa de operação, cujo término ocorre no instante  $t_2$  com a entrada em condução do interruptor S3.

A Fig. 6.3b apresenta resumidamente como os enrolamentos do transformador estão conectados ao restante do circuito durante a segunda etapa de operação. Pode-se observar que



os enrolamentos estão colocados em curto-circuito através dos interruptores do grupo negativo, e desse modo, a tensão sobre os enrolamentos é nula.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 6.4b, e através dele pode-se determinar a tensão imposta à carga durante a segunda etapa.

$$V_a = 0 \quad (6.4)$$

$$V_b = \frac{1}{2} V_{in} \quad (6.5)$$

$$V_{ab} = 0 - \frac{1}{2} V_{in} = -\frac{1}{2} V_{in} \quad (6.6)$$

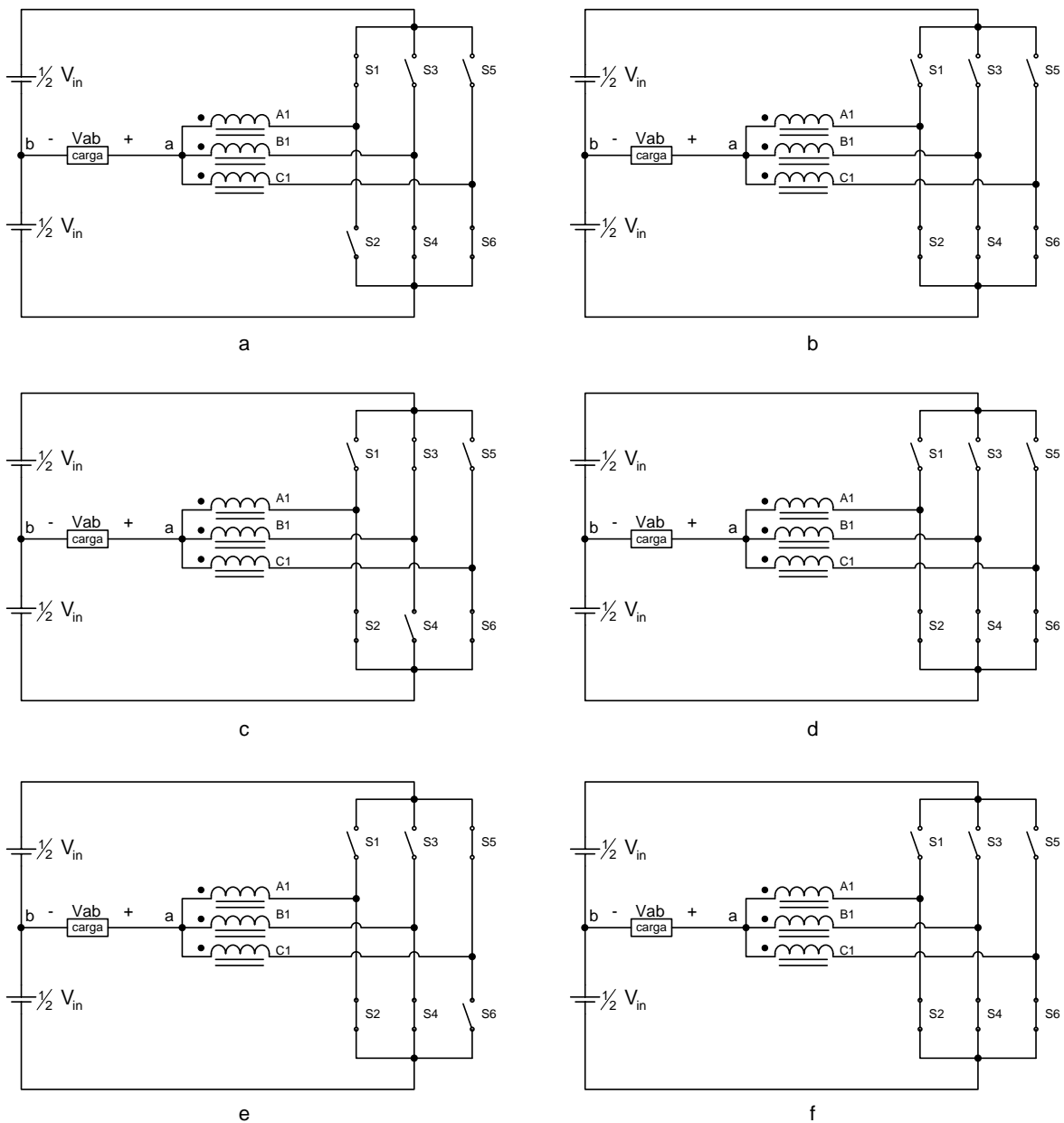


Fig. 6.2 – Etapas de operação no MCC – região A.

### 3ª Etapa ( $t_2 < t < t_3$ )

No instante  $t_2$  o interruptor S3 entra em condução, e o interruptor S4 bloqueia. A Fig. 6.2c mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_3$ , com o bloqueio do interruptor S3.

O comportamento do circuito durante esta etapa de operação é similar à primeira etapa, diferindo apenas no tocante aos interruptores que estão em condução. Como consequência, a forma de ligação dos enrolamentos e suas respectivas tensões se alteram. Porém, para efeito da análise do circuito externo à célula de quatro estados, esse não apresenta diferenças. O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 6.4a.

### 4ª Etapa ( $t_3 < t < t_4$ )

No instante  $t_3$  o interruptor S3 bloqueia, e o interruptor S4 entra em condução. A Fig. 6.2-d mostra esta etapa de operação, que tem seu final no instante  $t_4$  com a entrada em condução do interruptor S5.

Esta etapa de operação é idêntica à segunda etapa, já descrita anteriormente. Desse modo, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 6.4-b.

### 5ª Etapa ( $t_4 < t < t_5$ )

No instante  $t_4$  o interruptor S5 entra em condução, e o interruptor S6 bloqueia. A Fig. 6.2-e mostra esta etapa de operação, que acaba no instante  $t_5$  com o bloqueio do interruptor S5.

A exemplo da terceira etapa, o comportamento do circuito durante esta etapa de operação é similar à primeira, diferindo apenas no tocante aos interruptores que estão em condução, e consequentemente na forma de ligação dos enrolamentos e suas respectivas tensões. Porém, para efeito da análise do circuito externo à célula de quatro estados, esse não apresenta diferenças. O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 6.4-a.

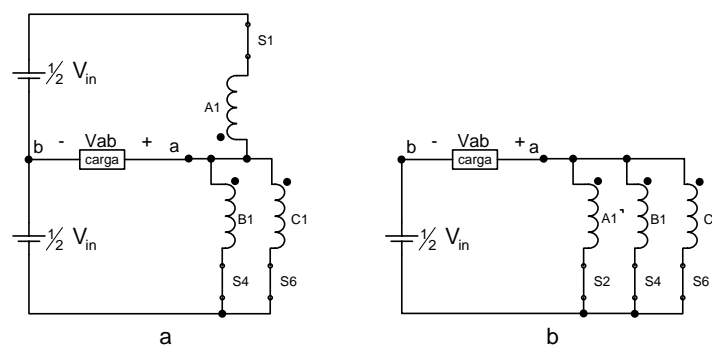


Fig. 6.3 - Etapas de operação no MCC - região A - circuitos simplificados.

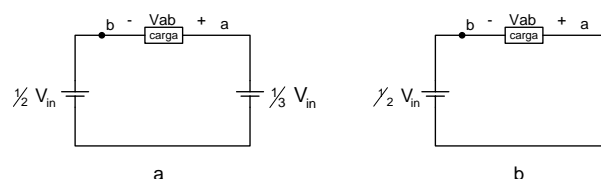


Fig. 6.4 - Etapas de operação no MCC - região A - circuitos equivalentes.

### 6ª Etapa ( $t_5 < t < t_6$ )

No instante  $t_5$  o interruptor S5 bloqueia, e o interruptor S6 entra em condução. A Fig. 6.2-f mostra esta etapa de operação, a qual tem seu final no instante  $t_6$ , com a entrada em condução do interruptor S1, dando início a um novo período de comutação.

Esta etapa de operação é idêntica à segunda etapa, já descrita anteriormente e cujo circuito equivalente é apresentado na Fig. 6.4-b.

A Tabela 6.1 apresenta, de maneira simplificada, os estados dos interruptores para cada etapa de operação do conversor.

Tabela 6.1 – Etapas de operação no MCC – região A.

	X → conduzindo		- → não conduzindo			
	S1	S2	S3	S4	S5	S6
1ª Etapa	X	-	-	X		X
2ª Etapa	-	X	-	X		X
3ª Etapa	-	X	X-	-		X
4ª Etapa	-	X	-	X		X
5ª Etapa	-	X		X	X	-
6ª Etapa	-	X	-	X		X

### 6.2.2 Formas de onda básicas no MCC

Na Fig. 6.5, são ilustradas as principais formas de onda para operação ideal deste conversor no MCC.

### 6.2.3 Característica ideal de transferência estática no MCC

A relação entre o ganho estático e a razão cíclica do conversor, é obtida através da tensão média na carga durante um período de comutação. Porém, pode-se observar que do ponto de vista da transferência de energia, as etapas de operação se repetem a cada um terço de período. Portanto, a análise a seguir será realizada considerando apenas um terço do período de comutação.

Apresenta-se então a obtenção da característica de transferência estática do conversor meia-ponte operando na região A.

$$V_{ab} = \frac{3}{T} \cdot \left( \int_{t_0}^{t_1} -\frac{V_{in}}{6} \cdot dt + \int_{t_1}^{t_2} -\frac{V_{in}}{2} \cdot dt \right) \quad (6.7)$$

Como:

$$\begin{aligned} t_0 &= 0 \\ t_1 &= D \cdot T \\ t_2 &= \frac{1}{3} \cdot T \end{aligned} \quad (6.8)$$

Obtêm-se:

$$V_{ab} = \frac{3}{T} \left( -\frac{V_{in}}{6} \cdot (D \cdot T - 0) - \frac{V_{in}}{2} \cdot \left( \frac{1}{3} \cdot T - D \cdot T \right) \right) \quad (6.9)$$

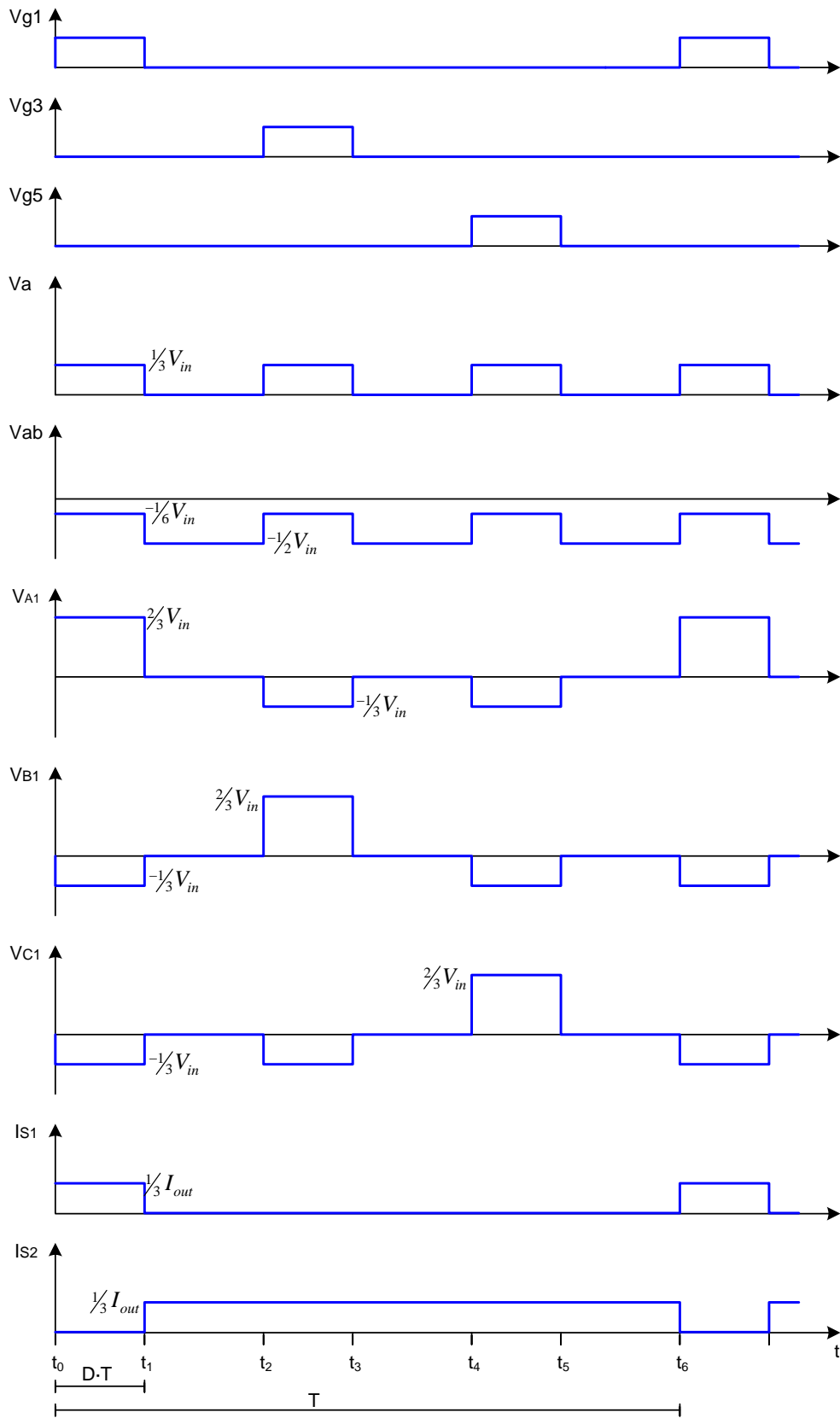


Fig. 6.5 – Formas de onda idealizadas para o conversor meia-ponte operando no MCC - região A.

$$V_{ab} = \frac{V_{in}}{2} \cdot (2D - 1) \quad (6.10)$$

Reorganizando as variáveis, obtém-se a expressão (6.11), que representa o ganho estático do conversor meia-ponte no MCC.

$$\frac{V_{ab}}{V_{in}} = \left( D - \frac{1}{2} \right) \quad (6.11)$$

A Fig. 6.6 apresenta o ganho estático em função da razão cíclica para a região de operação A no MCC.

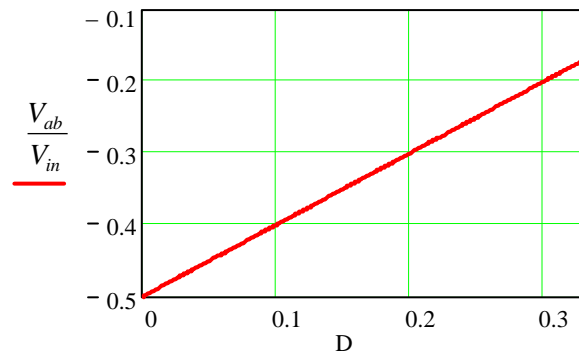


Fig. 6.6 – Característica ideal de transferência estática no MCC – região A.

#### 6.2.4 Projeto do transformador

O projeto do transformador seguirá a metodologia apresentada em [55], pela qual se deve primeiramente estimar o ‘ $AeAw$ ’ necessário para o transformador, depois escolher um núcleo comercial que atenda às necessidades e por fim, determinar os parâmetros do transformador.

A Fig. 6.7 mostra a forma de onda da tensão sobre o enrolamento A1 do transformador e a intensidade de fluxo magnético na coluna A do núcleo.

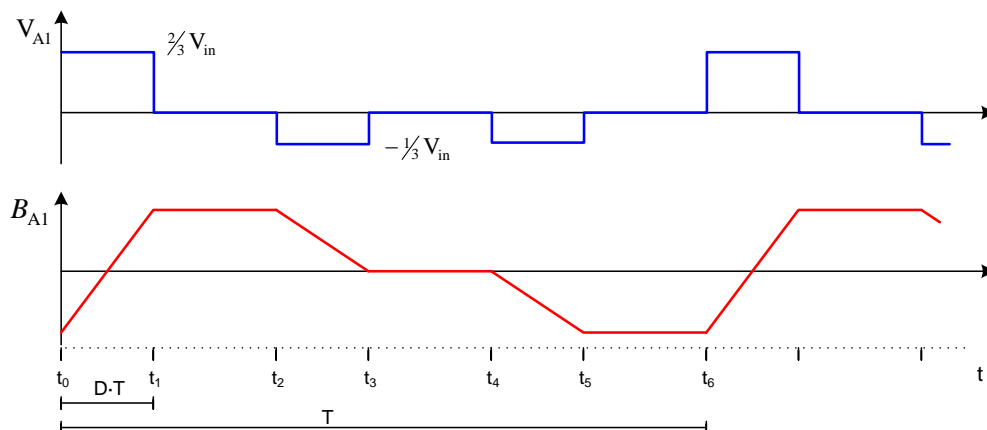


Fig. 6.7 – Tensão no enrolamento A1 e fluxo magnético na coluna A – região A.

Seja a Lei de Faraday:

$$V \cdot dt = N \cdot d\Phi \quad (6.12)$$

Considerando a tensão no enrolamento  $A1$  e o tempo em que o enrolamento permanece sob esta tensão, durante o intervalo de  $t_0$  até  $t_1$ , obtém-se:

$$\frac{2}{3}V_{in} \cdot D \cdot T = N \cdot \Delta B \cdot Ae \quad (6.13)$$

Reorganizando a expressão (6.13), e substituindo o período pela frequência, pode-se determinar  $Ae$ :

$$Ae = \frac{\frac{2}{3}V_{in} \cdot D}{N \cdot \Delta B \cdot f} \quad (6.14)$$

Para esta região de operação, tem-se o pior caso, do ponto de vista de saturação do núcleo, quando a razão cíclica é um terço. Neste caso:

$$Ae = \frac{\frac{2}{9}V_{in}}{N \cdot \Delta B \cdot f} \quad (6.15)$$

Considerando-se as relações:

$$N \cdot I_{ef} = A_C \cdot J = K_C \cdot Aw \cdot J \quad (6.16)$$

Onde:

$N$  – Número de espiras do enrolamento;

$I_{ef}$  – Corrente eficaz no enrolamento;

$K_C$  – Fator de ocupação da janela pelo enrolamento;

$Aw$  – Área da janela do núcleo;

$J$  – Densidade de corrente.

Considerando a carga isenta de ondulação de alta frequência, pode-se considerar a corrente em cada enrolamento como um terço da corrente média da carga. Dessa forma se obtém:

$$Aw = \frac{N \cdot \frac{1}{3}I_{ab}}{K_C \cdot J} \quad (6.17)$$

O produto das expressões (6.14) e (6.17) define o produto das áreas do núcleo, ‘ $AeAw$ ’. Por conveniência, primeiramente determina-se ‘ $Ae$ ’ em função da tensão de saída, como expresso em (6.18). O produto das áreas é então definido pela expressão (6.19), e através dela pode-se escolher o núcleo a ser empregado.

$$Ae = \frac{2 \cdot V_{ab}}{3 \cdot N \cdot \Delta B \cdot f} \cdot \frac{D}{D - \frac{1}{2}} \quad (6.18)$$

$$AeAw = \frac{2}{9} \cdot \frac{P_{out}}{K_C \cdot J \cdot \Delta B \cdot f} \cdot \frac{D}{D - \frac{1}{2}} \quad (6.19)$$

Após o núcleo ser escolhido, determina-se o número de espiras do enrolamento através da reorganização da expressão (6.14).

### 6.3 Conversor meia-ponte operando na região B ( $1/3 < D < 2/3$ )

A seguir será realizada a análise do conversor operando no modo de condução contínuo. Nesta situação o conversor opera com a célula nos estados dois e três, conforme descrito no capítulo inicial. Serão apresentadas as etapas de operação do conversor, as principais formas de onda, a característica de transferência estática, bem como, o projeto do transformador.

#### 6.3.1 Etapas de operação no MCC

Na seqüência, a operação do conversor é descrita etapa a etapa, as quais estão ilustradas na Fig. 6.8. Como condição inicial, considera-se que o interruptor do grupo positivo S5 e os interruptores do grupo negativo S2 e S4 estão em condução, tendo em vista que o conversor está operando na região B e no MCC.

##### 1ª Etapa ( $t_0 < t < t_1$ )

No instante  $t_0$  o interruptor S1 entra em condução, e o interruptor S2 bloqueia. A Fig. 6.8a mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_1$  com o bloqueio do interruptor S5.

Devido ao efeito magnético do transformador, as correntes nos três enrolamentos são idênticas. Assim, a corrente da carga divide-se em três, uma parte passa pelo enrolamento B1 e pelo interruptor S4, e as outras passam pelos enrolamentos A1 e C1 e pelos interruptores S1 e S5 respectivamente.

A Fig. 6.9a mostra, de maneira simplificada, como os enrolamentos do transformador estão conectados ao restante do circuito durante a primeira etapa de operação. Considerando que todos os enrolamentos apresentam o mesmo número de espiras, ou seja,  $A1=B1=C1$ , pode-se notar que a tensão aplicada no enrolamento B1 durante esta etapa é dois terços da tensão de entrada; já nos enrolamentos A1 e C1, a tensão é um terço da tensão de entrada.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 6.10a, e através dele pode-se determinar a tensão imposta à carga durante a primeira etapa.

$$V_a = \frac{2}{3} V_{in} \quad (6.20)$$

$$V_b = \frac{1}{2} V_{in} \quad (6.21)$$

$$V_{ab} = \frac{2}{3} V_{in} - \frac{1}{2} V_{in} = \frac{1}{6} V_{in} \quad (6.22)$$

##### 2ª Etapa ( $t_1 < t < t_2$ )

No instante  $t_1$  o interruptor S5 bloqueia, e o interruptor S6 entra em condução. A Fig. 6.8b mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_2$  com a entrada em condução do interruptor S3.

A Fig. 6.9b mostra, de maneira simplificada, como os enrolamentos do transformador estão conectados ao restante do circuito durante a segunda etapa de operação. Pode-

se observar que a tensão aplicada aos enrolamentos C1 e B1 durante esta etapa é um terço da tensão de entrada; já no enrolamento A1 é dois terços da tensão de entrada.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 6.10b, e através dele pode-se determinar a tensão imposta à carga durante a segunda etapa.

$$V_a = \frac{1}{3} V_{in} \quad (6.23)$$

$$V_b = \frac{1}{2} V_{in} \quad (6.24)$$

$$V_{ab} = \frac{1}{3} V_{in} - \frac{1}{2} V_{in} = -\frac{1}{6} V_{in} \quad (6.25)$$

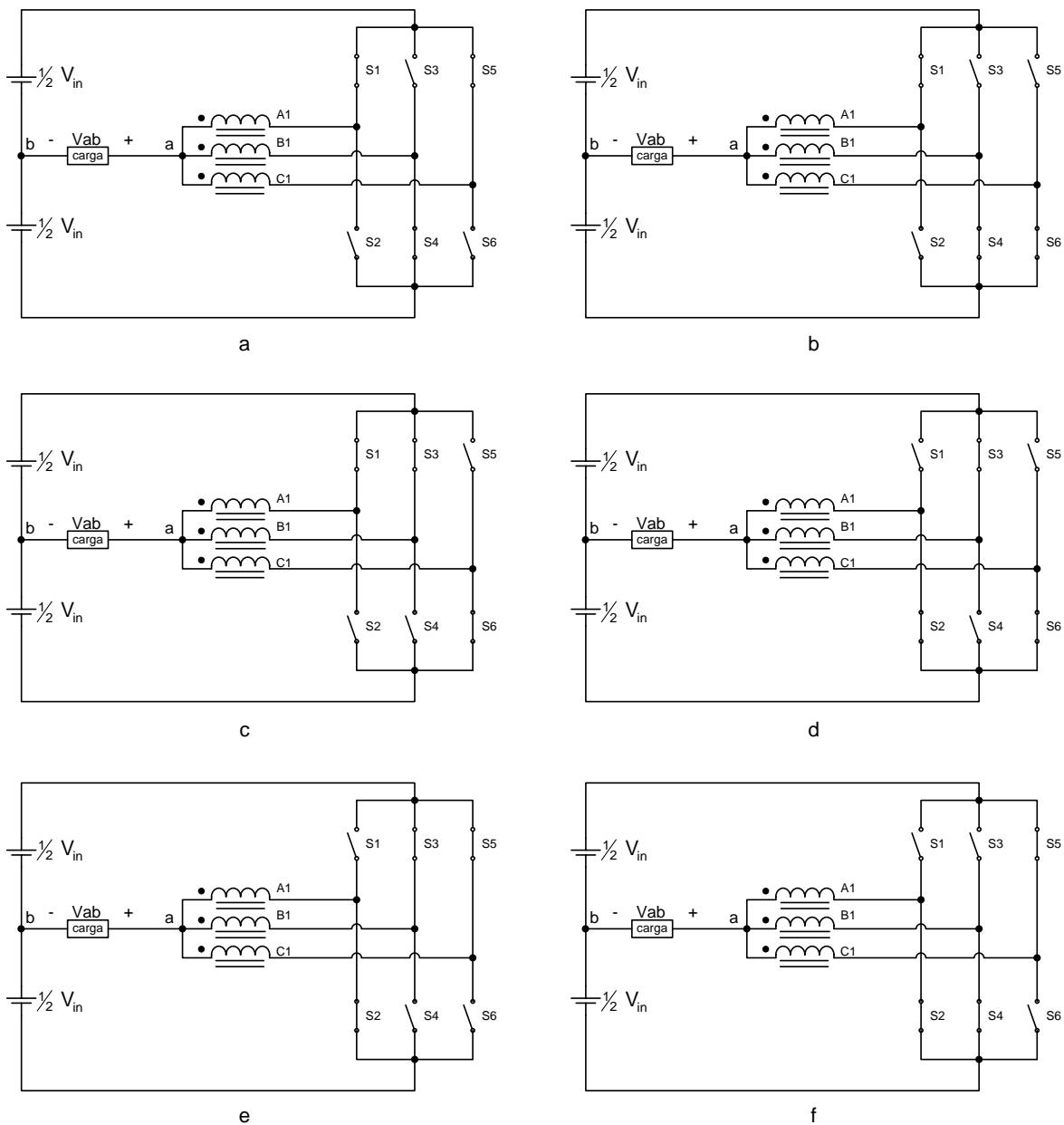


Fig. 6.8 - Etapas de operação no MCC – região B.



### **3ª Etapa ( $t_2 < t < t_3$ )**

No instante  $t_2$  o interruptor S3 entra em condução, e o interruptor S4 bloqueia. A Fig. 6.8c mostra esta etapa de operação, que acaba no instante  $t_3$  com o bloqueio do interruptor S1.

O comportamento do circuito durante esta etapa de operação é similar à primeira etapa, diferindo apenas no tocante aos interruptores que estão em condução, e conseqüentemente na forma de ligação dos enrolamentos e suas respectivas tensões. Porém, para efeito da análise do circuito externo à célula de quatro estados, esse não apresenta diferenças. Dessa forma, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 6.10a.

### **4ª Etapa ( $t_3 < t < t_4$ )**

No instante  $t_3$  o interruptor S1 bloqueia, e o interruptor S2 entra em condução. A Fig. 6.8d mostra esta etapa de operação, que tem seu final no instante  $t_4$  com a entrada em condução do interruptor S5.

Esta etapa de operação é similar à segunda etapa, e para efeito de análise do circuito externo à célula de quatro estados, não apresenta diferenças. O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 6.10b.

### **5ª Etapa ( $t_4 < t < t_5$ )**

No instante  $t_4$  o interruptor S5 entra em condução, e o interruptor S6 bloqueia. A Fig. 6.8e mostra esta etapa de operação, cujo término ocorre no instante  $t_5$  com o bloqueio do interruptor S3.

A exemplo da terceira etapa, o comportamento do circuito durante esta etapa é similar à primeira, diferindo apenas no tocante aos interruptores que estão em condução, e conseqüentemente na forma de ligação dos enrolamentos e suas respectivas tensões. Porém, para efeito da análise do circuito externo à célula de quatro estados, não apresenta diferenças com relação àquela etapa. Desse modo, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 6.10a.

### **6ª Etapa ( $t_5 < t < t_6$ )**

No instante  $t_5$  o interruptor S3 bloqueia, e o interruptor S4 entra em condução. A Fig. 6.8f mostra esta etapa de operação, a qual tem seu final no instante  $t_6$ , com a entrada em condução do interruptor S1, iniciando um novo período de comutação.

Esta etapa de operação é similar à segunda, e para efeito de análise do circuito externo à célula de quatro estados, não apresenta diferenças. O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 6.10b.

A Tabela 6.2 apresenta de maneira simplificada os estados dos interruptores para cada etapa de operação do conversor.

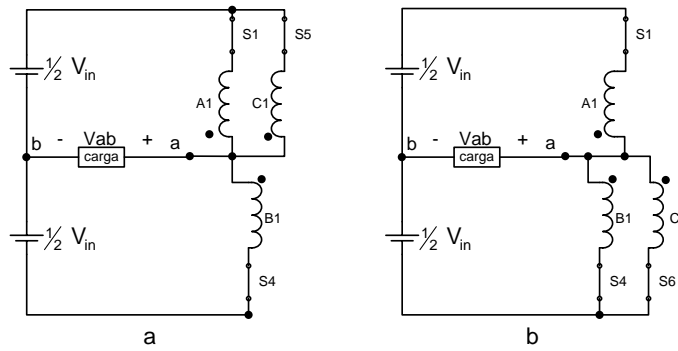


Fig. 6.9 – Etapas de operação no MCC - região B - circuitos simplificados.

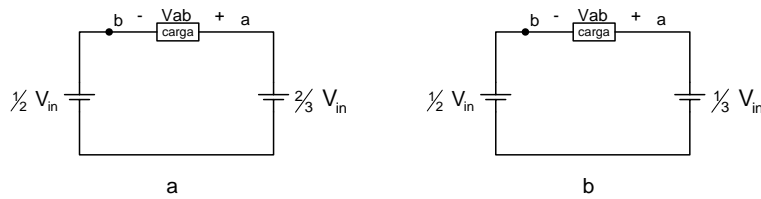


Fig. 6.10 – Etapas de operação no MCC - região B - circuitos equivalentes.

Tabela 6.2 – Etapas de operação no MCC – região B.

X → conduzindo      - → não conduzindo

	S1	S2	S3	S4	S5	S6
1 <sup>a</sup> Etapa	X	-	-	X	X	-
2 <sup>a</sup> Etapa	X	-	-	X		X
3 <sup>a</sup> Etapa	X	-	X	-		X
4 <sup>a</sup> Etapa	-	X	X	-		X
5 <sup>a</sup> Etapa	-	X	X	-	X	-
6 <sup>a</sup> Etapa	-	X	-	X	X	-

### 6.3.2 Formas de onda básicas no MCC

Na Fig. 6.11, são ilustradas as principais formas de onda para operação ideal deste conversor no MCC.

### 6.3.3 Característica ideal de transferência estática no MCC

A relação entre o ganho estático e a razão cíclica do conversor é obtida através da tensão média na carga durante um período de comutação. Porém, pode-se observar que do ponto de vista da transferência de energia, as etapas de operação repetem-se a cada um terço de período. Portanto, a análise a seguir será realizada considerando apenas um terço do período de comutação, mais especificamente o intervalo de  $t_2$  a  $t_4$ .

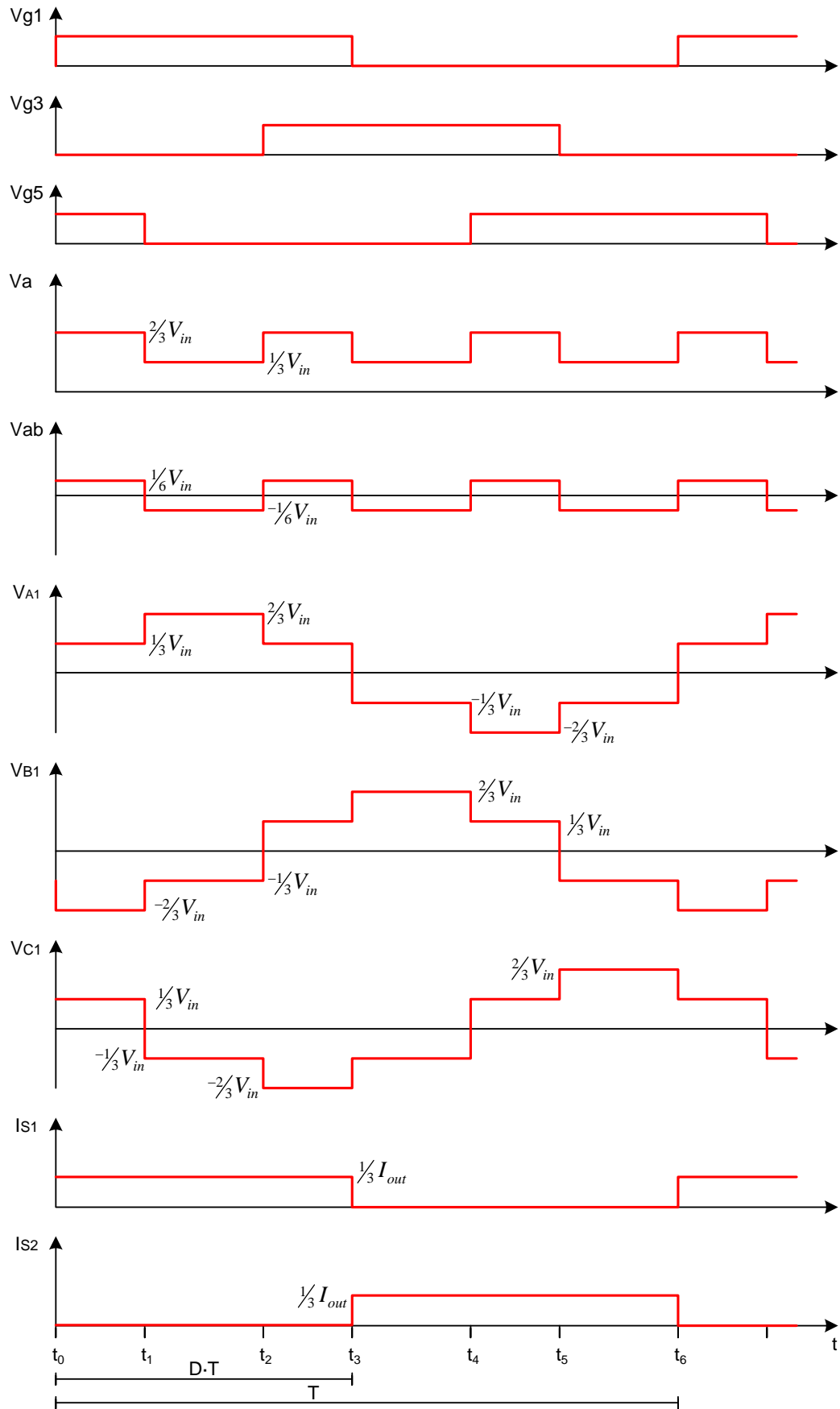


Fig. 6.11 – Formas de onda idealizadas para o conversor meia-ponte operando no MCC - região B.

Assim, apresenta-se a obtenção da característica de transferência estática do conversor meia-ponte operando na região B.

$$V_{ab} = \frac{3}{T} \cdot \left( \int_{t_2}^{t_3} \frac{V_{in}}{6} \cdot dt + \int_{t_3}^{t_4} -\frac{V_{in}}{6} \cdot dt \right) \quad (6.26)$$

Como:

$$\begin{aligned} t_2 &= \frac{1}{3} \cdot T \\ t_3 &= D \cdot T \\ t_4 &= \frac{2}{3} \cdot T \end{aligned} \quad (6.27)$$

Obtêm-se:

$$V_{ab} = \frac{3}{T} \left( \frac{V_{in}}{6} \cdot (D \cdot T - \frac{1}{3} \cdot T) - \frac{V_{in}}{6} \cdot (\frac{2}{3} \cdot T - D \cdot T) \right) \quad (6.28)$$

$$V_{ab} = \frac{V_{in}}{2} \cdot (2D - 1) \quad (6.29)$$

Reorganizando as variáveis, obtêm-se a expressão (6.11), que representa o ganho estático do conversor meia-ponte no MCC.

$$\frac{V_{ab}}{V_{in}} = \left( D - \frac{1}{2} \right) \quad (6.30)$$

A Fig. 6.12 apresenta o ganho estático em função da razão cíclica para a região de operação B no MCC.

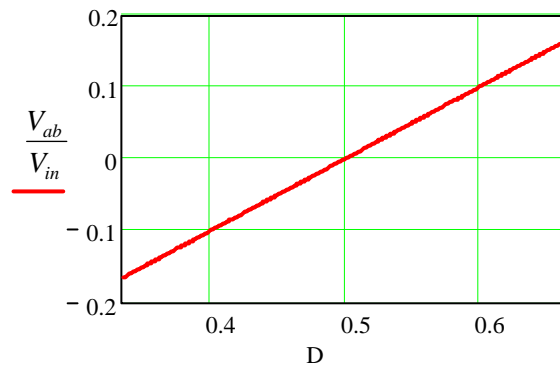


Fig. 6.12 – Característica ideal de transferência estática no MCC – região B.

#### 6.3.4 Projeto do transformador

Como já realizado para a região A, o projeto do transformador seguirá a metodologia apresentada em [55]. A Fig. 6.13 mostra a forma de onda da tensão sobre o enrolamento A1 do transformador e a intensidade de fluxo magnético na coluna A do núcleo.

Seja a Lei de Faraday:

$$V \cdot dt = N \cdot d\Phi \quad (6.31)$$

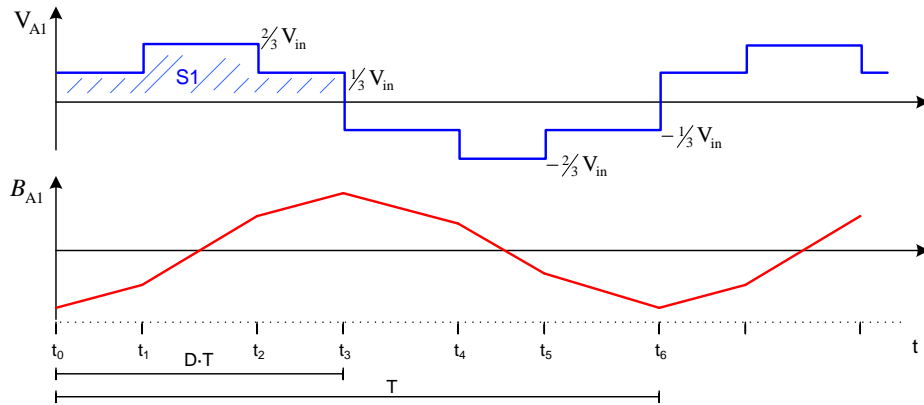


Fig. 6.13 – Tensão no enrolamento A1 e fluxo magnético na coluna A – região B.

Para determinar a variação do fluxo magnético, deve-se considerar o valor médio da tensão aplicada ao enrolamento e o tempo a que este foi submetido à tensão. Neste caso em particular, pode-se determinar a área S1 destacada na Fig. 6.13, e desse modo se obtêm:

$$S1 = N \cdot \Delta B \cdot Ae \quad (6.32)$$

$$\frac{2}{9} \cdot V_{in} \cdot T = N \cdot \Delta B \cdot Ae \quad (6.33)$$

Reorganizando a expressão (6.33), e substituindo o período pela frequência, pode-se determinar Ae. Cabe destacar que para esta região de operação, a variação do fluxo não depende da razão cíclica.

$$Ae = \frac{\frac{2}{9} V_{in}}{N \cdot \Delta B \cdot f} \quad (6.34)$$

Considerando-se as relações:

$$N \cdot I_{ef} = A_C \cdot J = K_C \cdot Aw \cdot J \quad (6.35)$$

Considerando a carga isenta de ondulação de alta frequência, pode-se considerar a corrente em cada enrolamento como um terço da corrente média da carga, e dessa forma, obtém-se:

$$Aw = \frac{N \cdot \frac{1}{3} I_{ab}}{K_C \cdot J} \quad (6.36)$$

O produto das expressões (6.34) e (6.36), define o produto das áreas do núcleo, 'AeAw'. Por conveniência, primeiramente determina-se 'Ae' em função da tensão de saída, como expresso em (6.37). O produto das áreas é então definido pela expressão (6.38), e através dela pode-se escolher o núcleo a ser empregado.

$$Ae = \frac{2 \cdot V_{ab}}{9 \cdot N \cdot \Delta B \cdot f} \cdot \frac{1}{D - \frac{1}{2}} \quad (6.37)$$

$$AeAw = \frac{2}{27} \cdot \frac{P_{out}}{K_C \cdot J \cdot \Delta B \cdot f} \cdot \frac{1}{D - \frac{1}{2}} \quad (6.38)$$

Após o núcleo ser escolhido, determina-se o número de espiras do enrolamento através da reorganização da expressão (6.34).

## 6.4 Conversor meia-ponte operando na região C ( $2/3 < D < 1$ )

Neste tópicó será realizada a análise do conversor operando no modo de condução contínuo. Neste caso o conversor opera com a célula nos estados um e dois, conforme descrito no capítulo inicial. Serão apresentadas as etapas de operação do conversor, as principais formas de onda, a característica de transferência estática, bem como, o projeto do transformador.

### 6.4.1 Etapas de operação no MCC

A seguir, a operação do conversor é descrita etapa a etapa, as quais estão ilustradas na Fig. 6.14. Como condição inicial, considera-se que os interruptores do grupo positivo S3 e S5, bem como o interruptor do grupo negativo S2 estão em condução, tendo em vista que o conversor está operando na região C e no MCC.

#### 1ª Etapa ( $t_0 < t < t_1$ )

No instante  $t_0$  o interruptor S1 entra em condução, e o interruptor S2 bloqueia. A Fig. 6.14a mostra esta etapa de operação, onde os ramos percorridos por corrente são colocados em negrito. O final desta etapa ocorre no instante  $t_1$ , com o bloqueio do interruptor S3.

Devido ao efeito magnético do transformador, as correntes nos três enrolamentos são idênticas. Dessa forma, a corrente da carga se divide em três partes, que passam pelos enrolamentos do transformador e pelos interruptores do grupo positivo.

A Fig. 6.15a mostra, de maneira simplificada, como os enrolamentos do transformador estão conectados ao restante do circuito durante a primeira etapa de operação. Pode-se observar que os enrolamentos estão colocados em curto-circuito através dos interruptores do grupo positivo. Desse modo, a tensão sobre os enrolamentos é nula.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 6.16a, e através dele pode-se determinar a tensão imposta à carga durante a primeira etapa.

$$V_a = V_{in} \quad (6.39)$$

$$V_b = \frac{1}{2} V_{in} \quad (6.40)$$

$$V_{ab} = V_{in} - \frac{1}{2} V_{in} = \frac{1}{2} V_{in} \quad (6.41)$$

#### 2ª Etapa ( $t_1 < t < t_2$ )

No instante  $t_1$  o interruptor S3 bloqueia, e o interruptor S4 entra em condução. A Fig. 6.14b mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre no instante  $t_2$  com a entrada em condução do próprio interruptor S3.

A Fig. 6.15b mostra, de maneira simplificada, como os enrolamentos do transformador estão conectados ao restante do circuito durante a segunda etapa de operação. Pode-se observar que a tensão aplicada no enrolamento A1 durante esta etapa é um terço da tensão de entrada.

O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 6.16b, e através dele pode-se determinar a tensão imposta à carga durante a segunda etapa.

$$V_a = \frac{2}{3} V_{in} \quad (6.42)$$

$$V_b = \frac{1}{2} V_{in} \quad (6.43)$$

$$V_{ab} = \frac{2}{3} V_{in} - \frac{1}{2} V_{in} = \frac{1}{6} V_{in} \quad (6.44)$$

### 3ª Etapa ( $t_2 < t < t_3$ )

No instante  $t_2$  o interruptor S3 entra em condução, e o interruptor S4 bloqueia. A Fig. 6.14c mostra esta etapa de operação, que tem seu final no instante  $t_3$  com o bloqueio do interruptor S5.

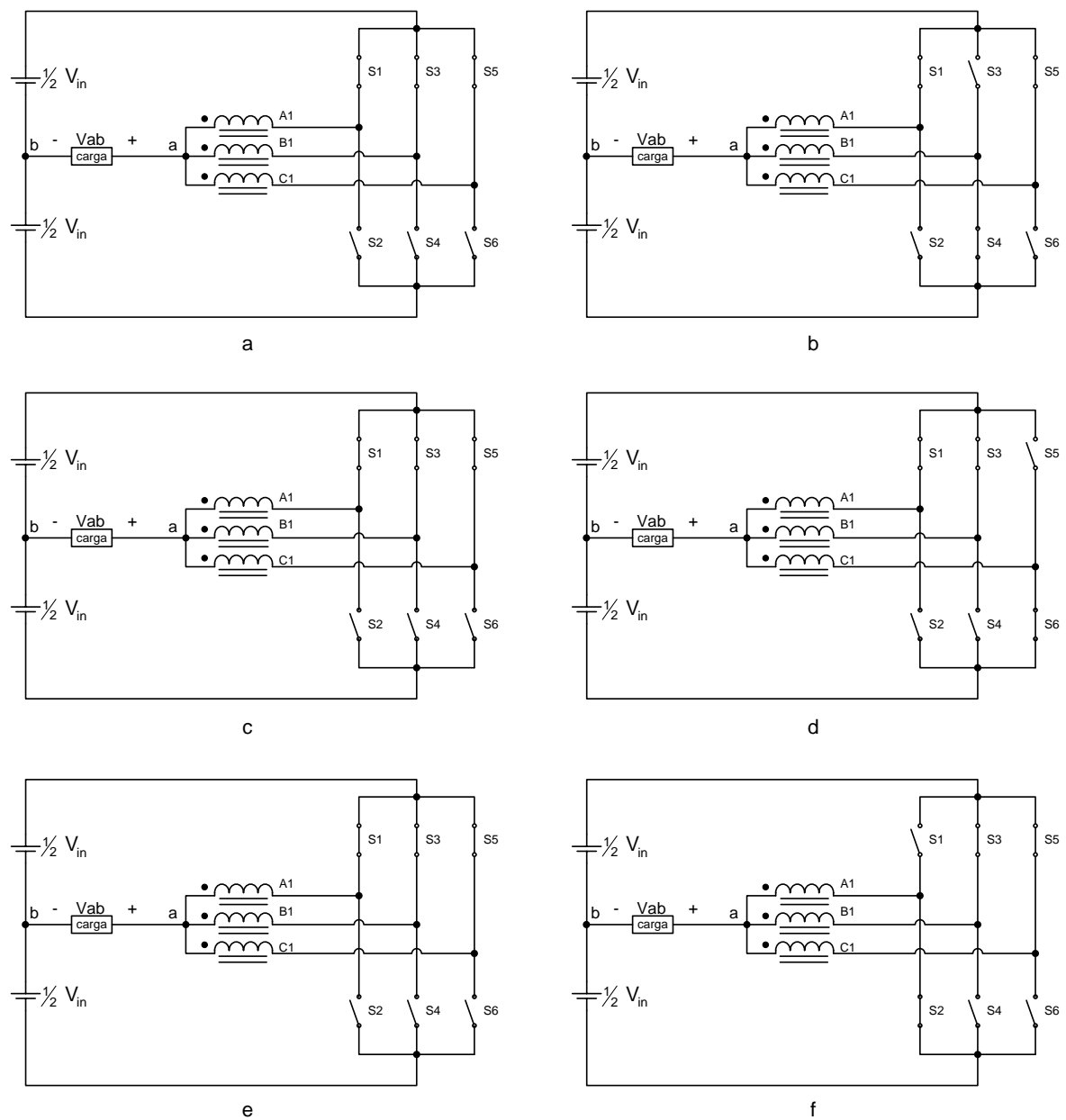


Fig. 6.14 – Etapas de operação no MCC - região C.

Esta etapa de operação é idêntica à primeira etapa, já descrita anteriormente. O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 6.16a.

#### 4ª Etapa ( $t_3 < t < t_4$ )

No instante  $t_3$  o interruptor S5 bloqueia, e o interruptor S6 entra em condução. A Fig. 6.14d mostra esta etapa de operação, que acaba no instante  $t_4$  com a entrada em condução do próprio interruptor S5.

O comportamento do circuito durante esta etapa de operação é similar à segunda, diferindo apenas no tocante aos interruptores que estão em condução, e conseqüentemente, na forma de ligação dos enrolamentos e suas respectivas tensões. Porém, para efeito da análise do circuito externo à célula de quatro estados, esse não apresenta diferenças. Dessa forma, o circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 6.16b.

#### 5ª Etapa ( $t_4 < t < t_5$ )

No instante  $t_4$  o interruptor S5 entra em condução, e o interruptor S6 bloqueia. A Fig. 6.14e mostra esta etapa de operação, que tem seu final no instante  $t_5$  com o bloqueio do interruptor S1.

A exemplo da terceira etapa, o comportamento do circuito durante esta etapa é idêntico à primeira. O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 6.16a.

#### 6ª Etapa ( $t_5 < t < t_6$ )

No instante  $t_5$  o interruptor S1 bloqueia, e o interruptor S2 entra em condução. A Fig. 6.14f mostra esta etapa de operação, cujo término ocorre no instante  $t_6$  com a entrada em condução do próprio interruptor S1, iniciando um novo período de comutação.

O comportamento do circuito durante esta etapa de operação é similar à segunda etapa, diferindo apenas no tocante aos interruptores que estão em condução. Porém, para efeito da análise do circuito externo à célula de quatro estados, não apresenta diferenças. O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Fig. 6.16b.

A Tabela 6.3 apresenta de maneira simplificada os estados dos interruptores para cada etapa de operação do conversor.

Tabela 6.3 – Etapas de operação no MCC – Região C.

	X → conduzindo		- → não conduzindo			
	S1	S2	S3	S4	S5	D3
1ª Etapa	X	-	X	-	X	-
2ª Etapa	X	-	-	X	X	-
3ª Etapa	X	-	X	-	X	-
4ª Etapa	X	-	X	-	-	X
5ª Etapa	X	-	X	-	X	-
6ª Etapa	-	X	X	-	X	-



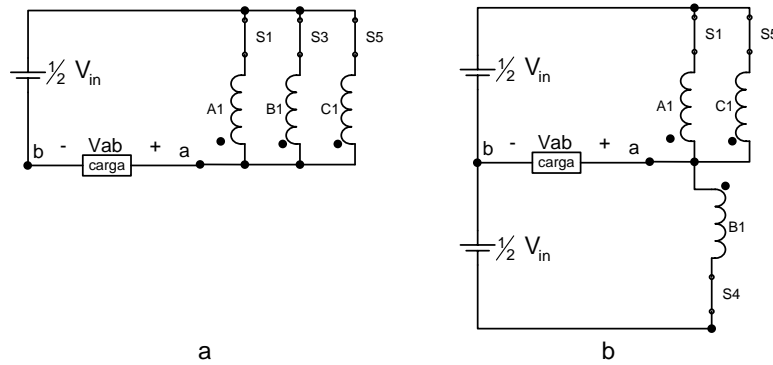


Fig. 6.15 – Etapas de operação no MCC – região C - circuitos simplificados.

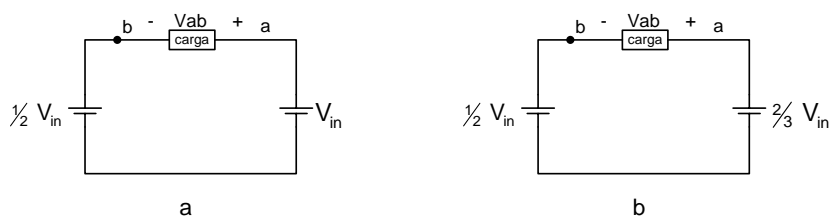


Fig. 6.16 – Etapas de operação no MCC – região C - circuitos equivalentes.

#### 6.4.2 Formas de onda básicas no MCC

Na Fig. 6.17, são ilustradas as principais formas de onda para operação ideal deste conversor no MCC.

#### 6.4.3 Característica ideal de transferência estática no MCC

A relação entre o ganho estático e a razão cíclica do conversor é obtida através da tensão média na carga durante um período de comutação. Porém, pode-se observar que do ponto de vista da transferência de energia, as etapas de operação repetem-se a cada um terço de período. Portanto, a análise a seguir será realizada considerando apenas um terço do período de comutação, mais especificamente o intervalo de  $t_4$  a  $t_6$ .

Assim, apresenta-se a obtenção da característica de transferência estática do conversor meia-ponte operando na região C.

$$V_{ab} = \frac{3}{T} \cdot \left( \int_{t_4}^{t_5} V_{in}/2 \cdot dt + \int_{t_5}^{t_6} V_{in}/6 \cdot dt \right) \quad (6.45)$$

Como:

$$\begin{aligned} t_4 &= \frac{2}{3} \cdot T \\ t_5 &= D \cdot T \\ t_6 &= T \end{aligned} \quad (6.46)$$

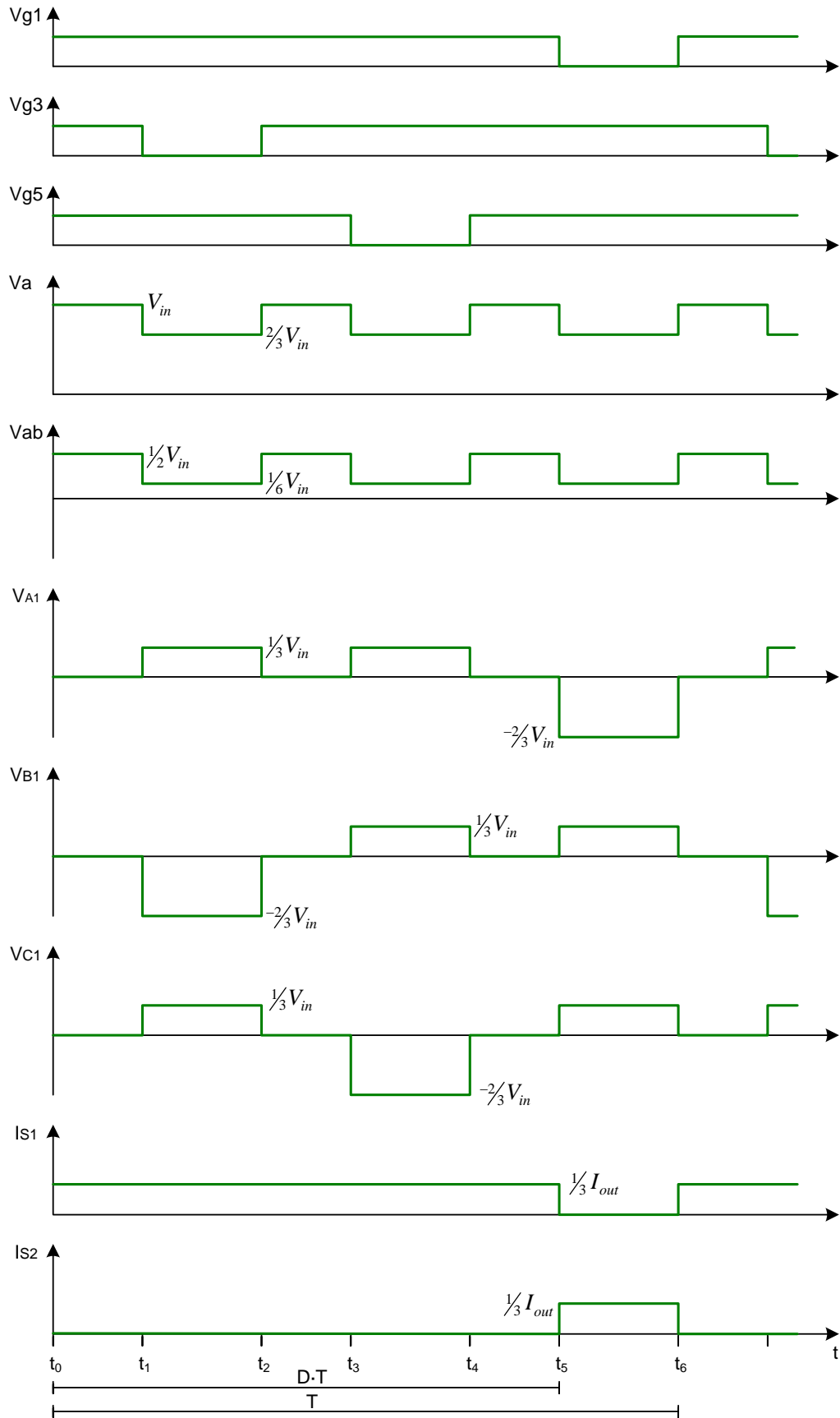


Fig. 6.17 – Formas de onda idealizadas para o conversor meia-ponte operando no MCC - região C.

Obtêm-se:

$$V_{ab} = \frac{3}{T} \left( \frac{V_{in}}{2} \cdot (D \cdot T - \frac{2}{3} \cdot T) + \frac{V_{in}}{6} \cdot (T - D \cdot T) \right) \quad (6.47)$$

$$V_{ab} = \frac{V_{in}}{2} \cdot (2D - 1) \quad (6.48)$$

Reorganizando as variáveis, obtêm-se a expressão (6.49), que representa o ganho estático do conversor meia-ponte no MCC.

$$\frac{V_{ab}}{V_{in}} = \left( D - \frac{1}{2} \right) \quad (6.49)$$

A Fig. 6.18 apresenta o ganho estático em função da razão cíclica para a região de operação C no MCC.

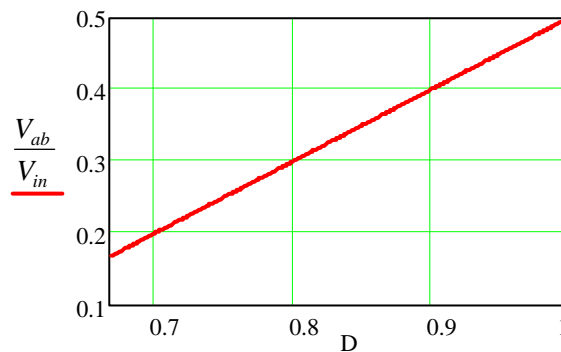


Fig. 6.18 – Característica ideal de transferência estática no MCC – região C.

#### 6.4.4 Projeto do transformador

Como para as demais regiões de operação, o projeto do transformador seguirá a metodologia apresentada em [55]. A Fig. 6.19 mostra a forma de onda da tensão sobre o enrolamento A1 do transformador e a intensidade de fluxo magnético na coluna A do núcleo.

Seja a Lei de Faraday:

$$V \cdot dt = N \cdot d\Phi \quad (6.50)$$

Considerando a tensão no enrolamento A1 e o tempo em que o enrolamento permanece sob esta tensão durante o intervalo de  $t_5$  até  $t_6$ , obtém-se:

$$\frac{2}{3} V_{in} \cdot (1 - D) \cdot T = N \cdot \Delta B \cdot Ae \quad (6.51)$$

Reorganizando a expressão (6.51), e substituindo o período pela frequência, pode-se determinar  $Ae$ :

$$Ae = \frac{\frac{2}{3} V_{in} \cdot (1 - D)}{N \cdot \Delta B \cdot f} \quad (6.52)$$

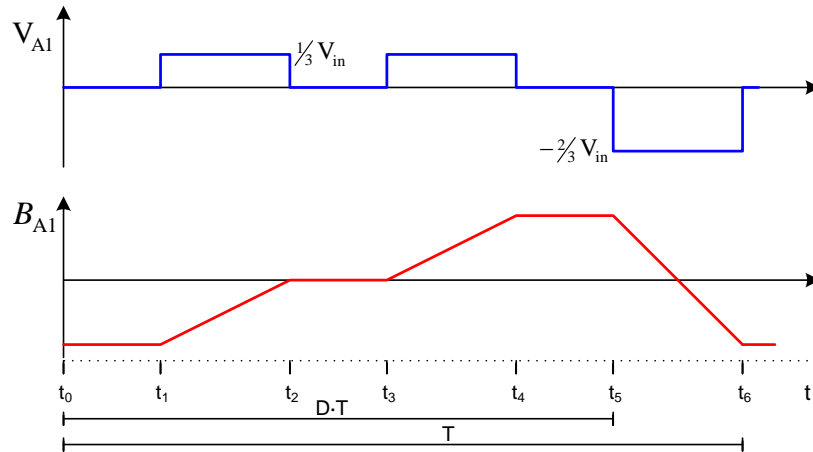


Fig. 6.19 – Tensão no enrolamento A1 e fluxo magnético na coluna A.

Para esta região de operação, tem-se o pior caso, do ponto de vista de saturação do núcleo, quando a razão cíclica é dois terços.

$$Ae = \frac{2/9 V_{in}}{N \cdot \Delta B \cdot f} \quad (6.53)$$

Considerando-se as relações:

$$N \cdot I_{ef} = A_c \cdot J = K_c \cdot Aw \cdot J \quad (6.54)$$

Considerando a carga isenta de ondulação de alta frequência, pode-se considerar a corrente em cada enrolamento como um terço da corrente média da carga. Assim se obtém:

$$Aw = \frac{N \cdot 1/3 I_{ab}}{K_c \cdot J} \quad (6.55)$$

O produto das expressões (6.52) e (6.55), define o produto das áreas do núcleo, 'AeAw'. Por conveniência, primeiramente determina-se 'Ae' em função da tensão de saída, como expresso em (6.56). O produto das áreas é então definido pela expressão (6.57), e através dela pode-se escolher o núcleo a ser empregado.

$$Ae = \frac{2 \cdot V_{ab}}{3 \cdot N \cdot \Delta B \cdot f} \cdot \frac{(1-D)}{(D-1/2)} \quad (6.56)$$

$$AeAw = \frac{2}{9} \cdot \frac{P_{out}}{K_c \cdot J \cdot \Delta B \cdot f} \cdot \frac{(1-D)}{(D-1/2)} \quad (6.57)$$

Após o núcleo ser escolhido, determina-se o número de espiras do enrolamento através da reorganização da expressão (6.52).

## 6.5 Características gerais do conversor meia-ponte ( $0 < D < 1$ )

Nos itens anteriores foi descrita a operação do conversor para cada uma das regiões de operação. Porém, para facilitar a compreensão das principais características do conversor,

independentemente da região de operação, é conveniente que sejam apresentadas as características gerais do conversor, ou seja, desde razão cíclica zero até razão cíclica unitária.

Para a região de operação A, a tensão média de saída pode apresentar apenas valores negativos, desde  $-V_{in}/2$  a  $-V_{in}/6$ . Para a região de operação B, a tensão média de saída pode assumir valores entre  $-V_{in}/6$  e  $V_{in}/6$ . Já na região de operação C, a tensão média de saída será positiva, podendo variar de  $V_{in}/6$  a  $V_{in}/2$ .

Cabe salientar que, conforme demonstrado anteriormente, o ganho estático do conversor operando no MCC é o mesmo para as três regiões de operação, não havendo descontinuidade na transição de uma região de operação para outra. A Fig. 6.20 mostra a tensão média de saída do conversor para todas as regiões de operação, na qual nota-se que o conversor pode operar com tensões médias de saída que vão desde  $-V_{in}/2$  a  $V_{in}/2$ .

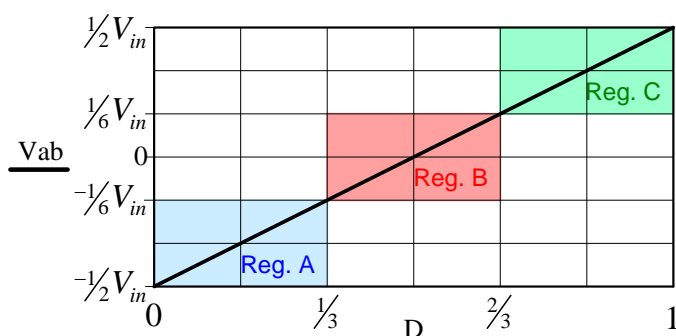


Fig. 6.20 – Tensão média de saída do conversor meia-ponte.

## 6.6 Operação como inversor PWM

Ao analisar a operação do conversor meia-ponte para uma ampla faixa de variação de razão cíclica, como feito no item anterior, nota-se que se podem obter tensões que vão desde  $-V_{in}/2$ , limite inferior, a  $V_{in}/2$ , limite superior. Isso indica que se for utilizada uma estratégia de modulação adequada, associada à utilização de filtros, pode-se obter uma tensão de saída com formato senoidal.

Neste contexto, analisa-se a seguir a estratégia de modulação PWM utilizada, bem como o filtro da tensão de saída. O transformador será objeto de estudo novamente, tendo em vista as peculiaridades da operação como inversor. Por fim, com o intuito de validar os estudos realizados, serão apresentados resultados experimentais de um inversor meia-ponte.

### 6.6.1 Modulação PWM senoidal

A modulação PWM utilizada para esta estrutura é semelhante à modulação PWM senoidal clássica. Difere apenas pela necessidade de comandar três braços de interruptores, por isso temos que gerar sinais adicionais ao sinal da modulação clássica, como será descrito adiante.

O princípio da modulação PWM senoidal baseia-se na comparação de uma forma de onda senoidal de referência em baixa frequência com uma onda triangular de alta frequência. A intersecção destas ondas determina a duração dos sinais de comando dos interruptores. Desse modo, a variação da amplitude da onda senoidal propicia a variação dos pulsos de tensão na carga, obedecendo a uma lei senoidal.

Para obter o sinal de comando para um braço de interruptores, utiliza-se a regra da modulação clássica, qual seja, se a tensão da onda senoidal é maior que a da triangular, o interruptor do grupo positivo é comandado a conduzir. Já se a tensão da onda triangular é maior que a da senoidal, o interruptor do grupo negativo conduz.

Para comandar os outros braços do inversor, deve-se seguir o princípio de operação da célula de quatro estados, que prevê que os pulsos de comando de braços diferentes devem ter a mesma duração, porém devem apresentar defasagem de  $120^\circ$  entre si.

Assim, para gerar os sinais de comando do inversor utilizando a célula de comutação de quatro estados, efetua-se uma comparação entre uma onda senoidal e uma onda triangular, gerando os sinais de comando para um braço. Já para os demais se utiliza este mesmo sinal de comando, porém defasado de  $120^\circ$  para o segundo braço e de  $240^\circ$  para o terceiro braço.

A Fig. 6.21 mostra os sinais de comando para os interruptores do grupo positivo. O sinal de comando  $V_{G1}$  foi gerado pela comparação da onda senoidal com a onda triangular; já os sinais de comando  $V_{G3}$  e  $V_{G5}$  são baseados em  $V_{G1}$  e defasados em um terço e dois terços do período de comutação, respectivamente. Cabe salientar que os comandos dos interruptores do grupo negativo serão complementares aos do grupo positivo.

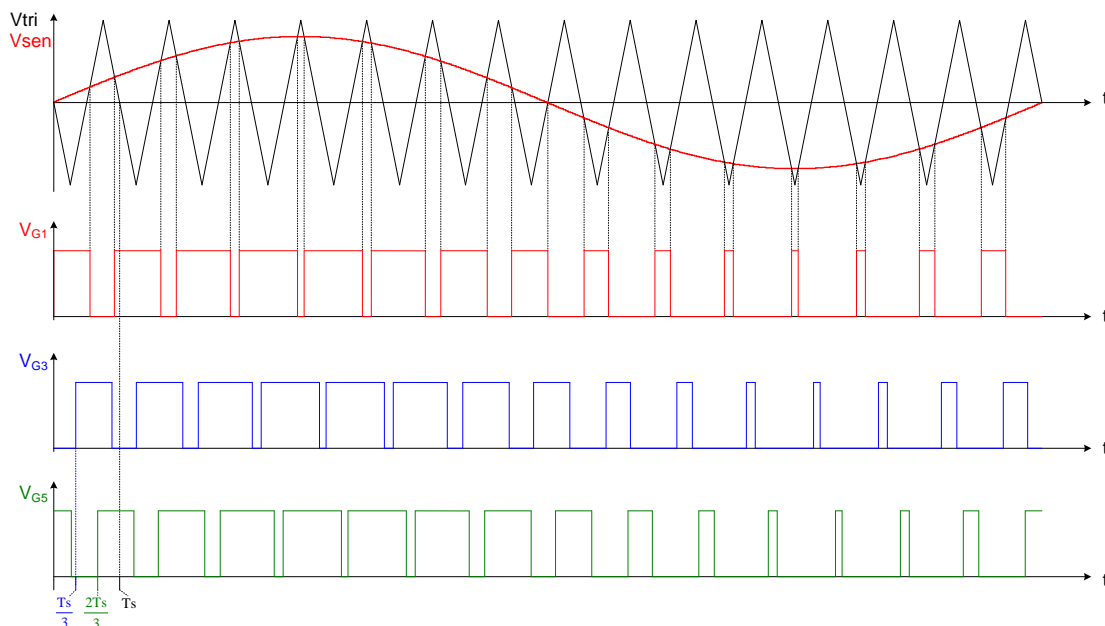


Fig. 6.21 – Modulação PWM senoidal.

A operação do conversor meia-ponte como inversor geralmente faz com que o conversor opere em todas as regiões durante um período do sinal modulante. Isto é, a razão cíclica varia de valores menores que um terço, na qual o conversor opera na região A, a valores maiores que dois terços, na qual o conversor opera na região C, passando por valores intermediários, na qual o conversor opera na região B. Dessa forma, operando em todas as regiões, a tensão de saída apresenta quatro níveis, o que caracteriza uma das vantagens deste inversor.

### 6.6.2 Estudo do transformador

O transformador já foi objeto de estudo quando se analisou cada região de operação do conversor. No entanto, quando esse é utilizado como inversor, passa a operar em todas as regiões de operação, fazendo-se necessário analisar quais implicações isso acarreta no projeto do transformador.

No tocante à tensão sobre o enrolamento do transformador, a região B apresenta as condições mais severas, portanto é baseado nesta região que se deve projetar o transformador do ponto de vista de fluxo e por consequência, o número de espiras.

Já com relação à corrente em cada enrolamento, tem-se que essa será um terço da corrente de carga para qualquer região de operação, bem como para qualquer tipo de carga.

Logo, pode-se projetar o transformador aplicado ao inversor, considerando as expressões apresentadas para a região de operação B, repetidas por conveniência a seguir:

$$A_e = \frac{\frac{2}{9}V_{in}}{N \cdot \Delta B \cdot f} \quad (6.58)$$

$$A_w = \frac{N \cdot \frac{1}{3} I_{ab}}{K_C \cdot J} \quad (6.59)$$

$$A_e A_w = \frac{2}{27} \cdot \frac{V_{in} \cdot I_{ab}}{K_C \cdot J \cdot \Delta B \cdot f} \quad (6.60)$$

### 6.6.3 Estudo do filtro de saída

Como nos inversores PWM clássicos, este inversor apresenta nos terminais da carga uma tensão alternada retangular de alta frequência, modulada por uma componente fundamental de baixa frequência. Por isso, é necessário incluir um filtro na saída do inversor para obter-se uma tensão senoidal com pequeno conteúdo harmônico.

Vários tipos de filtro podem ser empregados em inversores. Neste caso em particular, optou-se pela utilização de um filtro LC passa baixa, apresentado na Fig. 6.22, cuja função de transferência da tensão de saída ( $V_{out}$ ) em relação à tensão de entrada ( $V_{ab}$ ) é dada por (6.61) [54].

A determinação dos parâmetros  $C_f$  e  $L_f$  pode ser feita através das expressões (6.62) e (6.63), extraídas de [54]. Cabe salientar que se deve evitar a escolha de fator de amortecimento ( $\xi$ ) muito pequeno, para evitar amplificações na frequência de corte.

Segundo [54], a frequência de corte ( $f_o$ ) deve estar posicionada uma década abaixo da frequência da tensão  $V_{ab}$ , o que para o caso em tela, representa três décimos da frequência de comutação dos interruptores, pois a frequência da tensão  $V_{ab}$  é o triplo da frequência de comutação.

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{ab}} = \frac{1}{s^2 L_f C_f + s \frac{L_f}{R_o} + 1} \quad (6.61)$$

$$C_f = \frac{1}{4\pi \cdot \xi \cdot f_o \cdot R_o} \quad (6.62)$$

$$L_f = \frac{1}{(2\pi \cdot f_o)^2 \cdot C_f} \quad (6.63)$$

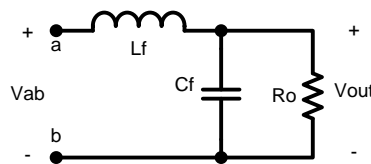


Fig. 6.22 – Filtro de LC passa baixa.

#### 6.6.4 Resultados experimentais

A seguir, com o objetivo de validar o princípio de operação e os estudos analíticos apresentados, serão mostrados os resultados experimentais. Para tanto, foi implementado um inversor meia-ponte com as seguintes características:

$P_{out} = 500W$ , potência de saída;

$V_{out} = 71V$ , tensão eficaz de saída;

$V_{in} = 300V$ , tensão de entrada;

$f_s = 24kHz$ , frequência de comutação;

$f = 60Hz$ , frequência de saída;

$L_f = 410\mu H$ , indutor de filtro;

$C_f = 1\mu F$ , capacitor de filtro;

Transformador trifásico: Núcleo E55 IP12 Thornton, 85 espiras por enrolamento;

Interruptores: *IGBT* IRG4BC10KD.

A Fig. 6.23 mostra o diagrama de blocos do conversor implementado.

O primeiro bloco trata-se do circuito gerador dos sinais PWM para o comando dos interruptores. Este circuito baseia-se na plataforma eZdsp<sup>TM</sup>LF2407 da *Spectrum Digital, Inc.*, na



qual se implementou um programa que gera os três sinais de comando defasados de  $120^\circ$ , com frequência e razão cíclica desejadas.

Neste caso particular, para obter uma variação senoidal da razão cíclica, construiu-se uma tabela com valores que obedeciam a uma lei de variação senoidal e a partir desses dados, a cada período de comutação definiu-se a razão cíclica.

O segundo e o terceiro blocos têm a finalidade de adequar a tensão e isolar o circuito de comando do circuito de potência, respectivamente. Para realizar o isolamento, optou-se pela utilização de *drivers* tipo SKIH200pA da *Semikron*. O circuito de adequação de tensão é necessário, tendo em vista que a tensão de saída do DSP é 3,3V e a tensão de entrada do *driver* é 15V. Para realizar esta adequação, utilizam-se circuitos *buffers* e inversores com coletor aberto da família TTL (7407 e 7405).

O quarto bloco trata-se do conversor propriamente dito, ou seja, o circuito de potência com as características e componentes citados anteriormente. Para obter o ponto médio da tensão de entrada optou-se por fazer um divisor capacitivo.

A Fig. 6.24 apresenta a fotografia do protótipo implementado.

A Fig. 6.25 mostra a tensão antes do filtro ( $V_{ab}$ ), a tensão de saída após o filtro ( $V_{out}$ ), bem como a corrente no indutor  $L_f$  para as condições nominais de operação. Observa-se que a tensão de pico é aproximadamente 100V; já a corrente de pico é aproximadamente 10A. Logo a potência de saída é aproximadamente 500W. Cabe destacar ainda que a tensão antes do filtro ( $V_{ab}$ ) apresenta quatro níveis, conforme previsto na análise teórica.

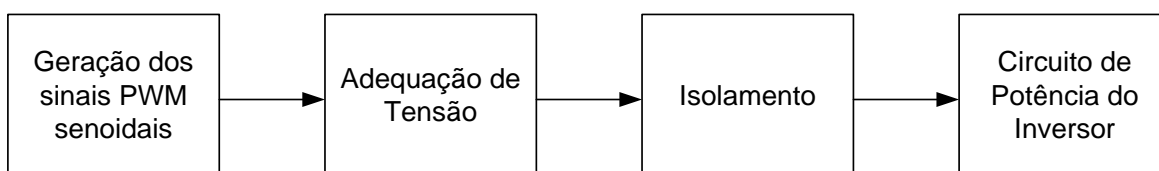


Fig. 6.23 – Diagrama de blocos do circuito implementado.



Fig. 6.24 – Fotografia do circuito implementado.

Na Fig. 6.26 observa-se a tensão no ponto ‘a’ ( $V_a$ ), a tensão de saída após o filtro ( $V_{out}$ ), bem como a corrente no indutor  $L_f$  para as condições nominais de operação. Destaca-se que a tensão no ponto ‘a’ ( $V_a$ ) apresenta quatro níveis, que são zero, um terço da tensão de entrada, dois terços dessa tensão e a própria tensão de entrada ( $V_{in}$ ). Isso mostra a capacidade da célula de comutação de propiciar quatro níveis distintos.

Na Fig. 6.27 se apresenta a corrente no indutor  $L_f$ , bem como a corrente nos enrolamentos A1 e B1. Nota-se que as correntes nos enrolamentos são aproximadamente um terço da corrente do indutor e são praticamente idênticas. Já na Fig. 6.28, tem-se o detalhe destas correntes quando a razão cíclica é máxima, e nesta figura ainda se tem a tensão no interruptor S2.

As figuras 6.29, 6.30 e 6.31 apresentam a tensão no interruptor S2, a tensão  $V_{ab}$  e a corrente no indutor  $L_f$  para diferentes pontos de operação do conversor, razão cíclica mínima, um meio e máxima, respectivamente. Nestas figuras se pode observar a operação do conversor em cada região de operação, principalmente no tocante à tensão  $V_{ab}$  e seus diversos níveis, que se apresentam aos pares em cada uma das regiões, conforme descrito na análise teórica. Destaca-se ainda que a frequência da tensão  $V_{ab}$  é três vezes a frequência de comutação do interruptor S2.

As tensões sobre os enrolamentos A1 e C1 são apresentadas nas figuras 6.32, 6.33 e 6.34 para diferentes pontos de operação do conversor, razão cíclica mínima, um meio e máxima, respectivamente. Estas formas de onda retratam as formas de onda teóricas apresentadas nas análises do transformador realizadas anteriormente.

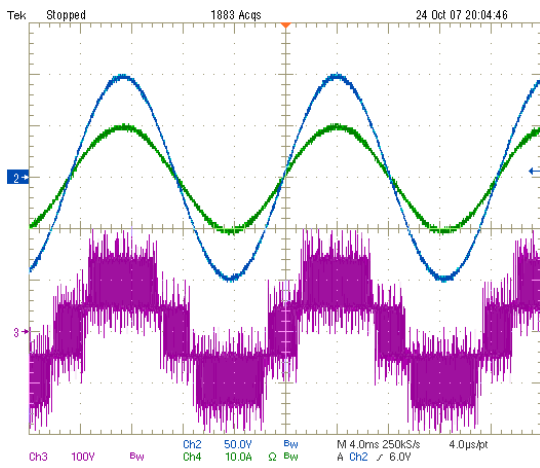


Fig. 6.25 – Tensão  $V_{ab}$ (ch3), tensão  $V_{out}$ (ch2) e corrente no indutor  $L_f$ (ch4).

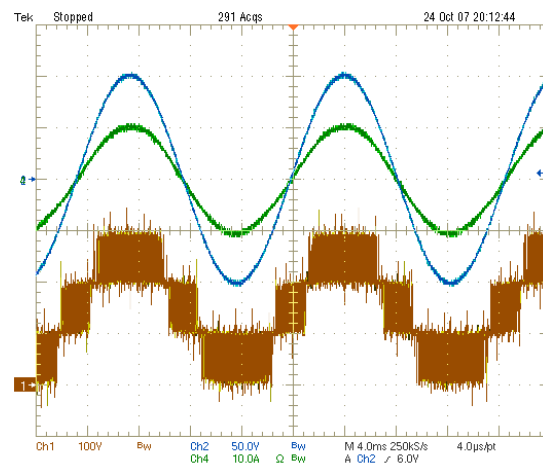


Fig. 6.26 – Tensão  $V_a$ (ch1), tensão  $V_{out}$ (ch2), e corrente no indutor  $L_f$ (ch4).

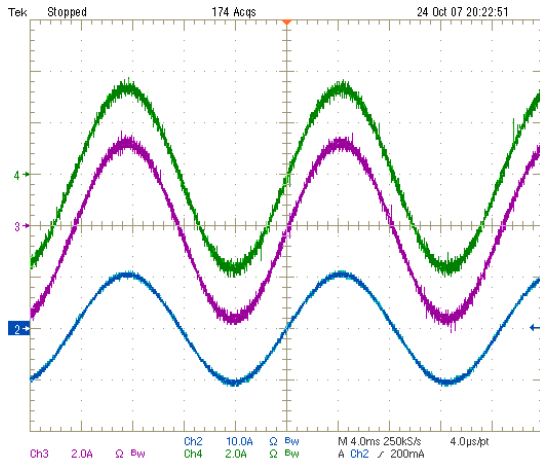


Fig. 6.27 – Corrente no indutor  $L_f(ch2)$  e nos enrolamentos  $A1(ch3)$  e  $B1(ch4)$ .

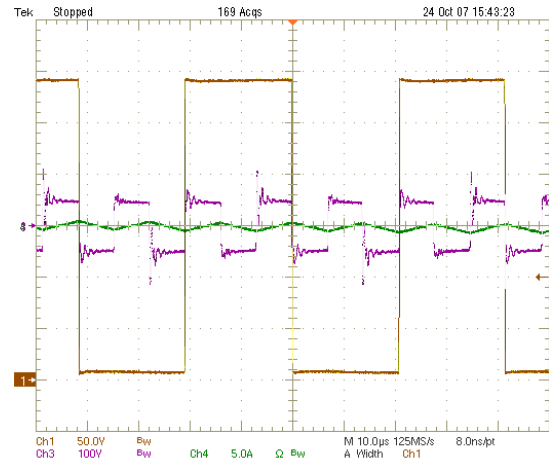


Fig. 6.30 – Tensão no interruptor  $S2(ch1)$ , tensão  $V_{ab}(ch3)$  e corrente no indutor  $L_f(ch4)$  para  $D=0.5$ .

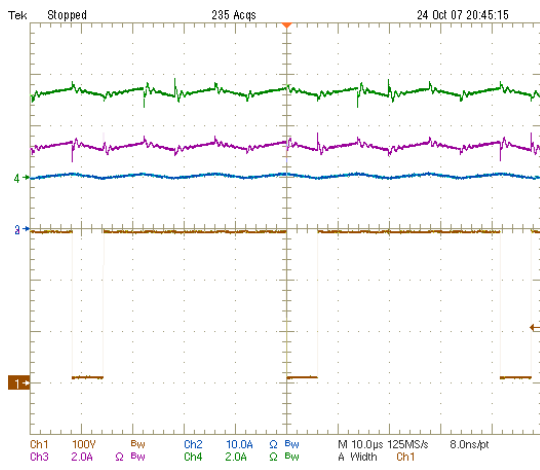


Fig. 6.28 – Tensão no interruptor  $S2(ch1)$ , corrente no indutor  $L_f(ch2)$  e nos enrolamentos  $A1(ch3)$  e  $B1(ch4)$ .

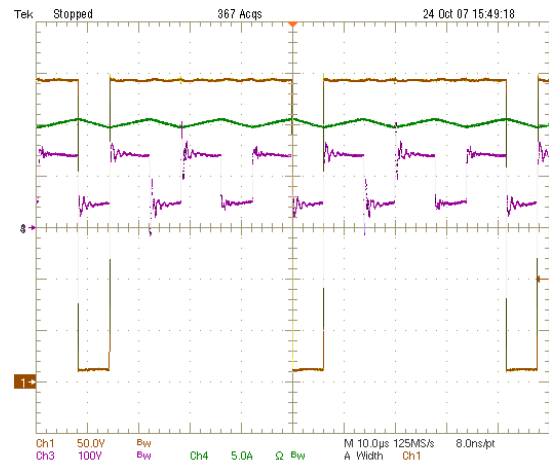


Fig. 6.31 – Tensão no interruptor  $S2(ch1)$ , tensão  $V_{ab}(ch3)$  e corrente no indutor  $L_f(ch4)$  para  $D_{m\acute{a}x}$ .

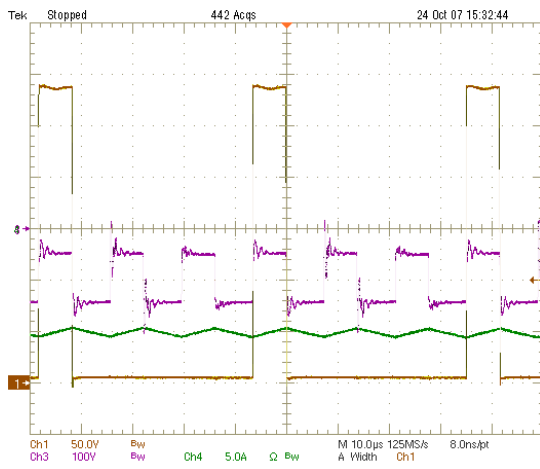


Fig. 6.29 – Tensão no interruptor  $S2(ch1)$ , tensão  $V_{ab}(ch3)$  e corrente no indutor  $L_f(ch4)$  para  $D_{m\acute{i}n}$ .

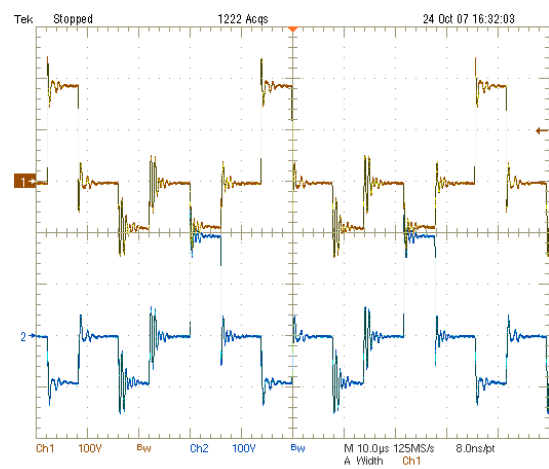


Fig. 6.32 – Tensão nos enrolamentos  $A1$  e  $C1$  para  $D_{m\acute{i}n}$ .

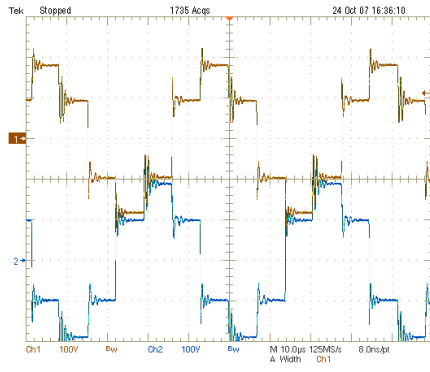


Fig. 6.33 – Tensão nos enrolamentos A1 e C1 para  $D=0.5$ .

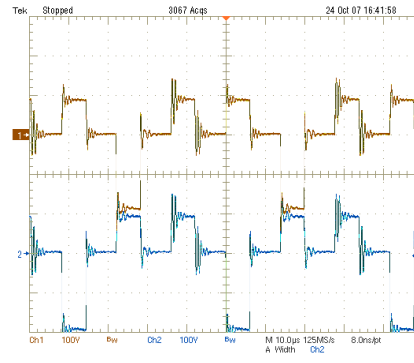


Fig. 6.34 – Tensão nos enrolamentos A1 e C1 para  $D_{máx}$ .

## 6.7 Conclusão

A análise de funcionamento do conversor meia-ponte utilizando a célula de comutação de quatro estados foi apresentada. Para as três regiões de operação, foram descritas as etapas de funcionamento, apresentadas as formas de onda básicas, bem como, o estudo do transformador. Foi realizado, ainda, o equacionamento para determinar o ganho estático do conversor que, para o MCC, é idêntico ao do conversor clássico.

Apesar de a célula de comutação proposta apresentar quatro estados de comutação, em cada região de operação, são utilizados apenas dois estados. Dessa forma, no MCC tem-se: para região A, operação nos estados três e quatro; para região B, operação nos estados dois e três; para região C, operação nos estados um e dois.

Como desdobramento da análise do conversor CC-CC meia-ponte, foi proposta a sua utilização como um inversor PWM senoidal. Para tanto foi proposta uma estratégia de modulação adaptada ao conversor baseado na célula de quatro estados. Foram analisados o transformador e o filtro de saída para esta aplicação.

Como característica deste inversor, cabe destacar que a frequência da tensão  $V_{ab}$  é o triplo da frequência de comutação e que a amplitude desta tensão é um terço da tensão de entrada. Desse modo, o conteúdo harmônico da tensão  $V_{ab}$  é reduzido, quando comparado ao inversor meia-ponte clássico, e por conseqüência, tem-se a redução dos elementos do filtro. Salienta-se ainda, que a tensão  $V_{ab}$  apresenta quatro níveis.

A utilização da célula de comutação de quatro estados propicia ainda a divisão da corrente de carga em três partes, distribuindo as perdas nos interruptores. Como desvantagem deste inversor, cita-se o aumento do número de interruptores e a inclusão do transformador.

Foi implementado um inversor de 500W, através do qual se observou o comportamento do conversor proposto, confirmando as análises realizadas. Os resultados obtidos indicam a viabilidade de utilização prática deste conversor.

## CONCLUSÃO GERAL

O crescimento do processamento eletrônico de energia, aliado à necessidade de conversores capazes de processar grandes quantidades de energia, tem instigado pesquisadores a desenvolver novas topologias e arranjos de conversores visando melhorar o desempenho global.

No processamento de potências elevadas, muitas vezes são empregadas técnicas de divisão da potência. Em conversores de tensão elevada é usual conectar os interruptores, ou até mesmo, os conversores em série. Já para correntes elevadas, pode-se conectar os interruptores ou os conversores em paralelo. Isto possibilita adequar as necessidades do conversor, às possibilidades tecnológicas dos interruptores disponíveis, no que concerne a esforços de tensão e de corrente.

No tocante à associação em série de interruptores e/ou conversores, observou-se que muitas alternativas são propostas na literatura. Já com relação à associação em paralelo, verificou-se que a produção não é tão extensa. Notou-se ainda que, nos últimos anos, este tema vem recebendo maior atenção por parte dos pesquisadores.

Diante disso, foi proposto neste trabalho uma nova célula de comutação, chamada célula de quatro estados, composta de três interruptores, três diodos e um transformador trifásico conectado em Y. Esta célula foi gerada a partir da generalização da célula de três estados proposta em [1].

No capítulo I foi descrito o princípio de funcionamento da célula de quatro estados, relatados os estados de comutação, a forma de modulação PWM, e discutidos aspectos referentes ao transformador trifásico utilizado. Como desdobramento natural, foram propostos novos conversores baseados na célula de comutação de quatro estados.

No âmbito dos conversores CC-CC não isolados, foram propostos os seis conversores básicos: *buck*; *boost*; *buck-boost*; *cük*; *sepic* e *zeta*. Já com relação aos conversores CC-CA, foram mostrados conversores meia-ponte e ponte completa. Para os conversores CC-CA, foram propostos, ainda, conversores utilizando a célula de três estados [1].

Na literatura foram encontrados conversores que apresentam propósitos semelhantes aos conversores baseados na célula de comutação de quatro estados. Dentre as características comuns destaca-se: distribuição e redução de perdas em condução; redução de ondulações nos filtros; redução dos filtros e melhora da resposta dinâmica.

No capítulo II, o conversor *buck* baseado na célula de comutação de quatro estados foi analisado. Para todas as regiões e modos de operação foram apresentadas: as etapas de operação; as principais formas de onda; o ganho estático; a característica de saída; a ondulação da tensão de saída; a ondulação da corrente de saída e o projeto do transformador. Ainda foram mostrados resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo de 1kW.

Nesse conversor, a frequência no filtro passivo de saída é o triplo da frequência de comutação, e a amplitude da tensão a que este filtro está submetido é um terço daquela a que estaria submetido no conversor clássico. Desse modo, os elementos do filtro podem ser reduzidos quando comparados ao conversor clássico, possibilitando a redução de volume e a melhora da resposta dinâmica.

Para o conversor *buck*, destaca-se ainda, que a corrente de entrada apresenta o triplo da frequência de comutação e para as regiões de operação B e C tem um nível contínuo adicionado de uma corrente pulsada. Desse modo, a filtragem de entrada também é facilitada.

O conversor *boost* baseado na célula de comutação proposta foi analisado qualitativa e quantitativamente no capítulo III. Para todas as regiões e modos de operação foram apresentadas: as etapas de operação; as principais formas de onda; o ganho estático; a característica de saída; a ondulação da tensão de saída; a ondulação da corrente de saída e o projeto do transformador. Ainda foram mostrados resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo de 1kW.

Para o conversor *boost*, a frequência nos filtros passivos de entrada e de saída são o triplo da frequência de comutação. A amplitude da tensão a que o indutor de entrada está submetido, assim como a corrente que circula no capacitor de saída, são um terço daquelas a que estes componentes estariam submetidos no conversor clássico. Nota-se ainda, que a corrente de saída para as regiões A e B apresenta um nível contínuo adicionado de uma corrente pulsada. Diante destas características, os elementos do filtro podem ser reduzidos quando comparados ao conversor clássico.

Já no capítulo IV, o conversor *buck-boost* baseado na célula de comutação de quatro estados foi analisado. Para todas as regiões e modos de operação foram apresentadas: as etapas de operação; as principais formas de onda; o ganho estático; a característica de saída; a ondulação da tensão de saída; a ondulação da corrente de saída e o projeto do transformador. Resultados de simulação validaram os estudos analíticos realizados.

A exemplo dos outros conversores CC-CC analisados, os elementos passivos do conversor *buck-boost* são submetidos a frequências três vezes maior que frequência de comutação e a amplitude da tensão no indutor de acumulação, assim como a corrente no capacitor de saída são um terço daquelas a que estariam submetidos no conversor clássico. Desse modo os elementos passivos podem ser reduzidos.

Apesar de aparentemente tangenciar o tema central desta tese, no capítulo V, foi analisado um conversor meia-ponte construído a partir da célula de comutação de três estados proposta em [1]. Isso se justifica pela ausência de publicações referentes a inversores baseados na célula de três estados. Para as duas regiões de operação, no MCC, foram descritas as etapas de funcionamento, apresentadas as formas de onda básicas, determinado o ganho estático, bem como,

realizado o estudo do transformador. Foi proposta ainda, a estratégia de modulação PWM, e apresentada uma estrutura de filtro de saída. Resultados experimentais de um protótipo de 1kW validaram a análise teórica realizada.

Esse inversor apresenta três níveis na tensão de saída  $V_{ab}$ . Destaca-se ainda que a frequência da tensão  $V_{ab}$  é o dobro da frequência de comutação e que a amplitude desta tensão é um meio da tensão de entrada. Desse modo, o conteúdo harmônico da tensão  $V_{ab}$  é reduzido, quando comparado ao inversor meia-ponte clássico, e por consequência, tem-se a redução dos elementos do filtro.

A utilização da célula de comutação de quatro estados em conversores meia-ponte foi objeto de estudo no capítulo VI. Para as três regiões de operação, no MCC, foram descritas as etapas de funcionamento, apresentadas as formas de onda básicas, determinado o ganho estático, bem como, realizado o estudo do transformador.

Tendo em vista a utilização desta estrutura como um inversor PWM senoidal, foi proposta uma estratégia de modulação PWM, e para essa aplicação foi discutido uma estrutura de filtro de saída. Resultados experimentais de um protótipo operando com 500W validaram a análise teórica realizada.

Como característica deste inversor, cabe destacar que a frequência da tensão  $V_{ab}$  é o triplo da frequência de comutação e que a amplitude desta tensão é um terço da tensão de entrada. Desse modo, o conteúdo harmônico da tensão  $V_{ab}$  é reduzido, quando comparado ao inversor meia-ponte clássico, e por consequência, tem-se a redução dos elementos do filtro. Salienta-se ainda, que a tensão  $V_{ab}$  apresenta quatro níveis.

Como características gerais de conversores baseados na célula de comutação de quatro estados pode-se destacar que a frequência nos elementos de filtro é três vezes maior que a frequência de comutação, e que a tensão e/ou a corrente sobre estes elementos são um terço da que estariam submetidos nos conversores clássicos. Desse modo, ao utilizar a célula de comutação de quatro estados obtém-se uma significativa redução dos filtros, reduzindo peso e volume, e possibilitando a melhora da resposta dinâmica.

Outra característica importante é que conversores baseados na célula de quatro estados apresentam área de operação no modo de condução contínuo muito maior que os conversores clássicos [52] e maiores que os conversores propostos em [1,4]. No ponto de transição entre as regiões de operação, quando a razão cíclica é um terço ou dois terços, pode-se obter condução contínua para toda faixa de operação do conversor. Em outras palavras, se o conversor operar próximo a essas razões cíclicas, obtém-se uma redução ainda maior nos filtros.

A utilização da célula de comutação de quatro estados propicia ainda a divisão da corrente de carga em três partes, distribuindo as perdas nos interruptores. Como desvantagem

referente à utilização da célula de quatro estados, cita-se o aumento do número de interruptores e a inclusão do transformador.

O presente trabalho apresentou contribuições diretas nas linhas de conversores PWM CC-CC e CC-CA. Não obstante, estes conversores muitas vezes são, ou podem ser, blocos construtivos de sistemas maiores e mais complexos. Destaca-se ainda que é possível aplicar a célula de comutação proposta a outros conversores, além dos propostos neste trabalho.

Por fim, algumas propostas de continuidade e aprofundamento da pesquisa a respeito da célula de quatro estados, bem como de sua aplicação a conversores estáticos são sugeridas:

- análise e implementação de conversores CC-CC *cük, sepic e zeta*;
- análise e implementação de conversores CC-CA utilizando ponte completa;
- análise e implementação de retificadores PFC;
- modelagem dinâmica e estratégias de controle;
- caracterização e modelagem do transformador trifásico;
- estudo sobre o possível desequilíbrio das correntes entre as fases;
- estudo sobre a possível saturação do transformador;
- análise e implementação de conversores baseados em células de N estados.



## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Bascopé, Grover V. T. “*Nova Família de Conversores CC-CC PWM Não Isolados Utilizando Célula de Comutação de Três Estados*”. Florianópolis, 2001. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [2] Bascopé, G. V. T.; Barbi, I. “*Generation of Family of Non-Isolated DC-DC PWM Converters Using New Three-State Switching Cell*”. Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual, Volume: 2, 18-23 June 2000. p. 858 – 863.
- [3] Bascopé, G. V. T.; Barbi, I. “*Novo Conversor Elevador CC-CC PWM Não Isolado com Célula de Três Estados de Comutação*”. CBA 2000 - Congresso Brasileiro de Automática. Anais. Florianópolis -setembro 2000. p 778-783.
- [4] Balestero, J. P.R.; et al. “*Buck PWM DC-TO-DC Converter with Three-State Switching Cell*”. COBEP 2005 - Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência. Anais. Recife - junho 2005. p 611-616.
- [5] Bascopé, G. V. T.; Barbi, I. “*A Novel Unity Power Factor Rectifier Based on the Boost Converter with the Three-State Switching Cell*”. COBEP 2001 - Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência. Anais. Florianópolis. p 174-179.
- [6] Seixas, F. J. M.; et al. “*Three-State Switching Cell Applied to the Single-Stage Boost PFC:Design Criteria and Experimentation*”. COBEP 2007 - Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência. Anais. Blumenau - outubro 2007.
- [7] Torrico-Bascopé, G. V.; et al. “*A High Step-Up DC-DC Converter Based on Three-State Switching Cell*”. Industrial Electronics International Symposium. ISIE 06. 2006, Volume: 2, July 2006. p. 998 – 1003.
- [8] Braga, Henrique A. C. “*Conversores Multiníveis em Corrente*”. Florianópolis, 1996. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [9] Shaffer, Brian “*Interleaving Contributes Unique Benefits to Forward and Flyback Converters*” Power Supply Design Seminar, 2004. Texas Instruments.
- [10] Wong, L. P.; et al. “*Interleaved Three-Phase Forward Converter Using Integrated Transformer*”. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol:52, Num.:05, Oct 2005, p. 1246-1260.
- [11] Garcia, O.; et al. “*An Automotive 16 Phases DC-DC Converter*” Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. p. 350 – 355.
- [12] Andrade, M. A. P.; Schuch, L.; Pinheiro, J. R. “*Generalized Switching Logic Scheme For CCM-PFC Interleaved Boost Converter*” Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. p. 2353 – 2359.

- [13] Oliveira, Sérgio V. G. “*Conversor CC-CC Elevador Trifásico com Isolamento em Alta Frequência*”. Florianópolis, 2006. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [14] Prazad, A. R.; Ziogas, P. D.; Manias, S. “*A Three-Phase Resonant PWM DC-DC Converter*”. Power Electronics Specialists Conference, 1991. PESC 91. p. 463 – 473.
- [15] Prazad, A. R.; Ziogas, P. D.; Manias, S. “*Analysis and Design of a Three-Phase Off-Line dc-dc Converter with High-Frequency Isolation*”. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol:28, Num.:04, July-August 1992, p. 824-832.
- [16] Oliveira, S. V. G.; Barbi, I “*New 3-Phase Step-Up DC-DC Converter with 3-Phase High Frequency Transformer*”. COBEP 2003 - Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência. Anais. Fortaleza - setembro 2003. p 842-846.
- [17] Xu, M.; Zhou, J; Lee F. C. “*A Current-Tripler dc-dc Converter*”. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol:19, Num.:03, May 2004, p. 693-670.
- [18] Oliveira, S. V. G.; Barbi, I “*Design and Experimental Results to the Three-Phase Step-up DC-DC Converter with Three-phase High-frequency Transformer*”. INDUSCON 2004 – Conferência Internacional de Aplicações Industriais. Anais. Joinville - 2004.
- [19] Oliveira, D. S., Jr.; Barbi, I “*A three-phase ZVS PWM DC/DC converter with asymmetrical duty cycle associated with a three-phase version of the hybrid rectifier*”. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol:20, Mar 2005, p. 354-360.
- [20] Oliveira, D. S., Jr.; Barbi, I “*A Three-phase ZVS PWM DC/DC Converter with Asymmetrical Duty Cycle for High Power Applications*”. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol:20, Mar 2005, p. 370-377.
- [21] Wong, P. L.; et al. “*Investigating Coupling Inductors in the Interleaving QSW VRM*” Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fiftenth Annual IEEE, Volume 2, 06-10 Feb. 2000 pp. 973 – 978.
- [22] Wong, P. L.; et al. “*A Novel Modeling Concept for Multi-coupling Core Structures*” Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE, Volume 1, 4-8 March. 2001 pp. 102 – 108.
- [23] Wong, P. L.; et al. “*Performance Improvements of Interleaving VRMs with Coupling Inductors*” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol:16, July 2001, p. 499-507.
- [24] Xu, P.; Wei, J.; Lee, F. C. “*Multiphase Coupled-Buck Converter—A Novel High Efficient 12 V Voltage Regulator Module*” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol:18, Jan. 2003, p. 74-82.
- [25] Xu, M.; et al. “*Small Signal Modeling of a High Bandwidth Voltage Regulator Using Coupled Inductors*” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol:22, March. 2007, p. 399-406.

- [26] Andresen, R. “*H-Driver DC-TO-DC Converter Utilizing Mutual Inductance*”, 1993; U.S Patent number 5,204,809, International Business Machines Corp.
- [27] Yao, K.; et al. “*A novel winding-coupled buck converter for high-frequency, high-step-down DC-DC conversion*” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol:20, Sept. 2005, p. 1017-1024.
- [28] Petibon, S.; et al. “*Multiphase Converter Structures Applied To Integrated Micro-Power Application Circuits*” Power Electronics and Applications European Conference, 2007. EPE 2007. Sept. 2007 pp. 1 – 9.
- [29] Li, J.; Sullivan, C. R.; Schultz, A. “*Coupled-Inductor Design Optimization for Fast-Response Low-Voltage DC-DC Converters*” Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE, Volume 2, 10-14 March 2002 pp. 817 – 823.
- [30] Czogalla, J.; Li, J.; Sullivan, C. R. “*Automotive Application of Multi-Phase Coupled-Inductor DC-DC Converter*” Industry Applications Society, 2003. IAS '03. p. 1524 – 1529.
- [31] Li, J.; Schultz, A.; Sullivan, C. R. “*Using Coupled Inductors to Enhance Transient Performance of Multi-Phase Buck Converters*” Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC 2004. Nineteenth Annual IEEE, Volume 2, pp. 1289 – 1293.
- [32] Prabhakaran, S; et al. “*Microfabricated Coupled Inductors for DC-DC Converters for Microprocessor Power Delivery*” Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. p. 4467 – 4472.
- [33] Schultz, A.; Sullivan, C. R. “*Voltage converter with coupled inductive windings, and associated methods*”, 2002; U.S Patent number 6,362,986 Volterra Semiconductor Corp.
- [34] Wen, W.; Lee, Y. S. “*A Two-Channel Interleaved Boost Converter with Reduced Core Loss and Copper Loss*” Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. p. 1003 – 1009.
- [35] Lee, P. W.; et al. “*Steady-State Analysis of an Interleaved Boost Converter with Coupled Inductors*” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol:47, Aug. 2000, p. 787-795.
- [36] Chandrasekaran, S.; Gökdere, L. U. “*Integrated Magnetics for Interleaved DC-DC Boost Converter for Fuel Cell Powered Vehicles*” Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. p. 356 – 361.
- [37] Shin, H. B.; et al. “*Generalised steady-state analysis of multiphase interleaved boost converter with coupled inductors*” IEE Proceedings Electric Power Applications, Vol:152, May. 2005, p. 584-594.
- [38] Shin, H. B.; et al. “*Small-signal analysis of multiphase interleavedboost converter with coupled inductors*” IEE Proceedings Electric Power Applications, Vol:152, Sep. 2005, p. 1161-1170.

- [39] Zumel, P.; et al. “*Magnetic Integration for Interleaved Converters*” Applied Power Electronics Conference, 2003. APEC '03. p. 1143 – 1149.
- [40] Zumel, P.; et al. “*Tight magnetic coupling in multiphase interleaved converters based on simple transformers*” Applied Power Electronics Conference, 2005. APEC '05. p. 385 – 391.
- [41] Kim, Sangsun “*New Multiple DC-DC Converter Topology With a High Frequency Zig-Zag Transformer*”. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE Volume: 1, 22-26 Feb. 2004. p. 647 – 653.
- [42] Park, I. G.; Kim, S. I. “*Modeling and Analysis of Multi-Interphase Transformers for Connecting Power Converters in Parallel*” Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC 97. p. 1164 – 1170.
- [43] Dawson, F. P. “*DC-DC Converter Interphase Transformer Design Considerations: Volt-Seconds Balancing*” IEEE Transactions on Magnetics, Vol:26, Sep. 1990, p. 2250-2252.
- [44] Forest, F.; et al. “*Optimization of the Supply Voltage System in Interleaved Converters Using Intercell Transformers*” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol:22, May. 2007, p. 934-942.
- [45] Forest, F.; et al. “*Multicell Interleaved Flyback Using Intercell Transformers*” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol:22, Sep. 2007, p. 1662-1671.
- [46] Rodriguez, J., Lai, J. S.; Peng, F. Z. “*Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications*” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol:49, Aug. 2002, p. 724-738.
- [47] Matsui, K., et al. “*A technique of parallel-connections of pulsewidth modulated NPC inverters by and using current sharing reactors*” Industrial Electronics, Control and Instrumentation International Conference, 1993. IECON 93. p. 1246 – 1251.
- [48] Ueda, F.; et al. “*Parallel-connections of pulsewidth modulated inverters using current sharing reactors*” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol:10, Nov. 1995, p. 673-679.
- [49] Agelidis, V. G.; Goh, H. C. “*Low-distortion variable-level PWM technique*” IEE Proceedings Electric Power Applications, Vol:145, Mar. 1998, p. 73-78.
- [50] Vorpérian, V. “*Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part I: Continuous Conduction Modes*” IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, Vol:26, May. 1990, p. 490-496.
- [51] Naik, R.; et al. “*A Magnetic Device Current Injection in a Three-Phase Sinusoidal-Current Utility Interface*” Industry Applications Society Annual Meeting, 1993. Conference Record of the 1993 IEEE 2-8 Oct. 1993 pp. 926 – 930.
- [52] Barbi, I.; Martins, D. C. “*Conversores CC-CC Básicos não Isolados*” Edição do Autor, Florianópolis, 2000.

- [53] Mohan, N., Undeland, T. M.; Robbins, W. P. “*Power Electronics – converters, Applications, and Design*” 2. ed. Reading John Wiley & Sons, 1995.
- [54] Martins, D. C.; Barbi, I. “*Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA*” Edição dos Autores, Florianópolis, 2005.
- [55] Barbi, I. “*Projeto de Fontes Chaveadas*” 2. ed - Edição do Autor, Florianópolis, 2007.
- [56] Peraça, M. T.; Barbi, I. “*The Generation of DC-DC Converters using new Three-Terminal Multiple-State Cells*”. Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC 05. 2005 June 2005. p. 2657 – 2663.
- [57] Peraça, M. T.; Barbi, I. “*A New Boost DC-DC Converter with a Y- $\Delta$  Commutation Cell*”. COBEP 2005 - Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência. Anais. Recife - junho 2005. p 625-630.
- [58] Peraça, M. T.; Barbi, I. “*Three-level Half-bridge Inverter Based on the Three-state Switching Cell*”. INDUSCON 2006 – Conferência Internacional de Aplicações Industriais. Anais. Recife - 2006.
- [59] Peraça, M. T.; Barbi, I. “*Four-level Half-bridge Inverter Based on the Y- $\Delta$  Four-state Switching Cell*”. COBEP 2007 - Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência. Anais. Blumenau – out. 2007. p 907-912.