

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA**

Eloi Agostini Junior

CONVERSOR CC-CC TRIFÁSICO ZVS PWM DE TRÊS NÍVEIS

Florianópolis
2012

Eloi Agostini Junior

CONVERTOR CC-CC TRIFÁSICO ZVS PWM DE TRÊS NÍVEIS

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

Orientador: Prof. Dr. Ing. Ivo Barbi

Florianópolis
2012

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

Agostini, Eloi Jr.
Conversor CC-CC Trifásico ZVS PWM de
Três Níveis [tese]
/ Eloi Jr. Agostini ; orientador, Ivo
Barbi -
Florianópolis, SC, 2012.
267 p. ; 21cm

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

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2.
Conversores CC-CC. 3. Comutação
Suave. I. Barbi, Ivo. II.
Universidade Federal de Santa
Catarina. Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica. III. Título.

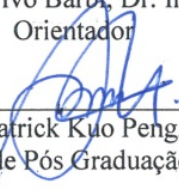
Eloi Agostini Junior

CONVERSOR CC-CC TRIFÁSICO ZVS PWM DE TRÊS NÍVEIS

Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, na área de concentração 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. Patrick Kuo Peng, Dr.
Coordenador do Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



Prof. Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa, Dr.



Prof. René Pastor Torrico Bascopé, Dr.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Ênio Valmor Kassick, Dr.

Ao meu filho Lucas,
À minha esposa Daniele,
Aos meus pais Eloi e Ilsa,
À minha irmã Arina,
Aos meus amigos.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus pela força e saúde, essenciais para o desenvolvimento deste trabalho.

Aos meus pais Eloi e Ilsa e à minha irmã Arina, que manifestaram apoio incondicional ao longo destes anos e que tiveram uma participação fundamental nesta jornada.

À minha esposa Daniele, que compartilha diariamente das minhas alegrias e tristezas e que sempre me incentivou a cursar o doutorado.

Ao meu filho Lucas, que veio ao mundo durante o período deste doutorado, trazendo um significado maior à minha vida.

Ao meu orientador, professor Doutor Ivo Barbi pela confiança em mim depositada e por sua excepcional orientação, sendo que seu conhecimento, liderança e competência foram determinantes para o sucesso desta tese. No decorrer destes anos, tivemos discussões técnicas extremamente interessantes, com diversos desafios que contribuíram para a minha formação técnica e que sem dúvida ampliaram minha visão sobre diversos fundamentos da engenharia e da física.

Ao relator da Tese, professor Doutor Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa, e aos demais membros das bancas examinadoras de Qualificação e Tese, cujas análises e contribuições foram essenciais para o êxito deste trabalho.

Ao meu orientador de mestrado, professor Doutor Arnaldo José Perin, pelo incentivo e contribuição à minha formação.

Aos amigos Gleyson Luiz Piazza e Gabriel Tibola, grandes incentivadores e parceiros desde os tempos do mestrado. Ao companheiro de sala Moisés Carlos Tanca Villanueva, sempre educado e prestativo, tornando nosso convívio harmonioso nestes quatro anos.

Aos demais professores, equipe técnica e colegas do INEP.

Ao povo brasileiro, verdadeiro fomentador desta pesquisa.

Muito obrigado!

“De tanto ver triunfar as nulidades; de tanto ver prosperar a desonra, de tanto ver crescer a injustiça. De tanto ver agigantarem-se os poderes nas mãos dos maus, o homem chega a desanimar-se da virtude, a rir-se da honra e a ter vergonha de ser honesto.”

(Rui Barbosa)

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

CONVERTOR CC-CC TRIFÁSICO ZVS PWM DE TRÊS NÍVEIS

Eloi Agostini Junior

Junho de 2012

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chave: Conversor CC-CC Trifásico, Comutação Suave, ZVS, NPC.

Número de Páginas: 267

RESUMO: Esta tese propõe uma topologia de conversor CC-CC trifásico de três níveis, modulado por largura de pulso e com comutação suave. A análise estática dos sete modos de condução descontínua e dos seis modos de condução contínua é apresentada no decorrer do documento. A análise dinâmica do conversor voltada para a operação em condução contínua também é apresentada, fornecendo a função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica. A comutação dos doze interruptores comandados é investigada em detalhes, enfatizando-se a condução contínua, onde há a possibilidade de obtenção de comutação suave do tipo ZVS em todos os doze interruptores do conversor. Para a comprovação das análises apresentadas, realiza-se a simulação numérica e a experimentação através de um protótipo de 10 kW, 800 V de tensão de entrada, 200 V de tensão de saída e 40 kHz do conversor proposto.

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

THREE-PHASE THREE-LEVEL ZVS PWM DC-DC CONVERTER

Eloi Agostini Junior

June 2012

Advisor: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of concentration: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: Three-Phase DC-DC Converter, Soft-Switching, ZVS, NPC.

Number of Pages: 267

ABSTRACT: This thesis proposes a three-level three-phase pulse-width-modulated soft-switched DC-DC converter. The static analysis of seven discontinuous conduction modes and six continuous conduction modes is carried out. The dynamic analysis is also performed, providing the output voltage to duty cycle transfer function. The commutation of all converter switches is detailed, emphasizing the continuous conduction, where there is the possibility of achieving zero-voltage-switching for all the twelve converter switches. In order to validate the presented analyses, the computer aided simulation and experimental results from a prototype rated at 10 kW, 800 V input voltage, 200 V output voltage, and 40 kHz are performed.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Arquitetura básica de um conversor CC-CC trifásico isolado em alta frequência.....	5
Figura 2.2 – Conversor CC-CC trifásico não ressonante proposto em [1].....	7
Figura 2.3 – Conversores CC-CC trifásicos ressonantes propostos em [2].....	8
Figura 2.4 – Conversor CC-CC trifásico série-ressonante proposto em [3].....	8
Figura 2.5 – Conversor CC-CC trifásico com comando assimétrico proposto em [4].	9
Figura 2.6 – Conversor CC-CC trifásico alimentado em corrente com grampeamento ativo [5].....	9
Figura 2.7 – Estágio de potência do conversor proposto com filtro de saída puramente capacitivo [25-27].....	11
Figura 2.8 – Estágio de potência do conversor proposto com filtro LC.....	11
Figura 2.9 – Símbolo equivalente para a representação do transformador trifásico.	12
Figura 2.10 – Conversor CC-CC trifásico de três níveis proposto em [6].	14
Figura 2.11 - Distribuição dos pulsos de comando dos interruptores do conversor TPTL-ZVS-PWM durante um período de comutação.....	16
Figura 3.1 – Etapas de operação referentes ao MCD 1.	20
Figura 3.2 - Principais formas de onda referentes ao MCD 1.	22
Figura 3.3 - Região de ocorrência do MCD 1.	28
Figura 3.4 - Etapas de operação referentes ao MCD 2.....	29
Figura 3.5 - Principais formas de onda referentes ao MCD 2.....	31
Figura 3.6 - Região de ocorrência do MCD 2.....	36
Figura 3.7 - Etapas de operação referentes ao MCD 3.....	37
Figura 3.8 - Principais formas de onda referentes ao MCD 3.....	39
Figura 3.9 - Região de ocorrência do MCD 3.....	43
Figura 3.10 - Etapas de operação referentes ao MCD 4.....	44
Figura 3.11 - Principais formas de onda referentes ao MCD 4.....	46
Figura 3.12 - Região de ocorrência do MCD 4.....	51
Figura 3.13 - Etapas de operação referentes ao MCD 5.....	52
Figura 3.14 - Principais formas de onda referentes ao MCD 5.....	54
Figura 3.15 - Região de ocorrência do MCD 5.....	60
Figura 3.16 - Etapas de operação referentes ao MCD 6.....	61
Figura 3.17 - Principais formas de onda referentes ao MCD 6.....	63
Figura 3.18 - Região de ocorrência do MCD 6.....	67
Figura 3.19 - Etapas de operação referentes ao MCD 7.....	68
Figura 3.20 - Principais formas de onda referentes ao MCD 7.....	70
Figura 3.21 - Região de ocorrência do MCD 7.....	75
Figura 4.1 - Etapas de operação referentes ao MCC 1.....	78
Figura 4.2 - Principais formas de onda referentes ao MCC 1.....	80
Figura 4.3 - Região de ocorrência do MCC 1.....	86
Figura 4.4 - Etapas de operação referentes ao MCC 2.....	87
Figura 4.5 - Principais formas de onda referentes ao MCC 2.....	89

Figura 4.6 - Região de ocorrência do MCC 2.....	95
Figura 4.7 - Etapas de operação referentes ao MCC 3.....	96
Figura 4.8 - Principais formas de onda referentes ao MCC 3.....	98
Figura 4.9 - Região de ocorrência do MCC 3.....	104
Figura 4.10 - Etapas de operação referentes ao MCC 4.....	105
Figura 4.11 - Principais formas de onda referentes ao MCC 4.....	107
Figura 4.12 - Região de ocorrência do MCC 4.....	112
Figura 4.13 - Etapas de operação referentes ao MCC 5.....	113
Figura 4.14 - Principais formas de onda referentes ao MCC 5.....	115
Figura 4.15 - Região de ocorrência do MCC 5.....	121
Figura 4.16 - Etapas de operação referentes ao MCC 6.....	122
Figura 4.17 - Principais formas de onda referentes ao MCC 6.....	124
Figura 4.18 - Região de ocorrência do MCC 6.....	130
Figura 4.19 - Característica de saída completa do conversor TPTL-ZVS-PWM.	131
Figura 5.1 - Estágio de potência do conversor TPTL-ZVS-PWM com pontos de interesse destacados.....	134
Figura 5.2 - Forma de onda da tensão v_{Rag}	136
Figura 5.3 - Forma de onda da tensão v_{ag}	138
Figura 5.4 - Característica de saída do conversor TPTL-ZVS-PWM: análise aproximada (linhas contínuas); análise exata (linhas tracejadas).....	141
Figura 5.5 - Circuito equivalente do conversor TPTL-ZVS-PWM para a análise dinâmica.....	142
Figura 5.6 - Circuito equivalente para o estágio de saída do conversor.....	146
Figura 5.7 - Resposta da corrente de saída a um degrau de 0,05 de razão cíclica: simulação (linha contínua); modelo (linha tracejada).....	147
Figura 5.8 - Resposta da tensão de saída a um degrau de 0,05 de razão cíclica: simulação e modelo.....	148
Figura 6.1 - Etapas de operação referentes à entrada em condução dos interruptores S_1 e S_2 no MCC 1.....	153
Figura 6.2 – Formas de onda referentes à comutação dos interruptores S_1 e S_2 no MCC 1.....	154
Figura 6.3 - Circuito equivalente da etapa ressonante referente ao MCC 1.....	154
Figura 6.4 – Circuito equivalente simplificado da etapa ressonante do MCC 1.	155
Figura 6.5 – Plano de fase $i_{La} \times v_{Ceq1}$ para o MCC 1.....	157
Figura 6.6 - Etapas de operação referentes à entrada em condução dos interruptores S_1 e S_2 no MCC 2.....	159
Figura 6.7 - Formas de onda referentes à comutação dos interruptores S_1 e S_2 no MCC 2.....	160
Figura 6.8 - Circuito equivalente da etapa ressonante referente ao MCC 2.....	160
Figura 6.9 - Circuito equivalente simplificado da etapa ressonante do MCC 2.	161
Figura 6.10 – Plano de fase $i_{La} \times v_{Ceq1}$ para o MCC 2.....	163

Figura 6.11 - Formas de onda referentes à comutação dos interruptores S_1 e S_2 no MCC 3.	165
Figura 6.12 – Plano de fase $i_{La} \times v_{Ceq1}$ para o MCC 3.	167
Figura 6.13 - Etapas de operação referentes à entrada em condução dos interruptores S_1 e S_2 no MCC 4.	169
Figura 6.14 - Formas de onda referentes à comutação dos interruptores S_1 e S_2 no MCC 4.	170
Figura 6.15 - Circuito equivalente da etapa ressonante referente ao MCC 4.	170
Figura 6.16 - Circuito equivalente simplificado da etapa ressonante do MCC 4.	171
Figura 6.17 – Plano de fase $i_{La} \times v_{Ceq1}$ para o MCC 4.	173
Figura 6.18 - Etapas de operação referentes à entrada em condução dos interruptores S_1 e S_2 no MCC 5.	175
Figura 6.19 - Formas de onda referentes à comutação dos interruptores S_1 e S_2 no MCC 5.	176
Figura 6.20 - Circuito equivalente da etapa ressonante referente ao MCC 5.	176
Figura 6.21 - Circuito equivalente simplificado da etapa ressonante do MCC 5.	177
Figura 6.22 – Plano de fase $i_{La} \times v_{Ceq1}$ para o MCC 5.	179
Figura 6.23 - Formas de onda referentes à comutação dos interruptores S_1 e S_2 no MCC 6.	181
Figura 6.24 – Plano de fase $i_{La} \times v_{Ceq1}$ para o MCC 6.	183
Figura 6.25 – Conversor TPTL-ZVS-PWM com a adição de indutores na saída da célula de comutação.	186
Figura 6.26 – Conversor TPTL-ZVS-PWM com a adição de indutores em paralelo com o transformador trifásico.	187
Figura 6.27 – Conversor TPTL-ZVS-PWM com a adição de pólos ressonantes à célula de comutação.	188
Figura 7.1 – Estágio de potência do conversor TPTL-ZVS-PWM proposto.	192
Figura 7.2 – Característica de saída do conversor TPTL-ZVS-PWM com ponto de operação nominal destacado.	194
Figura 7.3 – Diagrama de blocos do sistema em malha fechada.	197
Figura 7.4 – Circuito equivalente do sensor de tensão.	197
Figura 7.5 – Diagrama de Bode de G_{vo} para a condição de carga nominal.	199
Figura 7.6 – Diagrama de Bode de G_{vo} para a condição a vazio.	200
Figura 7.7 – Circuito do controlador PI com filtro.	201
Figura 7.8 – Diagrama de Bode da função de transferência do controlador projetado.	202
Figura 7.9 – Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto do sistema compensado com carga nominal.	203
Figura 7.10 – Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto do sistema compensado operando a vazio.	203
Figura 7.11 - Tensão de saída v_o e corrente de saída i_o (antes do filtro capacitivo).	205
Figura 7.12 - Tensões entre o nó “a” e os nós “g” e “b”.	206

Figura 7.13 - Correntes nas fases do conversor i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc}	207
Figura 7.14 - Tensões e correntes (escalonadas por 15x) nos interruptores S_1 e S_2 (incluindo as corrente nos diodos D_1 e D_2).....	208
Figura 7.15 - Correntes nos diodos D_{13} , D_{14} , D_{19} e D_{20}	209
Figura 7.16 - Tensões nos enrolamentos do primário e do secundário da fase “a” do transformador T.....	210
Figura 7.17 – Resposta da tensão de saída a um degrau de 100% para 50% de carga.....	211
Figura 7.18 – Resposta da tensão de saída a um degrau de 50% para 100% de carga.....	211
Figura 7.19 – Resposta da tensão de saída do conversor alimentando um inversor monofásico de 5 kW.....	212
Figura 7.20 - Tensão de saída v_o (50V/div; 10 μ s/div).....	213
Figura 7.21 - Corrente de saída i_o (10A/div; 10 μ s/div) (antes do filtro capacitivo).....	214
Figura 7.22 - Corrente i_{La} (10A/div; 10 μ s/div).....	214
Figura 7.23 - Corrente i_{Lb} (10A/div; 10 μ s/div).....	215
Figura 7.24 - Corrente i_{Lc} (10A/div; 10 μ s/div).....	215
Figura 7.25 - Tensão entre os nós “a” e “b” v_{ab} (500V/div; 10 μ s/div).....	216
Figura 7.26 – Tensão (200V/div; 10 μ s/div) e corrente (10A/div; 10 μ s/div) no interruptor S_1	217
Figura 7.27 – Tensão (200V/div; 10 μ s/div) e corrente (10A/div; 10 μ s/div) no interruptor S_2	217
Figura 7.28 - Detalhe do bloqueio do interruptor S_1 sem inserção de capacitância de auxílio à comutação (200V/div; 10A/div; 200ns/div).....	218
Figura 7.29 - Detalhe do bloqueio do interruptor S_2 sem inserção de capacitância de auxílio à comutação (200V/div; 10A/div; 200ns/div).....	218
Figura 7.30 - Detalhe do bloqueio do interruptor S_1 com inserção de capacitância de auxílio à comutação (200V/div; 10A/div; 500ns/div).....	219
Figura 7.31 - Detalhe do bloqueio do interruptor S_2 com inserção de capacitância de auxílio à comutação (200V/div; 10A/div; 500ns/div).....	220
Figura 7.32 – Resposta da tensão de saída para um degrau de 64% para 100% de carga (50V/div; 10A/div; 2ms/div).....	221
Figura 7.33 – Resposta da tensão de saída para um degrau de 100% para 64% de carga (50V/div; 10A/div; 2ms/div).....	222
Figura 7.34 - Característica de saída do conversor TPTL-ZVS-PWM obtida experimentalmente.....	223
Figura 7.35 - Curva de rendimento do conversor TPTL-ZVS-PWM de 10kW.....	225
Figura 7.36 - Fotografia do protótipo de 10kW do conversor TPTL-ZVS-PWM construído.....	225
Figura 8.1 - Estrutura do transformador trifásico em estudo.....	238
Figura 8.2 - Representação básica do transformador trifásico.....	239
Figura 8.3 - Formas de onda da tensão e da densidade de fluxo magnético para a determinação do parâmetro k_p para a condição de tensão sinusoidal.....	241

Figura 8.4 - Formas de onda da tensão e da densidade de fluxo magnético para a determinação do parâmetro k_p para a condição de tensão retangular.....	243
Figura 8.5 - Formas de onda da tensão e da densidade de fluxo magnético para a determinação do parâmetro k_p para a condição de tensão de quatro níveis.....	244

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Comparativo entre o conversor TPTL-ZVS-PWM [25-27] e o conversor proposto em [6].	13
Tabela 3.1 - Estados dos interruptores referentes às dezoito etapas do MCD 1.20	
Tabela 3.2 - Valores de tensão e corrente inicial nos indutores L_a , L_b e L_c para as três primeiras etapas de operação no MCD 1	23
Tabela 3.3 - Estados dos interruptores referentes às dezoito etapas do MCD 2.29	
Tabela 3.4 - Valores de tensão e corrente inicial nos indutores L_a , L_b e L_c para as três primeiras etapas de operação no MCD 2	32
Tabela 3.5 - Estados dos interruptores referentes às dezoito etapas do MCD 3.37	
Tabela 3.6 - Valores de tensão e corrente inicial nos indutores L_a , L_b e L_c para as três primeiras etapas de operação no MCD 3	40
Tabela 3.7 - Estados dos interruptores referentes às dezoito etapas do MCD 4.44	
Tabela 3.8 - Valores de tensão e corrente inicial nos indutores L_a , L_b e L_c para as três primeiras etapas de operação no MCD 4	47
Tabela 3.9 - Estados dos interruptores referentes às dezoito etapas do MCD 5.52	
Tabela 3.10 - Valores de tensão e corrente inicial nos indutores L_a , L_b e L_c para as três primeiras etapas de operação no MCD 5	55
Tabela 3.11 - Estados dos interruptores referentes às dezoito etapas do MCD 6	61
Tabela 3.12 - Valores de tensão e corrente inicial nos indutores L_a , L_b e L_c para as três primeiras etapas de operação no MCD 6	64
Tabela 3.13 - Estados dos interruptores referentes às dezoito etapas do MCD 7	68
Tabela 3.14 - Valores de tensão e corrente inicial nos indutores L_a , L_b e L_c para as três primeiras etapas de operação no MCD 7	71
Tabela 4.1 - Estados dos interruptores referentes às dezoito etapas do MCC 1.78	
Tabela 4.2 - Valores de tensão e corrente inicial nos indutores L_a , L_b e L_c para as três primeiras etapas de operação no MCC 1	81
Tabela 4.3 - Estados dos interruptores referentes às dezoito etapas do MCC 2.87	
Tabela 4.4 - Valores de tensão e corrente inicial nos indutores L_a , L_b e L_c para as três primeiras etapas de operação no MCC 2	90
Tabela 4.5 - Estados dos interruptores referentes às dezoito etapas do MCC 3.96	
Tabela 4.6 - Valores de tensão e corrente inicial nos indutores L_a , L_b e L_c para as três primeiras etapas de operação no MCC 3	99
Tabela 4.7 - Estados dos interruptores referentes às dezoito etapas do MCC 4	105
Tabela 4.8 - Valores de tensão e corrente inicial nos indutores L_a , L_b e L_c para as três primeiras etapas de operação no MCC 4	108
Tabela 4.9 - Estados dos interruptores referentes às dezoito etapas do MCC 5	113
Tabela 4.10 - Valores de tensão e corrente inicial nos indutores L_a , L_b e L_c para as três primeiras etapas de operação no MCC 5	116

Tabela 4.11 - Estados dos interruptores referentes às dezoito etapas do MCC 6.	122
Tabela 4.12 - Valores de tensão e corrente inicial nos indutores L_a , L_b e L_c para as três primeiras etapas de operação no MCC 6.	125
Tabela 5.1 - Parâmetros do conversor utilizados para a validação do seu modelo dinâmico.	146
Tabela 6.1 – Valores de corrente no bloqueio de S_1 , S_4 , S_5 , S_8 , S_9 e S_{12} para os sete modos de condução descontínua.	185
Tabela 7.1 - Especificações para o projeto de um conversor TPTL-ZVS-PWM de 10 kW.	192
Tabela 7.2 – Faixa de carga com comutação suave e valor mínimo do tempo morto para valores de interesse de C_{eq} .	195
Tabela 7.3 - Esforços nos semicondutores do conversor TPTL-ZVS-PWM de 10 kW.	196
Tabela 7.4 - Esforços de tensão e de corrente nos elementos magnéticos e no capacitor de saída do conversor TPTL-ZVS-PWM de 10 kW.	196
Tabela 7.5 - Componentes utilizados para a implementação do conversor TPTL-ZVS-PWM de 10 kW.	196
Tabela 7.6 - Principais resultados das medições realizadas no protótipo do conversor TPTL-ZVS-PWM de 10kW.	222

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Abr / Sig	Descrição
CC	Corrente Contínua
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>
PI	Proporcional Integral
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
TPTL	<i>Three Phase Three Level</i>
ZCS	<i>Zero Current Switching</i>
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Descrição	Unidade
A_e	Área da seção transversal da perna do núcleo	cm^2
A_w	Área da janela do núcleo	cm^2
B_k	Densidade de fluxo magnético na perna “k” do núcleo	T
$B_{\text{máx}}$	Máxima densidade de fluxo magnético	T
C_1 - C_{12}	Capacitância dos interruptores S_1 - S_{12}	F
C_{eq}	Capacitância equivalente de comutação	F
C_{eq1}	Capacitância equivalente resultante da associação série de C_1 e C_2	F
C_o	Capacitância do filtro de saída	F
C_S	Valor da capacitância dos capacitores $C_1 - C_{12}$	F
d	Razão cíclica instantânea para a análise dinâmica do conversor	
D	Razão cíclica para a análise estática do conversor	
D_{nom}	Razão cíclica nominal	
f_s	Frequência de comutação	Hz
f_t	Frequência de operação do transformador trifásico	Hz
I_1 - I_8	Valores de corrente nos indutores L_a , L_b e L_c na transição entre etapas de operação do conversor	A
i_{C3}	Corrente no capacitor C_3	A
$i_{C_{\text{eq1}}}$	Corrente que circula pela capacitância equivalente C_{eq1}	A
i_{D1} - i_{D12}	Corrente nos diodos D_1 - D_{12}	A
i_{L_a}	Corrente no indutor L_a	A
i_{L_b}	Corrente no indutor L_b	A
i_{L_c}	Corrente no indutor L_c	A
\bar{i}_{Lk1}	Fasor instantâneo da corrente no indutor da fase “k”	A
i_{LkR}	Componente real do fasor \bar{i}_{Lk1}	A
i_{LkI}	Componente imaginária do fasor \bar{i}_{Lk1}	A

\bar{I}_{Lk1}	Valor de regime permanente do fasor \bar{I}_{Lk1}	A
I_{LkR}	Componente real do fasor \bar{I}_{Lk1}	A
I_{LkI}	Componente imaginária do fasor \bar{I}_{Lk1}	A
i_o	Corrente de saída do conversor antes do filtro	A
I_o	Valor médio de i_o	A
\bar{I}_o	Corrente de saída parametrizada	
$i_{S1}-i_{S12}$	Corrente nos interruptores S_1-S_{12}	A
\dot{i}_{s1}	Fasor em regime permanente senoidal da corrente na fase “a”	A
I_{s1}	Equivalente ao módulo de \dot{I}_{s1}	A
i_{sa}	Corrente no secundário da fase “a”	A
i_{sb}	Corrente no secundário da fase “b”	A
i_{sc}	Corrente no secundário da fase “c”	A
I_{skef}	Valor eficaz da corrente no secundário da fase “k” do transformador trifásico	A
$I_{pk ef}$	Valor eficaz da corrente no primário da fase “k” do transformador trifásico	A
J_{ef}	Densidade de corrente (considerando valor eficaz de corrente)	A/cm ²
k_p	Fator relacionado à forma de onda de tensão aplicada ao transformador trifásico	
k_w	Fator de ocupação da área da janela	
L_{eq}	Indutância equivalente de comutação	H
L_{in}	Valor de indutância de L_a , L_b e L_c	H
n	Relação de transformação entre primário e secundário	
N_e	Número de espiras	
N_p	Número de espiras do enrolamento primário	
N_s	Número de espiras do enrolamento secundário	
P_o	Potência de saída	W
q	Ganho estático	
R_{eq}	Resistência equivalente que representa a ponte retificadora trifásica a diodos	Ω
R_o	Resistência da carga	Ω

$S_{3\phi}$	Potência aparente trifásica	VA
V_1	Valor de tensão de cada uma das duas fontes conectadas à entrada do conversor	V
v_{ag}	Tensão entre os pontos “a” e “g” do circuito do conversor	V
v_{ag1}	Componente fundamental da tensão v_{ag}	V
v_{bg}	Tensão entre os pontos “b” e “g” do circuito do conversor	V
v_{C3}	Tensão sobre C_3	V
v_{Ceq1}	Tensão sobre C_{eq1}	V
v_{cg}	Tensão entre os pontos “c” e “g” do circuito do conversor	V
V_{ef}	Valor eficaz de tensão	V
v_{espira}	Tensão sobre uma espira do enrolamento do transformador	V
$V_{enrolamento}$	Tensão sobre o enrolamento do transformador	V
$v_{gg'}$	Tensão entre os pontos “g” e “g'” do circuito do conversor	V
V_{pico}	Valor de pico de tensão	V
\bar{v}_{kg1}	Fasor instantâneo que representa a componente fundamental da tensão entre o ponto “k” e o ponto “g” ($k = a, b, c$)	V
v_o	Valor instantâneo da tensão de saída	V
V_o	Valor médio da tensão de saída	V
V_{o1}	Componente fundamental da tensão gerada pela ponte retificadora a diodos na fase “a”	V
V_{pk}	Tensão no primário da fase “k”	V
v_{Rag}	Tensão entre os pontos “Ra” e “g” do circuito do conversor	V
v_{Rbg}	Tensão entre os pontos “Rb” e “g” do circuito do conversor	V
v_{Rcg}	Tensão entre os pontos “Rc” e “g” do circuito do conversor	V
$v_{Rag'}$	Tensão entre os pontos “Ra” e “g'” do circuito do conversor	V
$v_{Rbg'}$	Tensão entre os pontos “Rb” e “g'” do circuito do conversor	V

V_{Rcg}	Tensão entre os pontos “R _c ” e “g” do circuito do conversor	V
V_s	Módulo do fasor \bar{v}_{kg1}	V
$V_{S1}-V_{S12}$	Tensão sobre os interruptores S ₁ -S ₁₂	V
V_{s1}	Componente fundamental da tensão gerada pela célula NPC na fase “a”	V
\dot{V}_{s1}	Representação fasorial no regime permanente senoidal de V_{s1}	V
V_{sk}	Tensão no secundário da fase “k”	V
Δi_o	Valor da ondulação presente na corrente i_o	A
Δt_c	Tempo necessário para que a tensão sobre os interruptores S ₁ e S ₂ se anule	s
Δt_i	Duração da etapa “i” de operação	s
θ_i	Ângulo da portadora “i”	rad
ϕ	Defasagem entre as tensões geradas pela célula NPC e as tensões impostas pelo retificador	rad
ϕ_k	Fluxo magnético na perna “k” do transformador	Wb
ω_s	Frequência angular de comutação	rad/s

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1

Introdução Geral	1
1.1 Contextualização e Motivação	1
1.2 Objetivos e Contribuições da Tese	2
1.3 Organização da Tese	3
1.4 Conclusão	3

CAPÍTULO 2

Conversores CC-CC Trifásicos e a Proposta de um Novo Conversor	5
2.1 Introdução	5
2.2 Conversores CC-CC Trifásicos Não Ressonantes com Comutação Dissipativa	6
2.3 Conversores CC-CC Trifásicos Ressonantes com Comutação Suave	7
2.4 Conversores CC-CC Trifásicos Não Ressonantes com Comutação Suave	8
2.5 Proposta de uma Topologia de Conversor CC-CC Trifásico	10
2.5.1. Estratégia de Modulação	14
2.5.2. Equacionamento Preliminar	15
2.6 Conclusão	17

CAPÍTULO 3

Conversor TPTL-ZVS-PWM Operando em Condução Descontínua	19
3.1 Introdução	19
3.2 Modo de Condução Descontínua 1 (MCD 1)	19
3.3 Modo de Condução Descontínua 2 (MCD 2)	28

3.4	Modo de Condução Descontínua 3 (MCD 3)	36
3.5	Modo de Condução Descontínua 4 (MCD 4)	44
3.6	Modo de Condução Descontínua 5 (MCD 5)	52
3.7	Modo de Condução Descontínua 6 (MCD 6)	60
3.8	Modo de Condução Descontínua 7 (MCD 7)	68
3.9	Conclusão	75

CAPÍTULO 4

Conversor TPTL-ZVS-PWM Operando em Condução Contínua		77
4.1	Introdução	77
4.2	Modo de Condução Contínua 1 (MCC 1)	77
4.3	Modo de Condução Contínua 2 (MCC 2)	86
4.4	Modo de Condução Contínua 3 (MCC 3)	95
4.5	Modo de Condução Contínua 4 (MCC 4)	104
4.6	Modo de Condução Contínua 5 (MCC 5)	113
4.7	Modo de Condução Contínua 6 (MCC 6)	121
4.8	Característica de Saída do Conversor TPTL-ZVS-PWM	130
4.9	Conclusão	130

CAPÍTULO 5

Análise Dinâmica do Conversor TPTL-ZVS-PWM		133
5.1	Introdução	133
5.2	Análise Estática Aproximada do Conversor TPTL-ZVS-PWM	133
5.2.1.	Tensão Imposta pelo Retificador de Saída	134
5.2.2.	Tensão Imposta pela Célula de Três Níveis	137
5.2.3.	Característica de Saída Aproximada para Operação em Condução Contínua	139
5.3	Determinação da Planta de Tensão do Conversor	141

5.3.1. Validação do Modelo	146
5.4 Conclusão	148

CAPÍTULO 6

Análise da Comutação do Conversor TPTL-ZVS-PWM	151
6.1 Introdução	151
6.2 Análise da Comutação nos Modos de Condução Contínua	151
6.2.1. Comutação no MCC 1	152
6.2.2. Comutação no MCC 2	158
6.2.3. Comutação no MCC 3	164
6.2.4. Comutação no MCC 4	168
6.2.5. Comutação no MCC 5	174
6.2.6. Comutação no MCC 6	180
6.3 Comutação nos Modos de Condução Descontínua	184
6.4 Possíveis Soluções para Ampliação da Faixa de Comutação ZVS	185
6.4.1. Adição de Indutores na Saída da Célula de Comutação	186
6.4.2. Adição de Indutores em Paralelo com o Transformador Trifásico	186
6.4.3. Adição de Pólos Ressonantes à Célula de Comutação	187
6.5 Conclusão	188

CAPÍTULO 7

Projeto, Simulação e Experimentação de um Conversor TPTL-ZVS-PWM de 10 kW	191
7.1 Introdução	191
7.2 Proposta de um Procedimento de Projeto para o Estágio de Potência	191

7.3	Projeto do Estágio de Medição e Controle	197
7.3.1.	Sensor de Tensão	197
7.3.2.	Modulador PWM	198
7.3.3.	Controlador de Tensão	198
7.4	Resultados de Simulação	204
7.5	Resultados Experimentais	213
7.6	Conclusão	226

CAPÍTULO 8

Conclusão Geral	229	
8.1	Resumo dos Tópicos Abordados	229
8.2	Conclusões Gerais da Tese	230
8.3	Recomendações para Trabalhos Futuros	232

APÊNDICE A – PROJETO FÍSICO DE TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS DE ALTA FREQUÊNCIA	237
---	------------

APÊNDICE B – PROJETO FÍSICO DOS MAGNÉTICOS	247
---	------------

APÊNDICE C – ESQUEMÁTICOS DO PROTÓTIPO	257
---	------------

APÊNDICE D – ESQUEMÁTICO DE SIMULAÇÃO	267
--	------------

INTRODUÇÃO GERAL

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO E MOTIVAÇÃO

O rápido avanço tecnológico dos semicondutores de potência tem permitido a aplicação dos conversores CC-CC para níveis de potência cada vez mais elevados [1-27]. Como consequência, observa-se uma busca por novas topologias que permitam uma melhor distribuição das correntes nos semicondutores e que reduzam consideravelmente os esforços de filtragem, a fim de diminuir o volume dos elementos magnéticos e capacitivos da estrutura. Um conceito que agrega tais características, originalmente proposto no final da década de 80, é o da conversão CC-CC trifásica da energia. Durante a década de 90 pouco se publicou acerca deste assunto, mas desde meados desta primeira década do século XXI esse tema tem despertado bastante interesse em diversos grupos de pesquisa, conforme pode ser observado pelas inúmeras publicações em congressos e em periódicos neste período.

A utilização de topologias trifásicas de conversores CC-CC permite uma melhor distribuição das correntes entre os componentes do circuito, e também a multiplicação na frequência das tensões e correntes nos filtros de saída e de entrada do sistema. No caso dos conversores isolados, a utilização do transformador trifásico permite também a redução do volume deste elemento, quando comparado ao emprego de três transformadores monofásicos cuja soma das potências processadas é equivalente. A utilização de um número maior de semicondutores e, conseqüentemente, mais *drivers* e uma maior complexidade do circuito de comando, restringe a aplicação dos conversores CC-CC trifásicos para elevadas potências ou onde a densidade de potência é indispensável.

A partir da crescente demanda por fontes de energia renováveis, diversos sistemas para seu processamento vêm sendo propostos. Em grande parte destes sistemas existe um estágio intermediário de corrente contínua, cujo valor de tensão nominal tem sido elevado à medida que a potência processada pelo sistema aumenta. Caso pelo menos parte desta energia seja utilizada para aplicações em corrente contínua, surge a necessidade do emprego de um conversor CC-CC para a adequação dos níveis de tensão. Devido ao possível valor elevado de tensão do barramento de onde o conversor CC-CC capta energia, os esforços de tensão nos interruptores podem se tornar consideráveis.

Os modernos sistemas de propulsão naval utilizam geradores elétricos conectados a um estágio retificador, disponibilizando energia elétrica à embarcação através de um barramento CC. O acionamento dos motores é realizado a partir de inversores de alta potência conectados a este barramento. Já as demais cargas eletrônicas embarcadas, como sensores de alta potência, atuadores, radares e outros serviços auxiliares, são alimentadas em corrente contínua a partir deste barramento de alta tensão. Logo, um conversor CC-CC isolado capaz de operar com elevada tensão de entrada é uma opção adequada às necessidades desta aplicação, uma vez que elimina a necessidade do emprego de inversores, transformadores de baixa frequência e retificadores para a obtenção de barramentos secundários de corrente contínua de menor tensão.

A tração ferroviária é outro exemplo de aplicação onde se tem um barramento de corrente contínua de alta tensão que necessita de um conversor CC-CC com elevada tensão de entrada.

Topologias que propiciem a divisão da tensão entre os seus interruptores podem ser atrativas também em aplicações onde os níveis de tensão não são elevados. Isso porque o emprego de interruptores de menor tensão, sabidamente mais rápidos, pode ser interessante para permitir a elevação da frequência de comutação. Este fato, aliado à possibilidade de operação com comutação suave, possibilita o projeto de um conversor com volume reduzido e minimizando prejuízos ao rendimento, possivelmente atendendo critérios como a alta densidade de potência.

Visando atender aplicações como as citadas anteriormente, propõe-se nesta Tese uma topologia de conversor CC-CC trifásico multinível cujos interruptores comandados ficam submetidos à metade do valor total da tensão de entrada.

1.2 OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES DA TESE

Esta Tese tem por objetivo propor e analisar uma topologia de conversor CC-CC de três níveis modulada por largura de pulso e com comutação suave.

São consideradas contribuições desta Tese:

- Proposta de um conversor CC-CC trifásico de três níveis modulado por largura de pulso e com comutação suave;
- Caracterização e análise estática dos sete modos de condução descontínua;
- Caracterização e análise dos seis modos de condução contínua;

- Análise estática aproximada, válida para operação em condução contínua;
- Obtenção de um modelo matemático para o comportamento dinâmico do conversor proposto;
- Proposta de uma metodologia para o projeto físico de transformadores trifásicos de alta frequência.

1.3 ORGANIZAÇÃO DA TESE

Este documento está dividido em oito capítulos destinados ao estudo de uma topologia de conversor CC-CC de três níveis com modulação PWM e comutação suave. O Capítulo 1 consiste desta introdução e contextualização do tema abordado na Tese.

O Capítulo 2 traz uma breve revisão dos conversores CC-CC trifásicos com suas principais características e também apresenta a estrutura que será o objeto de estudo no decorrer do documento

A análise estática do conversor referente aos modos de condução descontínua e contínua é apresentada nos Capítulos 3 e 4. Com os resultados desta análise, valores de tensão e corrente em qualquer ponto do circuito e para qualquer instante de tempo podem ser determinados. Com isso, análises mais específicas, como esforços nos componentes, comutação e desenvolvimento de uma metodologia de projeto para o conversor proposto podem ser realizadas.

Com os resultados obtidos da análise estática, propõe-se, no Capítulo 6, uma abordagem para a determinação do modelo matemático que representa o comportamento dinâmico do conversor. Este modelo é validado através da simulação do conversor.

No Capítulo 7 apresenta-se uma metodologia para o projeto de um protótipo de 10 kW da topologia em estudo. Resultados de simulação e experimentais também são apresentados a fim de validar as análises teóricas desenvolvidas no decorrer da Tese.

Por fim, uma conclusão geral é realizada no Capítulo 8, onde um breve resumo das principais análises e características do conversor é apresentado. Neste capítulo também são expostas conclusões e observações, fruto de reflexões e discussões realizadas entre o autor e seu orientador no decorrer da Tese.

1.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentada uma contextualização da conversão da energia em corrente contínua, e o apelo que as topologias trifásicas têm em determinadas situações onde suas características são

adequadas. Também é apresentada uma breve descrição das contribuições da Tese e a organização deste documento escrito.

CONVERSORES CC-CC TRIFÁSICOS E A PROPOSTA DE UM NOVO CONVERSOR

2.1 INTRODUÇÃO

Atualmente, observa-se um grande interesse na pesquisa de conversores CC-CC utilizando topologias trifásicas [1-27]. Isso se deve, basicamente, a duas grandes vantagens associadas a estas estruturas quando comparadas aos conversores CC-CC monofásicos: redução no volume dos filtros e menores esforços de corrente nos semicondutores de potência. Em contrapartida, o número de interruptores nos conversores trifásicos tende a ser maior que nos monofásicos. Logo, as topologias trifásicas têm se mostrado mais vantajosas no processamento de potências elevadas (centenas de quilowatts) e/ou em aplicações onde densidade de potência e volume reduzido são indispensáveis.

A arquitetura básica que representa os estágios contidos em um conversor CC-CC trifásico unidirecional isolado em alta frequência é apresentada na Figura 2.1. O objetivo fundamental do conversor, assim como no caso monofásico, é condicionar e transferir energia do estágio de entrada para o estágio de saída. Dependendo da necessidade de determinadas aplicações, faz-se necessária a inserção de filtros na entrada e/ou na saída da estrutura. Após o filtro de entrada tem-se um inversor trifásico que converte a tensão contínua para alternada em alta frequência, que por sua vez é conectado ao primário de um transformador trifásico que fornece isolamento galvânico ao circuito. O secundário deste transformador alimenta um retificador não controlado que converte a tensão alternada para contínua, podendo esta ser condicionada ou não por um filtro de saída antes de ser entregue à carga.

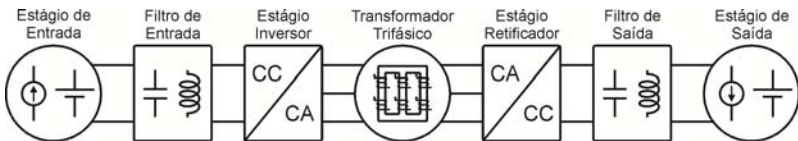


Figura 2.1 – Arquitetura básica de um conversor CC-CC trifásico isolado em alta frequência.

A maior parte dos conversores CC-CC trifásicos propostos até então pode ser enquadrada em três categorias básicas: conversores CC-CC trifásicos não ressonantes com comutação dissipativa; conversores CC-CC trifásicos ressonantes com comutação suave; conversores CC-CC não ressonantes com comutação suave. Uma breve descrição de cada uma destas categorias é realizada no decorrer deste capítulo.

Vale ressaltar que os conversores bidirecionais não serão tratados neste documento por pertencerem a uma categoria distinta da conversão de energia e, desta forma, utilizados em aplicações de natureza diferente. Como uma única observação a respeito destes conversores, destaca-se a possibilidade de se obter uma estrutura bidirecional a partir da utilização de um retificador controlado no sistema da Figura 2.1, em vez de um retificador não controlado.

2.2 CONVERSORES CC-CC TRIFÁSICOS NÃO RESSONANTES COM COMUTAÇÃO DISSIPATIVA

O primeiro conversor CC-CC trifásico proposto na literatura [1] é apresentado na Figura 2.2. Tal conversor é composto por um inversor trifásico conectado ao primário de um transformador trifásico de alta frequência, com ambos os enrolamentos primário e secundário ligados em delta. O secundário do transformador é conectado a um retificador que, por sua vez, alimenta o estágio de saída do conversor, que é composto por um filtro LC e a carga. Uma análise comparativa entre esta estrutura com o conversor CC-CC monofásico em ponte completa e saída em corrente também foi apresentada. As vantagens observadas na estrutura trifásica são, basicamente, redução no volume do filtro de saída, redução no volume do transformador e a componente fundamental da corrente drenada da fonte de entrada possui frequência seis vezes maior que a frequência de comutação do conversor. A possível desvantagem com relação aos conversores monofásicos é que a soma dos esforços de corrente nos semicondutores de potência na topologia trifásica é maior, implicando maiores perdas por condução. Em contrapartida, individualmente, cada semicondutor desta estrutura é submetido a um esforço de corrente menor que seu equivalente na estrutura monofásica. Logo, pode ser possível empregar determinado interruptor em potências onde não seria possível a sua utilização em estruturas monofásicas. Já a principal desvantagem destes conversores com relação às topologias com comutação suave é a sua comutação dissipativa, o que impossibilita o aumento da frequência para a redução do volume e também é um fator degradante do rendimento. Além disso, estruturas com comutação dissipativa tendem a ser mais problemáticas

com relação à compatibilidade eletromagnética, devido às elevadas derivadas de tensão e de corrente que ocorrem durante as comutações.

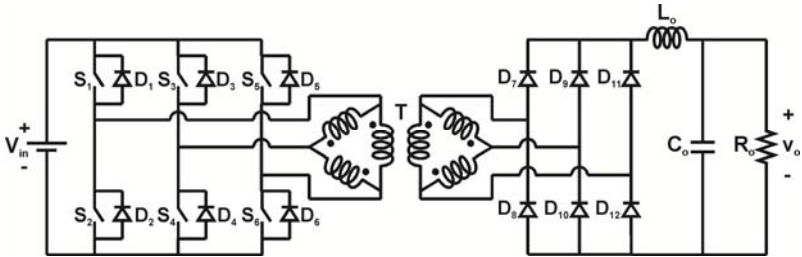


Figura 2.2 – Conversor CC-CC trifásico não ressonante proposto em [1].

2.3 CONVERSORES CC-CC TRIFÁSICOS RESSONANTES COM COMUTAÇÃO SUAVE

Dois estruturas de conversores CC-CC trifásicos operando de forma ressonante foram propostos em [2] e são apresentadas na Figura 2.3. A utilização da ressonância nestes conversores permitiu a obtenção de comutação do tipo ZVS para todos os interruptores comandados, diminuindo consideravelmente as perdas por comutação. Desta forma, estes conversores são adequados para operação com valores de frequência de comutação mais elevados que os conversores com comutação dissipativa, possibilitando a redução do volume dos elementos de filtragem. Outra característica importante a ser destacada é a utilização de modulação PWM, em contraste com a forma convencional de controle dos conversores ressonantes que se dá pela variação da frequência de comutação, que permite uma melhor utilização dos elementos magnéticos devido ao valor fixo de frequência com que opera o conversor.

Outra proposta de conversor CC-CC trifásico ressonante é relatada em [3], estando seu estágio de potência apresentado na Figura 2.4. Tal estrutura consiste em uma extensão do consagrado conversor CC-CC monofásico série-ressonante. A obtenção de comutação suave do tipo ZVS ou ZCS é possível, possibilitando a redução das perdas por comutação. Já o controle da tensão de saída é realizado a partir da variação da frequência de comutação, comprometendo assim a utilização dos elementos magnéticos da estrutura, que devem ser projetados para atender os casos críticos de frequência.

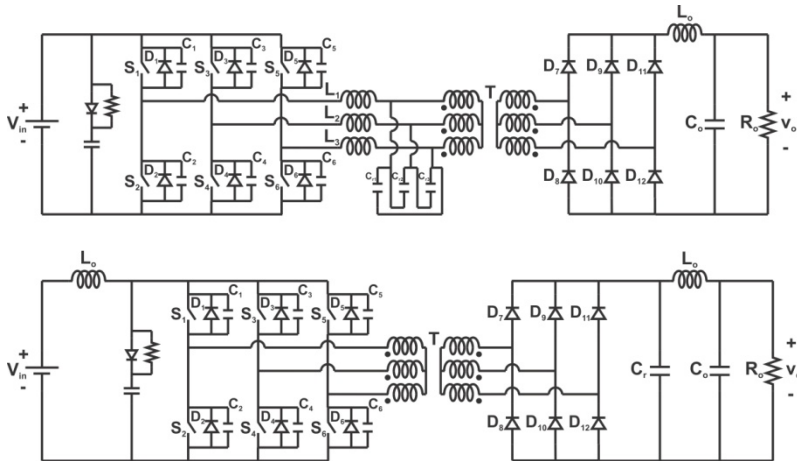


Figura 2.3 – Conversores CC-CC trifásicos ressonantes propostos em [2].

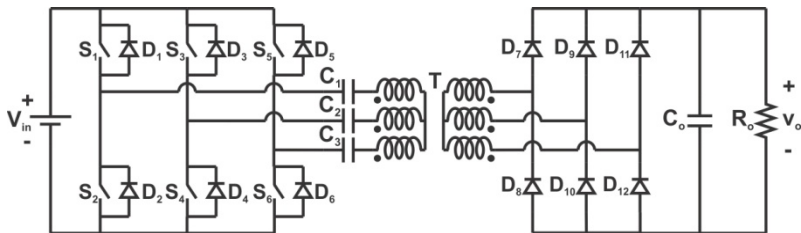


Figura 2.4 – Conversor CC-CC trifásico série-ressonante proposto em [3].

A partir da revisão bibliográfica, conclui-se que os principais inconvenientes da utilização da ressonância em conversores CC-CC trifásicos são a necessidade de elementos magnéticos e capacitivos adicionais, e também o aumento dos esforços de corrente nos componentes da estrutura, devido ao aumento da energia reativa processada pelo conversor.

2.4 CONVERSORES CC-CC TRIFÁSICOS NÃO RESSONANTES COM COMUTAÇÃO SUAVE

Um conjunto importante dos conversores CC-CC trifásicos corresponde àqueles que operam com comutação suave sem o emprego da ressonância. O primeiro conversor unidirecional proposto com esta

característica é apresentada em [4], estando seu estágio de potência apresentado na Figura 2.5. Através da utilização de comando assimétrico dos interruptores do estágio inversor é possível obter comutação suave do tipo ZVS e também controlar sua tensão de saída. Um inconveniente desta estrutura reside no fato dos esforços de corrente nos interruptores serem desiguais.

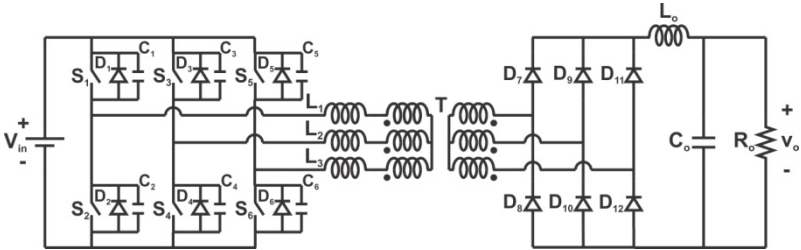


Figura 2.5 – Conversor CC-CC trifásico com comando assimétrico proposto em [4].

A aplicação de grampeamento ativo aos conversores CC-CC trifásicos foi primeiramente proposta em [5], consistindo de um conversor elevador alimentado em corrente, cujo estágio de potência é apresentado na Figura 2.6. Através da utilização de um interruptor e um capacitor extra, a comutação suave do tipo ZVS pode ser obtida para todos os interruptores comandados da estrutura, inclusive para o interruptor de grampeamento.

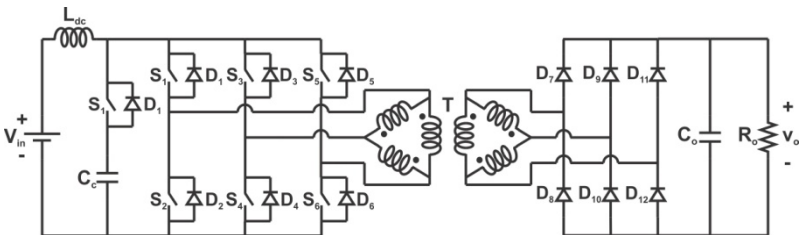


Figura 2.6 – Conversor CC-CC trifásico alimentado em corrente com grampeamento ativo [5].

Além dos conversores apresentados, outras topologias de conversores CC-CC trifásicos não ressonantes com comutação suave foram propostas em [6, 9, 10, 13, 17-21]. Este grupo tem se mostrado bastante promissor, pois alia as vantagens da possibilidade de obtenção de comutação suave dos conversores ressonantes, e do menor número de

componentes e esforços de corrente reduzidos dos conversores não ressonantes.

A proposta de outro conversor CC-CC trifásico que é apresentada na próxima seção, e que consiste na principal contribuição desta tese, enquadra-se no grupo dos conversores não ressonantes com comutação suave [25-27].

2.5 PROPOSTA DE UMA TOPOLOGIA DE CONVERSOR CC-CC TRIFÁSICO

Conforme visto até então, diversas topologias de conversores CC-CC trifásicos já foram propostas na literatura, cada uma com seu conjunto de vantagens e desvantagens. Esta tese apresenta uma nova topologia, cujo princípio de funcionamento é descrito em detalhes no decorrer deste documento. Decidiu-se por estudar esta estrutura específica, pois se acredita que seu conjunto de vantagens e desvantagens a tornem uma opção mais atrativa para determinadas aplicações, em uma eventual comparação com as topologias propostas até então.

O conversor proposto será denominado, deste ponto em diante, conversor CC-CC trifásico ZVS PWM de três níveis (TPTL-ZVS-PWM, do inglês *three-phase three-level zero-voltage-switched pulse-width-modulated*). Seu estágio de potência é apresentado, respectivamente, nas Figuras 2.7 e 2.8, para os casos com filtro de saída puramente capacitivo e LC.

Este trabalho tem por objetivo estudar a variação topológica com filtro de saída puramente capacitivo. Sendo assim, doravante a menção TPTL-ZVS-PWM corresponderá à referida topologia.

O transformador trifásico está representado no estágio de potência do conversor conforme o símbolo apresentado na Figura 2.9. A relação de transformação n é definida como sendo a relação entre o número de espiras dos enrolamentos do primário e o número de espiras dos enrolamentos do secundário, conforme (2.1).

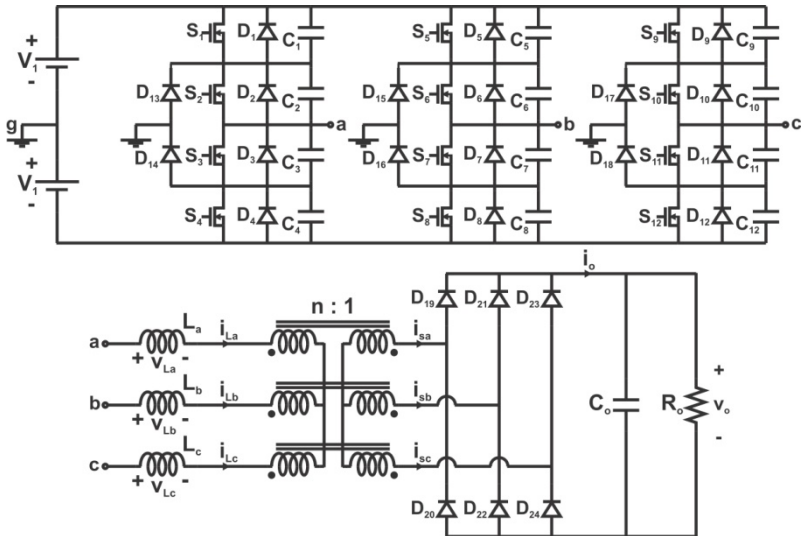


Figura 2.7 – Estágio de potência do conversor proposto com filtro de saída puramente capacitivo [25-27].

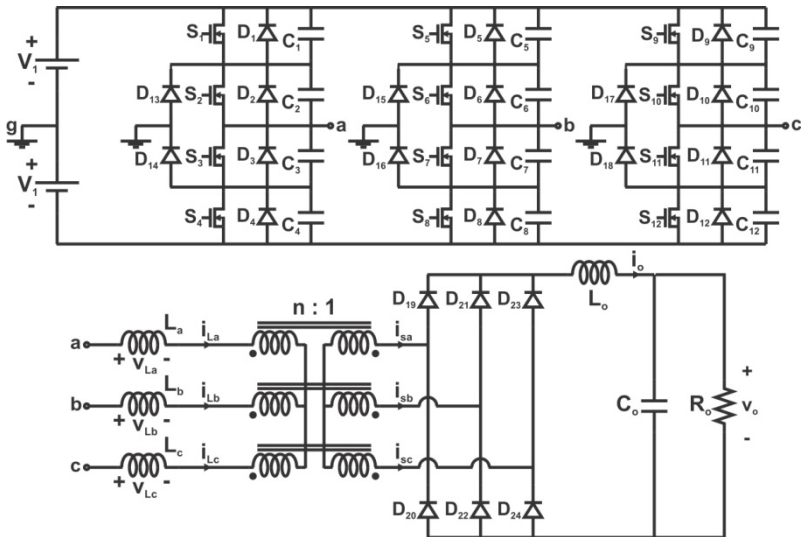


Figura 2.8 – Estágio de potência do conversor proposto com filtro LC.

$$n \triangleq \frac{N_p}{N_s} \quad (2.1)$$

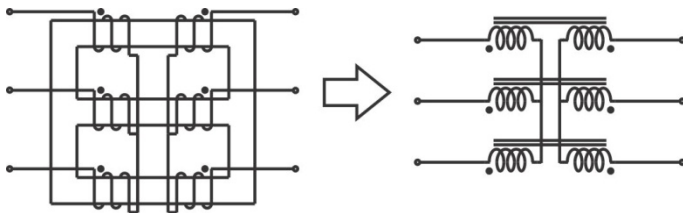


Figura 2.9 – Símbolo equivalente para a representação do transformador trifásico.

A partir de uma análise preliminar da estrutura do conversor TPTL-ZVS-PWM é possível elencar algumas características importantes:

- Os esforços de tensão são idênticos para todos os interruptores, e valem a metade da tensão de entrada do conversor.
- Há a possibilidade de obtenção de comutação suave do tipo ZVS em todos os interruptores comandados da estrutura.
- Comando simétrico (não gera componente contínua de fluxo no transformador).

As demais características desta topologia estão fundamentadas no equacionamento realizado durante as análises dos capítulos subsequentes, e serão comentadas à medida que tais análises forneçam resultados suficientes para que estas sejam justificadas.

O conversor proposto possui treze modos distintos de operação, sendo seis contínuos e sete descontínuos. Cada modo de operação, tanto contínuo quanto descontínuo, possui dezoito etapas de operação. Um dado modo é classificado como modo de condução descontínua se a corrente em qualquer uma das fases do conversor for nula em pelo menos uma etapa de operação. Caso contrário, o modo é classificado como modo de condução contínua.

No decorrer deste documento serão analisados de forma detalhada todos os modos de operação do conversor, apresentando suas respectivas etapas de operação, formas de onda e análise matemática. Com isso, a característica de transferência estática pode ser determinada, possibilitando a elaboração de um procedimento de projeto para o conversor proposto. Além do mais, o resultado deste estudo fornece embasamento para outras análises importantes, como por exemplo, a determinação das condições sob as quais o conversor opera com comutação suave.

O conversor proposto opera com modulação por largura de pulso (PWM), sendo que as portadoras de cada um dos braços da célula de comutação estão defasadas de 120° entre si. Desta forma, conforme será observado na análise matemática dos modos de operação do conversor, o equacionamento de apenas três etapas de operação distintas é suficiente para a determinação do conjunto completo de equações linearmente independentes que geram um sistema de equações lineares determinado. A solução deste sistema fornece os valores de tensão e de corrente em todos os pontos do circuito para qualquer instante, bem como a duração de todas as etapas de operação. É importante destacar que no decorrer da análise são desconsideradas as etapas de comutação, assumindo que a duração destas é muito pequena frente à duração das etapas regulares.

Vale mencionar que outra estrutura de conversor CC-CC trifásico de três níveis, cujo circuito é apresentado na Figura 2.10, foi previamente proposta em [6]. É importante observar que, apesar de ambos os conversores serem de três níveis, o conversor proposto nesta tese possui diversas características que o difere da topologia já proposta na literatura, conforme comparativo apresentado na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Comparativo entre o conversor TPTL-ZVS-PWM [25-27] e o conversor proposto em [6].

	TPTL-ZVS-PWM [25-27]	Conversor proposto em [6]
Tensão sobre os interruptores	$V_{in}/2$	$V_{in}/2$
Isolação	Transformador trifásico	Três Transformadores monofásicos
Comutação	ZVS nos 12 interruptores comandados	ZVS em seis e ZCS em seis interruptores comandados
Estágio de saída	Característica de fonte de tensão	Característica de fonte de corrente
Nº de interruptores	12	12
Nº de diodos	12	12
Nº de indutores	3	6
Nº de capacitores*	1	4

* Desconsiderando-se as capacitâncias intrínsecas dos interruptores.

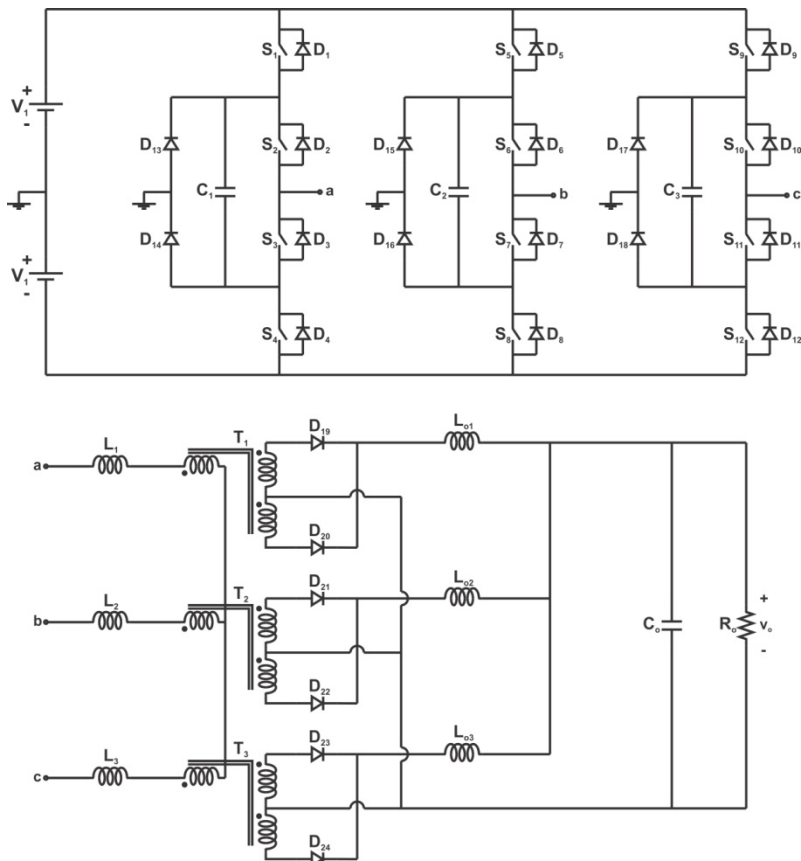


Figura 2.10 – Conversor CC-CC trifásico de três níveis proposto em [6].

2.5.1. Estratégia de Modulação

Idealmente, a estratégia de modulação do conversor TPTL-ZVS-PWM é realizada da seguinte forma:

- São utilizadas seis portadoras do tipo dente de serra com frequência igual à frequência de comutação e defasadas de 60° entre si.
- A portadora ‘i’ define, a partir de sua comparação com dois sinais moduladores, a duração do comando do par de interruptores (S_{2i-1} , S_{2i}), com $i = 1, 2, \dots, 6$. Estes mesmos sinais moduladores são utilizados na determinação do comando dos demais interruptores

do circuito, através de sua comparação com as outras cinco portadoras.

- O ângulo da portadora “i” é determinado a partir da equação (2.2).
- Um dos sinais moduladores é utilizado para a determinação da duração do pulso de comando dos interruptores $S_2, S_3, S_6, S_7, S_{10}$ e S_{11} . Sua amplitude será ajustada de forma que a duração deste pulso seja metade do período de comutação (desconsiderando-se o tempo morto).
- Já S_1, S_4, S_5, S_8, S_9 e S_{12} são comandados a partir da comparação de sua respectiva portadora com outro sinal modulador, cuja amplitude determina a duração do pulso de comando destes interruptores de forma que esta varie de zero (razão cíclica zero) até metade do período de comutação (razão cíclica unitária).

$$\theta_i = \left[i + (-1)^i \right] \frac{\pi}{3}, \quad i = 1, 2, \dots, 6 \quad (2.2)$$

A partir das considerações anteriores é possível determinar a distribuição dos pulsos de comando dos interruptores do conversor TPTL-ZVS-PWM durante um período de comutação, conforme apresentado no gráfico da Figura 2.11.

2.5.2. Equacionamento Preliminar

Nesta seção apresentam-se considerações, definições e relações utilizadas no decorrer deste documento.

Como primeira consideração os indutores L_a, L_b e L_c que compõem cada uma das fases do conversor possuem indutâncias iguais e de valor L_{in} .

Para a generalização da análise do conversor TPTL-ZVS-PWM, as diversas equações determinadas nos capítulos seguintes são expressas em termos do ganho estático, definido por (2.3), e da corrente de saída parametrizada, definida por (2.4).

$$q = \frac{nV_o}{2V_1} \quad (2.3)$$

$$\bar{I}_o \triangleq \frac{18f_s L_m I_o}{nV_1} \quad (2.4)$$

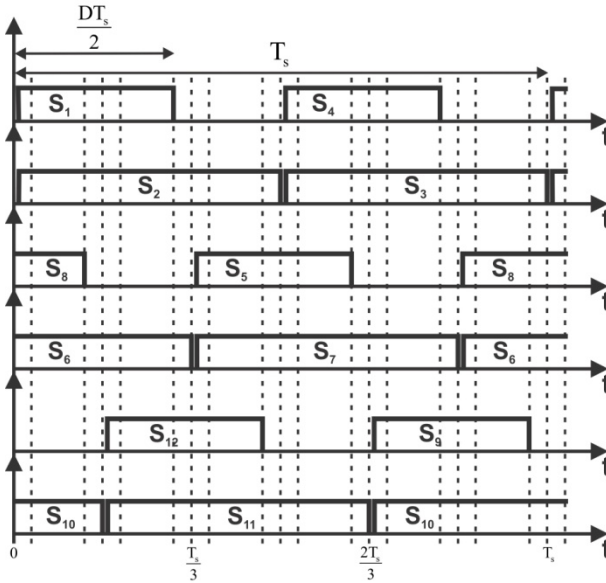


Figura 2.11 - Distribuição dos pulsos de comando dos interruptores do conversor TPFL-ZVS-PWM durante um período de comutação.

Através da análise do circuito da Figura 2.7, conclui-se que as correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} se relacionam conforme (2.5).

$$i_{La}(t) + i_{Lb}(t) + i_{Lc}(t) = 0 \quad \forall t \in \mathfrak{R} \quad (2.5)$$

A etapa de operação “ i ” do conversor terá início no instante $t = t_{i-1}$ e fim em $t = t_i$, com $i = 1, 2, \dots, 18$. Desta forma, a duração da etapa “ i ” pode ser determinada através da igualdade (2.6).

$$\Delta t_i = t_i - t_{i-1} \quad i = 1, 2, \dots, 18 \quad (2.6)$$

Devido à simetria do conversor é possível verificar que as durações das etapas de operação do conversor se relacionam segundo (2.7).

$$\Delta t_i = \Delta t_{i+3} \quad i = 1, 2, \dots, 15 \quad (2.7)$$

A expressão (2.7) tem a importante implicação de que basta a determinação das durações das três primeiras para que as durações de todas as etapas sejam obtidas. Isso se deve ao fato de que, visto da saída do seu estágio retificador, o conversor repete sua operação a cada 60° do período de comutação.

2.6 CONCLUSÃO

Uma breve descrição das principais topologias de conversores CC-CC trifásicos foi apresentada no decorrer deste capítulo. Como resultado deste estudo, conclui-se que a utilização das estruturas trifásicas é uma possível alternativa aos conversores monofásicos tradicionais na medida em que a potência processada pelo sistema aumenta, com o objetivo de melhorar a distribuição das perdas nos semicondutores e também reduzir o volume dos filtros empregados. Como principal desvantagem, observa-se uma maior complexidade nos circuitos de potência e de comando, além da necessidade de um número maior de componentes quando comparado às soluções monofásicas consagradas.

Uma nova topologia de conversor CC-CC trifásico também foi apresentada. A possibilidade de operação com comutação suave e de redução no volume dos elementos de filtragem tornam esta solução adequada para aplicações onde elevada densidade de potência é requerida. Observa-se também a possibilidade de que a indutância de dispersão do transformador seja utilizada, pelo menos em parte, na obtenção do valor necessário de indutância de L_a , L_b e L_c , possivelmente até eliminando a necessidade de utilização destes indutores através de técnicas de projeto que maximizem a dispersão do transformador. A utilização de uma topologia de três níveis, que submete os interruptores a uma tensão cujo valor é a metade da tensão de entrada, torna o conversor proposto bastante adequado para aplicações de média tensão. Além do mais, sabe-se que interruptores de menor tensão são mais rápidos e geram menos perdas. Nos MOSFETs, por exemplo, a resistência de condução cresce à medida que aumenta a máxima tensão direta sob a qual o componente pode ser submetido. Os dois grandes inconvenientes da estrutura proposta são a necessidade de doze interruptores comandados e a complexidade do circuito de comando. Logo, espera-se que a utilização do conversor proposto seja justificável para aplicações de potência elevada, onde as soluções monofásicas, ou mesmo trifásicas de dois níveis, não sejam capazes de processar a potência de forma eficiente e com custo adequado.

CAPÍTULO 3

CONVERSOR TPTL-ZVS-PWM OPERANDO EM CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

3.1 INTRODUÇÃO

O início dos estudos analíticos do conversor TPTL-ZVS-PWM é dado pela investigação detalhada dos modos de condução descontínua. O objetivo principal desta análise é o levantamento preciso da característica estática do conversor nesta condição de operação para todos os sete modos. Devido ao elevado número de modos de operação, são apresentadas na forma de figura apenas as três primeiras etapas de operação de cada modo, as quais são suficientes para a análise matemática completa do conversor devido à sua simetria. As demais etapas são descritas resumidamente em forma de tabela, onde são informados os estados dos interruptores para todas as dezoito etapas de operação do modo em questão.

3.2 MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA 1 (MCD 1)

A primeira de três possibilidades de operação do conversor TPTL-ZVS-PWM em condução descontínua e com razão cíclica pertencente ao intervalo $0 \leq D \leq 1/3$ é o MCD 1. Os estados topológicos das três primeiras etapas são apresentados na Figura 3.1. Os estados dos interruptores da estrutura para as demais etapas de operação são dados na Tabela 3.1.

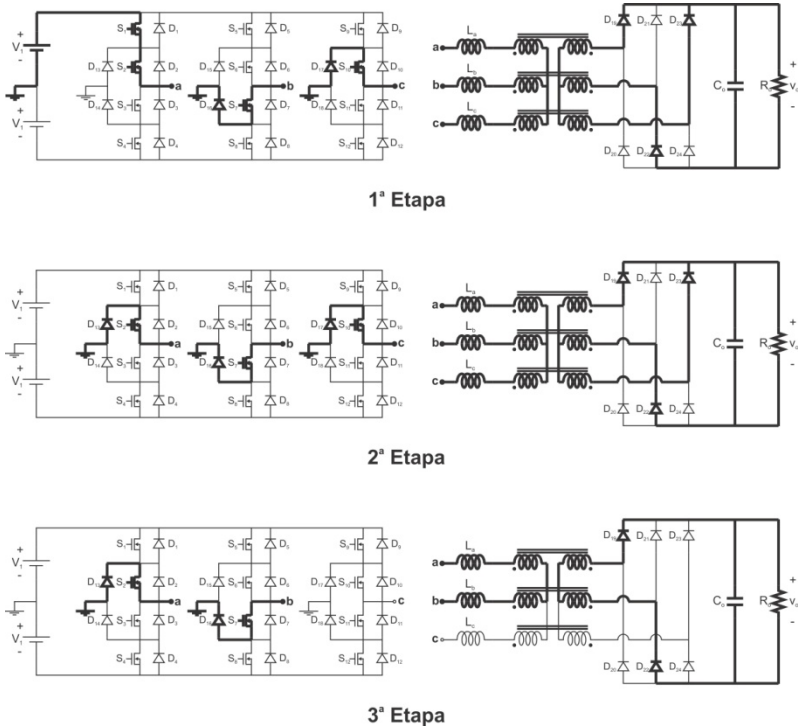


Figura 3.1 – Etapas de operação referentes ao MCD 1.

Tabela 3.1 - Estados dos interruptores referentes às dezoito etapas do MCD 1.

Etapa	Interruptores em Condução
1ª Etapa	$S_1, S_2, S_7, S_{10}, D_{16}, D_{17}, D_{19}, D_{22}, D_{23}$
2ª Etapa	$S_2, S_7, S_{10}, D_{13}, D_{16}, D_{17}, D_{19}, D_{22}, D_{23}$
3ª Etapa	$S_2, S_7, D_{13}, D_{16}, D_{19}, D_{22}$
4ª Etapa	$S_2, S_7, S_{11}, S_{12}, D_{13}, D_{16}, D_{19}, D_{22}, D_{24}$
5ª Etapa	$S_2, S_7, S_{11}, D_{13}, D_{16}, D_{18}, D_{19}, D_{22}, D_{24}$
6ª Etapa	$S_2, S_{11}, D_{13}, D_{18}, D_{19}, D_{24}$
7ª Etapa	$S_2, S_5, S_6, S_{11}, D_{13}, D_{18}, D_{19}, D_{21}, D_{24}$
8ª Etapa	$S_2, S_6, S_{11}, D_{13}, D_{15}, D_{18}, D_{19}, D_{21}, D_{24}$
9ª Etapa	$S_6, S_{11}, D_{15}, D_{18}, D_{21}, D_{24}$
10ª Etapa	$S_3, S_4, S_6, S_{11}, D_{15}, D_{18}, D_{20}, D_{21}, D_{24}$
11ª Etapa	$S_3, S_6, S_{11}, D_{14}, D_{15}, D_{18}, D_{20}, D_{21}, D_{24}$
12ª Etapa	$S_3, S_6, D_{14}, D_{15}, D_{20}, D_{21}$

Etapa	Interruptores em Condução
13 ^a Etapa	$S_3, S_6, S_9, S_{10}, D_{14}, D_{15}, D_{20}, D_{21}, D_{23}$
14 ^a Etapa	$S_3, S_6, S_{10}, D_{14}, D_{16}, D_{17}, D_{20}, D_{21}, D_{23}$
15 ^a Etapa	$S_3, S_{10}, D_{14}, D_{17}, D_{20}, D_{23}$
16 ^a Etapa	$S_3, S_7, S_8, S_{10}, D_{14}, D_{17}, D_{20}, D_{22}, D_{23}$
17 ^a Etapa	$S_3, S_7, S_{10}, D_{14}, D_{16}, D_{17}, D_{20}, D_{22}, D_{23}$
18 ^a Etapa	$S_7, S_{10}, D_{16}, D_{17}, D_{22}, D_{23}$

- 1^a Etapa ($t_0 - t_1$) – A primeira etapa inicia no instante em que os interruptores S_1 e S_2 são comandados a conduzir. No estágio retificador, encontram-se em condução os diodos D_{19} , D_{22} e D_{23} . Em $t = t_1$, o interruptor S_1 é bloqueado, dando fim à primeira etapa de operação.

- 2^a Etapa ($t_1 - t_2$) – O bloqueio de S_1 faz com que o diodo D_{13} entre em condução. A segunda etapa acaba assim que a corrente i_{Lc} se anula, em $t = t_2$.

- 3^a Etapa ($t_2 - t_3$) – A terceira etapa é caracterizada pela ausência de corrente circulando pela fase “c” do conversor, fato que implica o bloqueio do diodo D_{23} do estágio retificador. No instante $t = t_3$, os interruptores S_{11} e S_{12} são comandados a conduzir, dando fim à terceira etapa de operação do conversor.

As principais formas de onda referentes ao MCD 1 são apresentadas na Figura 3.2.

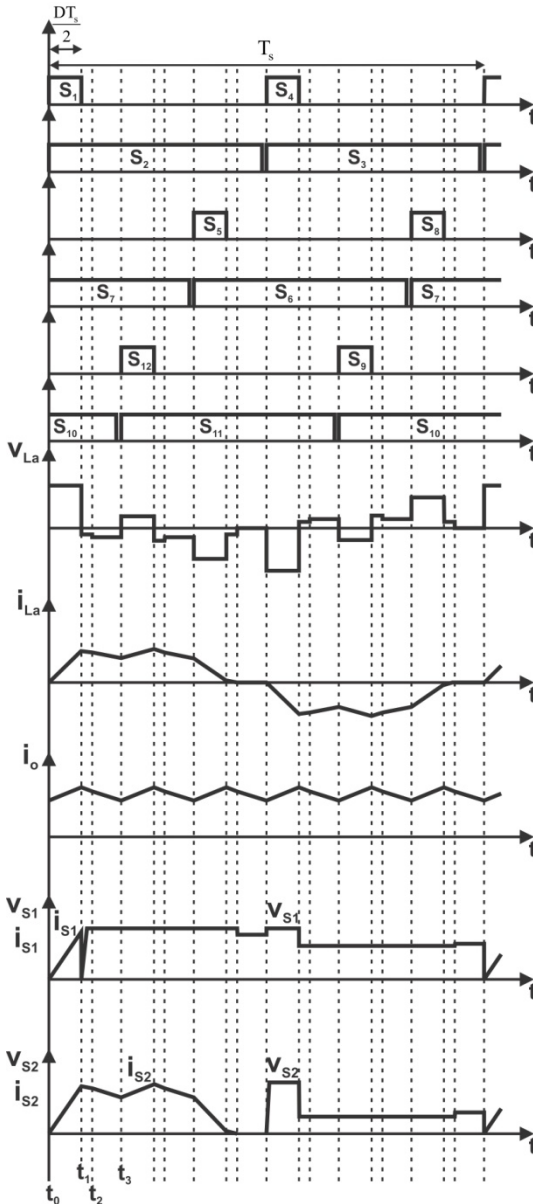


Figura 3.2 - Principais formas de onda referentes ao MCD 1.

As formas de onda das tensões sobre os indutores L_b e L_c , das correntes i_{L_b} e i_{L_c} e das tensões e correntes nos demais interruptores do estágio inversor não são apresentadas pois possuem a mesma forma de v_{L_a} , i_{L_a} , v_{S1} , v_{S2} , i_{S1} e i_{S2} , respectivamente, estando apenas adequadamente defasadas.

Para a determinação do comportamento das correntes nos indutores L_a , L_b e L_c do conversor TPTL-ZVS-PWM é necessário conhecer os valores de tensão e também as condições iniciais de correntes nestes componentes, cujos valores para as três primeiras etapas de operação são apresentados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 - Valores de tensão e de corrente inicial nos indutores L_a , L_b e L_c para as três primeiras etapas de operação no MCD 1.

	L_a	L_b	L_c
Tensão	$\frac{2V_1 - nV_o}{3}$	$-\frac{V_1 - 2nV_o}{3}$	$-\frac{V_1 + nV_o}{3}$
1ª Etapa			
Tensão	$-\frac{nV_o}{3}$	$\frac{2nV_o}{3}$	$-\frac{nV_o}{3}$
2ª Etapa			
Tensão	$-\frac{nV_o}{2}$	$\frac{nV_o}{2}$	0
3ª Etapa			
Corrente Inicial	0	$-I_7$	I_2
1ª Etapa			
Corrente Inicial	I_5	$-I_8$	I_3
2ª Etapa			
Corrente Inicial	I_6	$-I_1$	I_4
3ª Etapa			

Durante a primeira etapa de operação, as correntes i_{L_a} , i_{L_b} e i_{L_c} podem ser determinadas a partir das funções (3.1), (3.2) e (3.3), respectivamente.

$$i_{L_a}(t) = \frac{2V_1 - nV_o}{3L_{in}}(t - t_1) \quad t \in [t_o, t_1] \quad (3.1)$$

$$i_{L_b}(t) = -I_7 - \frac{V_1 - 2nV_o}{3L_{in}}(t - t_1) \quad t \in [t_o, t_1] \quad (3.2)$$

$$i_{L_c}(t) = I_2 - \frac{V_1 + nV_o}{3L_{in}}(t - t_1) \quad t \in [t_o, t_1] \quad (3.3)$$

As igualdades (3.4), (3.5) e (3.6) apresentam os valores das correntes nos indutores L_a , L_b e L_c no final da primeira etapa.

$$i_{La}(t_1) = I_5 = \frac{2V_1 - nV_o}{3L_m} \Delta t_1 \quad (3.4)$$

$$i_{Lb}(t_1) = -I_8 = -I_7 - \frac{V_1 - 2nV_o}{3L_m} \Delta t_1 \quad (3.5)$$

$$i_{Lc}(t_1) = I_3 = I_2 - \frac{V_1 + nV_o}{3L_m} \Delta t_1 \quad (3.6)$$

Já para a segunda etapa têm-se as funções (3.7), (3.8) e (3.9).

$$i_{La}(t) = I_5 - \frac{nV_o}{3L_m} (t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (3.7)$$

$$i_{Lb}(t) = -I_8 + \frac{2nV_o}{3L_m} (t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (3.8)$$

$$i_{Lc}(t) = I_3 - \frac{nV_o}{3L_m} (t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (3.9)$$

Ao final da segunda etapa as funções (3.7), (3.8) e (3.9) possuem os seguintes valores:

$$i_{La}(t_2) = I_6 = I_5 - \frac{nV_o}{3L_m} \Delta t_2 \quad (3.10)$$

$$i_{Lb}(t_2) = -I_1 = -I_8 + \frac{2nV_o}{3L_m} \Delta t_2 \quad (3.11)$$

$$i_{Lc}(t_2) = I_4 = I_3 - \frac{nV_o}{3L_m} \Delta t_2 \quad (3.12)$$

Finalmente, para a terceira etapa de operação as correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} são dadas pelas funções (3.13), (3.14) e (3.15).

$$i_{La}(t) = I_6 - \frac{nV_o}{2L_m} (t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (3.13)$$

$$i_{L_b}(t) = -I_1 + \frac{nV_o}{2L_m}(t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (3.14)$$

$$i_{L_c}(t) = I_4 \quad t \in [t_2, t_3] \quad (3.15)$$

Os valores destas funções ao final da terceira etapa são dados pelas igualdades (3.16), (3.17) e (3.18).

$$i_{L_a}(t_3) = I_7 = I_6 - \frac{nV_o}{2L_m}\Delta t_3 \quad (3.16)$$

$$i_{L_b}(t_3) = -I_2 = -I_1 + \frac{nV_o}{2L_m}\Delta t_3 \quad (3.17)$$

$$i_{L_c}(t_3) = 0 = I_4 \quad (3.18)$$

A razão cíclica com que opera o conversor no modo MCD 1 se relaciona com a duração das três primeiras etapas de operação segundo as relações (3.19) e (3.20).

$$\Delta t_1 = \frac{DT_s}{2} \quad (3.19)$$

$$2\Delta t_1 + 3\Delta t_2 + 3\Delta t_3 = \frac{(1-D)T_s}{2} \quad (3.20)$$

As condições iniciais de corrente nos indutores L_a , L_b e L_c , como consequência da equação (2.5), se relacionam segundo as expressões (3.21), (3.22) e (3.23).

$$I_1 - I_4 - I_6 = 0 \quad (3.21)$$

$$I_2 - I_7 = 0 \quad (3.22)$$

$$I_3 + I_5 - I_8 = 0 \quad (3.23)$$

A partir das equações (3.4), (3.5), (3.10), (3.11), (3.16), (3.17), (3.19) – (3.23), determina-se um sistema linear com onze equações linearmente independentes e onze incógnitas. As diversas manipulações matemáticas para a solução deste sistema não serão expostas devido à sua extensão, estando apenas apresentada sua solução através do conjunto de igualdades (3.24) – (3.34), as quais estão expressas em termos do ganho estático definido em (2.3).

$$I_1 = \frac{qV_1}{3f_s L_{in}} \quad (3.24)$$

$$I_2 = \frac{(3D - 2q)V_1}{6f_s L_{in}} \quad (3.25)$$

$$I_3 = \frac{(D - Dq - q)V_1}{3f_s L_{in}} \quad (3.26)$$

$$I_4 = 0 \quad (3.27)$$

$$I_5 = \frac{(1 - q)DV_1}{3f_s L_{in}} \quad (3.28)$$

$$I_6 = \frac{qV_1}{3f_s L_{in}} \quad (3.29)$$

$$I_7 = \frac{(3D - 2q)V_1}{6f_s L_{in}} \quad (3.30)$$

$$I_8 = \frac{(2D - 2Dq - q)V_1}{3f_s L_{in}} \quad (3.31)$$

$$\Delta t_1 = \frac{D}{2f_s} \quad (3.32)$$

$$\Delta t_2 = \frac{D - Dq - q}{2f_s q} \quad (3.33)$$

$$\Delta t_3 = \frac{4q - 3D}{6f_s q} \quad (3.34)$$

O valor médio da corrente de saída do conversor operando no modo MCD 1 é dado pela equação (3.35).

$$I_o = \frac{3n[(I_7 + I_8)\Delta t_1 + (I_1 + I_8)\Delta t_2 + (I_1 + I_2)\Delta t_3]}{T_s} \quad (3.35)$$

Através da substituição de (3.24), (3.25), (3.30), (3.31), (3.32), (3.33) e (3.34) em (3.35) obtém-se (3.36).

$$I_o = \frac{(1-q)D^2 n V_1}{4 f_s L_m q} \quad (3.36)$$

A partir da definição (2.4) e da equação (3.36) tem-se (3.37).

$$\bar{I}_o = \frac{9(1-q)D^2}{2q} \quad (3.37)$$

Isolando-se o ganho estático “q” na igualdade (3.37) é possível obter a equação (3.38), que fornece a característica de saída do conversor quando este opera no MCD 1.

$$q = \frac{9D^2}{9D^2 + 2\bar{I}_o} \quad (3.38)$$

Resta ainda determinar sob que condições de operação o conversor TPTL-ZVS-PWM opera no MCD 1. As restrições para a ocorrência deste modo são dadas pelas inequações (3.39), (3.40) e (3.41).

$$\Delta t_1 \geq 0 \quad (3.39)$$

$$\Delta t_2 \geq 0 \quad (3.40)$$

$$\Delta t_3 \geq 0 \quad (3.41)$$

Substituindo (3.32), (3.33) e (3.34) nas inequações anteriores, obtém-se (3.42), (3.43) e (3.44).

$$q \leq \frac{2\bar{I}_o}{2\bar{I}_o + 9} \quad (3.42)$$

$$q \geq \frac{2 - \sqrt{4 - 2\bar{I}_o}}{4} \quad (3.43)$$

$$q \geq 0 \quad (3.44)$$

As inequações (3.42), (3.43) e (3.44) devem ser satisfeitas para que o modo MCD 1 ocorra. A Figura 3.3 apresenta a região no gráfico

da característica de saída do conversor na qual tais restrições são atendidas.

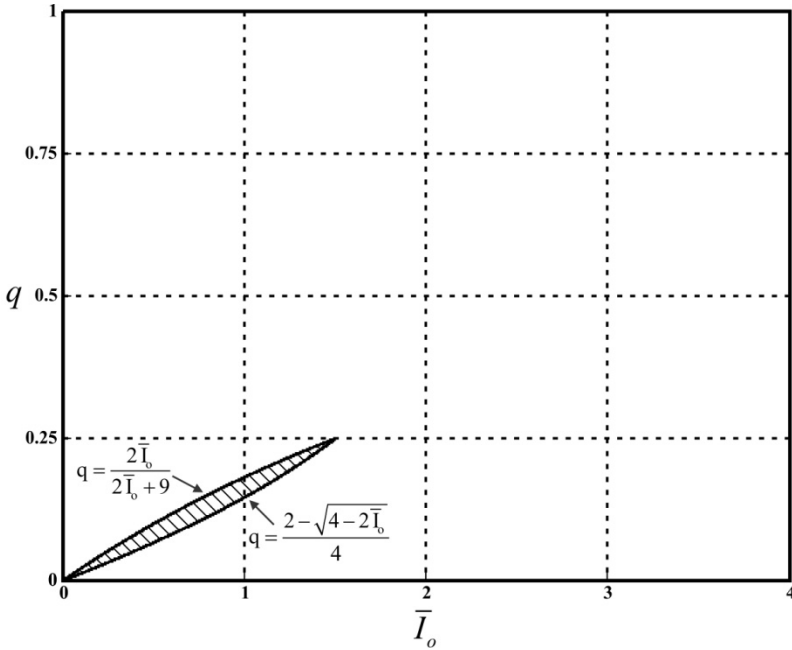


Figura 3.3 - Região de ocorrência do MCD 1.

3.3 MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA 2 (MCD 2)

Outra possibilidade de operação do conversor TPTL-ZVS-PWM em condução descontínua e com razão cíclica pertencente ao intervalo $0 \leq D \leq 1/3$ é o MCD 2. A Figura 3.4 apresenta os estados topológicos das três primeiras etapas de operação e a Tabela 3.3 fornece os estados dos interruptores para todas as dezoito etapas deste modo.

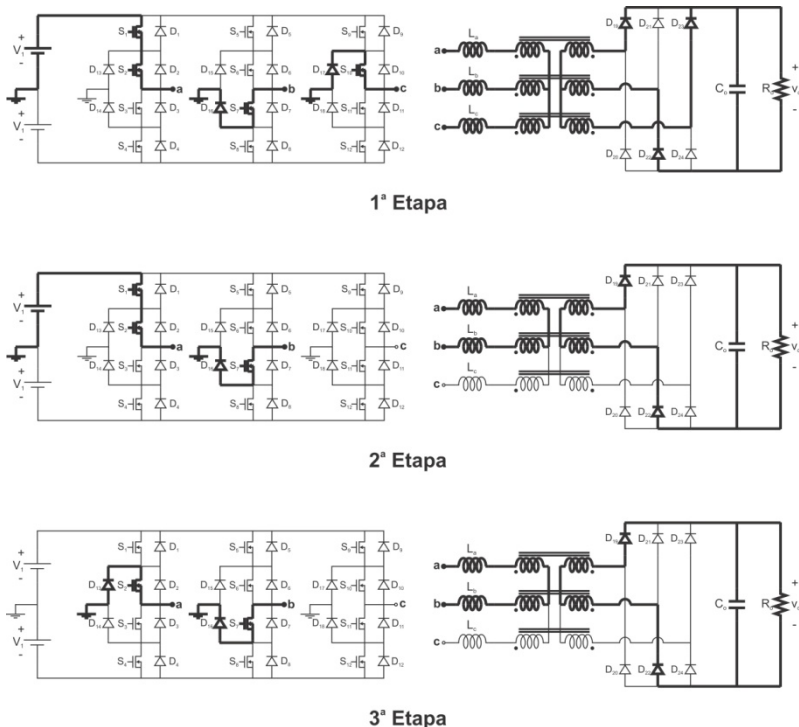


Figura 3.4 - Etapas de operação referentes ao MCD 2.

Tabela 3.3 - Estados dos interruptores referentes às dezoito etapas do MCD 2.

Etapa	Interruptores em Condução
1ª Etapa	$S_1, S_2, S_7, S_{10}, D_{16}, D_{17}, D_{19}, D_{22}, D_{23}$
2ª Etapa	$S_1, S_2, S_7, D_{16}, D_{19}, D_{22}$
3ª Etapa	$S_2, S_7, D_{13}, D_{16}, D_{19}, D_{22}$
4ª Etapa	$S_2, S_7, S_{11}, S_{12}, D_{13}, D_{16}, D_{19}, D_{22}, D_{24}$
5ª Etapa	$S_2, S_{11}, S_{12}, D_{13}, D_{19}, D_{24}$
6ª Etapa	$S_2, S_{11}, D_{13}, D_{18}, D_{19}, D_{24}$
7ª Etapa	$S_2, S_5, S_6, S_{11}, D_{13}, D_{18}, D_{19}, D_{21}, D_{24}$
8ª Etapa	$S_5, S_6, S_{11}, D_{18}, D_{21}, D_{24}$
9ª Etapa	$S_6, S_{11}, D_{15}, D_{18}, D_{21}, D_{24}$
10ª Etapa	$S_3, S_4, S_6, S_{11}, D_{15}, D_{18}, D_{20}, D_{21}, D_{24}$
11ª Etapa	$S_3, S_4, S_6, D_{15}, D_{20}, D_{21}$
12ª Etapa	$S_3, S_6, D_{14}, D_{15}, D_{20}, D_{21}$

Etapa	Interruptores em Condução
13ª Etapa	$S_3, S_6, S_9, S_{10}, D_{14}, D_{15}, D_{20}, D_{21}, D_{23}$
14ª Etapa	$S_3, S_9, S_{10}, D_{14}, D_{20}, D_{23}$
15ª Etapa	$S_3, S_{10}, D_{14}, D_{17}, D_{20}, D_{23}$
16ª Etapa	$S_3, S_7, S_8, S_{10}, D_{14}, D_{17}, D_{20}, D_{22}, D_{23}$
17ª Etapa	$S_7, S_8, S_{10}, D_{17}, D_{22}, D_{23}$
18ª Etapa	$S_7, S_{10}, D_{16}, D_{17}, D_{22}, D_{23}$

- 1ª Etapa ($t_0 - t_1$) – No instante $t = t_0$, os interruptores S_1 e S_2 são comandados a conduzir, dando início à primeira etapa de operação. No estágio retificador, encontram-se em condução os diodos D_{19} , D_{22} e D_{23} . No momento em que a corrente i_{Lc} se anula a primeira etapa acaba.

- 2ª Etapa ($t_1 - t_2$) – Quando a corrente i_{Lc} se anula, ocorre o bloqueio do diodo D_{23} do estágio retificador. Durante toda a segunda etapa não há corrente circulando pela fase “c” do conversor, caracterizando este modo como descontínuo. Em $t = t_2$, o interruptor S_1 é bloqueado, dando fim à segunda etapa de operação.

- 3ª Etapa ($t_2 - t_3$) – O bloqueio de S_1 faz com que o diodo D_{13} entre em condução. Assim como para a segunda etapa, não há corrente circulando pela fase “c” do conversor. No instante $t = t_3$, a terceira etapa acaba, devido à entrada em condução dos interruptores S_{11} e S_{12} .

As principais formas de onda referentes ao MCD 2 são apresentadas na Figura 3.5.

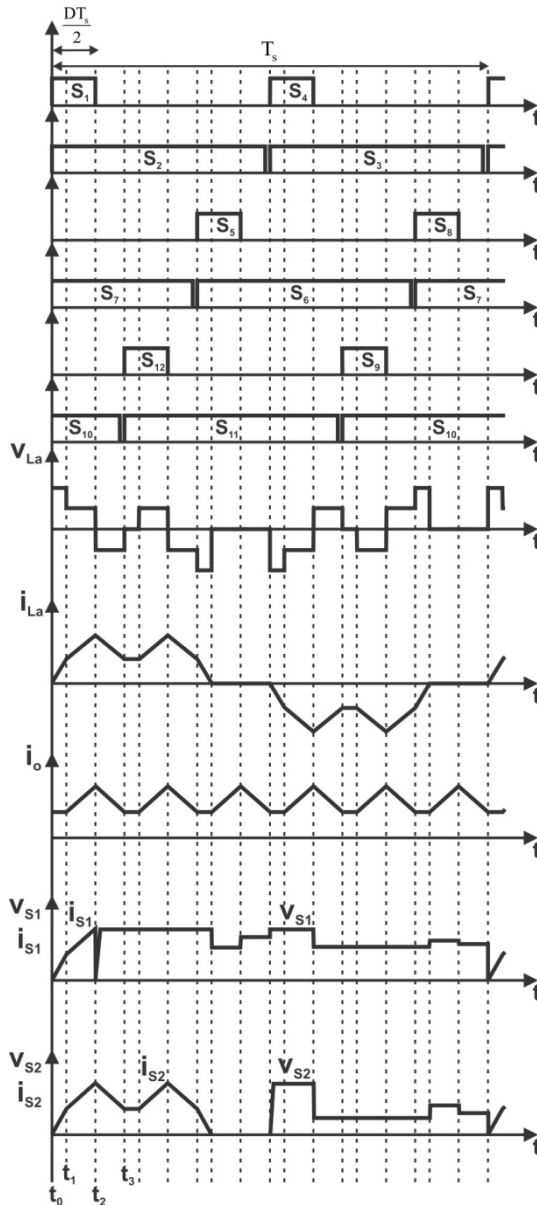


Figura 3.5 - Principais formas de onda referentes ao MCD 2.

Os valores de tensão sobre os indutores L_a , L_b e L_c e também as condições iniciais de corrente nestes componentes para as três primeiras etapas de operação são apresentados na Tabela 3.4.

Tabela 3.4 - Valores de tensão e de corrente inicial nos indutores L_a , L_b e L_c para as três primeiras etapas de operação no MCD 2.

	L_a	L_b	L_c
Tensão 1ª Etapa	$\frac{2V_1 - nV_o}{3}$	$-\frac{V_1 - 2nV_o}{3}$	$-\frac{V_1 + nV_o}{3}$
Tensão 2ª Etapa	$\frac{V_1 - nV_o}{2}$	$-\frac{V_1 - nV_o}{2}$	0
Tensão 3ª Etapa	$-\frac{nV_o}{2}$	$\frac{nV_o}{2}$	0
Corrente Inicial 1ª Etapa	0	$-I_7$	I_2
Corrente Inicial 2ª Etapa	I_5	$-I_8$	I_3
Corrente Inicial 3ª Etapa	I_6	$-I_1$	I_4

As funções (3.45), (3.46) e (3.47) regem o comportamento das correntes nos indutores L_a , L_b e L_c durante a primeira etapa de operação.

$$i_{L_a}(t) = \frac{2V_1 - nV_o}{3L_{in}}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (3.45)$$

$$i_{L_b}(t) = -I_7 - \frac{V_1 - 2nV_o}{3L_{in}}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (3.46)$$

$$i_{L_c}(t) = I_2 - \frac{V_1 + nV_o}{3L_{in}}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (3.47)$$

Ao final da primeira etapa os valores destas correntes são:

$$i_{L_a}(t_1) = I_5 = \frac{2V_1 - nV_o}{3L_{in}}\Delta t_1 \quad (3.48)$$

$$i_{L_b}(t_1) = -I_8 = -I_7 - \frac{V_1 - 2nV_o}{3L_{in}}\Delta t_1 \quad (3.49)$$

$$i_{Lc}(t_1) = I_3 = I_2 - \frac{V_1 + nV_o}{3L_{in}} \Delta t_1 \quad (3.50)$$

Para a segunda etapa têm-se as funções (3.51), (3.52) e (3.53).

$$i_{La}(t) = I_5 + \frac{V_1 - nV_o}{2L_{in}}(t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (3.51)$$

$$i_{Lb}(t) = -I_8 - \frac{V_1 - nV_o}{2L_{in}}(t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (3.52)$$

$$i_{Lc}(t) = I_3 \quad t \in [t_1, t_2] \quad (3.53)$$

No instante $t = t_2$ as funções (3.51), (3.52) e (3.53) têm seus valores dados por (3.54), (3.55) e (3.56).

$$i_{La}(t_2) = I_6 = I_5 + \frac{V_1 - nV_o}{2L_{in}} \Delta t_2 \quad (3.54)$$

$$i_{Lb}(t_2) = -I_1 = -I_8 - \frac{V_1 - nV_o}{2L_{in}} \Delta t_2 \quad (3.55)$$

$$i_{Lc}(t_2) = I_4 = I_3 \quad (3.56)$$

Finalmente, para a terceira etapa as correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} são dadas pelas funções (3.57), (3.58) e (3.59), respectivamente.

$$i_{La}(t) = I_6 - \frac{nV_o}{2L_{in}}(t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (3.57)$$

$$i_{Lb}(t) = -I_1 + \frac{nV_o}{2L_{in}}(t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (3.58)$$

$$i_{Lc}(t) = I_4 \quad t \in [t_2, t_3] \quad (3.59)$$

Ao final da terceira etapa as correntes nos indutores L_a , L_b e L_c possuem os seguintes valores:

$$i_{La}(t_3) = I_7 = I_6 - \frac{nV_o}{2L_{in}} \Delta t_3 \quad (3.60)$$

$$i_{L_b}(t_3) = -I_2 = -I_1 + \frac{nV_o}{2L_{in}} \Delta t_3 \quad (3.61)$$

$$i_{L_c}(t_3) = 0 = I_4 \quad (3.62)$$

As durações das três primeiras etapas do MCD 2 se relacionam com a razão cíclica de acordo com as expressões (3.63) e (3.64).

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 = \frac{DT_s}{2} \quad (3.63)$$

$$2\Delta t_1 + 2\Delta t_2 + 3\Delta t_3 = \frac{(1-D)T_s}{2} \quad (3.64)$$

A solução do sistema linear formado pelas equações (3.48), (3.49), (3.54), (3.55), (3.60), (3.61), (3.21) – (3.23), (3.63) e (3.64) é apresentada no conjunto de igualdades (3.65) – (3.75).

$$I_1 = \frac{(3D - 3Dq - q)V_1}{6f_s L_{in}} \quad (3.65)$$

$$I_2 = \frac{(3D - 2q)V_1}{6f_s L_{in}} \quad (3.66)$$

$$I_3 = 0 \quad (3.67)$$

$$I_4 = 0 \quad (3.68)$$

$$I_5 = \frac{(1-q)(3D - 2q)V_1}{3f_s L_{in} (2q + 1)} \quad (3.69)$$

$$I_6 = \frac{(3D - 3Dq - q)V_1}{6f_s L_{in}} \quad (3.70)$$

$$I_7 = \frac{(3D - 2q)V_1}{6f_s L_{in}} \quad (3.71)$$

$$I_8 = \frac{(1-q)(3D - 2q)V_1}{3f_s L_{in} (2q + 1)} \quad (3.72)$$

$$\Delta t_1 = \frac{(3D - 2q)}{2f_s(q + 1)} \quad (3.73)$$

$$\Delta t_2 = \frac{(q - D + Dq)}{f_s(2q + 1)} \quad (3.74)$$

$$\Delta t_3 = \frac{(1 - 3D)}{6f_s} \quad (3.75)$$

A igualdade (3.76) fornece o valor médio da corrente na saída do conversor para o MCD 2.

$$I_o = \frac{3n[(I_7 + I_8)\Delta t_1 + (I_1 + I_8)\Delta t_2 + (I_1 + I_2)\Delta t_3]}{T_s} \quad (3.76)$$

Substituindo-se (3.65), (3.66), (3.71), (3.72), (3.73), (3.74) e (3.75) em (3.76) obtém-se (3.77).

$$I_o = \frac{(2D + 3D^2 - 2Dq - 3D^2q - q)nV_1}{4f_sL_{in}(2q + 1)} \quad (3.77)$$

Através da definição (2.4) e da equação (3.77) é possível determinar (3.78).

$$\bar{I}_o = \frac{9(2D + 3D^2 - 2Dq - 3D^2q - q)}{2(2q + 1)} \quad (3.78)$$

Através da manipulação matemática da equação (3.78) é possível determinar a expressão do ganho estático que fornece a característica de saída do conversor TPTL-ZVS-PWM para o modo MCD 2, conforme apresentado em (3.79).

$$q = \frac{27D^2 + 18D - 2\bar{I}_o}{27D^2 + 18D + 4\bar{I}_o + 9} \quad (3.79)$$

Para que o modo MCD 2 ocorra, as restrições (3.39), (3.40) e (3.41) devem ser obedecidas. A partir dos valores das durações das três primeiras etapas de operação, dados pelas igualdades (3.73), (3.74) e (3.75), e também das restrições que devem ser verificadas, obtêm-se as

inequações (3.80), (3.81) e (3.82), que devem ser satisfeitas para que haja a ocorrência deste modo.

$$q \geq \frac{2\bar{I}_o}{2\bar{I}_o + 9} \quad (3.80)$$

$$q \leq \frac{9 - 2\bar{I}_o}{18 + 4\bar{I}_o} \quad (3.81)$$

$$\bar{I}_o \geq \frac{3q(1-2q)}{2} \quad (3.82)$$

A região destacada no gráfico da Figura 3.6 é determinada a partir das inequações (3.80), (3.81) e (3.82), e representa a região de ocorrência do MCD 2.

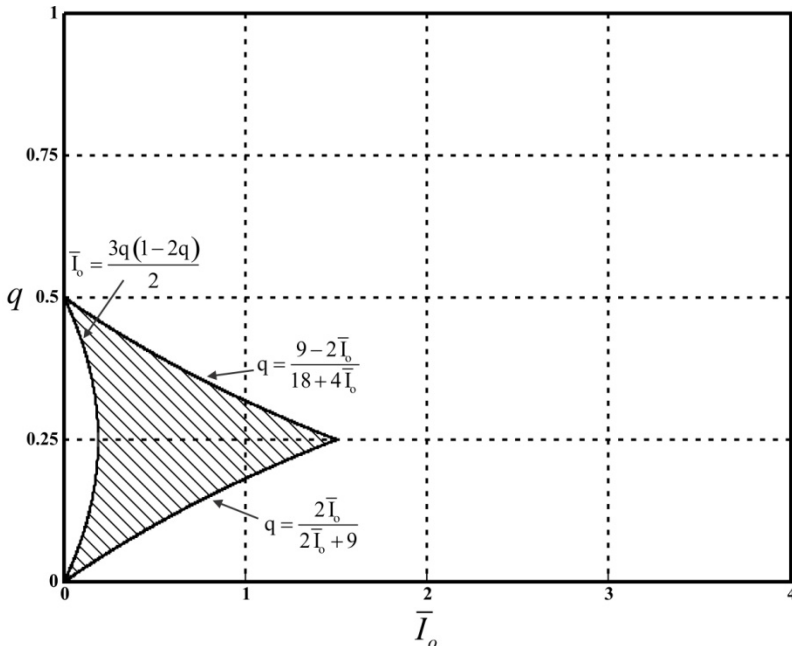


Figura 3.6 - Região de ocorrência do MCD 2.

3.4 MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA 3 (MCD 3)

A última possibilidade de operação do conversor TPTL-ZVS-PWM com razão cíclica pertencente ao intervalo $0 \leq D \leq 1/3$ e em

condução descontinua é o MCD 3. Os estados topológicos das três primeiras etapas de operação para este modo são apresentados na Figura 3.7, e os estados dos interruptores para as dezoito etapas são dados pela Tabela 3.5.

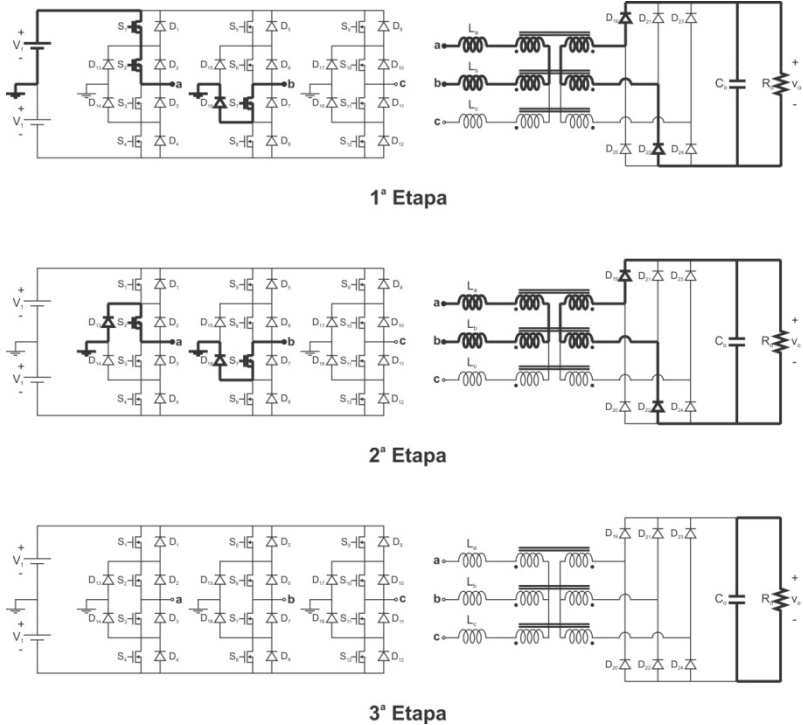


Figura 3.7 - Etapas de operação referentes ao MCD 3.

Tabela 3.5 - Estados dos interruptores referentes às dezoito etapas do MCD 3.

Etapa	Interruptores em Condução
1ª Etapa	$S_1, S_2, S_7, D_{16}, D_{19}, D_{22}$
2ª Etapa	$S_2, S_7, D_{13}, D_{16}, D_{19}, D_{22}$
3ª Etapa	Nenhum interruptor em condução
4ª Etapa	$S_2, S_{11}, S_{12}, D_{13}, D_{19}, D_{24}$
5ª Etapa	$S_2, S_{11}, D_{13}, D_{18}, D_{19}, D_{24}$
6ª Etapa	Nenhum interruptor em condução
7ª Etapa	$S_5, S_6, S_{11}, D_{18}, D_{21}, D_{24}$

Etapa	Interruptores em Condução
8ª Etapa	$S_6, S_{11}, D_{15}, D_{18}, D_{21}, D_{24}$
9ª Etapa	Nenhum interruptor em condução
10ª Etapa	$S_3, S_4, S_6, D_{15}, D_{20}, D_{21}$
11ª Etapa	$S_3, S_6, D_{14}, D_{15}, D_{20}, D_{21}$
12ª Etapa	Nenhum interruptor em condução
13ª Etapa	$S_3, S_9, S_{10}, D_{14}, D_{20}, D_{23}$
14ª Etapa	$S_3, S_{10}, D_{14}, D_{17}, D_{20}, D_{23}$
15ª Etapa	Nenhum interruptor em condução
16ª Etapa	$S_7, S_8, S_{10}, D_{17}, D_{22}, D_{23}$
17ª Etapa	$S_7, S_{10}, D_{16}, D_{17}, D_{22}, D_{23}$
18ª Etapa	Nenhum interruptor em condução

- 1ª Etapa ($t_0 - t_1$) – A primeira etapa inicia no momento em que os interruptores S_1 e S_2 são comandados a conduzir. Os diodos D_{19} e D_{22} encontram-se em condução no estágio retificador. A corrente i_{Lc} é nula, caracterizando este modo como descontínuo. No instante $t = t_1$, S_1 é bloqueado, dando fim à primeira etapa de operação.

- 2ª Etapa ($t_1 - t_2$) – O bloqueio de S_1 implica a entrada em condução do diodo D_{13} , caracterizando o início da segunda etapa. O estado topológico do retificador de saída permanece inalterado. Esta etapa persiste até que as correntes i_{La} e i_{Lb} se tornem nulas.

- 3ª Etapa ($t_2 - t_3$) – Após as correntes i_{La} e i_{Lb} se tornarem nulas, não há mais corrente circulando em nenhuma das fases do conversor. Esta condição persiste até que os interruptores S_{11} e S_{12} sejam comandados a conduzir, dando fim à terceira etapa de operação.

A Figura 3.8 apresenta as principais formas de onda referentes ao MCD 3.

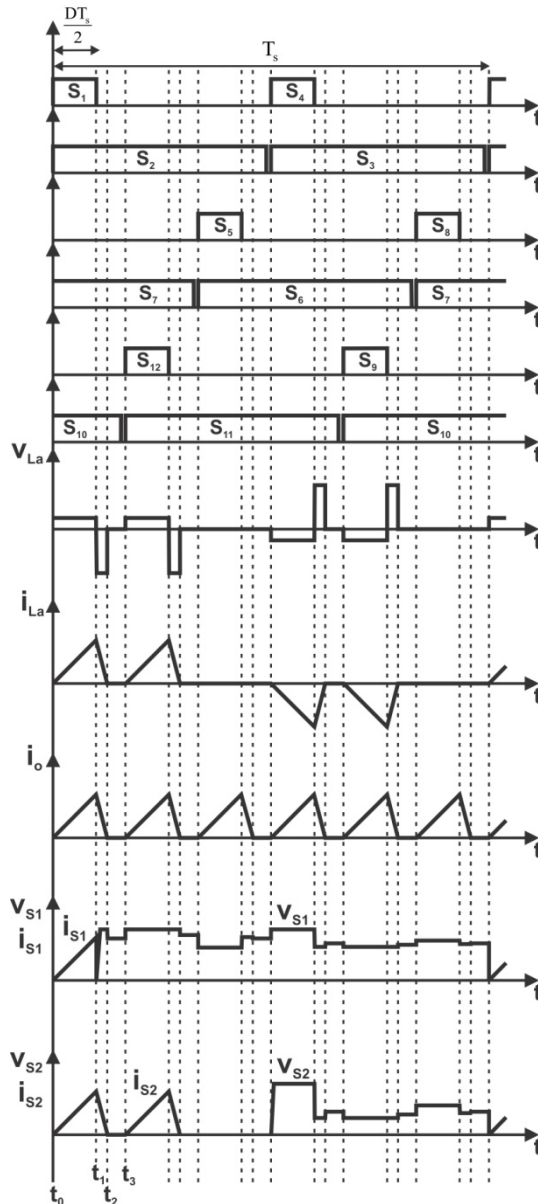


Figura 3.8 - Principais formas de onda referentes ao MCD 3.

A Tabela 3.6 apresenta os valores de tensão a que estão submetidos os indutores L_a , L_b e L_c , bem como as condições iniciais de corrente nestes componentes para as três primeiras etapas de operação do MCD 3.

Tabela 3.6 - Valores de tensão e de corrente inicial nos indutores L_a , L_b e L_c para as três primeiras etapas de operação no MCD 3.

	L_a	L_b	L_c
Tensão 1ª Etapa	$\frac{V_1 - nV_o}{2}$	$-\frac{V_1 - nV_o}{2}$	$-\frac{V_1 + nV_o}{3}$
Tensão 2ª Etapa	$-\frac{nV_o}{2}$	$\frac{nV_o}{2}$	0
Tensão 3ª Etapa	0	0	0
Corrente Inicial 1ª Etapa	0	0	0
Corrente Inicial 2ª Etapa	I_1	$-I_1$	0
Corrente Inicial 3ª Etapa	0	0	0

As correntes i_{L_a} , i_{L_b} e i_{L_c} podem ser determinadas a partir das funções (3.83), (3.84) e (3.85), para a primeira etapa de operação.

$$i_{L_a}(t) = \frac{V_1 - nV_o}{2L_{in}}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (3.83)$$

$$i_{L_b}(t) = -\frac{V_1 - nV_o}{2L_{in}}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (3.84)$$

$$i_{L_c}(t) = 0 \quad t \in [t_0, t_1] \quad (3.85)$$

No instante $t = t_1$, as funções anteriores têm seus valores dados por:

$$i_{L_a}(t_1) = I_1 = \frac{V_1 - nV_o}{2L_{in}} \Delta t_1 \quad (3.86)$$

$$i_{L_b}(t_1) = -I_1 = -\frac{V_1 - nV_o}{2L_{in}} \Delta t_1 \quad (3.87)$$

$$i_{Lc}(t_1) = 0 \quad (3.88)$$

Com relação à segunda etapa, têm-se as funções (3.89), (3.90) e (3.91).

$$i_{La}(t) = I_1 - \frac{nV_o}{2L_m}(t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (3.89)$$

$$i_{Lb}(t) = -I_1 + \frac{nV_o}{2L_m}(t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (3.90)$$

$$i_{Lc}(t) = 0 \quad t \in [t_1, t_2] \quad (3.91)$$

Os valores das funções (3.89), (3.90) e (3.91), ao final da segunda etapa, são dados por (3.92), (3.93) e (3.94).

$$i_{La}(t_2) = 0 = I_1 - \frac{nV_o}{2L_m}\Delta t_2 \quad (3.92)$$

$$i_{Lb}(t_2) = 0 = -I_1 + \frac{nV_o}{2L_m}\Delta t_2 \quad (3.93)$$

$$i_{Lc}(t_2) = 0 \quad (3.94)$$

Durante o decorrer de toda a terceira etapa as correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} possuem valor nulo, conforme (3.95), (3.96) e (3.97).

$$i_{La}(t) = 0 \quad t \in [t_2, t_3] \quad (3.95)$$

$$i_{Lb}(t) = 0 \quad t \in [t_2, t_3] \quad (3.96)$$

$$i_{Lc}(t) = 0 \quad t \in [t_2, t_3] \quad (3.97)$$

Aplicando-se $t = t_3$ nas funções (3.95), (3.96) e (3.97), obtêm-se (3.98), (3.99) e (3.100).

$$i_{La}(t_3) = 0 \quad (3.98)$$

$$i_{Lb}(t_3) = 0 \quad (3.99)$$

$$i_{Lc}(t_3) = 0 \quad (3.100)$$

A razão cíclica se relaciona com as durações das três primeiras etapas de operação do modo MCD 3 conforme (3.101) e (3.102).

$$\Delta t_1 = \frac{DT_s}{2} \quad (3.101)$$

$$2\Delta t_1 + 3\Delta t_2 + 3\Delta t_3 = \frac{(1-D)T_s}{2} \quad (3.102)$$

A partir das equações (3.86), (3.92), (3.101) e (3.102) determina-se um sistema linear com quatro equações linearmente independentes e quatro incógnitas, cuja solução é apresentada no conjunto de igualdades (3.103) – (3.106).

$$I_1 = \frac{(1-2q)DV_1}{4f_s L_{in}} \quad (3.103)$$

$$\Delta t_1 = \frac{D}{2f_s} \quad (3.104)$$

$$\Delta t_2 = \frac{(1-2q)D}{4f_s q} \quad (3.105)$$

$$\Delta t_3 = \frac{(2q-3D)}{12f_s q} \quad (3.106)$$

A expressão (3.107) fornece o valor médio da corrente na saída do conversor TPTL-ZVS-PWM operando no MCD 3.

$$I_o = \frac{3nI_1(\Delta t_1 + \Delta t_2)}{T_s} \quad (3.107)$$

Substituindo-se (3.103), (3.104) e (3.105) em (3.107), obtém-se (3.108).

$$I_o = \frac{3(1-2q)D^2 n V_1}{16f_s L_{in} q} \quad (3.108)$$

É possível expressar a igualdade (3.108) através da definição da corrente média de saída parametrizada (2.4), conforme apresentado na equação.

$$\bar{I}_o = \frac{27(1-2q)D^2}{8q} \quad (3.109)$$

Isolando-se o ganho estático em (3.109) obtém-se (3.110), que fornece a característica de saída do conversor TPTL-ZVS-PWM no MCD 3.

$$q = \frac{27D^2}{54D^2 + 8\bar{I}_o} \quad (3.110)$$

Para que o MCD 3 ocorra, faz-se necessária a verificação das restrições (3.39), (3.40) e (3.41). Tendo como base as igualdades (3.104), (3.105) e (3.106) para a análise destas restrições, determina-se que a inequação (3.111) deve ser satisfeita para que seja garantida a ocorrência deste modo de operação.

$$\bar{I}_o \leq \frac{3q(1-2q)}{2} \quad (3.111)$$

Ao ser satisfeita, a inequação (3.111) gera a região da característica de saída do conversor destacada no gráfico da Figura 3.9, a qual é a região de ocorrência do MCD 3.

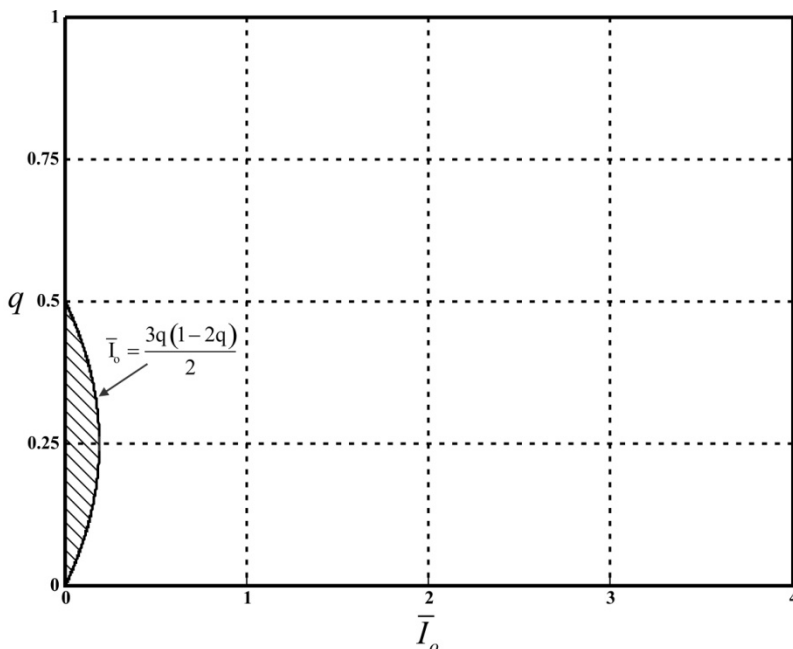


Figura 3.9 - Região de ocorrência do MCD 3.

3.5 MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA 4 (MCD 4)

O MCD 4 é uma das três possibilidades de operação do conversor TPTL-ZVS-PWM em condução descontínua e com razão cíclica pertencente ao intervalo $1/3 \leq D \leq 2/3$. Os estados topológicos das três primeiras etapas e os estados dos interruptores para todas as dezoito etapas de operação são apresentados na Figura 3.10 e na Tabela 3.7, respectivamente.

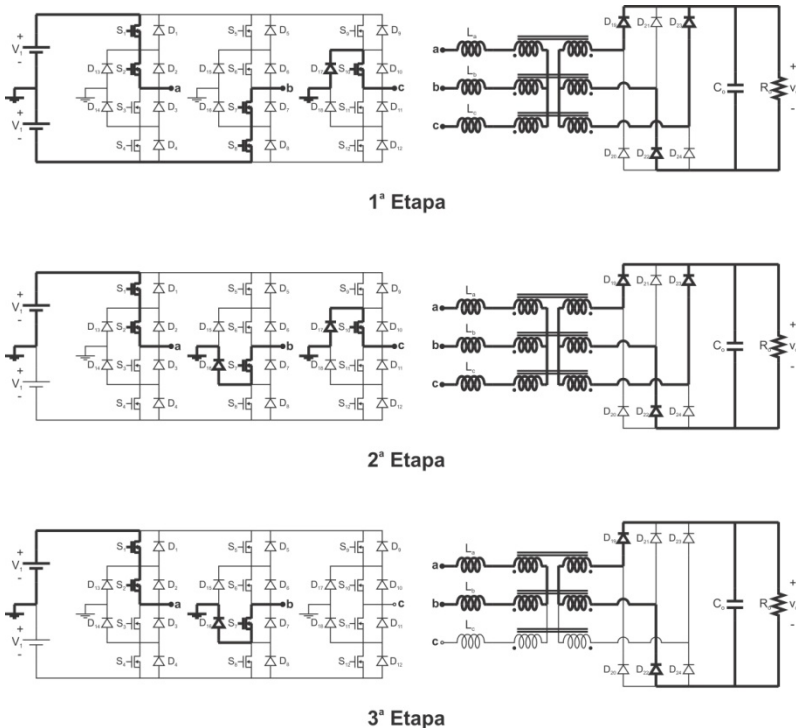


Figura 3.10 - Etapas de operação referentes ao MCD 4.

Tabela 3.7 - Estados dos interruptores referentes às dezoito etapas do MCD 4.

Etapa	Interruptores em Condução
1ª Etapa	$S_1, S_2, S_7, S_8, S_{10}, D_{17}, D_{19}, D_{22}, D_{23}$
2ª Etapa	$S_1, S_2, S_7, S_{10}, D_{16}, D_{17}, D_{19}, D_{22}, D_{23}$
3ª Etapa	$S_1, S_2, S_7, D_{16}, D_{19}, D_{22}$
4ª Etapa	$S_1, S_2, S_7, S_{11}, S_{12}, D_{16}, D_{19}, D_{22}, D_{24}$

Etapa	Interruptores em Condução
5ª Etapa	S ₂ , S ₇ , S ₁₁ , S ₁₂ , D ₁₃ , D ₁₆ , D ₁₉ , D ₂₂ , D ₂₄
6ª Etapa	S ₂ , S ₁₁ , S ₁₂ , D ₁₃ , D ₁₉ , D ₂₄
7ª Etapa	S ₂ , S ₅ , S ₆ , S ₁₁ , S ₁₂ , D ₁₃ , D ₁₉ , D ₂₁ , D ₂₄
8ª Etapa	S ₂ , S ₅ , S ₆ , S ₁₁ , D ₁₃ , D ₁₈ , D ₁₉ , D ₂₁ , D ₂₄
9ª Etapa	S ₅ , S ₆ , S ₁₁ , D ₁₈ , D ₂₁ , D ₂₄
10ª Etapa	S ₃ , S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₁₁ , D ₁₈ , D ₂₀ , D ₂₁ , D ₂₄
11ª Etapa	S ₃ , S ₄ , S ₆ , S ₁₁ , D ₁₅ , D ₁₈ , D ₂₀ , D ₂₁ , D ₂₄
12ª Etapa	S ₃ , S ₄ , S ₆ , D ₁₅ , D ₂₀ , D ₂₁
13ª Etapa	S ₃ , S ₄ , S ₆ , S ₉ , S ₁₀ , D ₁₅ , D ₂₀ , D ₂₁ , D ₂₃
14ª Etapa	S ₃ , S ₆ , S ₉ , S ₁₀ , D ₁₄ , D ₁₅ , D ₂₀ , D ₂₁ , D ₂₃
15ª Etapa	S ₃ , S ₉ , S ₁₀ , D ₁₄ , D ₂₀ , D ₂₃
16ª Etapa	S ₃ , S ₇ , S ₈ , S ₉ , S ₁₀ , D ₁₄ , D ₂₀ , D ₂₂ , D ₂₃
17ª Etapa	S ₃ , S ₇ , S ₈ , S ₁₀ , D ₁₄ , D ₁₇ , D ₂₀ , D ₂₂ , D ₂₃
18ª Etapa	S ₇ , S ₈ , S ₁₀ , D ₁₇ , D ₂₂ , D ₂₃

- 1ª Etapa ($t_0 - t_1$) – No instante $t = t_0$, os interruptores S₁ e S₂ são comandados a conduzir, dando início à primeira etapa de operação. No estágio retificador, encontram-se conduzindo os diodos D₁₉, D₂₂ e D₂₃. A primeira etapa chega ao fim no momento em que S₈ é bloqueado.

- 2ª Etapa ($t_1 - t_2$) – O bloqueio de S₈ implica a entrada em condução do diodo D₁₆. O estado topológico do retificador permanece inalterado. Em $t = t_2$ a corrente i_{Lc} se anula, caracterizando o fim da segunda etapa.

- 3ª Etapa ($t_2 - t_3$) – Não havendo mais corrente circulando pela fase “c” do conversor significa que o diodo D₂₃ é bloqueado. Este fato também caracteriza este modo como descontínuo. A terceira etapa persiste até que no instante $t = t_3$ os interruptores S₁₁ e S₁₂ são comandados a conduzir.

As principais formas de onda referentes ao funcionamento do conversor TPTL-ZVS-PWM no MCD 4 são apresentadas na Figura 3.11.

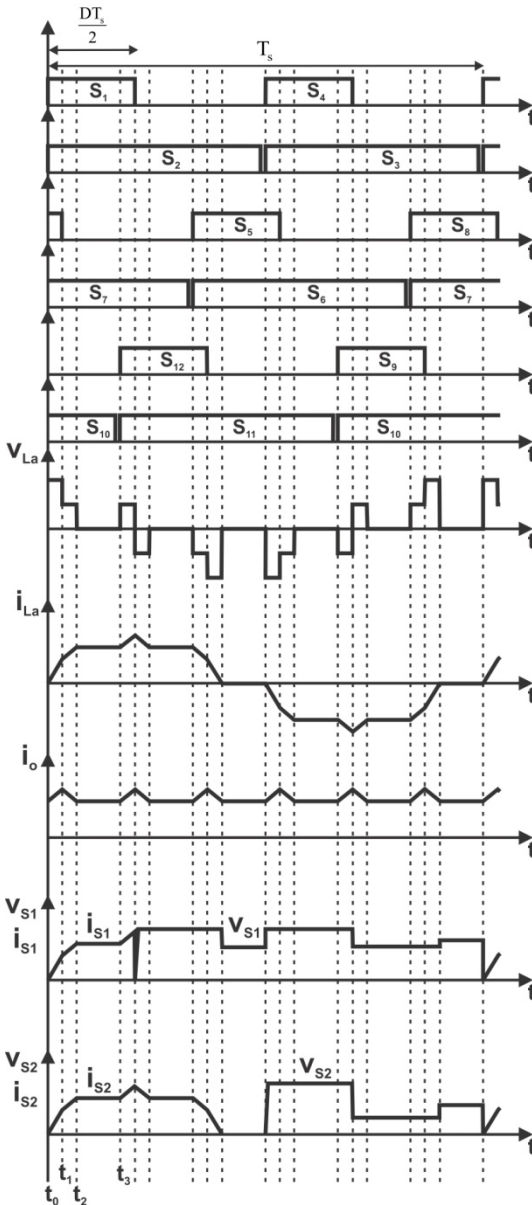


Figura 3.11 - Principais formas de onda referentes ao MCD 4.

Os valores de tensão sobre os indutores L_a , L_b e L_c e também as condições iniciais de corrente nestes componentes para as três primeiras etapas de operação são apresentados na Tabela 3.8.

Tabela 3.8 - Valores de tensão e de corrente inicial nos indutores L_a , L_b e L_c para as três primeiras etapas de operação no MCD 4.

	L_a	L_b	L_c
Tensão	$\frac{3V_1 - nV_o}{3}$	$\frac{3V_1 - 2nV_o}{3}$	$\frac{nV_o}{3}$
1ª Etapa	3	3	3
Tensão	$\frac{2V_1 - nV_o}{3}$	$\frac{V_1 - 2nV_o}{3}$	$\frac{V_1 + nV_o}{3}$
2ª Etapa	3	3	3
Tensão	$\frac{V_1 - nV_o}{2}$	$\frac{V_1 - nV_o}{2}$	0
3ª Etapa	2	2	0
Corrente Inicial	0	$-I_7$	I_2
1ª Etapa			
Corrente Inicial	I_5	$-I_8$	I_3
2ª Etapa			
Corrente Inicial	I_6	$-I_1$	I_4
3ª Etapa			

As correntes i_{L_a} , i_{L_b} e i_{L_c} , para a primeira etapa de operação, são dadas pelas funções (3.112), (3.113) e (3.114).

$$i_{L_a}(t) = \frac{3V_1 - nV_o}{3L_{in}}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (3.112)$$

$$i_{L_b}(t) = -I_7 - \frac{3V_1 - 2nV_o}{3L_{in}}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (3.113)$$

$$i_{L_c}(t) = I_2 - \frac{nV_o}{3L_{in}}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (3.114)$$

No instante $t = t_1$, as funções (3.112), (3.113) e (3.114) possuem seus valores dados por (3.115), (3.116) e (3.117), respectivamente.

$$i_{L_a}(t_1) = I_5 = \frac{3V_1 - nV_o}{3L_{in}}\Delta t_1 \quad (3.115)$$

$$i_{L_b}(t_1) = -I_8 = -I_7 - \frac{3V_1 - 2nV_o}{3L_{in}}\Delta t_1 \quad (3.116)$$

$$i_{Lc}(t_1) = I_3 = I_2 - \frac{nV_o}{3L_{in}} \Delta t_1 \quad (3.117)$$

Já para a segunda etapa têm-se as funções (3.118), (3.119) e (3.120).

$$i_{La}(t) = I_5 + \frac{2V_1 - nV_o}{3L_{in}}(t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (3.118)$$

$$i_{Lb}(t) = -I_8 - \frac{V_1 - 2nV_o}{3L_{in}}(t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (3.119)$$

$$i_{Lc}(t) = I_3 + \frac{V_1 + nV_o}{3L_{in}}(t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (3.120)$$

Ao final da segunda etapa os valores das correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} são os seguintes:

$$i_{La}(t_2) = I_6 = I_5 + \frac{2V_1 - nV_o}{3L_{in}} \Delta t_2 \quad (3.121)$$

$$i_{Lb}(t_2) = -I_1 = -I_8 - \frac{V_1 - 2nV_o}{3L_{in}} \Delta t_2 \quad (3.122)$$

$$i_{Lc}(t_2) = I_4 = I_3 - \frac{V_1 + nV_o}{3L_{in}} \Delta t_2 \quad (3.123)$$

Já para a terceira etapa têm-se as funções (3.124), (3.125) e (3.126).

$$i_{La}(t) = I_6 + \frac{V_1 - nV_o}{2L_{in}}(t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (3.124)$$

$$i_{Lb}(t) = -I_1 - \frac{V_1 - nV_o}{2L_{in}}(t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (3.125)$$

$$i_{Lc}(t) = 0 \quad t \in [t_2, t_3] \quad (3.126)$$

Em $t = t_3$, as funções (3.124), (3.125) e (3.126) têm seus valores dados por (3.127), (3.128) e (3.129).

$$i_{La}(t_3) = I_7 = I_6 + \frac{V_1 - nV_o}{2L_{in}} \Delta t_3 \quad (3.127)$$

$$i_{Lb}(t_3) = -I_2 = -I_1 - \frac{V_1 - nV_o}{2L_{in}} \Delta t_3 \quad (3.128)$$

$$i_{La}(t_3) = 0 \quad (3.129)$$

As igualdades (3.130) e (3.131) fornecem a relação entre as durações das três primeiras etapas de operação e a razão cíclica com que opera o conversor TPTL-ZVS-PWM para o MCD 4.

$$2\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 = \frac{DT_s}{2} \quad (3.130)$$

$$\Delta t_1 + 2\Delta t_2 + 2\Delta t_3 = \frac{(1-D)T_s}{2} \quad (3.131)$$

A partir das equações (3.115), (3.116), (3.121), (3.122), (3.127), (3.128), (3.21) – (3.23), (3.130) e (3.131) determina-se o sistema linear a ser resolvido na análise do modo MCD 4. A solução deste sistema é dada pelas equações (3.132) – (3.142).

$$I_1 = \frac{(9D - 6Dq + 4q^2 - 4q - 1)V_1}{6f_s L_{in} (2q + 1)} \quad (3.132)$$

$$I_2 = \frac{(3D - 2q)V_1}{6f_s L_{in}} \quad (3.133)$$

$$I_3 = \frac{(9D - 6Dq - 4q)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (3.134)$$

$$I_4 = 0 \quad (3.135)$$

$$I_5 = \frac{(3 - 2q)(3D - 1)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (3.136)$$

$$I_6 = \frac{(9D - 6Dq + 4q^2 - 4q - 1)V_1}{6f_s L_{in} (2q + 1)} \quad (3.137)$$

$$I_7 = \frac{(3D - 2q)V_1}{6f_s L_m} \quad (3.138)$$

$$I_8 = \frac{(18D - 12Dq - 2q - 3)V_1}{18f_s L_m} \quad (3.139)$$

$$\Delta t_1 = \frac{3D - 1}{6f_s} \quad (3.140)$$

$$\Delta t_2 = \frac{9D - 6Dq - 4q}{6f_s (2q + 1)} \quad (3.141)$$

$$\Delta t_3 = \frac{1 - 6D + 4q}{3f_s (2q + 1)} \quad (3.142)$$

O valor médio da corrente de saída pode ser determinado a partir da expressão (3.143).

$$I_o = \frac{3n[(I_7 + I_8)\Delta t_1 + (I_1 + I_8)\Delta t_2 + (I_1 + I_2)\Delta t_3]}{T_s} \quad (3.143)$$

Substituindo-se (3.132), (3.133), (3.138), (3.139), (3.140), (3.141) e (3.142) em (3.143), obtém-se (3.144).

$$I_o = \frac{(18D + 54D^2 - 12Dq - 36D^2q - 10q - 3)nV_1}{36f_s L_m (2q + 1)} \quad (3.144)$$

Utilizando a definição (2.4) e a equação (3.144) determina-se (3.145).

$$\bar{I}_o = \frac{18D + 54D^2 - 12Dq - 36D^2q - 10q - 3}{2(2q + 1)} \quad (3.145)$$

A partir de (3.145) é possível determinar a equação (3.146), que fornece a característica de saída do conversor TPTL-ZVS-PWM para o MCD 4.

$$q = \frac{54D^2 + 18D - 2\bar{I}_o - 3}{36D^2 + 12D + 4\bar{I}_o + 10} \quad (3.146)$$

Para que haja a ocorrência do MCD 4 se faz necessária a verificação das restrições (3.39), (3.40) e (3.41). Utilizando as igualdades (3.140), (3.141) e (3.142) juntamente com estas restrições, obtêm-se as inequações (3.147), (3.148) e (3.149).

$$q \geq \frac{9 - 2\bar{I}_o}{18 + 4\bar{I}_o} \quad (3.147)$$

$$q \leq \frac{9 + 6\bar{I}_o}{18 + 4\bar{I}_o} \quad (3.148)$$

$$\bar{I}_o \leq 4(1-q)q + \frac{3}{4} \quad (3.149)$$

A região destacada no gráfico da Figura 3.12 é obtida ao se satisfazer as inequações (3.147), (3.148) e (3.149), e corresponde à região de ocorrência do MCD 4.

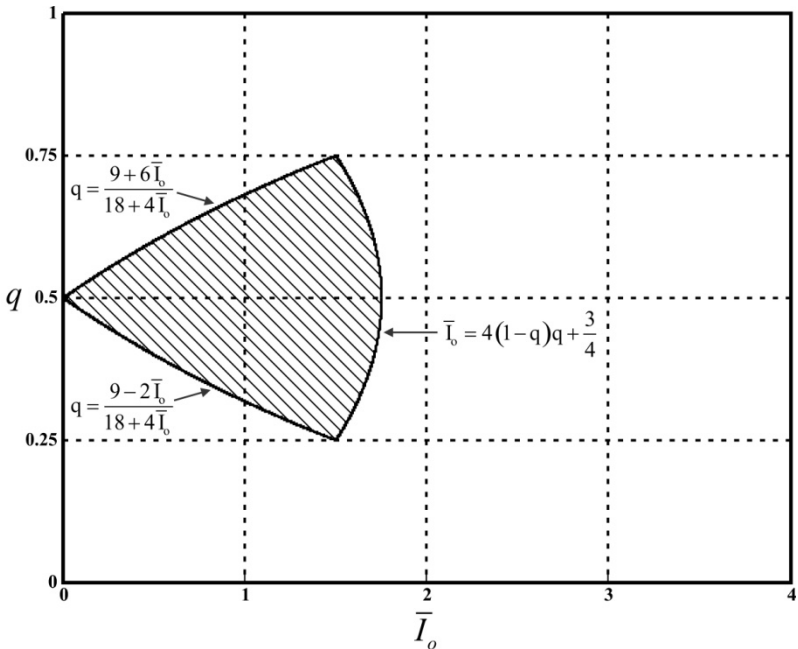


Figura 3.12 - Região de ocorrência do MCD 4.

3.6 MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA 5 (MCD 5)

A segunda possibilidade de operação em condução descontínua e com razão cíclica pertencente ao intervalo $1/3 \leq D \leq 2/3$ é o MCD 5. Os estados topológicos de três etapas para este modo são apresentados na Figura 3.13 e os estados dos interruptores são fornecidos na Tabela 3.9.

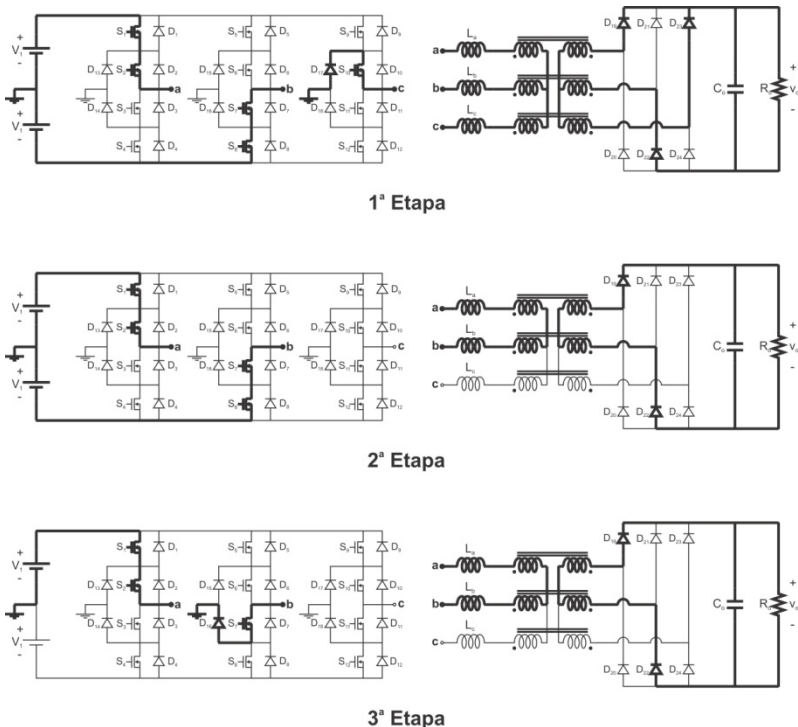


Figura 3.13 - Etapas de operação referentes ao MCD 5.

Tabela 3.9 - Estados dos interruptores referentes às dezoito etapas do MCD 5.

Etapa	Interruptores em Condução
1ª Etapa	$S_1, S_2, S_7, S_8, S_{10}, D_{17}, D_{19}, D_{22}, D_{23}$
2ª Etapa	$S_1, S_2, S_7, S_8, D_{19}, D_{22}$
3ª Etapa	$S_1, S_2, S_7, D_{16}, D_{19}, D_{22}$
4ª Etapa	$S_1, S_2, S_7, S_{11}, S_{12}, D_{16}, D_{19}, D_{22}, D_{24}$
5ª Etapa	$S_1, S_2, S_{11}, S_{12}, D_{19}, D_{24}$
6ª Etapa	$S_2, S_{11}, S_{12}, D_{13}, D_{19}, D_{24}$

Etapa	Interruptores em Condução
7ª Etapa	$S_2, S_5, S_6, S_{11}, S_{12}, D_{13}, D_{19}, D_{21}, D_{24}$
8ª Etapa	$S_5, S_6, S_{11}, S_{12}, D_{21}, D_{24}$
9ª Etapa	$S_5, S_6, S_{11}, D_{18}, D_{21}, D_{24}$
10ª Etapa	$S_3, S_4, S_5, S_6, S_{11}, D_{18}, D_{20}, D_{21}, D_{24}$
11ª Etapa	$S_3, S_4, S_5, S_6, D_{20}, D_{21}$
12ª Etapa	$S_3, S_4, S_6, D_{15}, D_{20}, D_{21}$
13ª Etapa	$S_3, S_4, S_6, S_9, S_{10}, D_{15}, D_{20}, D_{21}, D_{23}$
14ª Etapa	$S_3, S_4, S_9, S_{10}, D_{20}, D_{23}$
15ª Etapa	$S_3, S_9, S_{10}, D_{14}, D_{20}, D_{23}$
16ª Etapa	$S_3, S_7, S_8, S_9, S_{10}, D_{14}, D_{20}, D_{22}, D_{23}$
17ª Etapa	$S_7, S_8, S_9, S_{10}, D_{22}, D_{23}$
18ª Etapa	$S_7, S_8, S_{10}, S_{17}, D_{22}, D_{23}$

- 1ª Etapa ($t_0 - t_1$) – A primeira etapa tem seu início assim que os interruptores S_1 e S_2 são comandados a conduzir. No estágio retificador conduzem os diodos D_{19} , D_{22} e D_{23} . Em $t = t_1$, a corrente i_{Lc} se anula, dando fim à primeira etapa.

- 2ª Etapa ($t_1 - t_2$) – O fato da corrente i_{Lc} se anular implica o bloqueio do diodo D_{23} do estágio retificador. Este fato também caracteriza o modo MCD 5 como sendo descontínuo. A segunda etapa acaba no momento em que interruptor S_8 é bloqueado.

- 3ª Etapa ($t_2 - t_3$) – Com o bloqueio de S_8 entra em condução o diodo D_{16} . O estado topológico do retificador de saída permanece inalterado. No instante $t = t_3$ a terceira etapa chega ao seu fim, devido a S_{11} e S_{12} serem comandados a conduzir.

As principais formas de ondas referentes ao funcionamento do conversor TPTL-ZVS-PWM no MCD 5 são apresentadas na Figura 3.14.

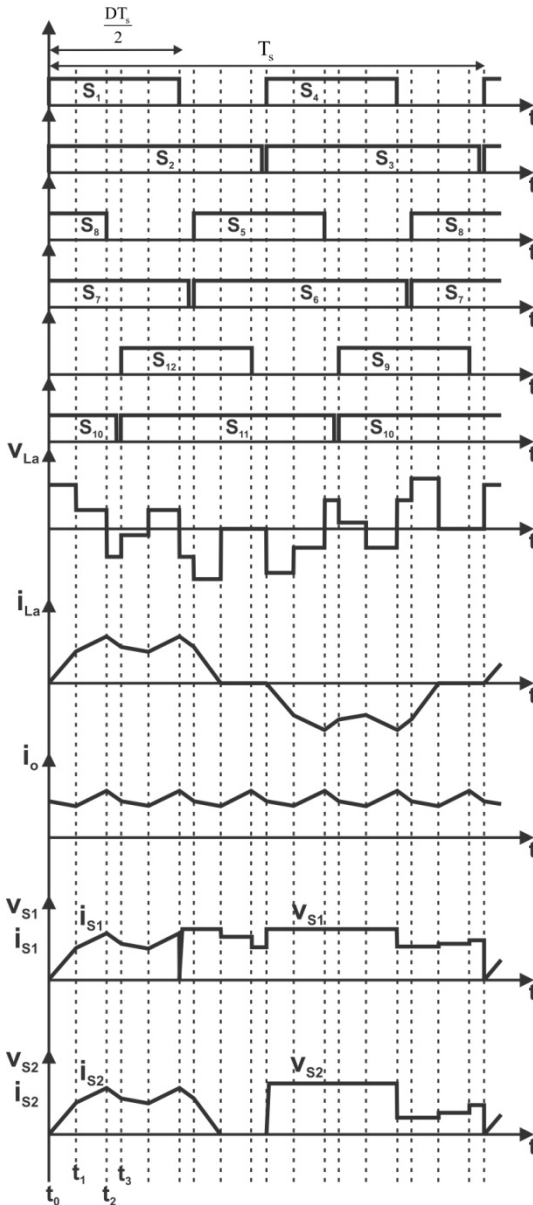


Figura 3.14 - Principais formas de onda referentes ao MCD 5.

A Tabela 3.10 fornece os valores de tensão sobre os indutores L_a , L_b e L_c e também as condições iniciais de corrente nestes componentes para as três primeiras etapas de operação do MCD 5.

Tabela 3.10 - Valores de tensão e de corrente inicial nos indutores L_a , L_b e L_c para as três primeiras etapas de operação no MCD 5.

	L_a	L_b	L_c
Tensão	$\frac{3V_1 - nV_o}{3}$	$\frac{3V_1 - 2nV_o}{3}$	$\frac{nV_o}{3}$
1ª Etapa	3	3	3
Tensão	$\frac{2V_1 - nV_o}{2}$	$\frac{-2V_1 - nV_o}{2}$	0
2ª Etapa	2	2	0
Tensão	$\frac{V_1 - nV_o}{2}$	$\frac{-V_1 - nV_o}{2}$	0
3ª Etapa	2	2	0
Corrente Inicial	0	$-I_7$	I_2
1ª Etapa	0	$-I_7$	I_2
Corrente Inicial	I_5	$-I_8$	I_3
2ª Etapa	I_5	$-I_8$	I_3
Corrente Inicial	I_6	$-I_1$	I_4
3ª Etapa	I_6	$-I_1$	I_4

As funções que regem o comportamento das correntes i_{L_a} , i_{L_b} e i_{L_c} durante a primeira etapa de operação são dadas por (3.150), (3.151) e (3.152).

$$i_{L_a}(t) = \frac{3V_1 - nV_o}{3L_{in}}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (3.150)$$

$$i_{L_b}(t) = -I_7 - \frac{3V_1 - 2nV_o}{3L_{in}}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (3.151)$$

$$i_{L_c}(t) = I_2 - \frac{nV_o}{3L_{in}}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (3.152)$$

Ao final da primeira etapa têm-se os seguintes valores para estas funções:

$$i_{L_a}(t_1) = I_5 = \frac{3V_1 - nV_o}{3L_{in}} \Delta t_1 \quad (3.153)$$

$$i_{Lb}(t_1) = -I_8 = -I_7 - \frac{3V_1 - 2nV_o}{3L_{in}} \Delta t_1 \quad (3.154)$$

$$i_{Lc}(t_1) = I_3 = I_2 - \frac{nV_o}{3L_{in}} \Delta t_1 \quad (3.155)$$

Já para a segunda etapa têm-se as funções (3.156), (3.157) e (3.158).

$$i_{La}(t) = I_5 + \frac{2V_1 - nV_o}{2L_{in}}(t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (3.156)$$

$$i_{Lb}(t) = -I_8 - \frac{2V_1 - nV_o}{2L_{in}}(t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (3.157)$$

$$i_{Lc}(t) = I_3 \quad t \in [t_1, t_2] \quad (3.158)$$

Os valores destas funções para $t = t_2$ são:

$$i_{La}(t_2) = I_6 = I_5 + \frac{2V_1 - nV_o}{2L_{in}} \Delta t_2 \quad (3.159)$$

$$i_{Lb}(t_2) = -I_1 = -I_8 - \frac{2V_1 - nV_o}{2L_{in}} \Delta t_2 \quad (3.160)$$

$$i_{Lc}(t_2) = I_4 = I_3 \quad (3.161)$$

Finalmente, para a terceira etapas de operação, as correntes nos indutores L_a , L_b e L_c podem ser obtidas a partir de (3.162), (3.163) e (3.164).

$$i_{La}(t) = I_6 + \frac{V_1 - nV_o}{2L_{in}}(t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (3.162)$$

$$i_{Lb}(t) = -I_1 - \frac{V_1 - nV_o}{2L_{in}}(t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (3.163)$$

$$i_{Lc}(t) = I_4 \quad t \in [t_2, t_3] \quad (3.164)$$

Os valores das funções (3.162), (3.163) e (3.164) para o instante $t = t_3$ são (3.165), (3.166) e (3.167), respectivamente.

$$i_{La}(t_3) = I_7 = I_6 + \frac{V_1 - nV_o}{2L_{in}} \Delta t_3 \quad (3.165)$$

$$i_{Lb}(t_3) = -I_2 = -I_1 - \frac{V_1 - nV_o}{2L_{in}} \Delta t_3 \quad (3.166)$$

$$i_{Lc}(t_3) = 0 = I_4 \quad (3.167)$$

A razão cíclica com que opera o conversor, para o modo MCD 5, relaciona-se com as durações das três primeiras etapas de operação do conversor segundo as relações (3.168) e (3.169).

$$2\Delta t_1 + 2\Delta t_2 + \Delta t_3 = \frac{DT_s}{2} \quad (3.168)$$

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 + 2\Delta t_3 = \frac{(1-D)T_s}{2} \quad (3.169)$$

O sistema linear a ser resolvido na análise do MCD 5 é composto pelas equações (3.153), (3.154), (3.159), (3.160), (3.165), (3.166), (3.21) – (3.23), (3.168) e (3.169). A solução deste sistema é apresentada no conjunto de igualdades (3.170) – (3.180), as quais já estão expressas em termos do ganho estático definido em (2.3).

$$I_1 = \frac{(9D - 6Dq - 2)V_1}{12f_s L_{in}} \quad (3.170)$$

$$I_2 = \frac{(3D - 2q)V_1}{6f_s L_{in}} \quad (3.171)$$

$$I_3 = 0 \quad (3.172)$$

$$I_4 = 0 \quad (3.173)$$

$$I_5 = \frac{(3 - 2q)(3D - 2q)V_1}{12f_s L_{in} q} \quad (3.174)$$

$$I_6 = \frac{(9D - 6Dq - 2)V_1}{12f_s L_{in}} \quad (3.175)$$

$$I_7 = \frac{(3D - 2q)V_1}{6f_s L_{in}} \quad (3.176)$$

$$I_8 = \frac{(3 - 2q)(3D - 2q)V_1}{12f_s L_{in} q} \quad (3.177)$$

$$\Delta t_1 = \frac{3D - 2q}{4f_s q} \quad (3.178)$$

$$\Delta t_2 = \frac{4q - 9D + 6Dq}{12f_s q} \quad (3.179)$$

$$\Delta t_3 = \frac{2 - 3D}{6f_s} \quad (3.180)$$

A expressão (3.181) fornece o valor médio da corrente de saída do conversor TPTL-ZVS-PWM para o MCD 5.

$$I_o = \frac{3n[(I_7 + I_8)\Delta t_1 + (I_1 + I_8)\Delta t_2 + (I_1 + I_2)\Delta t_3]}{T_s} \quad (3.181)$$

Substituindo-se (3.170), (3.171), (3.176), (3.177), (3.178), (3.179) e (3.180) em (3.181), obtém-se (3.182).

$$I_o = \frac{(27D^2 - 18D^2 q - 4q)nV_1}{48f_s L_{in} q} \quad (3.182)$$

Para generalizar a expressão (3.182) utiliza-se a definição (2.4), o que resulta na igualdade (3.183).

$$\bar{I}_o = \frac{3(27D^2 - 18D^2 q - 4q)}{8q} \quad (3.183)$$

Isolando-se o ganho estático na igualdade (3.183), obtém-se (3.184), que fornece a característica de saída do conversor TPTL-ZVS-PWM para o MCD 5.

$$q = \frac{81D^2}{54D^2 + 8\bar{I}_o + 12} \quad (3.184)$$

Resta ainda determinar as condições sob as quais o conversor opera no MCD 5, o que é realizado com base nas restrições (3.39), (3.40) e (3.41). A partir das igualdades (3.178), (3.179) e (3.180), e também destas restrições, determinam-se as inequações (3.185), (3.186) e (3.187), que devem ser satisfeitas para que este modo ocorra.

$$q \geq \frac{9 + 6\bar{I}_o}{18 + 4\bar{I}_o} \quad (3.185)$$

$$q \leq \frac{9}{9 + 2\bar{I}_o} \quad (3.186)$$

$$\bar{I}_o \geq \frac{3(1-q)(2q-1)}{2} \quad (3.187)$$

A verificação das inequações (3.185), (3.186) e (3.187) resulta na região destacada no gráfico da Figura 3.15, que corresponde à região de ocorrência do MCD 5.

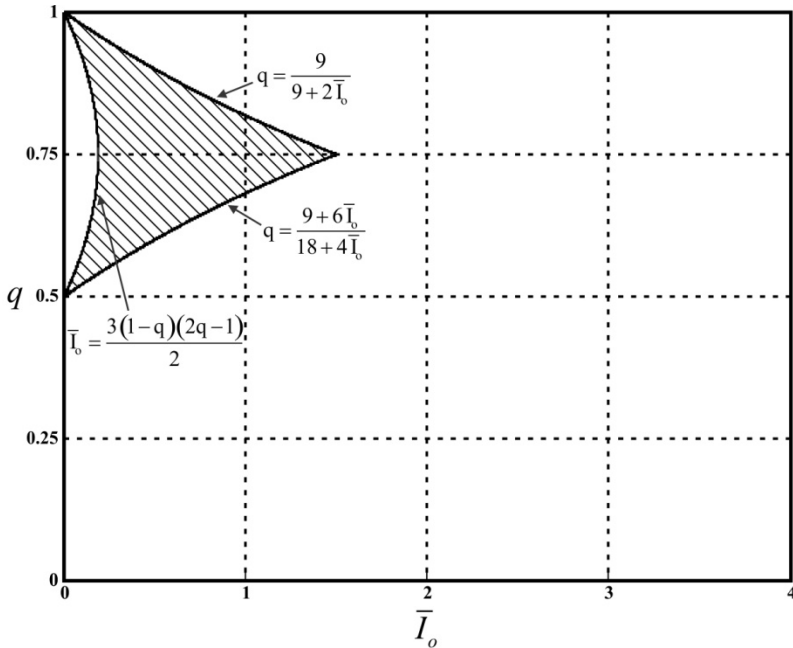


Figura 3.15 - Região de ocorrência do MCD 5.

3.7 MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA 6 (MCD 6)

A terceira e última possibilidade de operação do conversor em condução descontínua e com razão cíclica pertencente ao intervalo $1/3 \leq D \leq 2/3$ é o MCD 6. A Figura 3.16 apresenta os estados topológicos das três primeiras etapas de operação do conversor TPTL-ZVS-PWM e a Tabela 3.11 contém os estados dos interruptores para as dezoito etapas deste modo.

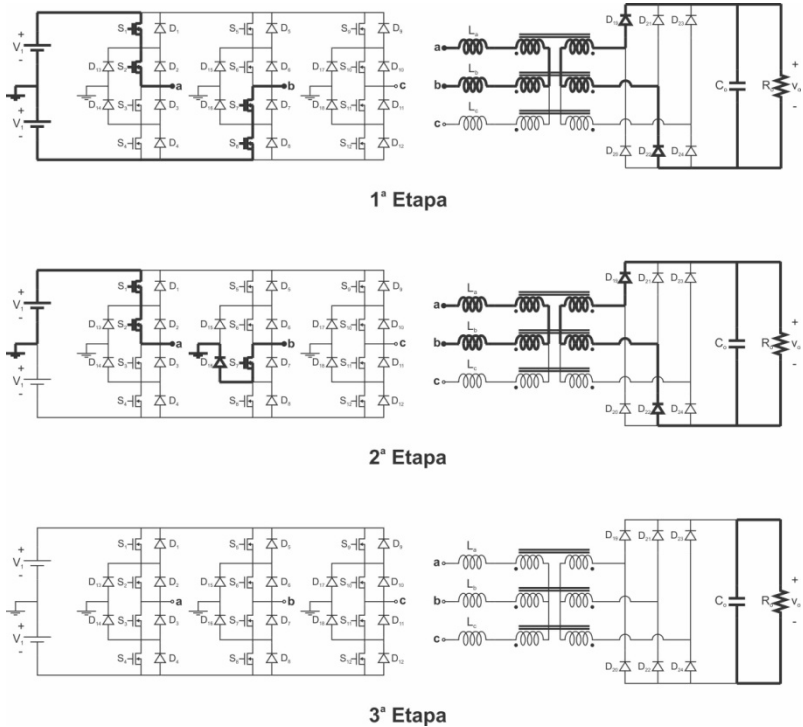


Figura 3.16 - Etapas de operação referentes ao MCD 6.

Tabela 3.11 - Estados dos interruptores referentes às dezoito etapas do MCD 6.

Etapa	Interruptores em Condução
1ª Etapa	$S_1, S_2, S_7, S_8, D_{19}, D_{22}$
2ª Etapa	$S_1, S_2, S_7, D_{16}, D_{19}, D_{22}$
3ª Etapa	Nenhum interruptor em condução
4ª Etapa	$S_1, S_2, S_{11}, S_{12}, D_{19}, D_{24}$
5ª Etapa	$S_2, S_{11}, S_{12}, D_{13}, D_{19}, D_{24}$
6ª Etapa	Nenhum interruptor em condução
7ª Etapa	$S_5, S_6, S_{11}, S_{12}, D_{21}, D_{24}$
8ª Etapa	$S_5, S_6, S_{11}, D_{18}, D_{21}, D_{24}$
9ª Etapa	Nenhum interruptor em condução
10ª Etapa	$S_3, S_4, S_5, S_6, D_{20}, D_{21}$
11ª Etapa	$S_3, S_4, S_6, D_{15}, D_{20}, D_{21}$
12ª Etapa	Nenhum interruptor em condução

Etapa	Interruptores em Condução
13ª Etapa	$S_3, S_4, S_9, S_{10}, D_{20}, D_{23}$
14ª Etapa	$S_3, S_9, S_{10}, D_{14}, D_{20}, D_{23}$
15ª Etapa	Nenhum interruptor em condução
16ª Etapa	$S_7, S_8, S_9, S_{10}, D_{22}, D_{23}$
17ª Etapa	$S_7, S_8, S_{10}, D_{17}, D_{22}, D_{23}$
18ª Etapa	Nenhum interruptor em condução

- 1ª Etapa ($t_0 - t_1$) – No instante $t = t_0$, os interruptores S_1 e S_2 são comandados a conduzir, dando início à primeira etapa de operação. No estágio retificador, encontram-se em condução os diodos D_{19} e D_{22} , sendo que não há corrente na fase “c” do conversor, o que caracteriza o MCD 6 como sendo descontínuo. A primeira etapa acaba no momento em que o interruptor S_8 é bloqueado.

- 2ª Etapa ($t_1 - t_2$) – O bloqueio de S_8 implica a entrada em condução do diodo D_{16} . O estado topológico dos diodos que compõem o estágio retificador permanece inalterado. Em $t = t_2$, as correntes i_{La} e i_{Lb} se anulam, dando fim à segunda etapa.

- 3ª Etapa ($t_2 - t_3$) – Como i_{La} e i_{Lb} se tornaram nulas, não há corrente circulando em nenhuma das fases do conversor. No estágio retificador, os diodos D_{19} e D_{22} que estavam em condução são bloqueados. Esta condição de ausência de corrente persiste até que os interruptores S_{11} e S_{12} sejam comandados a conduzir, implicando o fim da terceira etapa.

As principais formas de onda referentes ao funcionamento do conversor no MCD 6 são apresentadas na Figura 3.17.

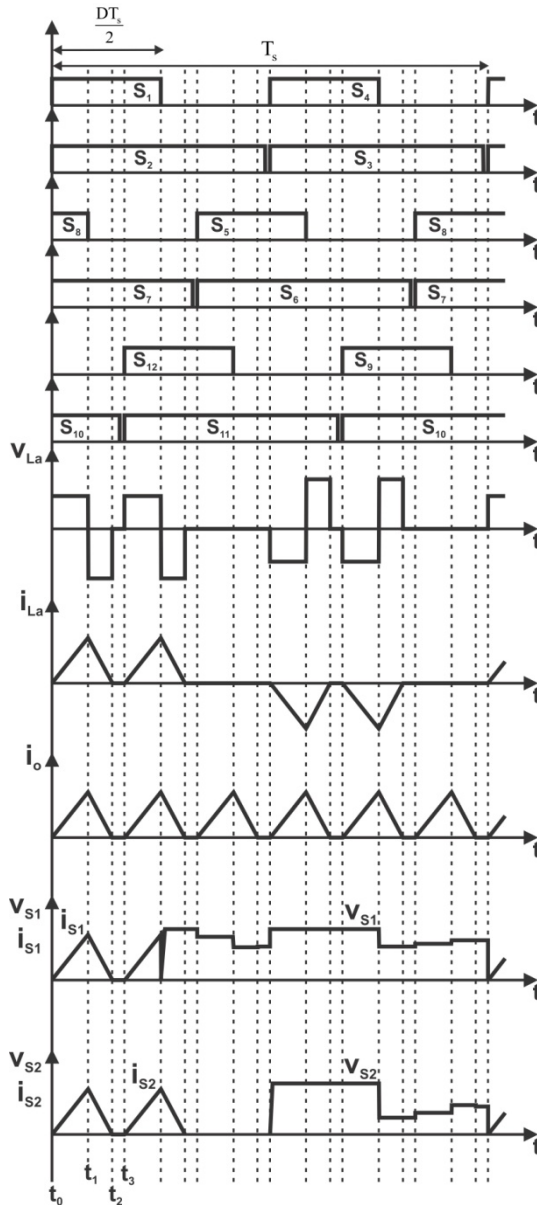


Figura 3.17 - Principais formas de onda referentes ao MCD 6.

Os valores de tensão sobre os indutores L_a , L_b e L_c e as condições iniciais de corrente nestes componentes para as três primeiras etapas de operação são apresentadas na Tabela 3.12.

Tabela 3.12 - Valores de tensão e de corrente inicial nos indutores L_a , L_b e L_c para as três primeiras etapas de operação no MCD 6.

	L_a	L_b	L_c
Tensão 1ª Etapa	$\frac{2V_1 - nV_o}{2}$	$-\frac{2V_1 - nV_o}{2}$	$-\frac{nV_o}{3}$
Tensão 2ª Etapa	$\frac{V_1 - nV_o}{2}$	$-\frac{V_1 - nV_o}{2}$	0
Tensão 3ª Etapa	0	0	0
Corrente Inicial 1ª Etapa	0	0	0
Corrente Inicial 2ª Etapa	I_1	$-I_1$	0
Corrente Inicial 3ª Etapa	0	0	0

As funções (3.188), (3.189) e (3.190) regem o comportamento das correntes i_{L_a} , i_{L_b} e i_{L_c} no decorrer da primeira etapa.

$$i_{L_a}(t) = \frac{2V_1 - nV_o}{2L_m}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (3.188)$$

$$i_{L_b}(t) = -\frac{2V_1 - nV_o}{2L_m}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (3.189)$$

$$i_{L_c}(t) = 0 \quad t \in [t_0, t_1] \quad (3.190)$$

Ao final da primeira etapa os valores destas funções são:

$$i_{L_a}(t_1) = I_1 = \frac{2V_1 - nV_o}{2L_m} \Delta t_1 \quad (3.191)$$

$$i_{L_b}(t_1) = -I_1 = -\frac{2V_1 - nV_o}{2L_m} \Delta t_1 \quad (3.192)$$

$$i_{L_c}(t_1) = 0 \quad (3.193)$$

Já para a segunda etapa têm-se as funções (3.194), (3.195) e (3.196).

$$i_{La}(t) = I_1 + \frac{V_1 - nV_o}{2L_m}(t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (3.194)$$

$$i_{La}(t) = -I_1 - \frac{V_1 - nV_o}{2L_m}(t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (3.195)$$

$$i_{Lc}(t) = 0 \quad t \in [t_1, t_2] \quad (3.196)$$

No instante $t = t_2$, os valores das funções (3.194), (3.195) e (3.196) são dados por (3.197), (3.198) e (3.199), respectivamente.

$$i_{La}(t_2) = 0 = I_1 + \frac{V_1 - nV_o}{2L_m} \Delta t_2 \quad (3.197)$$

$$i_{La}(t_2) = 0 = -I_1 - \frac{V_1 - nV_o}{2L_m} \Delta t_2 \quad (3.198)$$

$$i_{Lc}(t_2) = 0 \quad (3.199)$$

No decorrer da terceira etapa são válidas as funções (3.200), (3.201) e (3.202).

$$i_{La}(t) = 0 \quad t \in [t_2, t_3] \quad (3.200)$$

$$i_{Lb}(t) = 0 \quad t \in [t_2, t_3] \quad (3.201)$$

$$i_{Lc}(t) = 0 \quad t \in [t_2, t_3] \quad (3.202)$$

Em $t = t_3$, as correntes nos indutores L_a , L_b e L_c possuem valor dado, respectivamente, pelas igualdades (3.203), (3.204) e (3.205).

$$i_{La}(t_3) = 0 \quad (3.203)$$

$$i_{Lb}(t_3) = 0 \quad (3.204)$$

$$i_{Lc}(t_3) = 0 \quad (3.205)$$

As expressões (3.206) e (3.207) fornecem a relação entre a razão cíclica e as durações das três primeiras etapas de operação do conversor TPTL-ZVS-PWM para o MCD 6.

$$2\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 = \frac{DT_s}{2} \quad (3.206)$$

$$\Delta t_1 + 2\Delta t_2 + 2\Delta t_3 = \frac{(1-D)T_s}{2} \quad (3.207)$$

A partir das equações (3.191), (3.197), (3.206) e (3.207) determina-se o sistema linear com quatro equações linearmente independentes que deve ser resolvido para o desenvolvimento da análise do modo MCD 6. A solução deste sistema é apresentada no conjunto de igualdades (3.208) – (3.211).

$$I_1 = \frac{(1-q)(3D-1)V_1}{6f_s L_{in}} \quad (3.208)$$

$$\Delta t_1 = \frac{3D-1}{6f_s} \quad (3.209)$$

$$\Delta t_2 = \frac{(1-q)(3D-1)}{3f_s(2q-1)} \quad (3.210)$$

$$\Delta t_3 = \frac{2q-3D}{6f_s(2q-1)} \quad (3.211)$$

O valor médio da corrente de saída do conversor para o MCD 6 é dado pela expressão (3.212).

$$I_o = \frac{3nI_1(\Delta t_1 + \Delta t_2)}{T_s} \quad (3.212)$$

Substituindo-se (3.208), (3.209) e (3.210) em (3.212) obtém-se (3.213).

$$I_o = \frac{(1-q)(3D-1)^2 nV_1}{12f_s L_{in}(2q-1)} \quad (3.213)$$

Utilizando a definição (2.4) pode-se reescrever a equação (3.213) conforme (3.214).

$$\bar{I}_o = \frac{3(1-q)(3D-1)^2}{2(2q-1)} \quad (3.214)$$

Isolando-se o ganho estático na equação (3.214) obtém-se (3.215), que fornece a característica de saída do conversor TPTL-ZVS-PWM quando este opera no MCD 6.

$$q = \frac{27D^2 - 18D + 2\bar{I}_o + 3}{27D^2 - 18D + 4\bar{I}_o + 3} \quad (3.215)$$

As condições para que haja a ocorrência do MCD 6 são determinadas a partir das restrições (3.39), (3.40) e (3.41). Com base nas igualdades (3.209), (3.210) e (3.211), e também através de algumas manipulações matemáticas, determinam-se a inequação (3.216), que deve ser satisfeita para que este modo de operação ocorra.

$$\bar{I}_o \leq \frac{3(1-q)(2q-1)}{2} \quad (3.216)$$

A verificação da inequação (3.216) fornece a região destacada no gráfico da Figura 3.18, que corresponde à região de ocorrência do MCD 6.

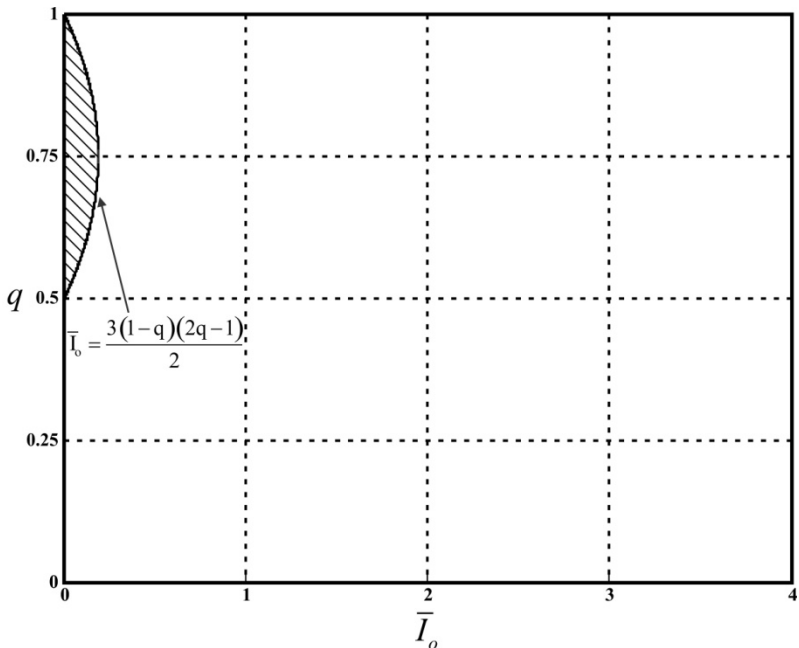


Figura 3.18 - Região de ocorrência do MCD 6.

3.8 MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA 7 (MCD 7)

A única possibilidade de operação do conversor TPTL-ZVS-PWM em condução descontínua e com razão cíclica pertencente ao intervalo $2/3 \leq D \leq 1$ é o MCD 7. Os estados topológicos das três primeiras etapas de operação e os estados dos interruptores para as dezoito etapas deste modo são apresentados Figura 3.19 e na Tabela 3.13 Tabela 3.13 - Estados dos interruptores referentes às dezoito etapas do MCD 7., respectivamente.

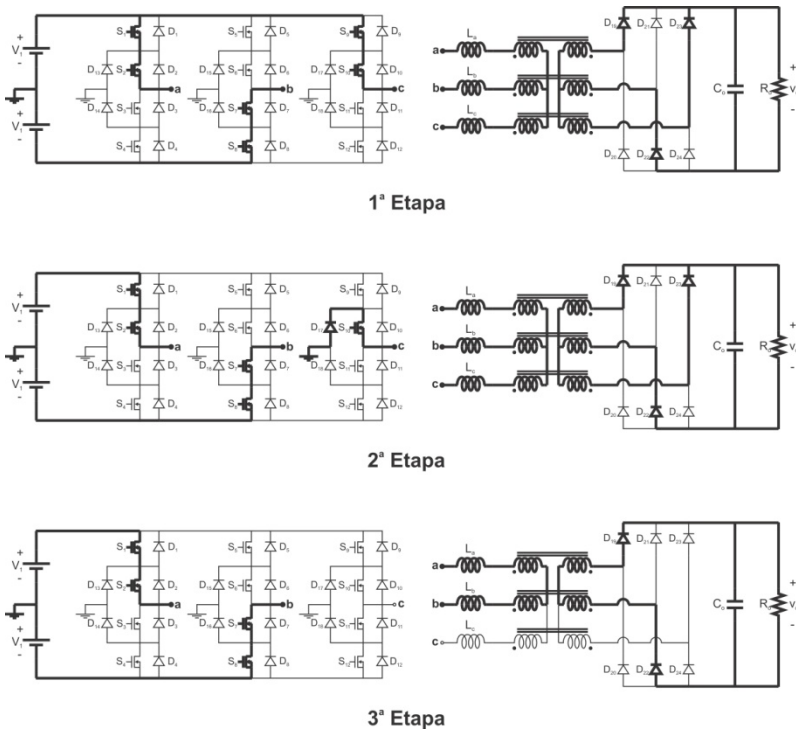


Figura 3.19 - Etapas de operação referentes ao MCD 7.

Tabela 3.13 - Estados dos interruptores referentes às dezoito etapas do MCD 7.

Etapa	Interruptores em Condução
1ª Etapa	$S_1, S_2, S_7, S_8, S_9, S_{10}, D_{19}, D_{22}, D_{23}$
2ª Etapa	$S_1, S_2, S_7, S_8, S_{10}, D_{17}, D_{19}, D_{22}, D_{23}$
3ª Etapa	$S_1, S_2, S_7, S_8, D_{19}, D_{22}$

Etapa	Interruptores em Condução
4ª Etapa	$S_1, S_2, S_7, S_8, S_{11}, S_{12}, D_{19}, D_{22}, D_{24}$
5ª Etapa	$S_1, S_2, S_7, S_{11}, S_{12}, D_{16}, D_{19}, D_{22}, D_{24}$
6ª Etapa	$S_1, S_2, S_{11}, S_{12}, D_{19}, D_{24}$
7ª Etapa	$S_1, S_2, S_5, S_6, S_{11}, S_{12}, D_{19}, D_{21}, D_{24}$
8ª Etapa	$S_2, S_5, S_6, S_{11}, S_{12}, D_{13}, D_{19}, D_{21}, D_{24}$
9ª Etapa	$S_5, S_6, S_{11}, S_{12}, D_{21}, D_{24}$
10ª Etapa	$S_3, S_4, S_5, S_6, S_{11}, S_{12}, D_{20}, D_{21}, D_{24}$
11ª Etapa	$S_3, S_4, S_5, S_6, S_{11}, D_{18}, D_{20}, D_{21}, D_{24}$
12ª Etapa	$S_3, S_4, S_5, S_6, D_{20}, D_{21}$
13ª Etapa	$S_3, S_4, S_5, S_6, S_9, S_{10}, D_{20}, D_{21}, D_{23}$
14ª Etapa	$S_3, S_4, S_6, S_9, S_{10}, D_{15}, D_{20}, D_{21}, D_{23}$
15ª Etapa	$S_3, S_4, S_9, S_{10}, D_{20}, D_{23}$
16ª Etapa	$S_3, S_4, S_7, S_8, S_9, S_{10}, D_{20}, D_{22}, D_{23}$
17ª Etapa	$S_3, S_7, S_8, S_9, S_{10}, D_{14}, D_{20}, D_{22}, D_{23}$
18ª Etapa	$S_7, S_8, S_9, S_{10}, D_{22}, D_{23}$

- 1ª Etapa ($t_0 - t_1$) – A primeira etapa inicia no momento em que os interruptores S_1 e S_2 são comandados a conduzir. No estágio retificador encontram-se conduzindo os diodos D_{19} , D_{22} e D_{23} . Esta etapa persiste até que haja o bloqueio de S_9 .

- 2ª Etapa ($t_1 - t_2$) – O bloqueio de S_9 implica a entrada em condução do diodo D_{17} . O estado topológico do retificador de saída permanece inalterado. Em $t = t_2$, a corrente i_{Lc} se anula, dando fim à segunda etapa de operação.

- 3ª Etapa ($t_2 - t_3$) – A ausência de corrente na fase “c” do conversor implica o bloqueio do diodo D_{23} , e também caracteriza o MCD 7 como sendo descontínuo. A terceira etapa acaba no instante $t = t_3$, no momento em que os interruptores S_{11} e S_{12} são comandados a conduzir.

A Figura 3.20 fornece as principais formas de onda referentes ao funcionamento do conversor TPTM-ZVS-PWM no MCD 7.

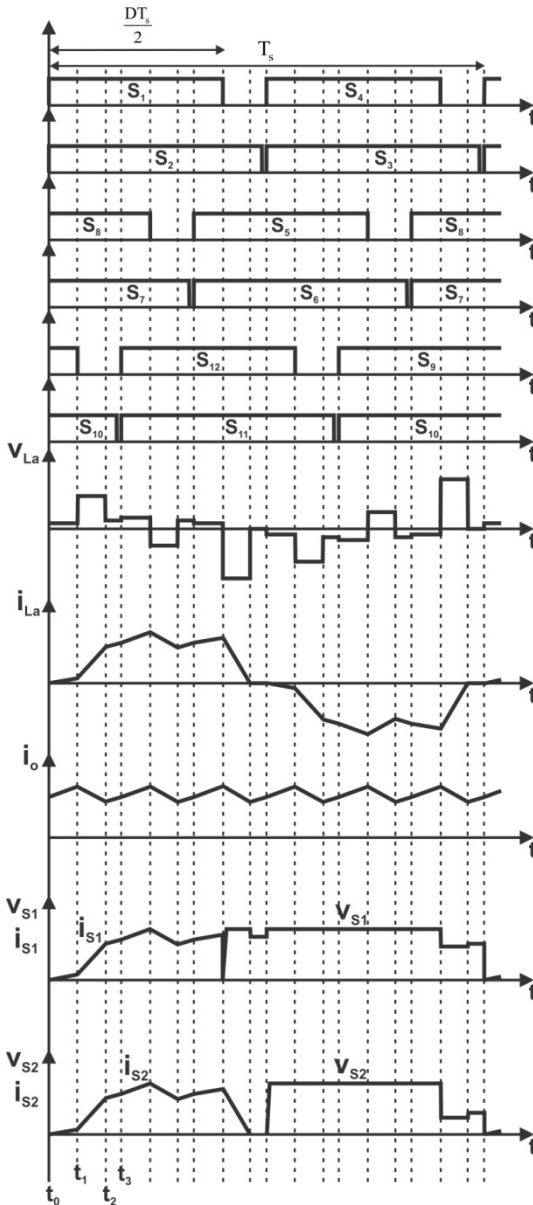


Figura 3.20 - Principais formas de onda referentes ao MCD 7.

Os valores de tensão sobre os indutores L_a , L_b e L_c , bem como as condições iniciais de corrente para as três primeiras etapas do MCD 7, são apresentados na Tabela 3.14.

Tabela 3.14 - Valores de tensão e de corrente inicial nos indutores L_a , L_b e L_c para as três primeiras etapas de operação no MCD 7.

	L_a	L_b	L_c
Tensão	$\frac{2V_1 - nV_o}{3}$	$-\frac{4V_1 - 2nV_o}{3}$	$\frac{2V_1 - nV_o}{3}$
1ª Etapa	3	3	3
Tensão	$\frac{3V_1 - nV_o}{3}$	$-\frac{3V_1 - 2nV_o}{3}$	$-\frac{nV_o}{3}$
2ª Etapa	3	3	3
Tensão	$\frac{2V_1 - nV_o}{2}$	$-\frac{2V_1 - nV_o}{2}$	0
3ª Etapa	2	2	0
Corrente Inicial	0	$-I_7$	I_2
1ª Etapa			
Corrente Inicial	I_5	$-I_8$	I_3
2ª Etapa			
Corrente Inicial	I_6	$-I_1$	I_4
3ª Etapa			

As correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} são dadas pelas funções (3.217), (3.218) e (3.219), no decorrer da primeira etapa de operação.

$$i_{La}(t) = \frac{2V_1 - nV_o}{3L_{in}}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (3.217)$$

$$i_{Lb}(t) = -I_7 - \frac{4V_1 - 2nV_o}{3L_{in}}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (3.218)$$

$$i_{Lc}(t) = I_2 + \frac{2V_1 - nV_o}{3L_{in}}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (3.219)$$

No instante $t = t_1$, estas funções possuem valores dados por (3.220), (3.221) e (3.222).

$$i_{La}(t_1) = I_5 = \frac{2V_1 - nV_o}{3L_{in}} \Delta t_1 \quad (3.220)$$

$$i_{Lb}(t_1) = -I_8 = -I_7 - \frac{4V_1 - 2nV_o}{3L_{in}} \Delta t_1 \quad (3.221)$$

$$i_{Lc}(t_1) = I_3 = I_2 + \frac{2V_1 - nV_o}{3L_{in}} \Delta t_1 \quad (3.222)$$

Já para a segunda etapa têm-se (3.223), (3.224) e (3.225).

$$i_{La}(t) = I_5 + \frac{3V_1 - nV_o}{3L_{in}}(t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (3.223)$$

$$i_{Lb}(t) = -I_8 - \frac{3V_1 - 2nV_o}{3L_{in}}(t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (3.224)$$

$$i_{Lc}(t) = I_3 - \frac{nV_o}{3L_{in}}(t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (3.225)$$

Os valores das funções (3.223), (3.224) e (3.225) ao final da segunda etapa são dados por (3.226), (3.227) e (3.228), respectivamente.

$$i_{La}(t_2) = I_6 = I_5 + \frac{3V_1 - nV_o}{3L_{in}} \Delta t_2 \quad (3.226)$$

$$i_{Lb}(t_2) = -I_1 = -I_8 - \frac{3V_1 - 2nV_o}{3L_{in}} \Delta t_2 \quad (3.227)$$

$$i_{Lc}(t_2) = I_4 = I_3 - \frac{nV_o}{3L_{in}} \Delta t_2 \quad (3.228)$$

Finalmente, o comportamento das correntes nos indutores L_a , L_b e L_c durante a terceira etapa é regido pelas funções (3.229), (3.230) e (3.231).

$$i_{La}(t) = I_6 + \frac{2V_1 - nV_o}{2L_{in}}(t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (3.229)$$

$$i_{Lb}(t) = -I_1 - \frac{2V_1 - nV_o}{2L_{in}}(t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (3.230)$$

$$i_{Lc}(t) = I_4 \quad t \in [t_2, t_3] \quad (3.231)$$

No instante $t = t_3$, as funções (3.229), (3.230) e (3.231) valem:

$$i_{La}(t_3) = I_7 = I_6 + \frac{2V_1 - nV_o}{2L_{in}} \Delta t_3 \quad (3.232)$$

$$i_{Lb}(t_3) = -I_2 = -I_1 - \frac{2V_1 - nV_o}{2L_{in}} \Delta t_3 \quad (3.233)$$

$$i_{La}(t_3) = 0 \quad (3.234)$$

As durações das três primeiras etapas de operação se relacionam com a razão cíclica de acordo com (3.235) e (3.236).

$$3\Delta t_1 + 2\Delta t_2 + 2\Delta t_3 = \frac{DT_s}{2} \quad (3.235)$$

$$\Delta t_2 + \Delta t_3 = \frac{(1-D)T_s}{2} \quad (3.236)$$

O sistema linear a ser resolvido para a análise do MCD 7 é composto pelas equações (3.220), (3.221), (3.226), (3.227), (3.232), (3.233), (3.21) – (3.23), (3.235) e (3.236). A solução deste sistema, em função do ganho estático definido em (2.3), é apresentada no conjunto de igualdades (3.237) – (3.247).

$$I_1 = \frac{(1-q)(3D-2q+1)V_1}{6f_s L_{in} q} \quad (3.237)$$

$$I_2 = \frac{(1-q)V_1}{3f_s L_{in}} \quad (3.238)$$

$$I_3 = \frac{(1-q)(3D+1)V_1}{9f_s L_{in}} \quad (3.239)$$

$$I_4 = 0 \quad (3.240)$$

$$I_5 = \frac{(1-q)(3D-2)V_1}{9f_s L_{in}} \quad (3.241)$$

$$I_6 = \frac{(1-q)(3D-2q+1)V_1}{6f_s L_{in} q} \quad (3.242)$$

$$I_7 = \frac{(1-q)V_1}{3f_s L_{in}} \quad (3.243)$$

$$I_8 = \frac{(1-q)(6D-1)V_1}{9f_s L_m} \quad (3.244)$$

$$\Delta t_1 = \frac{3D-2}{6f_s} \quad (3.245)$$

$$\Delta t_2 = \frac{(1-q)(3D+1)}{6f_s q} \quad (3.246)$$

$$\Delta t_3 = \frac{4q-3D-1}{6f_s q} \quad (3.247)$$

A expressão (3.248) fornece o valor médio da corrente de saída do conversor para o MCD 7.

$$I_o = \frac{3n[(I_7 + I_8)\Delta t_1 + (I_1 + I_8)\Delta t_2 + (I_1 + I_2)\Delta t_3]}{T_s} \quad (3.248)$$

Substituindo-se (3.237), (3.238), (3.243), (3.244), (3.245), (3.246) e (3.247) em (3.248) obtém-se (3.249).

$$I_o = \frac{(1-q)(3D+1)^2 nV_1}{36f_s L_m q} \quad (3.249)$$

A partir da definição (2.4) e da igualdade (3.249) determina-se (3.250).

$$\bar{I}_o = \frac{(1-q)(3D+1)^2}{2q} \quad (3.250)$$

Isolando-se o ganho estático na expressão (3.250) é possível obter a característica de saída do conversor TPTL-ZVS-PWM quando este opera no MCD 7, conforme a equação .

$$q = \frac{(3D+1)^2}{9D^2 + 6D + 2\bar{I}_o + 1} \quad (3.251)$$

Para finalizar a análise, resta ainda determinar as condições sob as quais o conversor opera no MCD 7, o que é feito verificando-se as restrições (3.39), (3.40) e (3.41). Substituindo-se as igualdades (3.245), (3.246) e (3.247) nestas restrições, obtêm-se as inequações (3.252) e

(3.253), que devem ser satisfeitas para que este modo de operação ocorra.

$$q \geq \frac{9}{9 + 2\bar{I}_o} \quad (3.252)$$

$$q \leq \frac{2 + \sqrt{4 - 2\bar{I}_o}}{4} \quad (3.253)$$

As inequações (3.252) e (3.253) geram a região destacada no gráfico da Figura 3.21, que corresponde à região de ocorrência do MCD 7.

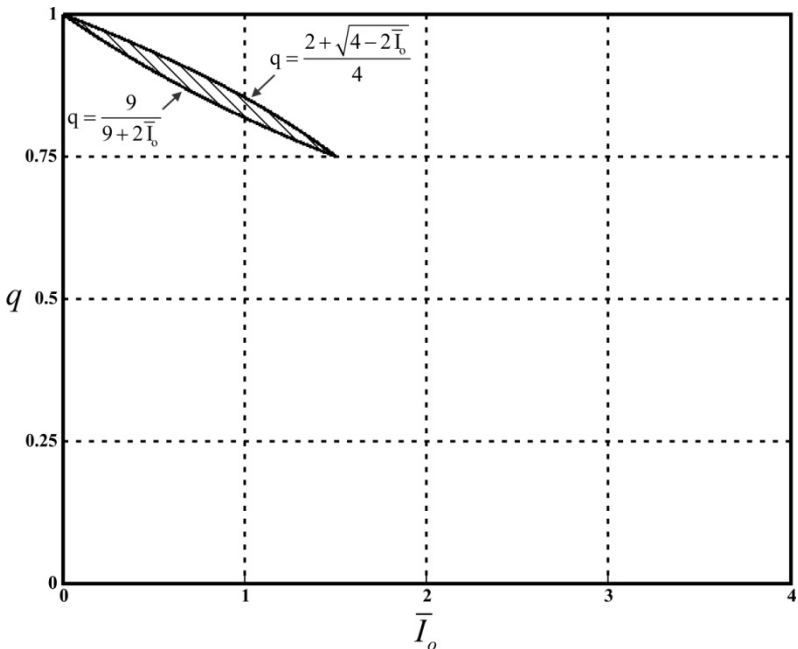


Figura 3.21 - Região de ocorrência do MCD 7.

3.9 CONCLUSÃO

A análise teórica exata dos modos de condução descontínua do conversor TPTL-ZVS-PWM foi apresentada no decorrer deste capítulo. O gráfico contendo as curvas da característica de saída para os modos de condução descontínua é apresentado na Figura 4.19, juntamente com as curvas referentes aos modos de condução contínua.

É importante observar que a corrente de saída antes do filtro capacitivo, em cinco dos sete modos apresentados, não se anula em nenhum instante, implicando uma ondulação de corrente reduzida em relação à grande maioria dos conversores CC-CC operando em condução descontínua.

A investigação em laboratório da operação do conversor TPTL-ZVS-PWM em condução descontínua se limita na verificação de sua característica de saída obtida experimentalmente. A preferência pela condução contínua se deve ao fato de que a comutação suave do tipo ZVS não é obtida em condução descontínua.

CAPÍTULO 4

CONVERSOR TPTL-ZVS-PWM OPERANDO EM CONDUÇÃO CONTÍNUA

4.1 INTRODUÇÃO

Conforme já mencionado anteriormente, o conversor TPTL-ZVS-PWM possui seis modos distintos de operação em condução contínua, os quais são estudados no decorrer deste capítulo. Devido ao elevado número de modos, são apresentados os estados topológicos de apenas três etapas para cada modo, sendo que para as etapas restantes são apresentados apenas os estados dos interruptores na forma de tabela, da mesma maneira adotada no capítulo anterior. Para a realização do equacionamento, serão analisadas apenas três etapas de operação em cada modo, devido ao já mencionado fato de que estas são suficientes para a completa caracterização do comportamento estático do conversor.

4.2 MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA 1 (MCC 1)

O MCC 1 ocorre quando o conversor opera com valor de razão cíclica pertencente ao intervalo $0 \leq D \leq 1/3$ e em condução contínua. Os estados topológicos das três primeiras etapas de operação são apresentados na Figura 4.1 e a Tabela 4.1 fornece os estados dos interruptores do conversor para todas as dezoito etapas referentes a este modo.

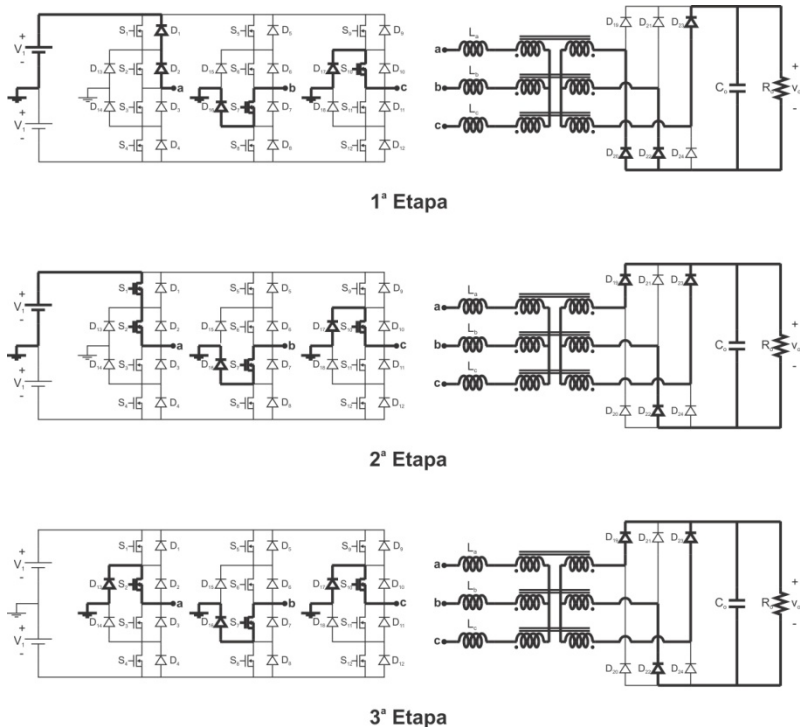


Figura 4.1 - Etapas de operação referentes ao MCC 1.

Tabela 4.1 - Estados dos interruptores referentes às dezoito etapas do MCC 1.

Etapa	Interruptores em Condução
1ª Etapa	$S_7, S_{10}, D_1, D_2, D_{16}, D_{17}, D_{20}, D_{22}, D_{23}$
2ª Etapa	$S_1, S_2, S_7, S_{10}, D_{16}, D_{17}, D_{19}, D_{22}, D_{23}$
3ª Etapa	$S_1, S_7, S_{10}, D_{13}, D_{16}, D_{17}, D_{19}, D_{22}, D_{23}$
4ª Etapa	$S_2, S_7, D_{11}, D_{12}, D_{13}, D_{16}, D_{19}, D_{22}, D_{23}$
5ª Etapa	$S_2, S_7, S_{11}, S_{12}, D_{13}, D_{16}, D_{19}, D_{22}, D_{24}$
6ª Etapa	$S_2, S_7, S_{11}, D_{13}, D_{16}, D_{18}, D_{19}, D_{22}, D_{24}$
7ª Etapa	$S_2, S_{11}, D_5, D_6, D_{13}, D_{18}, D_{19}, D_{22}, D_{24}$
8ª Etapa	$S_2, S_5, S_6, S_{11}, D_{13}, D_{18}, D_{19}, D_{21}, D_{24}$
9ª Etapa	$S_2, S_6, S_{11}, D_{13}, D_{15}, D_{18}, D_{19}, D_{21}, D_{24}$
10ª Etapa	$S_6, S_{11}, D_3, D_4, D_{15}, D_{18}, D_{19}, D_{21}, D_{24}$
11ª Etapa	$S_3, S_4, S_6, S_{11}, D_{15}, D_{18}, D_{20}, D_{21}, D_{24}$
12ª Etapa	$S_3, S_6, S_{11}, D_{14}, D_{15}, D_{18}, D_{20}, D_{21}, D_{24}$

Etapa	Interruptores em Condução
13ª Etapa	S ₃ , S ₆ , D ₉ , D ₁₀ , D ₁₄ , D ₁₅ , D ₂₀ , D ₂₁ , D ₂₄
14ª Etapa	S ₃ , S ₆ , S ₉ , S ₁₀ , D ₁₄ , D ₁₅ , D ₂₀ , D ₂₁ , D ₂₃
15ª Etapa	S ₃ , S ₆ , S ₁₀ , D ₁₄ , D ₁₅ , D ₁₇ , D ₂₀ , D ₂₁ , D ₂₃
16ª Etapa	S ₃ , S ₁₀ , D ₇ , D ₈ , D ₁₄ , D ₁₇ , D ₂₀ , D ₂₁ , D ₂₃
17ª Etapa	S ₃ , S ₇ , S ₈ , S ₁₀ , D ₁₄ , D ₁₇ , D ₂₀ , D ₂₂ , D ₂₃
18ª Etapa	S ₃ , S ₇ , S ₁₀ , D ₁₄ , D ₁₆ , D ₁₇ , D ₂₀ , D ₂₂ , D ₂₃

- 1ª Etapa ($t_0 - t_1$) – No instante $t = t_0$, o interruptor S₃ é bloqueado e, devido ao sentido negativo da corrente i_{La} , os diodos D₁ e D₂ entram em condução. No estágio retificador estão em condução os diodos D₂₀, D₂₂ e D₂₃. Para que a comutação ZVS seja obtida, os interruptores S₁ e S₂ devem ser acionados durante esta etapa. Assim que a corrente i_{La} tem seu sentido invertido, a primeira etapa chega ao fim.

- 2ª Etapa ($t_1 - t_2$) – Em $t = t_1$, os interruptores S₁ e S₂ passam a conduzir a corrente i_{La} , devido à inversão de seu sentido. No estágio retificador ocorre o bloqueio do diodo D₂₀ e a entrada em condução de D₁₉. A segunda etapa acaba quando S₁ é bloqueado.

- 3ª Etapa ($t_2 - t_3$) – Com o bloqueio de S₁ o diodo D₁₃ entra em condução para manter a continuidade da corrente i_{La} . Em $t = t_3$, o interruptor S₁₀ é bloqueado, dando fim à terceira etapa de operação.

As principais formas de onda referentes ao MMC 1 são apresentadas na Figura 4.2.

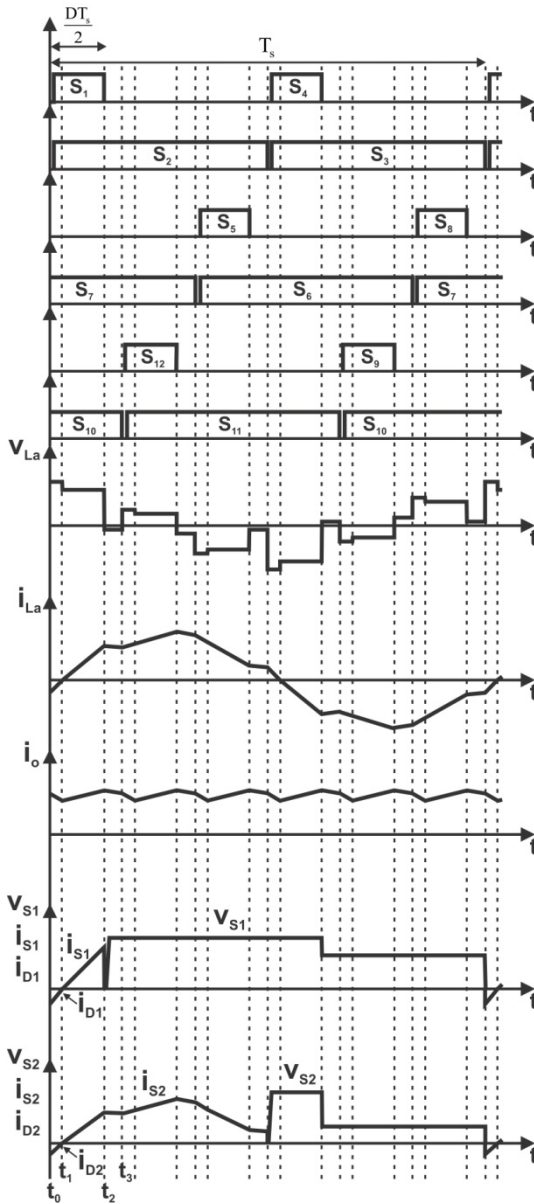


Figura 4.2 - Principais formas de onda referentes ao MCC 1.

É importante ressaltar que as formas de onda das tensões sobre os indutores L_b e L_c , das correntes i_{Lb} e i_{Lc} e das tensões e correntes nos demais interruptores do estágio inversor não são apresentadas pois possuem a mesma forma de v_{La} , i_{La} , v_{S1} , v_{S2} , i_{S1} e i_{S2} , respectivamente, estando apenas adequadamente defasadas.

A Tabela 4.2 possui os valores de tensão a que estão submetidos os indutores L_a , L_b e L_c , bem como as condições iniciais de corrente nesses componentes. Esta informação é necessária para a determinação das funções que regem o comportamento das correntes em cada um dos três indutores.

Tabela 4.2 - Valores de tensão e de corrente inicial nos indutores L_a , L_b e L_c para as três primeiras etapas de operação no MCC 1.

	L_a	L_b	L_c
Tensão	$\frac{2V_1 + nV_o}{3}$	$\frac{V_1 - nV_o}{3}$	$\frac{V_1 + 2nV_o}{3}$
1ª Etapa			
Tensão	$\frac{2V_1 - nV_o}{3}$	$\frac{V_1 - 2nV_o}{3}$	$\frac{V_1 + nV_o}{3}$
2ª Etapa			
Tensão	$\frac{nV_o}{3}$	$\frac{2nV_o}{3}$	$\frac{nV_o}{3}$
3ª Etapa			
Corrente Inicial	$-I_4$	$-I_6$	I_1
1ª Etapa			
Corrente Inicial	0	$-I_7$	I_2
2ª Etapa			
Corrente Inicial	I_5	$-I_8$	I_3
3ª Etapa			

Para a primeira etapa as correntes nos indutores L_a , L_b e L_c são dadas pelas funções (4.1), (4.2) e (4.3), respectivamente.

$$i_{La}(t) = -I_4 + \frac{2V_1 + nV_o}{3L_m}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (4.1)$$

$$i_{Lb}(t) = -I_7 - \frac{3V_1 - 2nV_o}{3L_m}(t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (4.2)$$

$$i_{Lc}(t) = I_1 - \frac{V_1 + 2nV_o}{3L_m}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (4.3)$$

Ao final da primeira etapa de operação as correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} são dadas pelas equações (4.4), (4.5) e (4.6).

$$i_{La}(t_1) = 0 = -I_4 + \frac{2V_1 + nV_o}{3L_{in}} \Delta t_1 \quad (4.4)$$

$$i_{Lb}(t_1) = -I_7 = -I_6 - \frac{V_1 - nV_o}{3L_{in}} \Delta t_1 \quad (4.5)$$

$$i_{Lc}(t_1) = I_2 = I_1 - \frac{V_1 + 2nV_o}{3L_{in}} \Delta t_1 \quad (4.6)$$

Com relação à segunda etapa, têm-se as funções (4.7), (4.8) e (4.9).

$$i_{La}(t) = \frac{2V_1 - nV_o}{3L_{in}} (t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (4.7)$$

$$i_{Lb}(t) = -I_7 - \frac{V_1 - 2nV_o}{3L_{in}} (t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (4.8)$$

$$i_{Lb}(t_3) = -I_8 = -I_7 - \frac{3V_1 - 2nV_o}{3L_{in}} \Delta t_3 \quad (4.9)$$

No instante $t = t_2$, a segunda etapa chega ao fim, sendo válidas as igualdades (4.10), (4.11) e (4.12) neste ponto.

$$i_{La}(t_2) = I_5 = \frac{2V_1 - nV_o}{3L_{in}} \Delta t_2 \quad (4.10)$$

$$i_{Lb}(t_2) = -I_8 = -I_7 - \frac{V_1 - 2nV_o}{3L_{in}} \Delta t_2 \quad (4.11)$$

$$i_{Lc}(t_2) = I_3 = I_2 - \frac{V_1 + nV_o}{3L_{in}} \Delta t_2 \quad (4.12)$$

Por fim, resta o equacionamento da terceira etapa, cujas correntes de interesse são regidas pelas funções (4.13), (4.14) e (4.15).

$$i_{La}(t) = I_5 - \frac{nV_o}{3L_{in}} (t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (4.13)$$

$$i_{Lb}(t) = -I_8 + \frac{2nV_o}{3L_{in}}(t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (4.14)$$

$$i_{Lc}(t) = I_3 - \frac{nV_o}{3L_{in}}(t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (4.15)$$

Ao fim da terceira etapa, os valores das correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} são dados, respectivamente, por (4.16), (4.17) e (4.18).

$$i_{La}(t_3) = I_6 = I_5 - \frac{nV_o}{3L_{in}} \Delta t_3 \quad (4.16)$$

$$i_{Lb}(t_3) = -I_1 = -I_8 + \frac{2nV_o}{3L_{in}} \Delta t_3 \quad (4.17)$$

$$i_{Lc}(t_3) = I_4 = I_3 - \frac{nV_o}{3L_{in}} \Delta t_3 \quad (4.18)$$

A igualdade (2.5) tem uma implicação importante, matematicamente representada pelas expressões (4.19), (4.20) e (4.21).

$$I_1 - I_4 - I_6 = 0 \quad (4.19)$$

$$I_2 - I_7 = 0 \quad (4.20)$$

$$I_3 + I_5 - I_8 = 0 \quad (4.21)$$

A razão cíclica característica da modulação PWM utilizada está relacionada com a duração das três primeiras etapas de operação do conversor no MCC 1 segundo as relações (4.22) e (4.23).

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 = \frac{DT_s}{2} \quad (4.22)$$

$$2\Delta t_1 + 2\Delta t_2 + 3\Delta t_3 = \frac{(1-D)T_s}{2} \quad (4.23)$$

Reunindo-se as expressões (4.4), (4.5), (4.10), (4.11), (4.16), (4.17), (4.19) – (4.23), determina-se um sistema linear com onze equações linearmente independentes e onze incógnitas. O processo para a solução deste sistema é bastante extenso e não será exposto, estando apenas apresentado o seu resultado através das igualdades (4.24) –

(4.34), que estão expressas em termos do ganho estático definido por (2.3).

$$I_1 = \frac{(3D + 3Dq - 4q^2 - q)V_1}{9f_s L_{in}} \quad (4.24)$$

$$I_2 = \frac{DV_1}{4f_s L_{in}} \quad (4.25)$$

$$I_3 = \frac{(3D - 3Dq - 4q^2 - 2q)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (4.26)$$

$$I_4 = \frac{(q + 1)(3D - 4q)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (4.27)$$

$$I_5 = \frac{(1 - q)(3D + 4q)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (4.28)$$

$$I_6 = \frac{(3D + 3Dq - 4q^2 + 2q)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (4.29)$$

$$I_7 = \frac{DV_1}{4f_s L_{in}} \quad (4.30)$$

$$I_8 = \frac{(3D - 3Dq + q - 4q^2)V_1}{9f_s L_{in}} \quad (4.31)$$

$$\Delta t_1 = \frac{3D - 4q}{12f_s} \quad (4.32)$$

$$\Delta t_2 = \frac{3D + 4q}{12f_s} \quad (4.33)$$

$$\Delta t_3 = \frac{1 - 3D}{6f_s} \quad (4.34)$$

O valor médio da corrente na saída do conversor é dado pela equação (4.35).

$$I_o = \frac{3n[(I_1 + I_2)\Delta t_1 + (I_7 + I_8)\Delta t_2 + (I_1 + I_8)\Delta t_3]}{T_s} \quad (4.35)$$

Substituindo-se (4.24), (4.25), (4.30), (4.31), (4.32), (4.33) e (4.34) em (4.35), obtém-se (4.36).

$$I_o = \frac{(24D - 9D^2 - 16q^2)nV_1}{72f_s L_{in}} \quad (4.36)$$

Substituindo-se (4.36) em (2.4) obtém-se (4.37).

$$\bar{I}_o = 6D - \frac{9}{4}D^2 - 4q^2 \quad (4.37)$$

A equação (4.37) pode ser reescrita conforme (4.38).

$$q = \sqrt{\frac{1}{4} \left(6D - \frac{9}{4}D^2 - \bar{I}_o \right)} \quad (4.38)$$

A igualdade (4.38) é de grande importância, pois fornece a característica de saída do conversor para o MCC 1. Para finalizar a análise matemática deste modo ainda resta determinar as condições para as quais a equação (4.38) é válida. As restrições para a ocorrência do MCC 1 são apresentadas nas inequações (4.39), (4.40) e (4.41).

$$\Delta t_1 \geq 0 \quad (4.39)$$

$$\Delta t_2 \geq 0 \quad (4.40)$$

$$\Delta t_3 \geq 0 \quad (4.41)$$

Realizando-se as devidas manipulações matemáticas, conclui-se que (4.42), (4.43) e (4.44) devem ser satisfeitas para que o MCC 1 ocorra.

$$q \leq \frac{2 - \sqrt{4 - 2\bar{I}_o}}{4} \quad (4.42)$$

$$q \leq \frac{\sqrt{7 - 4\bar{I}_o}}{4} \quad (4.43)$$

$$q \geq 0 \quad (4.44)$$

As restrições (4.42), (4.43) e (4.44) fornecem a região de ocorrência do modo MCC 1, estando esta apresentada no gráfico da Figura 4.3.

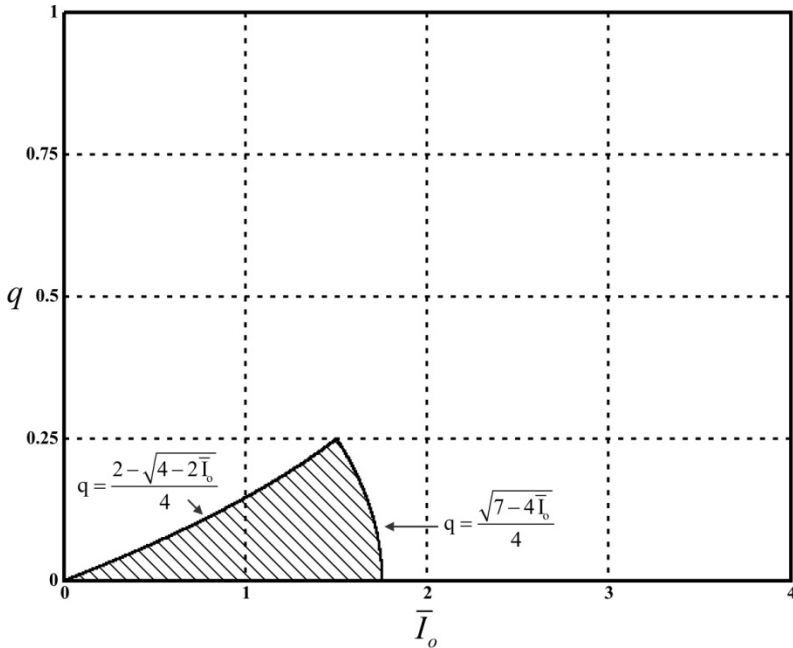


Figura 4.3 - Região de ocorrência do MCC 1.

4.3 MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA 2 (MCC 2)

Existem duas possibilidades de operação para o conversor TPTL-ZVS-PWM em condução contínua e com razão cíclica pertencente ao intervalo $1/3 \leq D \leq 2/3$, sendo o modo denominado MCC 2 uma delas. A Figura 4.4 apresenta três estados topológicos referentes ao funcionamento do conversor neste modo. Já a Tabela 4.3 contém os estados dos interruptores para todas as dezoito etapas de operação.

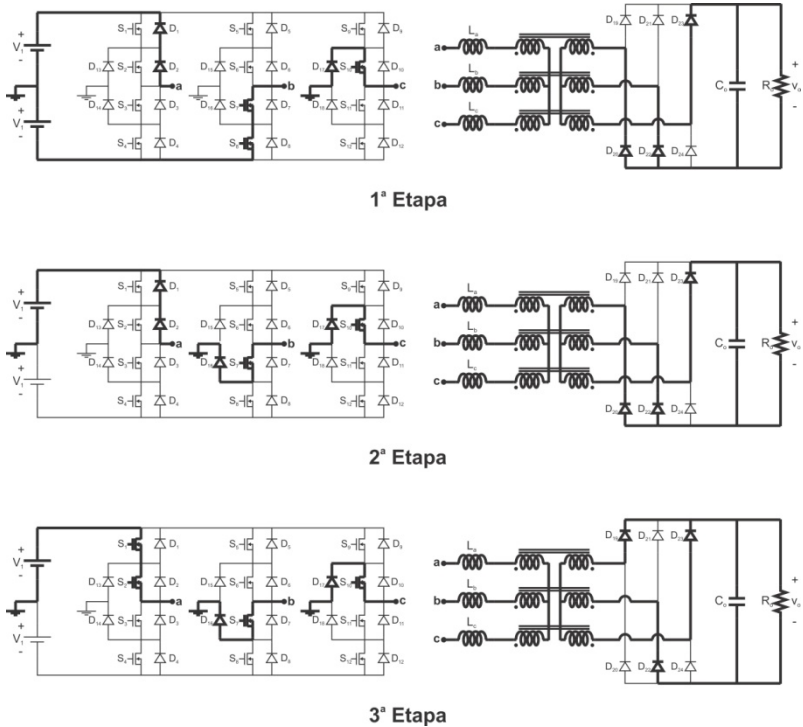


Figura 4.4 - Etapas de operação referentes ao MCC 2.

Tabela 4.3 - Estados dos interruptores referentes às dezoito etapas do MCC 2.

Etapa	Interruptores em Condução
1ª Etapa	S ₇ , S ₈ , S ₁₀ , D ₁ , D ₂ , D ₁₇ , D ₂₀ , D ₂₂ , D ₂₃
2ª Etapa	S ₇ , S ₁₀ , D ₁ , D ₂ , D ₁₆ , D ₁₇ , D ₂₀ , D ₂₂ , D ₂₃
3ª Etapa	S ₁ , S ₂ , S ₇ , S ₁₀ , D ₁₆ , D ₁₇ , D ₁₉ , D ₂₂ , D ₂₃
4ª Etapa	S ₁ , S ₂ , S ₇ , D ₁₁ , D ₁₂ , D ₁₆ , D ₁₉ , D ₂₂ , D ₂₃
5ª Etapa	S ₂ , S ₇ , D ₁₁ , D ₁₂ , D ₁₃ , D ₁₆ , D ₁₉ , D ₂₂ , D ₂₃
6ª Etapa	S ₂ , S ₇ , S ₁₁ , S ₁₂ , D ₁₃ , D ₁₆ , D ₁₉ , D ₂₂ , D ₂₄
7ª Etapa	S ₂ , S ₁₁ , S ₁₂ , D ₅ , D ₆ , D ₁₃ , D ₁₉ , D ₂₂ , D ₂₄
8ª Etapa	S ₂ , S ₁₁ , D ₅ , D ₆ , D ₁₃ , D ₁₈ , D ₁₉ , D ₂₂ , D ₂₄
9ª Etapa	S ₂ , S ₅ , S ₆ , S ₁₁ , D ₁₃ , D ₁₈ , D ₁₉ , D ₂₁ , D ₂₄
10ª Etapa	S ₅ , S ₆ , S ₁₁ , D ₃ , D ₄ , D ₁₈ , D ₁₉ , D ₂₁ , D ₂₄
11ª Etapa	S ₆ , S ₁₁ , D ₃ , D ₄ , D ₁₅ , D ₁₈ , D ₁₉ , D ₂₁ , D ₂₄
12ª Etapa	S ₃ , S ₄ , S ₆ , S ₁₁ , D ₁₅ , D ₁₈ , D ₂₀ , D ₂₁ , D ₂₄

Etapa	Interruptores em Condução
13ª Etapa	$S_3, S_4, S_6, D_9, D_{10}, D_{15}, D_{20}, D_{21}, D_{24}$
14ª Etapa	$S_3, S_6, D_9, D_{10}, D_{14}, D_{15}, D_{20}, D_{21}, D_{24}$
15ª Etapa	$S_3, S_6, S_9, S_{10}, D_{14}, D_{15}, D_{20}, D_{21}, D_{23}$
16ª Etapa	$S_3, S_9, S_{10}, D_7, D_8, D_{14}, D_{20}, D_{21}, D_{23}$
17ª Etapa	$S_3, S_{10}, D_7, D_8, D_{14}, D_{17}, D_{20}, D_{21}, D_{23}$
18ª Etapa	$S_3, S_7, S_8, S_{10}, D_{14}, D_{17}, D_{20}, D_{22}, D_{23}$

- 1ª Etapa ($t_0 - t_1$) – A primeira etapa de operação tem início no instante em que o interruptor S_3 é bloqueado, fazendo com que a corrente $i_{L,a}$ passe a circular pelos diodos D_1 e D_2 . No estágio retificador, encontram-se em condução os diodos D_{20} , D_{22} e D_{23} . Esta etapa persiste até que o interruptor S_8 seja bloqueado, em $t = t_1$.

- 2ª Etapa ($t_1 - t_2$) – No instante $t = t_1$, o diodo D_{16} entra em condução devido ao bloqueio de S_8 . Para que a comutação ZVS seja obtida, os interruptores S_1 e S_2 devem ser comandados a conduzir durante a primeira ou a segunda etapa de operação. Em $t = t_2$, a corrente $i_{L,a}$ tem seu sentido invertido, dando fim à segunda etapa.

- 3ª Etapa ($t_2 - t_3$) – A inversão de sentido da corrente $i_{L,a}$ faz com que esta passe a circular pelos interruptores S_1 e S_2 . No retificador de saída ocorre o bloqueio de D_{20} e a entrada em condução de D_{19} . No instante $t = t_3$, o interruptor S_{10} é bloqueado, dando fim à terceira etapa.

As principais formas de onda referentes ao MCC 2 são apresentadas na Figura 4.5.

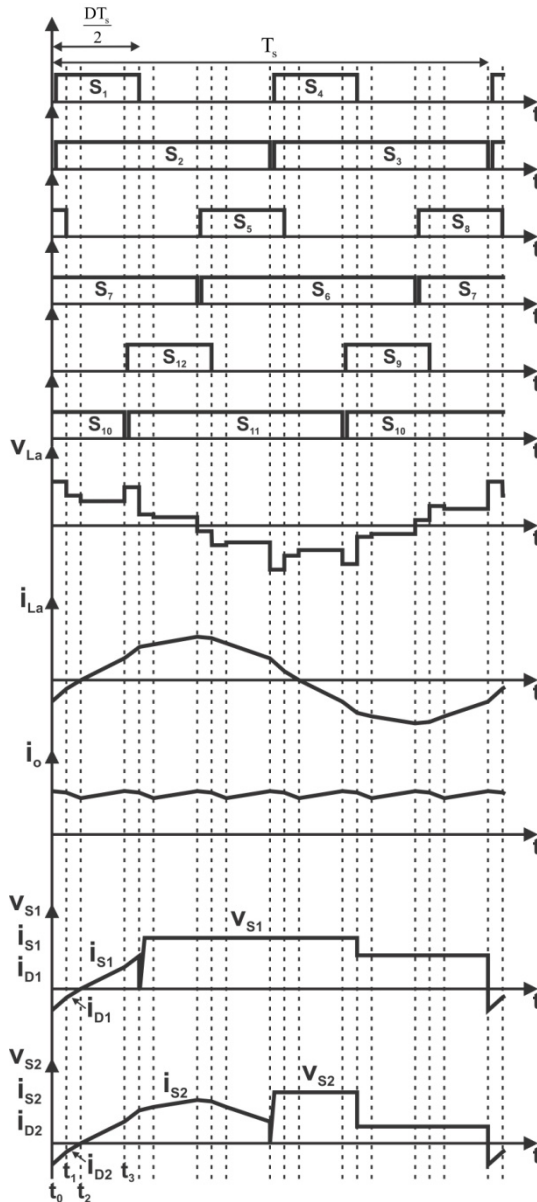


Figura 4.5 - Principais formas de onda referentes ao MCC 2.

Os valores de tensão e as condições iniciais de corrente em L_a , L_b e L_c para as três primeiras etapas de operação no MCC 2 são apresentados na Tabela 4.4.

Tabela 4.4 - Valores de tensão e de corrente inicial nos indutores L_a , L_b e L_c para as três primeiras etapas de operação no MCC 2.

	L_a	L_b	L_c
Tensão	$\frac{3V_1 + nV_o}{3}$	$-\frac{3V_1 - nV_o}{3}$	$-\frac{2nV_o}{3}$
1ª Etapa	3	3	3
Tensão	$\frac{2V_1 + nV_o}{3}$	$-\frac{V_1 - nV_o}{3}$	$-\frac{V_1 + 2nV_o}{3}$
2ª Etapa	3	3	3
Tensão	$\frac{2V_1 - nV_o}{3}$	$-\frac{V_1 - 2nV_o}{3}$	$-\frac{V_1 + nV_o}{3}$
3ª Etapa	3	3	3
Corrente Inicial			
1ª Etapa	$-I_3$	$-I_5$	I_8
Corrente Inicial			
2ª Etapa	$-I_4$	$-I_6$	I_1
Corrente Inicial			
3ª Etapa	0	$-I_7$	I_2

As correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} se comportam, respectivamente, conforme as funções (4.45), (4.46) e (4.47), para a primeira etapa de operação.

$$i_{La}(t) = -I_3 + \frac{3V_1 + nV_o}{3L_{in}}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (4.45)$$

$$i_{Lb}(t) = -I_5 - \frac{3V_1 - nV_o}{3L_{in}}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (4.46)$$

$$i_{Lc}(t) = I_8 - \frac{2nV_o}{3L_{in}}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (4.47)$$

No instante $t = t_1$, os valores das correntes nos indutores L_a , L_b e L_c são dados pelas igualdades (4.48), (4.49) e (4.50).

$$i_{La}(t_1) = -I_4 = -I_3 + \frac{3V_1 + nV_o}{3L_{in}} \Delta t_1 \quad (4.48)$$

$$i_{Lb}(t_1) = -I_6 = -I_5 - \frac{3V_1 - nV_o}{3L_{in}} \Delta t_1 \quad (4.49)$$

$$i_{Lc}(t_1) = I_1 = I_8 - \frac{2nV_o}{3L_{in}} \Delta t_1 \quad (4.50)$$

Seguindo para a análise da segunda etapa de operação do conversor no modo MCC 2, têm-se as funções (4.51), (4.52) e (4.53).

$$i_{La}(t) = -I_4 + \frac{2V_1 + nV_o}{3L_{in}}(t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (4.51)$$

$$i_{Lb}(t) = -I_6 - \frac{V_1 - nV_o}{3L_{in}}(t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (4.52)$$

$$i_{Lc}(t) = I_1 - \frac{V_1 + 2nV_o}{3L_{in}}(t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (4.53)$$

Ao final da segunda etapa são válidas as igualdades (4.54), (4.55) e (4.56).

$$i_{La}(t_2) = 0 = -I_4 + \frac{2V_1 + nV_o}{3L_{in}} \Delta t_2 \quad (4.54)$$

$$i_{Lb}(t_2) = -I_7 = -I_6 - \frac{V_1 - nV_o}{3L_{in}} \Delta t_2 \quad (4.55)$$

$$i_{Lc}(t_2) = I_2 = I_1 - \frac{V_1 + 2nV_o}{3L_{in}} \Delta t_2 \quad (4.56)$$

Finalmente, têm-se para a terceira etapa de operação as correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} dadas por (4.57), (4.58) e (4.59), respectivamente.

$$i_{La}(t) = \frac{2V_1 - nV_o}{3L_{in}}(t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (4.57)$$

$$i_{Lb}(t) = -I_7 - \frac{V_1 - 2nV_o}{3L_{in}}(t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (4.58)$$

$$i_{La}(t) = I_2 - \frac{V_1 + nV_o}{3L_{in}}(t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (4.59)$$

No instante $t = t_3$, que caracteriza o fim da terceira etapa as correntes em L_a , L_b e L_c valem:

$$i_{La}(t_3) = I_5 = \frac{2V_1 - nV_o}{3L_{in}} \Delta t_3 \quad (4.60)$$

$$i_{Lb}(t_3) = -I_8 = -I_7 - \frac{V_1 - 2nV_o}{3L_{in}} \Delta t_3 \quad (4.61)$$

$$i_{Lc}(t_3) = I_3 = I_2 - \frac{V_1 + nV_o}{3L_{in}} \Delta t_3 \quad (4.62)$$

Para o MCC 2, a razão cíclica se relaciona com a duração das três primeiras etapas de funcionamento do conversor de acordo com as equações (4.63) e (4.64).

$$2\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 = \frac{DT_s}{2} \quad (4.63)$$

$$\Delta t_1 + 2\Delta t_2 + 2\Delta t_3 = \frac{(1-D)T_s}{2} \quad (4.64)$$

Um sistema linear com as equações linearmente independentes (4.48), (4.49), (4.54), (4.55), (4.60), (4.61), (4.19) – (4.21), (4.63) e (4.64) pode ser resolvido, estando seu resultado apresentado no conjunto de equações (4.65) – (4.75).

$$I_1 = \frac{(1-2q)(3D+4q+1)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (4.65)$$

$$I_2 = \frac{DV_1}{4f_s L_{in}} \quad (4.66)$$

$$I_3 = \frac{(6D+3Dq-4q^2-4q-1)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (4.67)$$

$$I_4 = \frac{(1+q)(2-3D-4q)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (4.68)$$

$$I_5 = \frac{(1-q)(2-3D+4q)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (4.69)$$

$$I_6 = \frac{(6D-3Dq-4q^2+4q-1)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (4.70)$$

$$I_7 = \frac{DV_1}{4f_s L_{in}} \quad (4.71)$$

$$I_8 = \frac{(1+2q)(3D-4q+1)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (4.72)$$

$$\Delta t_1 = \frac{(3D-1)}{6f_s} \quad (4.73)$$

$$\Delta t_2 = \frac{(2-3D-4q)}{12f_s} \quad (4.74)$$

$$\Delta t_3 = \frac{(2-3D+4q)}{12f_s} \quad (4.75)$$

O cálculo do valor médio da corrente de saída do conversor é realizado de acordo com a expressão (4.76).

$$I_o = \frac{3n[(I_1 + I_8)\Delta t_1 + (I_1 + I_2)\Delta t_2 + (I_7 + I_8)\Delta t_3]}{T_s} \quad (4.76)$$

A partir das igualdades (4.65), (4.66), (4.71), (4.72), (4.73), (4.74), (4.75) e (4.76) é possível determinar (4.77).

$$I_o = \frac{(24D-9D^2-16q^2)nV_1}{72f_s L_{in}} \quad (4.77)$$

Substituindo-se (4.77) em (2.4) obtém-se (4.78).

$$\bar{I}_o = 6D - \frac{9}{4}D^2 - 4q^2 \quad (4.78)$$

Isolando-se o ganho estático na equação (4.78) é possível determinar (4.79).

$$q = \sqrt{\frac{1}{4} \left(6D - \frac{9}{4}D^2 - \bar{I}_o \right)} \quad (4.79)$$

A característica de saída do conversor quando este opera no MCC 2 é dada pela igualdade (4.79), sendo que as restrições para a ocorrência deste modo são as mesmas apresentadas em (4.39), (4.40) e (4.41). Com base nos intervalos de tempo (4.73), (4.74) e (4.75) é possível determinar as inequações que devem ser satisfeitas para que o MCC 2 ocorra, estando estas apresentadas em (4.80), (4.81) e (4.82).

$$q \geq \frac{\sqrt{7 - 4\bar{I}_o}}{4} \quad (4.80)$$

$$q \leq \frac{\sqrt{7 - 2\bar{I}_o} - 1}{4} \quad (4.81)$$

$$q \geq 0 \quad (4.82)$$

A Figura 4.6 apresenta a região determinada a partir das restrições (4.80), (4.81) e (4.82) em que o MCC 2 ocorre.

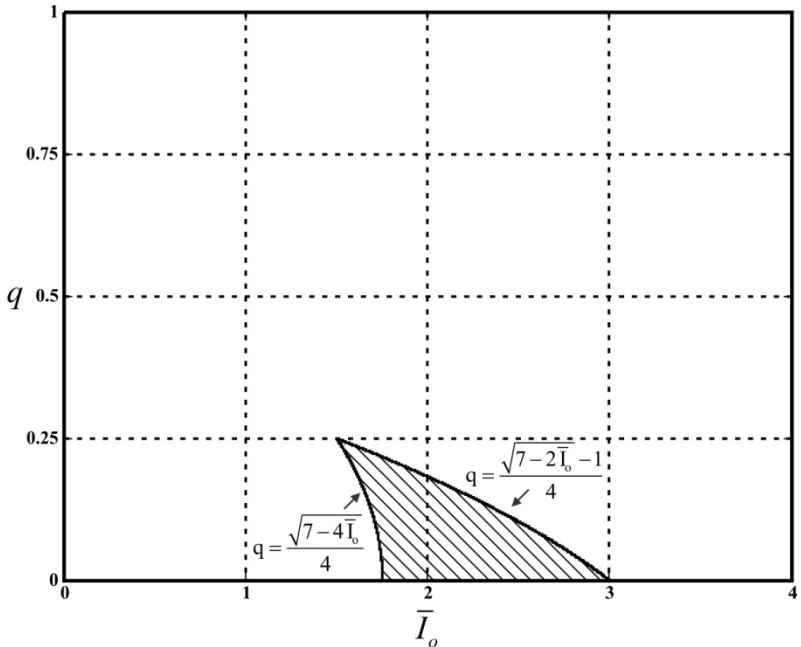


Figura 4.6 - Região de ocorrência do MCC 2.

4.4 MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA 3 (MCC 3)

Outro possível modo de operação do conversor para razão cíclica pertencente ao intervalo $1/3 \leq D \leq 2/3$ é denominado MCC 3. Três etapas referentes a este modo são apresentadas na Figura 4.7 e os estados dos interruptores para as dezoito etapas são dados na Tabela 4.5.

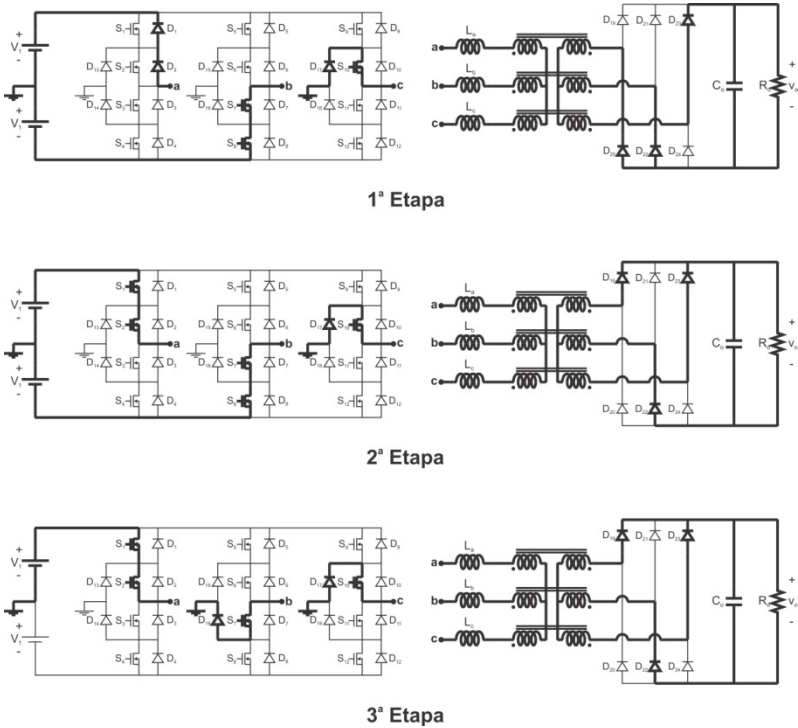


Figura 4.7 - Etapas de operação referentes ao MCC 3.

Tabela 4.5 - Estados dos interruptores referentes às dezoito etapas do MCC 3.

Etapa	Interruptores em Condução
1ª Etapa	S ₇ , S ₈ , S ₁₀ , D ₁ , D ₂ , D ₁₇ , D ₂₀ , D ₂₂ , D ₂₃
2ª Etapa	S ₁ , S ₂ , S ₇ , S ₈ , S ₁₀ , D ₁₇ , D ₁₉ , D ₂₂ , D ₂₃
3ª Etapa	S ₁ , S ₂ , S ₇ , S ₁₀ , D ₁₆ , D ₁₇ , D ₁₉ , D ₂₂ , D ₂₃
4ª Etapa	S ₁ , S ₂ , S ₇ , D ₁₁ , D ₁₂ , D ₁₆ , D ₁₉ , D ₂₂ , D ₂₃
5ª Etapa	S ₁ , S ₂ , S ₇ , S ₁₁ , S ₁₂ , D ₁₆ , D ₁₉ , D ₂₂ , D ₂₄
6ª Etapa	S ₂ , S ₇ , S ₁₁ , S ₁₂ , D ₁₃ , D ₁₆ , D ₁₉ , D ₂₂ , D ₂₄
7ª Etapa	S ₂ , S ₁₁ , S ₁₂ , D ₅ , D ₆ , D ₁₃ , D ₁₉ , D ₂₂ , D ₂₄
8ª Etapa	S ₂ , S ₅ , S ₆ , S ₁₁ , S ₁₂ , D ₁₃ , D ₁₉ , D ₂₁ , D ₂₄
9ª Etapa	S ₂ , S ₅ , S ₆ , S ₁₁ , D ₁₃ , D ₁₈ , D ₁₉ , D ₂₁ , D ₂₄
10ª Etapa	S ₅ , S ₆ , S ₁₁ , D ₃ , D ₄ , D ₁₈ , D ₁₉ , D ₂₁ , D ₂₄
11ª Etapa	S ₃ , S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₁₁ , D ₁₈ , D ₂₀ , D ₂₁ , D ₂₄
12ª Etapa	S ₃ , S ₄ , S ₆ , S ₁₁ , D ₁₅ , D ₁₈ , D ₂₀ , D ₂₁ , D ₂₄

Etapa	Interruptores em Condução
13ª Etapa	$S_3, S_4, S_6, D_9, D_{10}, D_{15}, D_{20}, D_{21}, D_{24}$
14ª Etapa	$S_3, S_4, S_6, S_9, S_{10}, D_{15}, D_{20}, D_{21}, D_{23}$
15ª Etapa	$S_3, S_6, S_9, S_{10}, D_{14}, D_{15}, D_{20}, D_{21}, D_{23}$
16ª Etapa	$S_3, S_9, S_{10}, D_7, D_8, D_{14}, D_{20}, D_{21}, D_{23}$
17ª Etapa	$S_3, S_7, S_8, S_9, S_{10}, D_{14}, D_{20}, D_{22}, D_{23}$
18ª Etapa	$S_3, S_7, S_8, S_{10}, D_{14}, D_{17}, D_{20}, D_{22}, D_{23}$

- 1ª Etapa ($t_0 - t_1$) – Em $t = t_0$, os diodos D_1 e D_2 entram em condução devido ao bloqueio do interruptor S_3 , dando início à primeira etapa de operação. No retificador de saída, encontram-se conduzindo D_{20} , D_{22} e D_{23} . Para que ocorra comutação ZVS na entrada em condução de S_1 e S_2 , estes devem ser comandados a conduzir no decorrer da primeira etapa, que acaba assim que a corrente i_{La} tem seu sentido invertido.

- 2ª Etapa ($t_1 - t_2$) – O fato de i_{La} tornar-se positiva faz com que os interruptores S_1 e S_2 entrem em condução. O diodo D_{20} é bloqueado e D_{19} entra em condução. A segunda etapa persiste até que S_8 seja bloqueado, no instante $t = t_2$.

- 3ª Etapa ($t_2 - t_3$) – Com o bloqueio do interruptor S_8 o diodo D_{16} entra em condução. O fim da terceira etapa ocorre no momento em que S_{10} é bloqueado.

A Figura 4.8 contém as principais formas de onda referentes ao funcionamento do conversor TPTL-ZVS-PWM no MCC 3.

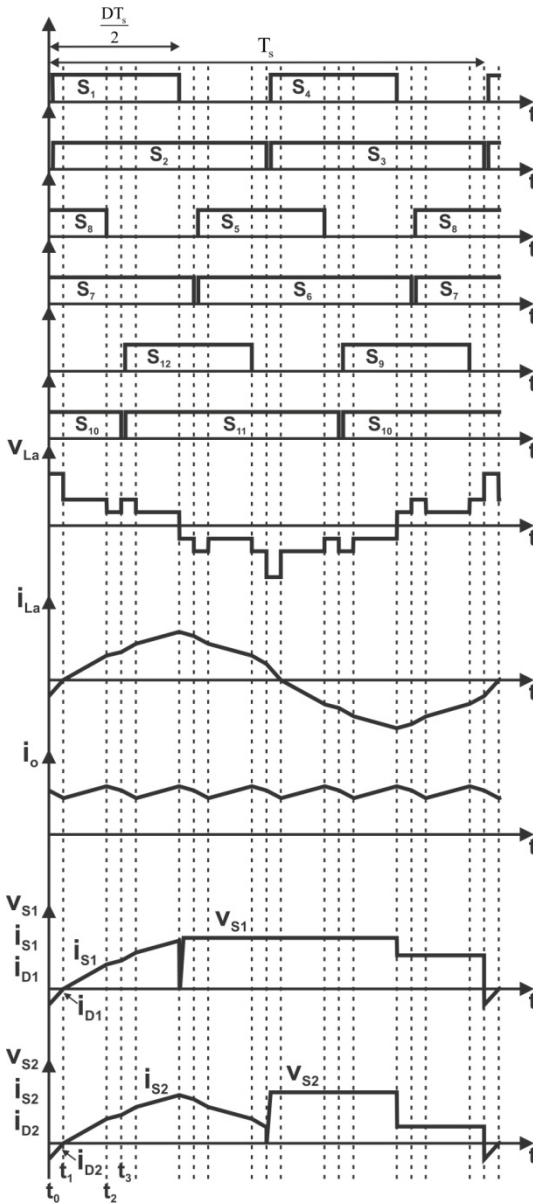


Figura 4.8 - Principais formas de onda referentes ao MCC 3.

As condições iniciais de corrente e também os valores de tensão a que estão submetidos os indutores L_a , L_b e L_c são apresentados na Tabela 4.6.

Tabela 4.6 - Valores de tensão e de corrente inicial nos indutores L_a , L_b e L_c para as três primeiras etapas de operação no MCC 3.

	L_a	L_b	L_c
Tensão	$\frac{3V_1 + nV_o}{3}$	$\frac{-3V_1 - nV_o}{3}$	$\frac{-2nV_o}{3}$
1ª Etapa	3	3	3
Tensão	$\frac{3V_1 - nV_o}{3}$	$\frac{-3V_1 - 2nV_o}{3}$	$\frac{-nV_o}{3}$
2ª Etapa	3	3	3
Tensão	$\frac{2V_1 - nV_o}{3}$	$\frac{-V_1 - 2nV_o}{3}$	$\frac{-V_1 + nV_o}{3}$
3ª Etapa	3	3	3
Corrente Inicial	$-I_4$	$-I_6$	I_1
1ª Etapa			
Corrente Inicial	0	$-I_7$	I_2
2ª Etapa			
Corrente Inicial	I_5	$-I_8$	I_3
3ª Etapa			

O comportamento das correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} durante a primeira etapa de operação no MCC 3 é regido, respectivamente, pelas funções (4.83), (4.84) e (4.85).

$$i_{La}(t) = -I_4 + \frac{3V_1 + nV_o}{3L_m}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (4.83)$$

$$i_{Lb}(t) = -I_6 - \frac{3V_1 - nV_o}{3L_m}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (4.84)$$

$$i_{Lc}(t) = I_1 - \frac{2nV_o}{3L_m}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (4.85)$$

No instante $t = t_1$, a primeira etapa chega ao fim, e as correntes nos indutores L_a , L_b e L_c possuem valor dado pelas igualdades (4.86), (4.87) e (4.88).

$$i_{La}(t_1) = 0 = -I_4 + \frac{3V_1 + nV_o}{3L_m}\Delta t_1 \quad (4.86)$$

$$i_{Lb}(t_1) = -I_7 = -I_6 - \frac{3V_1 - nV_o}{3L_{in}} \Delta t_1 \quad (4.87)$$

$$i_{Lc}(t_1) = I_2 = I_1 - \frac{2nV_o}{3L_{in}} \Delta t_1 \quad (4.88)$$

Já para a segunda etapa são válidas as funções (4.89), (4.90) e (4.91).

$$i_{La}(t) = \frac{3V_1 - nV_o}{3L_{in}}(t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (4.89)$$

$$i_{Lb}(t) = -I_7 - \frac{3V_1 - 2nV_o}{3L_{in}}(t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (4.90)$$

$$i_{Lc}(t) = I_2 - \frac{nV_o}{3L_{in}}(t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (4.91)$$

Ao fim da segunda etapa estas funções possuem valor dado por (4.92), (4.93) e (4.94).

$$i_{La}(t_2) = I_5 = \frac{3V_1 - nV_o}{3L_{in}} \Delta t_2 \quad (4.92)$$

$$i_{Lb}(t_2) = -I_8 = -I_7 - \frac{3V_1 - 2nV_o}{3L_{in}} \Delta t_2 \quad (4.93)$$

$$i_{Lc}(t_2) = I_3 = I_2 - \frac{nV_o}{3L_{in}} \Delta t_2 \quad (4.94)$$

Por fim, durante a terceira etapa têm-se as funções (4.95), (4.96) e (4.97).

$$i_{La}(t) = I_5 + \frac{2V_1 - nV_o}{3L_{in}}(t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (4.95)$$

$$i_{Lb}(t) = -I_8 - \frac{V_1 - 2nV_o}{3L_{in}}(t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (4.96)$$

$$i_{Lc}(t) = I_3 - \frac{V_1 + nV_o}{3L_{in}}(t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (4.97)$$

Os valores de corrente nos indutores L_a , L_b e L_c no instante em que a terceira etapa acaba são dados, respectivamente, por (4.98), (4.99) e (4.100).

$$i_{L_a}(t_3) = I_6 = I_5 + \frac{2V_1 - nV_o}{3L_{in}} \Delta t_3 \quad (4.98)$$

$$i_{L_b}(t_3) = -I_1 = -I_8 - \frac{V_1 - 2nV_o}{3L_{in}} \Delta t_3 \quad (4.99)$$

$$i_{L_c}(t_3) = I_4 = I_3 - \frac{V_1 + nV_o}{3L_{in}} \Delta t_3 \quad (4.100)$$

Para o MCC 3, a razão cíclica com que opera o conversor se relaciona com a duração das três primeiras etapas segundo as equações (4.101) e (4.102).

$$2\Delta t_1 + 2\Delta t_2 + \Delta t_3 = \frac{DT_s}{2} \quad (4.101)$$

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 + 2\Delta t_3 = \frac{(1-D)T_s}{2} \quad (4.102)$$

Um sistema linear determinado é obtido a partir das equações (4.86), (4.87), (4.92), (4.93), (4.98), (4.99), (4.19) – (4.21), (4.101) e (4.102). A solução deste sistema é apresentada no conjunto de igualdades (4.103) – (4.113).

$$I_1 = \frac{(9D + 24Dq - 16q^2 - 10q + 3)V_1}{54f_s L_{in}} \quad (4.103)$$

$$I_2 = \frac{(3D - 2q + 1)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (4.104)$$

$$I_3 = \frac{(9D - 6Dq - 8q^2 - 2q + 3)V_1}{54f_s L_{in}} \quad (4.105)$$

$$I_4 = \frac{(3 + 2q)(6D - 4q - 1)V_1}{54f_s L_{in}} \quad (4.106)$$

$$I_5 = \frac{(3-2q)(3D+4q-2)V_1}{54f_s L_m} \quad (4.107)$$

$$I_6 = \frac{(12Dq-9D-8q^2+4q+6)V_1}{54f_s L_m} \quad (4.108)$$

$$I_7 = \frac{(3D-2q+1)V_1}{18f_s L_m} \quad (4.109)$$

$$I_8 = \frac{(18D-12Dq-16q^2+14q-3)V_1}{54f_s L_m} \quad (4.110)$$

$$\Delta t_1 = \frac{6D-4q-1}{18f_s} \quad (4.111)$$

$$\Delta t_2 = \frac{3D+4q-2}{18f_s} \quad (4.112)$$

$$\Delta t_3 = \frac{2-3D}{6f_s} \quad (4.113)$$

Através da análise das etapas de operação do conversor é possível concluir que o valor médio da corrente de saída do conversor é dado pela expressão (4.114).

$$I_o = \frac{3n[(I_1 + I_2)\Delta t_1 + (I_7 + I_8)\Delta t_2 + (I_1 + I_8)\Delta t_3]}{T_s} \quad (4.114)$$

Substituindo-se (4.103), (4.104), (4.109), (4.110), (4.111), (4.112) e (4.113) em (4.114), obtém-se (4.115).

$$I_o = \frac{(21D-9D^2-8q^2-1)nV_1}{54f_s L_m} \quad (4.115)$$

A partir da definição (2.4) e da igualdade (4.115) determina-se (4.116).

$$\bar{I}_o = 7D-3D^2-\frac{8}{3}q^2-\frac{1}{3} \quad (4.116)$$

Isolando-se o ganho estático q na equação (4.116), obtém-se a igualdade (4.117).

$$q = \sqrt{\frac{3}{8} \left(7D - 3D^2 - \frac{1}{3} - \bar{I}_o \right)} \quad (4.117)$$

A equação (4.117) representa a característica de saída do conversor TPTL-ZVS-PWM operando no MCC 3. Através das restrições (4.39), (4.40) e (4.41), e das igualdades (4.111), (4.112) e (4.113) determinam-se as inequações (4.118), (4.119) e (4.120), que devem ser satisfeitas para que o MCC 3 ocorra.

$$q \geq \frac{\sqrt{7 - 2\bar{I}_o} - 1}{4} \quad (4.118)$$

$$\bar{I}_o \geq 4(1 - q)q + \frac{3}{4} \quad (4.119)$$

$$q \leq \frac{\sqrt{18 - 6\bar{I}_o}}{4} \quad (4.120)$$

A região destacada no gráfico da Figura 4.9 é obtida a partir das inequações anteriores, e representa a região de ocorrência do MCC 3.

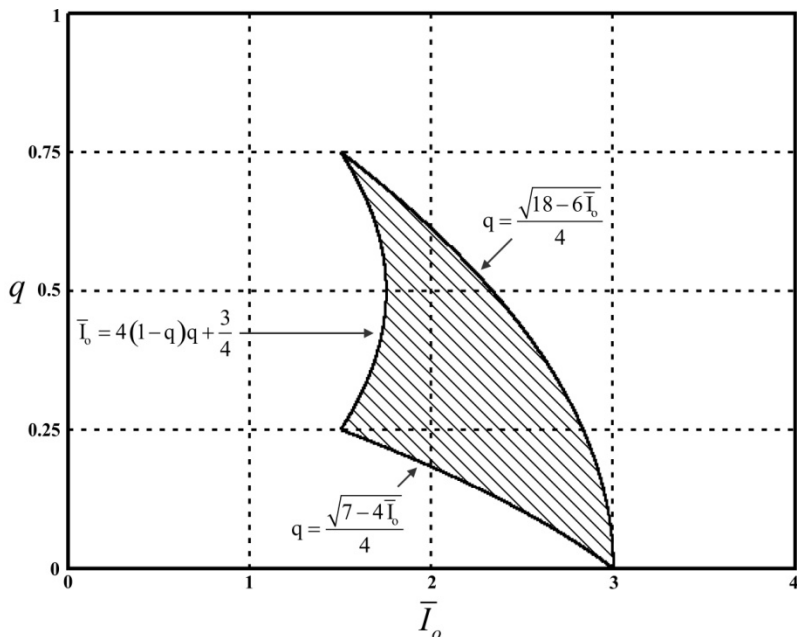


Figura 4.9 - Região de ocorrência do MCC 3.

4.5 MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA 4 (MCC 4)

O modo de condução contínua denominado MCC 4 é uma das três possibilidades de operação do conversor para razão cíclica pertencente ao intervalo $2/3 \leq D \leq 1$. Os estados topológicos da estrutura para três etapas de operação são apresentados na Figura 4.10. Já os estados dos interruptores para todas as dezoito etapas do MCC 4 são fornecidos pela Tabela 4.7.

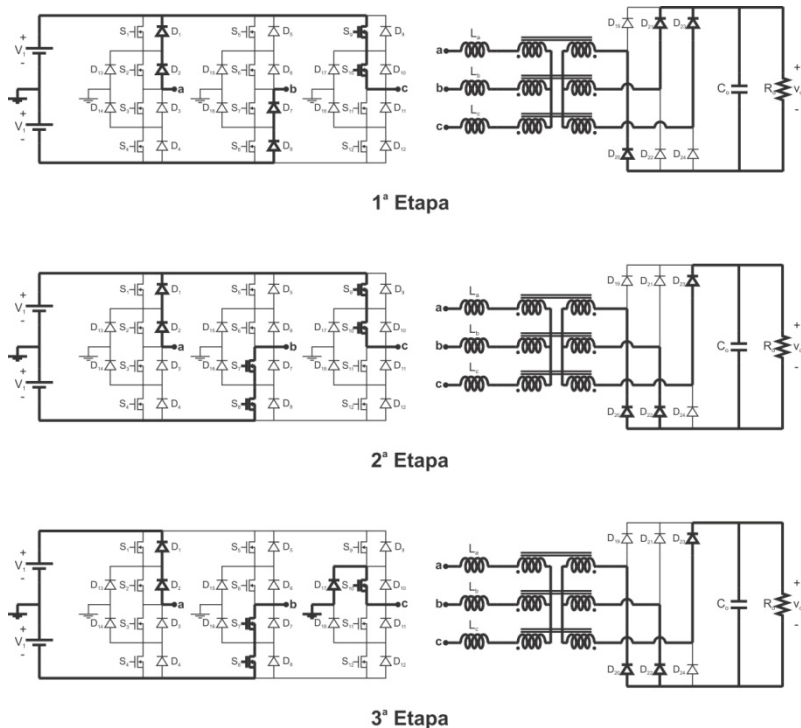


Figura 4.10 - Etapas de operação referentes ao MCC 4.

Tabela 4.7 - Estados dos interruptores referentes às dezoito etapas do MCC 4.

Etapa	Interruptores em Condução
1ª Etapa	S ₉ , S ₁₀ , D ₁ , D ₂ , D ₇ , D ₈ , D ₂₀ , D ₂₁ , D ₂₃
2ª Etapa	S ₇ , S ₈ , S ₉ , S ₁₀ , D ₁ , D ₂ , D ₂₀ , D ₂₂ , D ₂₃
3ª Etapa	S ₇ , S ₈ , S ₁₀ , D ₁ , D ₂ , D ₁₇ , D ₂₀ , D ₂₂ , D ₂₃
4ª Etapa	S ₇ , S ₈ , D ₁ , D ₂ , D ₁₁ , D ₁₂ , D ₂₀ , D ₂₂ , D ₂₃
5ª Etapa	S ₁ , S ₂ , S ₇ , S ₈ , D ₁₁ , D ₁₂ , D ₁₉ , D ₂₂ , D ₂₃
6ª Etapa	S ₁ , S ₂ , S ₇ , D ₁₁ , D ₁₂ , D ₁₆ , D ₁₉ , D ₂₂ , D ₂₃
7ª Etapa	S ₁ , S ₂ , D ₅ , D ₆ , D ₁₁ , D ₁₂ , D ₁₉ , D ₂₂ , D ₂₃
8ª Etapa	S ₁ , S ₂ , S ₁₁ , S ₁₂ , D ₅ , D ₆ , D ₁₉ , D ₂₂ , D ₂₄
9ª Etapa	S ₂ , S ₁₁ , S ₁₂ , D ₅ , D ₆ , D ₁₃ , D ₁₉ , D ₂₂ , D ₂₄
10ª Etapa	S ₁₁ , S ₁₂ , D ₃ , D ₄ , D ₅ , D ₆ , D ₁₉ , D ₂₂ , D ₂₄
11ª Etapa	S ₅ , S ₆ , S ₁₁ , S ₁₂ , D ₃ , D ₄ , D ₁₉ , D ₂₁ , D ₂₄
12ª Etapa	S ₅ , S ₆ , S ₁₂ , D ₃ , D ₄ , D ₁₈ , D ₁₉ , D ₂₁ , D ₂₄

Etapa	IntERRUPTORES em CONDUÇÃO
13ª Etapa	$S_5, S_6, D_3, D_4, D_9, D_{10}, D_{19}, D_{21}, D_{24}$
14ª Etapa	$S_3, S_4, S_5, S_6, D_9, D_{10}, D_{20}, D_{21}, D_{24}$
15ª Etapa	$S_3, S_4, S_6, D_9, D_{10}, D_{15}, D_{20}, D_{21}, D_{24}$
16ª Etapa	$S_3, S_4, D_7, D_8, D_9, D_{10}, D_{20}, D_{21}, D_{24}$
17ª Etapa	$S_3, S_4, S_9, S_{10}, D_7, D_8, D_{20}, D_{21}, D_{23}$
18ª Etapa	$S_3, S_9, S_{10}, D_7, D_8, D_{14}, D_{20}, D_{21}, D_{23}$

- 1ª Etapa ($t_0 - t_1$) – A primeira etapa inicia quando o interruptor S_3 é bloqueado, fazendo com que os diodos D_1 e D_2 entrem em condução. No estágio retificador estão conduzindo os diodos D_{20} , D_{21} e D_{23} . Em $t = t_1$, a corrente i_{Lb} tem seu sentido invertido, dando fim à primeira etapa de operação.

- 2ª Etapa ($t_1 - t_2$) – Com a inversão de sentido de i_{Lb} , os interruptores S_7 e S_8 entram em condução. O diodo D_{21} do estágio retificador é bloqueado e D_{22} entra em condução. Segunda etapa acaba assim que o interruptor S_9 é bloqueado.

- 3ª Etapa ($t_2 - t_3$) – No instante $t = t_2$, o diodo D_{17} entra em condução devido ao bloqueio de S_9 . É importante ressaltar que, para se garantir a comutação ZVS na entrada em condução de S_1 e S_2 , estes devem ser comandados a conduzir durante as quatro primeiras etapas de operação. A terceira etapa acaba assim que o interruptor S_{10} for bloqueado.

A Figura 4.11 apresenta as principais formas de onda referentes ao funcionamento do conversor no MCC 4.

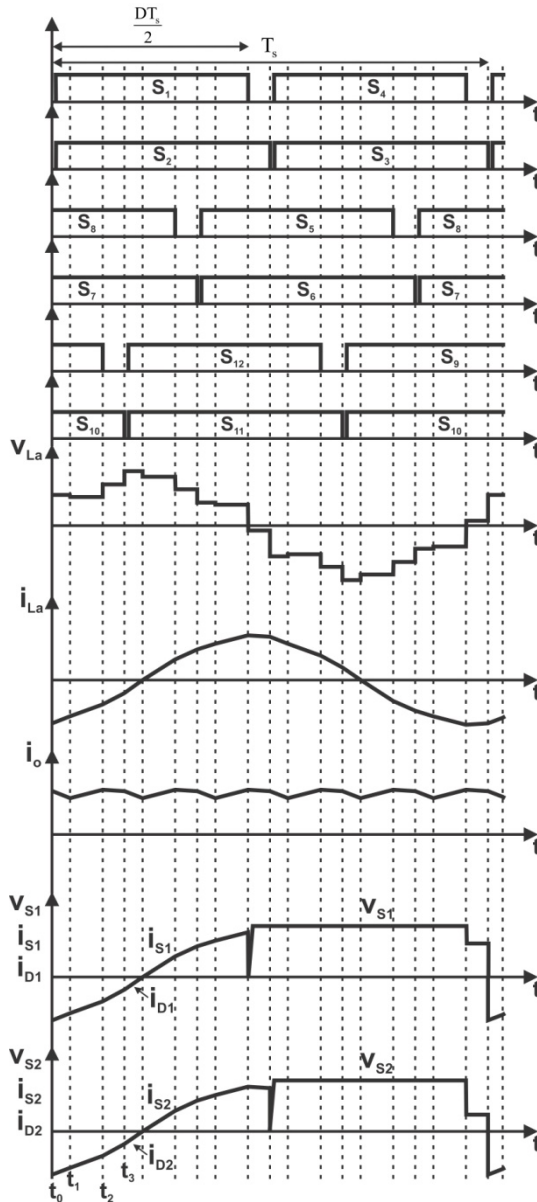


Figura 4.11 - Principais formas de onda referentes ao MCC 4.

A Tabela 4.8 apresenta os valores de tensão a que estão submetidos L_a , L_b e L_c , e também as condições iniciais de corrente nestes componentes para as três primeiras etapas de operação.

Tabela 4.8 - Valores de tensão e de corrente inicial nos indutores L_a , L_b e L_c para as três primeiras etapas de operação no MCC 4.

	L_a	L_b	L_c
Tensão 1ª Etapa	$\frac{2V_1 + 2nV_o}{3}$	$-\frac{4V_1 + nV_o}{3}$	$\frac{2V_1 - nV_o}{3}$
Tensão 2ª Etapa	$\frac{2V_1 + nV_o}{3}$	$-\frac{4V_1 - nV_o}{3}$	$\frac{2V_1 - 2nV_o}{3}$
Tensão 3ª Etapa	$\frac{3V_1 + nV_o}{3}$	$-\frac{3V_1 - nV_o}{3}$	$-\frac{2nV_o}{3}$
Corrente Inicial 1ª Etapa	$-I_1$	I_4	I_6
Corrente Inicial 2ª Etapa	$-I_2$	0	I_7
Corrente Inicial 3ª Etapa	$-I_3$	$-I_5$	I_8

As funções que regem o comportamento das correntes i_{L_a} , i_{L_b} e i_{L_c} durante a primeira etapa de operação são dadas por (4.121), (4.122) e (4.123), respectivamente.

$$i_{L_a}(t) = -I_1 + \frac{2V_1 + 2nV_o}{3L_{in}}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (4.121)$$

$$i_{L_b}(t) = I_4 - \frac{4V_1 + nV_o}{3L_{in}}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (4.122)$$

$$i_{L_c}(t) = I_6 + \frac{2V_1 - nV_o}{3L_{in}}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (4.123)$$

Ao final da primeira etapa, estas funções apresentam os seguintes valores:

$$i_{L_a}(t_1) = -I_2 = -I_1 + \frac{2V_1 + 2nV_o}{3L_{in}}\Delta t_1 \quad (4.124)$$

$$i_{L_b}(t_1) = 0 = I_4 - \frac{4V_1 + nV_o}{3L_{in}} \Delta t_1 \quad (4.125)$$

$$i_{L_c}(t_1) = I_7 = I_6 + \frac{2V_1 - nV_o}{3L_{in}} \Delta t_1 \quad (4.126)$$

Já para a segunda etapa de operação têm-se (4.127), (4.128) e (4.129).

$$i_{L_a}(t) = -I_2 + \frac{2V_1 + nV_o}{3L_{in}}(t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (4.127)$$

$$i_{L_b}(t) = -\frac{4V_1 - nV_o}{3L_{in}}(t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (4.128)$$

$$i_{L_c}(t) = I_7 + \frac{2V_1 - 2nV_o}{3L_{in}}(t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (4.129)$$

No instante $t = t_2$, a segunda etapa acaba, sendo que as correntes em L_a , L_b e L_c possuem valores dados por (4.130), (4.131) e (4.132).

$$i_{L_a}(t_2) = -I_3 = -I_2 + \frac{2V_1 + nV_o}{3L_{in}} \Delta t_2 \quad (4.130)$$

$$i_{L_b}(t_2) = -I_5 = -\frac{4V_1 - nV_o}{3L_{in}} \Delta t_2 \quad (4.131)$$

$$i_{L_c}(t_2) = I_8 = I_7 + \frac{2V_1 - 2nV_o}{3L_{in}} \Delta t_2 \quad (4.132)$$

Finalmente, as funções (4.133), (4.134) e (4.135) são válidas para a terceira etapa de operação do conversor operando no MCC 4.

$$i_{L_a}(t) = -I_3 + \frac{3V_1 + nV_o}{3L_{in}}(t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (4.133)$$

$$i_{L_b}(t) = -I_5 - \frac{3V_1 - nV_o}{3L_{in}}(t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (4.134)$$

$$i_{L_c}(t) = I_8 - \frac{2nV_o}{3L_{in}}(t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (4.135)$$

Ao final da terceira etapa, os valores das correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} são dados por (4.136), (4.137) e (4.138), respectivamente.

$$i_{La}(t_3) = -I_4 = -I_3 + \frac{3V_1 + nV_o}{3L_{in}} \Delta t_3 \quad (4.136)$$

$$i_{Lb}(t_3) = -I_6 = -I_5 - \frac{3V_1 - nV_o}{3L_{in}} \Delta t_3 \quad (4.137)$$

$$i_{Lc}(t_3) = I_1 = I_8 - \frac{2nV_o}{3L_{in}} \Delta t_3 \quad (4.138)$$

Os intervalos de tempo Δt_1 , Δt_2 e Δt_3 se relacionam com a razão cíclica conforme (4.139) e (4.140).

$$3\Delta t_1 + 3\Delta t_2 + 2\Delta t_3 = \frac{DT_s}{2} \quad (4.139)$$

$$\Delta t_3 = \frac{(1-D)T_s}{2} \quad (4.140)$$

O sistema linear a ser resolvido para o MCC 4 é composto pelas equações (4.124), (4.125), (4.130), (4.131), (4.136), (4.137), (4.19) – (4.21), (4.139) e (4.140). Sua solução é apresentada no conjunto de equações (4.141) – (4.151).

$$I_1 = \frac{(3D - 4q^2 - 4q + 1)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (4.141)$$

$$I_2 = \frac{V_1}{6f_s L_{in}} \quad (4.142)$$

$$I_3 = \frac{(5 - 3D - 3Dq - 2q^2)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (4.143)$$

$$I_4 = \frac{(2 + q)(3D - 2q - 2)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (4.144)$$

$$I_5 = \frac{(2 - q)(3D + 2q - 2)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (4.145)$$

$$I_6 = \frac{(5 - 3D + 3Dq - 2q^2)V_1}{18f_s L_m} \quad (4.146)$$

$$I_7 = \frac{V_1}{6f_s L_m} \quad (4.147)$$

$$I_8 = \frac{(3D - 6Dq - 4q^2 + 6q + 1)V_1}{18f_s L_m} \quad (4.148)$$

$$\Delta t_1 = \frac{3D - 2q - 2}{12f_s} \quad (4.149)$$

$$\Delta t_2 = \frac{3D + 2q - 2}{12f_s} \quad (4.150)$$

$$\Delta t_3 = \frac{1 - D}{2f_s} \quad (4.151)$$

A expressão (4.152) fornece o valor médio da corrente de saída do conversor.

$$I_o = \frac{3n[(I_1 + I_2)\Delta t_1 + (I_7 + I_8)\Delta t_2 + (I_1 + I_8)\Delta t_3]}{T_s} \quad (4.152)$$

Através da substituição de (4.141), (4.142), (4.147), (4.148), (4.149), (4.150) e (4.151) em (4.152), obtém-se (4.153).

$$I_o = \frac{(18D - 9D^2 - 4q^2 - 2)nV_1}{36f_s L_m} \quad (4.153)$$

Utilizando-se a definição (2.4) e também a igualdade (4.153) é possível determinar (4.154).

$$\bar{I}_o = 9D - \frac{9}{2}D^2 - 2q^2 - 1 \quad (4.154)$$

Isolando-se o ganho estático em (4.154) obtém-se (4.155).

$$q = \sqrt{\frac{1}{2} \left(9D - \frac{9}{2}D^2 - 1 - \bar{I}_o \right)} \quad (4.155)$$

Sempre que o conversor TPTL-ZVS-PWM opera no MCC 4, o ganho estático pode ser determinado através da expressão (4.155). Para que este modo ocorra, as restrições (4.39), (4.40) e (4.41) devem ser atendidas. Fazendo uso das equações (4.149), (4.150) e (4.151), determinam-se as inequações (4.156), (4.157) e (4.158), que fornecem as condições necessárias para a ocorrência do MCC 4.

$$\bar{I}_o \geq 2q - 4q^2 + 3 \quad (4.156)$$

$$q \leq \frac{\sqrt{7 - 2\bar{I}_o}}{2} \quad (4.157)$$

$$q \geq 0 \quad (4.158)$$

A partir das restrições anteriores é possível determinar a região de ocorrência do MCC 4, conforme apresentado na Figura 4.12.

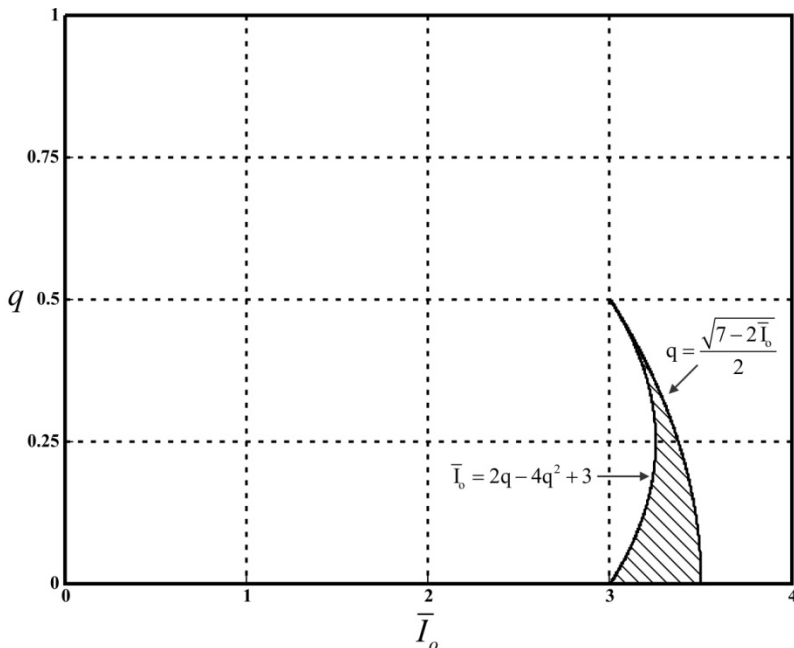


Figura 4.12 - Região de ocorrência do MCC 4.

4.6 MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA 5 (MCC 5)

Outra possibilidade de operação do conversor TPTL-ZVS-PWM em modo de condução contínua e com razão cíclica pertencente ao intervalo $2/3 \leq D \leq 1$ é o MCC 5. Os estados topológicos das três primeiras etapas de operação referentes a este modo são apresentados na Figura 4.13 e os estados dos interruptores do conversor para as dezoito etapas de operação são dados na Tabela 4.9.

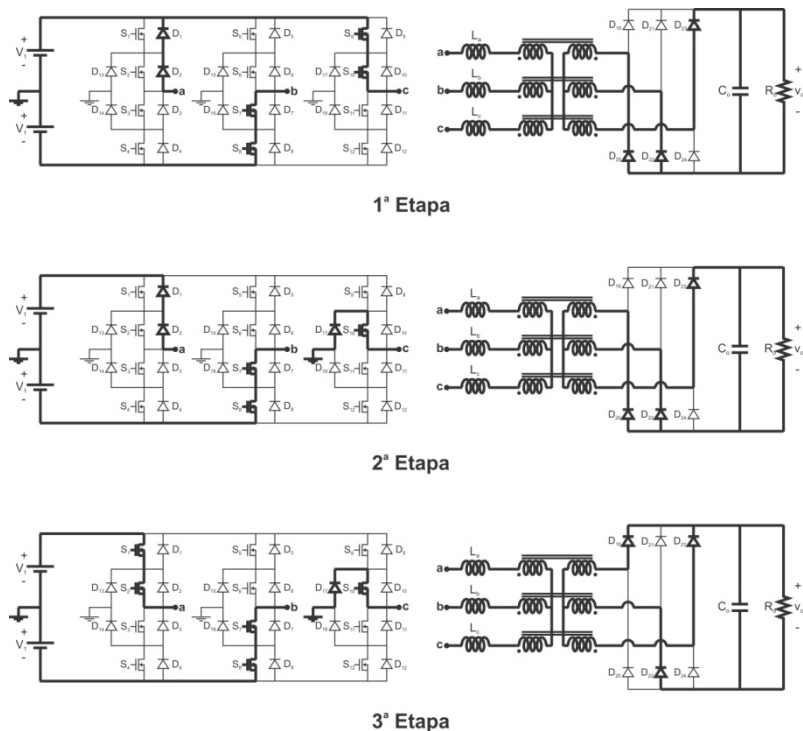


Figura 4.13 - Etapas de operação referentes ao MCC 5.

Tabela 4.9 - Estados dos interruptores referentes às dezoito etapas do MCC 5.

Etapa	Interruptores em Condução
1ª Etapa	S ₇ , S ₈ , S ₉ , S ₁₀ , D ₁ , D ₂ , D ₂₀ , D ₂₂ , D ₂₃
2ª Etapa	S ₇ , S ₈ , S ₁₀ , D ₁ , D ₂ , D ₁₇ , D ₂₀ , D ₂₂ , D ₂₃
3ª Etapa	S ₁ , S ₂ , S ₇ , S ₈ , S ₁₀ , D ₁₇ , D ₁₉ , D ₂₂ , D ₂₃
4ª Etapa	S ₁ , S ₂ , S ₇ , S ₈ , D ₁₁ , D ₁₂ , D ₁₉ , D ₂₂ , D ₂₃

Etapa	Interruptores em Condução
5ª Etapa	$S_1, S_2, S_7, D_{11}, D_{12}, D_{16}, D_{19}, D_{22}, D_{23}$
6ª Etapa	$S_1, S_2, S_7, S_{11}, S_{12}, D_{16}, D_{19}, D_{22}, D_{24}$
7ª Etapa	$S_1, S_2, S_{11}, S_{12}, D_5, D_6, D_{19}, D_{22}, D_{24}$
8ª Etapa	$S_2, S_{11}, S_{12}, D_5, D_6, D_{13}, D_{19}, D_{22}, D_{24}$
9ª Etapa	$S_2, S_5, S_6, S_{11}, S_{12}, D_{13}, D_{19}, D_{21}, D_{24}$
10ª Etapa	$S_5, S_6, S_{11}, S_{12}, D_3, D_4, D_{19}, D_{21}, D_{24}$
11ª Etapa	$S_5, S_6, S_{11}, D_3, D_4, D_{18}, D_{19}, D_{21}, D_{24}$
12ª Etapa	$S_3, S_4, S_5, S_6, S_{11}, D_{18}, D_{20}, D_{21}, D_{24}$
13ª Etapa	$S_3, S_4, S_5, S_6, D_9, D_{10}, D_{20}, D_{21}, D_{24}$
14ª Etapa	$S_3, S_4, S_6, D_9, D_{10}, D_{15}, D_{20}, D_{21}, D_{24}$
15ª Etapa	$S_3, S_4, S_6, S_9, S_{10}, D_{15}, D_{20}, D_{21}, D_{23}$
16ª Etapa	$S_3, S_4, S_9, S_{10}, D_7, D_8, D_{20}, D_{21}, D_{23}$
17ª Etapa	$S_3, S_9, S_{10}, D_7, D_8, D_{14}, D_{20}, D_{21}, D_{23}$
18ª Etapa	$S_3, S_7, S_8, S_9, S_{10}, D_{14}, D_{20}, D_{22}, D_{23}$

- 1ª Etapa ($t_0 - t_1$) – Assim que o interruptor S_3 é bloqueado, entram em condução os diodos D_1 e D_2 , dando início à primeira etapa de operação. No estágio retificador, encontram-se em condução os diodos D_{20} , D_{22} e D_{23} . Em $t = t_1$, o interruptor S_9 é bloqueado, dando fim a esta etapa.

- 2ª Etapa ($t_1 - t_2$) – Com o bloqueio de S_9 , entra em condução o diodo D_{17} . É importante observar que, para se obter comutação ZVS em S_1 e S_2 , estes devem ser comandados a conduzir durante a primeira ou segunda etapa. A segunda etapa acaba no instante em que a corrente i_{L_a} tem seu sentido invertido.

- 3ª Etapa ($t_2 - t_3$) – No instante $t = t_2$, a corrente i_{L_a} passa a circular por S_1 e S_2 . No estágio retificador, D_{20} é bloqueado e D_{19} entra em condução. A terceira etapa persiste até que S_{10} seja bloqueado.

A Figura 4.14 apresenta as principais formas de onda referentes à operação do conversor TPTL-ZVS-PWM no MCC 5.

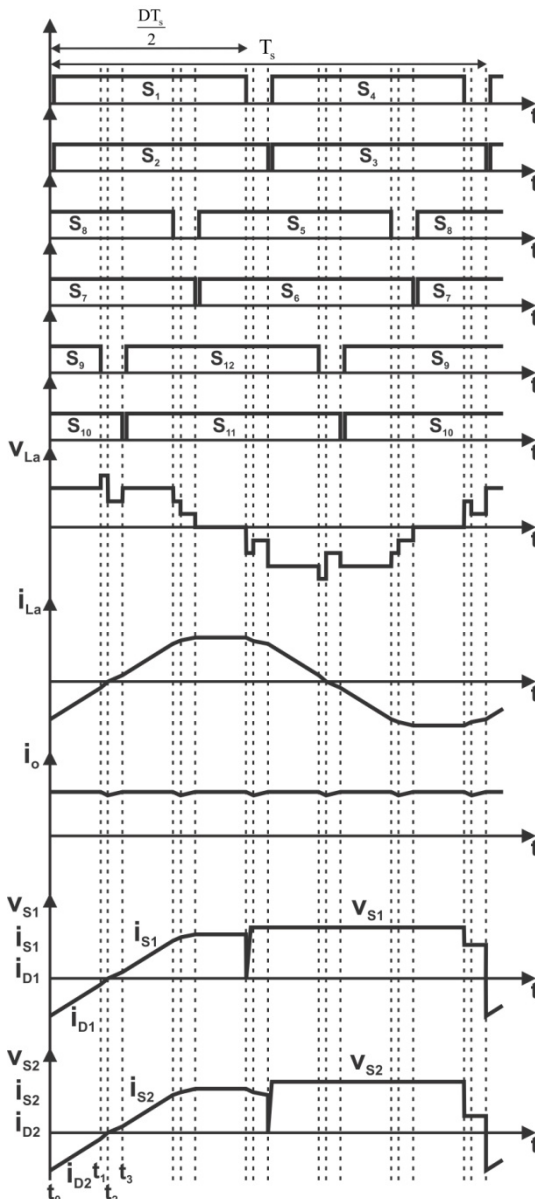


Figura 4.14 - Principais formas de onda referentes ao MCC 5.

Os valores de tensão sobre os indutores L_a , L_b e L_c , bem como as condições iniciais de corrente nesses componentes para as três primeiras etapas de operação, são apresentados na Tabela 4.10.

Tabela 4.10 - Valores de tensão e de corrente inicial nos indutores L_a , L_b e L_c para as três primeiras etapas de operação no MCC 5.

	L_a	L_b	L_c
Tensão 1ª Etapa	$\frac{2V_1 + nV_o}{3}$	$-\frac{4V_1 - nV_o}{3}$	$\frac{2V_1 - 2nV_o}{3}$
Tensão 2ª Etapa	$\frac{3V_1 + nV_o}{3}$	$-\frac{3V_1 - nV_o}{3}$	$-\frac{2nV_o}{3}$
Tensão 3ª Etapa	$\frac{3V_1 - nV_o}{3}$	$-\frac{3V_1 - 2nV_o}{3}$	$-\frac{nV_o}{3}$
Corrente Inicial 1ª Etapa	$-I_3$	$-I_5$	I_8
Corrente Inicial 2ª Etapa	$-I_4$	$-I_6$	I_1
Corrente Inicial 3ª Etapa	0	$-I_7$	I_2

As funções que regem o comportamento das correntes i_{L_a} , i_{L_b} e i_{L_c} durante a primeira etapa de operação são dadas por (4.159), (4.160) e (4.161), respectivamente.

$$i_{L_a}(t) = -I_3 + \frac{2V_1 + nV_o}{3L_{in}}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (4.159)$$

$$i_{L_b}(t) = -I_5 - \frac{4V_1 - nV_o}{3L_{in}}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (4.160)$$

$$i_{L_c}(t) = I_8 + \frac{2V_1 - 2nV_o}{3L_{in}}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (4.161)$$

Ao final da primeira etapa as funções anteriores têm seus valores dados por:

$$i_{L_a}(t_1) = -I_4 = -I_3 + \frac{2V_1 + nV_o}{3L_{in}}\Delta t_1 \quad (4.162)$$

$$i_{Lb}(t_1) = -I_6 = -I_5 - \frac{4V_1 - nV_o}{3L_{in}} \Delta t_1 \quad (4.163)$$

$$i_{Lc}(t_1) = I_1 = I_8 + \frac{2V_1 - 2nV_o}{3L_{in}} \Delta t_1 \quad (4.164)$$

Para a segunda etapa de operação, têm-se as funções (4.165), (4.166) e (4.167).

$$i_{La}(t) = -I_4 + \frac{3V_1 + nV_o}{3L_{in}}(t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (4.165)$$

$$i_{Lb}(t) = -I_6 - \frac{3V_1 - nV_o}{3L_{in}}(t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (4.166)$$

$$i_{Lc}(t) = I_1 - \frac{2nV_o}{3L_{in}}(t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (4.167)$$

No instante $t = t_2$, as funções (4.165), (4.166) e (4.167) possuem valores dados por (4.168), (4.169) e (4.170).

$$i_{La}(t_2) = 0 = -I_4 + \frac{3V_1 + nV_o}{3L_{in}} \Delta t_2 \quad (4.168)$$

$$i_{Lb}(t_2) = -I_7 = -I_6 - \frac{3V_1 - nV_o}{3L_{in}} \Delta t_2 \quad (4.169)$$

$$i_{Lc}(t_2) = I_2 = I_1 - \frac{2nV_o}{3L_{in}} \Delta t_2 \quad (4.170)$$

Finalmente, para a terceira etapa têm-se as funções (4.171), (4.172) e (4.173).

$$i_{La}(t) = \frac{3V_1 - nV_o}{3L_{in}}(t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (4.171)$$

$$i_{Lb}(t) = -I_7 - \frac{3V_1 - 2nV_o}{3L_{in}}(t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (4.172)$$

$$i_{Lc}(t) = I_2 - \frac{nV_o}{3L_{in}}(t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (4.173)$$

No fim da terceira etapa (4.171), (4.172) e (4.173) possuem valores dados por (4.174), (4.175) e (4.176).

$$i_{La}(t_3) = I_5 = \frac{3V_1 - nV_o}{3L_m} \Delta t_3 \quad (4.174)$$

$$i_{Lb}(t_3) = -I_8 = -I_7 - \frac{3V_1 - 2nV_o}{3L_m} \Delta t_3 \quad (4.175)$$

$$i_{Lc}(t_3) = I_3 = I_2 - \frac{nV_o}{3L_m} \Delta t_3 \quad (4.176)$$

As durações das três primeiras etapas de operação do conversor se relacionam com a razão cíclica de acordo com as igualdades (4.177) e (4.178).

$$3\Delta t_1 + 2\Delta t_2 + 2\Delta t_3 = \frac{DT_s}{2} \quad (4.177)$$

$$\Delta t_2 + \Delta t_3 = \frac{(1-D)T_s}{2} \quad (4.178)$$

O conjunto de equações formado por (4.162), (4.163), (4.168), (4.169), (4.174), (4.175), (4.19) – (4.21), (4.177) e (4.178) geram o sistema linear de interesse para a análise do MCC 5. A solução deste sistema é dada por (4.179) – (4.189).

$$I_1 = \frac{(9D - 12Dq - 16q^2 + 14q + 3)V_1}{54f_s L_m} \quad (4.179)$$

$$I_2 = \frac{(3D - 2q + 1)V_1}{18f_s L_m} \quad (4.180)$$

$$I_3 = \frac{(9D + 12Dq - 8q^2 - 14q + 3)V_1}{54f_s L_m} \quad (4.181)$$

$$I_4 = \frac{(3 + 2q)(5 - 3D - 4q)V_1}{54f_s L_m} \quad (4.182)$$

$$I_5 = \frac{(3-2q)(2-3D+2q)V_1}{27f_s L_{in}} \quad (4.183)$$

$$I_6 = \frac{(9D-3Dq-4q^2+8q-6)V_1}{27f_s L_{in}} \quad (4.184)$$

$$I_7 = \frac{(3D-2q+1)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (4.185)$$

$$I_8 = \frac{(15-9D+24Dq-16q^2-10q)V_1}{54f_s L_{in}} \quad (4.186)$$

$$\Delta t_1 = \frac{3D-2}{6f_s} \quad (4.187)$$

$$\Delta t_2 = \frac{5-3D-4q}{18f_s} \quad (4.188)$$

$$\Delta t_3 = \frac{2-3D+2q}{9f_s} \quad (4.189)$$

O valor médio da corrente de saída do conversor operando no MCC 5 pode ser determinado através da expressão (4.190).

$$I_o = \frac{3n[(I_1 + I_8)\Delta t_1 + (I_1 + I_2)\Delta t_2 + (I_7 + I_8)\Delta t_3]}{T_s} \quad (4.190)$$

Substituindo-se (4.179), (4.180), (4.185), (4.186), (4.187), (4.188) e (4.189) em (4.190), obtém-se (4.191).

$$I_o = \frac{(21D-9D^2-8q^2-1)nV_1}{54f_s L_{in}} \quad (4.191)$$

A equação (4.191) pode ser representada em termos da corrente de saída parametrizada dada por (2.4), resultando na igualdade (4.192).

$$\bar{I}_o = 7D - 3D^2 - \frac{8}{3}q^2 - \frac{1}{3} \quad (4.192)$$

Finalmente, o ganho estático para o conversor operando no MCC 5 pode ser obtido a partir da equação (4.193).

$$q = \sqrt{\frac{3}{8} \left(7D - 3D^2 - \frac{1}{3} - \bar{I}_o \right)} \quad (4.193)$$

Para que haja a ocorrência do MCC 5 as restrições (4.39), (4.40) e (4.41) devem ser satisfeitas. Com o auxílio destas restrições e das igualdades (4.187), (4.188) e (4.189), obtêm-se as inequações (4.194), (4.195) e (4.196), que fornecem as condições necessárias para que o conversor opere no MCC 5.

$$q \geq \frac{\sqrt{18 - 6\bar{I}_o}}{4} \quad (4.194)$$

$$q \leq \frac{1 + \sqrt{7 - 2\bar{I}_o}}{4} \quad (4.195)$$

$$\bar{I}_o \leq 2q - 4q^2 + 3 \quad (4.196)$$

As inequações (4.194), (4.195) e (4.196) fornecem a região destacada no gráfico da Figura 4.15, que corresponde à região em que o conversor TPTL-ZVS-PWM opera no MCC 5.

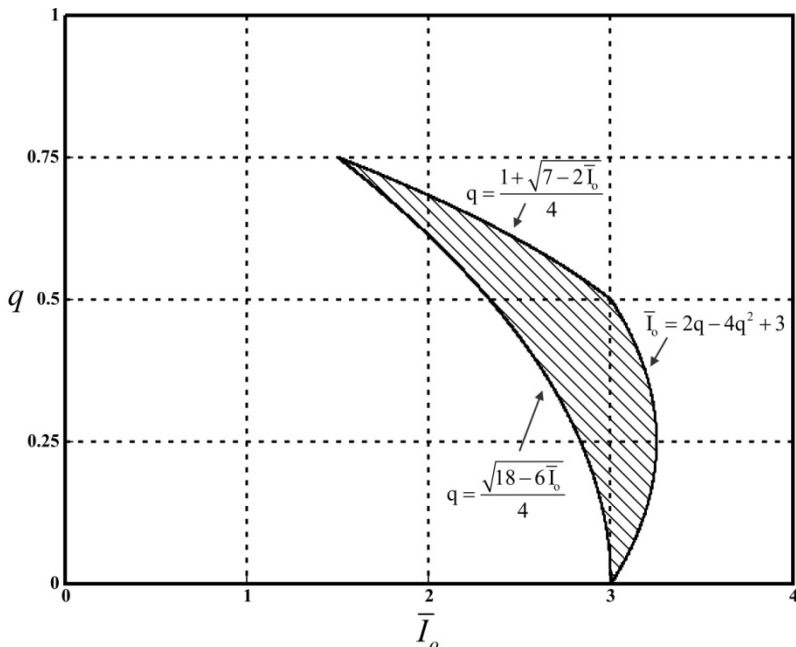


Figura 4.15 - Região de ocorrência do MCC 5.

4.7 MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA 6 (MCC 6)

A última possibilidade de operação do conversor em condução contínua e com razão cíclica pertencente ao intervalo $2/3 \leq D \leq 1$ é o MCC 6. A Figura 4.16 apresenta os estados topológicos das três primeiras etapas de operação e os estados dos interruptores para todas as dezoito etapas deste modo são fornecidos pela Tabela 4.11.

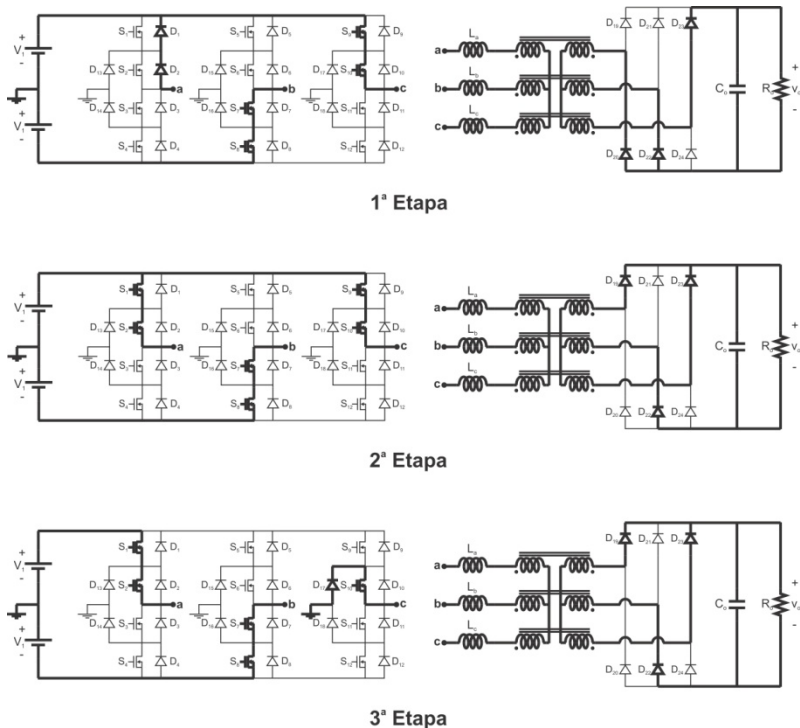


Figura 4.16 - Etapas de operação referentes ao MCC 6.

Tabela 4.11 - Estados dos interruptores referentes às dezoito etapas do MCC 6.

Etapa	Interruptores em Condução
1ª Etapa	$S_7, S_8, S_9, S_{10}, D_1, D_2, D_{20}, D_{22}, D_{23}$
2ª Etapa	$S_1, S_2, S_7, S_8, S_9, S_{10}, D_{19}, D_{22}, D_{23}$
3ª Etapa	$S_1, S_2, S_7, S_8, S_{10}, D_{17}, D_{19}, D_{22}, D_{23}$
4ª Etapa	$S_1, S_2, S_7, S_8, D_{11}, D_{12}, D_{19}, D_{22}, D_{23}$
5ª Etapa	$S_1, S_2, S_7, S_8, S_{11}, S_{12}, D_{19}, D_{22}, D_{24}$
6ª Etapa	$S_1, S_2, S_7, S_{11}, S_{12}, D_{16}, D_{19}, D_{22}, D_{24}$
7ª Etapa	$S_1, S_2, S_{11}, S_{12}, D_5, D_6, D_{19}, D_{22}, D_{24}$
8ª Etapa	$S_1, S_2, S_5, S_6, S_{11}, S_{12}, D_{19}, D_{21}, D_{24}$
9ª Etapa	$S_2, S_5, S_6, S_{11}, S_{12}, D_{13}, D_{19}, D_{21}, D_{24}$
10ª Etapa	$S_5, S_6, S_{11}, S_{12}, D_3, D_4, D_{19}, D_{21}, D_{24}$
11ª Etapa	$S_3, S_4, S_5, S_6, S_{11}, S_{12}, D_{20}, D_{21}, D_{24}$
12ª Etapa	$S_3, S_4, S_5, S_6, S_{11}, D_{18}, D_{20}, D_{21}, D_{24}$

Etapa	Interruptores em Condução
13ª Etapa	S ₃ , S ₄ , S ₅ , S ₆ , D ₉ , D ₁₀ , D ₂₀ , D ₂₁ , D ₂₄
14ª Etapa	S ₃ , S ₄ , S ₅ , S ₆ , S ₉ , S ₁₀ , D ₂₀ , D ₂₁ , D ₂₃
15ª Etapa	S ₃ , S ₄ , S ₆ , S ₉ , S ₁₀ , D ₁₅ , D ₂₀ , D ₂₁ , D ₂₃
16ª Etapa	S ₃ , S ₄ , S ₉ , S ₁₀ , D ₇ , D ₈ , D ₂₀ , D ₂₁ , D ₂₃
17ª Etapa	S ₃ , S ₄ , S ₇ , S ₈ , S ₉ , S ₁₀ , D ₂₀ , D ₂₂ , D ₂₃
18ª Etapa	S ₃ , S ₇ , S ₈ , S ₉ , S ₁₀ , D ₁₄ , D ₂₀ , D ₂₂ , D ₂₃

- 1ª Etapa ($t_0 - t_1$) – Em $t = t_0$, o interruptor S₃ é bloqueado, fazendo com que a corrente i_{La} passe a circular pelos diodos D₁ e D₂. No estágio retificador de saída, encontram-se em condução os diodos D₂₀, D₂₂ e D₂₃. É importante verificar que só se obtém comutação ZVS na entrada em condução dos interruptores S₁ e S₂ se estes forem comandados a conduzir no decorrer da primeira etapa de operação. Assim que a corrente i_{La} tem seu sentido invertido, a primeira etapa chega ao fim.

- 2ª Etapa ($t_1 - t_2$) – O fato de a corrente i_{La} ter se tornado positiva faz com que esta passe a circular pelos interruptores S₁ e S₂, e também implica o bloqueio do diodo D₂₀ e entrada em condução de D₁₉. No instante $t = t_2$, o interruptor S₉ é bloqueado, dando fim à segunda etapa.

- 3ª Etapa ($t_2 - t_3$) – O bloqueio de S₉ faz com que o diodo D₁₇ entre em condução, o que caracteriza o início da terceira etapa. No momento em que o interruptor S₁₀ é bloqueado, a terceira etapa acaba.

As principais formas de onda referentes ao funcionamento do conversor no MCC 6 são apresentadas na Figura 4.17.

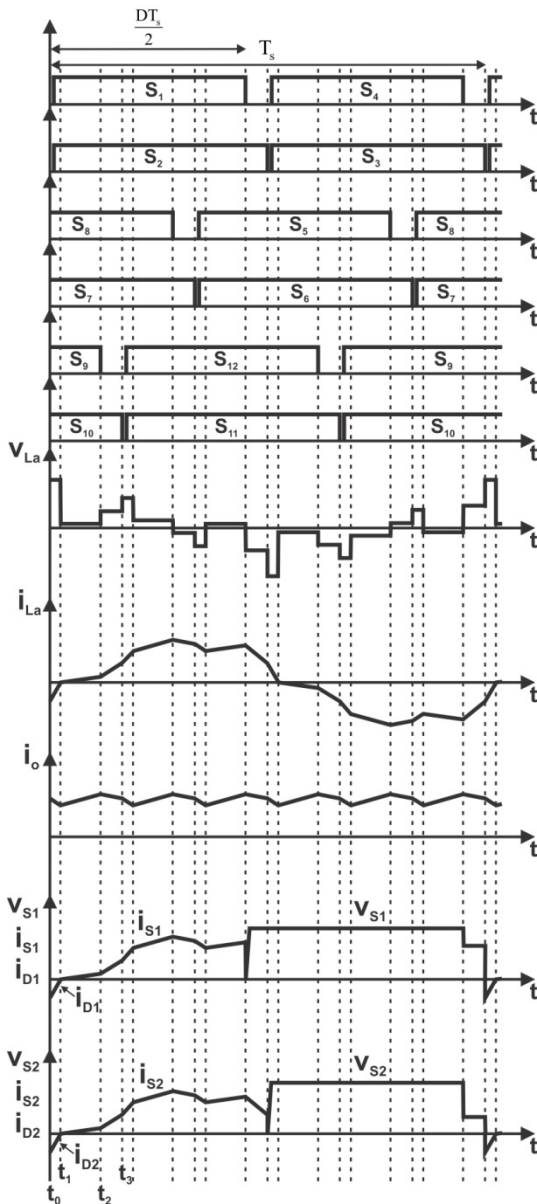


Figura 4.17 - Principais formas de onda referentes ao MCC 6.

A Tabela 4.12 fornece os valores de tensão a que estão submetidos os indutores L_a , L_b e L_c e também as condições iniciais de corrente nestes componentes para as três primeiras etapas de operação.

Tabela 4.12 - Valores de tensão e de corrente inicial nos indutores L_a , L_b e L_c para as três primeiras etapas de operação no MCC 6.

	L_a	L_b	L_c
Tensão	$\frac{2V_1 + nV_o}{3}$	$-\frac{4V_1 - nV_o}{3}$	$\frac{2V_1 - 2nV_o}{3}$
1ª Etapa			
Tensão	$\frac{2V_1 - nV_o}{3}$	$-\frac{4V_1 - 2nV_o}{3}$	$\frac{2V_1 - nV_o}{3}$
2ª Etapa			
Tensão	$\frac{3V_1 - nV_o}{3}$	$-\frac{3V_1 - 2nV_o}{3}$	$-\frac{nV_o}{3}$
3ª Etapa			
Corrente Inicial	$-I_4$	$-I_6$	I_1
1ª Etapa			
Corrente Inicial	0	$-I_7$	I_2
2ª Etapa			
Corrente Inicial	I_5	$-I_8$	I_3
3ª Etapa			

A partir dos valores apresentados na Tabela 4.12 é possível determinar as funções que regem o comportamento das correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} no decorrer da primeira etapa de operação, sendo estas dadas por (4.197), (4.198) e (4.199).

$$i_{La}(t) = -I_4 + \frac{2V_1 + nV_o}{3L_m}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (4.197)$$

$$i_{Lb}(t) = -I_6 - \frac{4V_1 - nV_o}{3L_m}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (4.198)$$

$$i_{Lc}(t) = I_1 + \frac{2V_1 - 2nV_o}{3L_m}(t - t_0) \quad t \in [t_0, t_1] \quad (4.199)$$

No instante $t = t_1$, as funções anteriores têm seus valores dados por (4.200), (4.201) e (4.202).

$$i_{La}(t_1) = 0 = -I_4 + \frac{2V_1 + nV_o}{3L_m}\Delta t_1 \quad (4.200)$$

$$i_{Lb}(t_1) = -I_7 = -I_6 - \frac{4V_1 - nV_o}{3L_{in}} \Delta t_1 \quad (4.201)$$

$$i_{Lc}(t_1) = I_2 = I_1 + \frac{2V_1 - 2nV_o}{3L_{in}} \Delta t_1 \quad (4.202)$$

Já para a segunda etapa de operação são válidas as funções (4.203), (4.204) e (4.205).

$$i_{La}(t) = \frac{2V_1 - nV_o}{3L_{in}} (t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (4.203)$$

$$i_{Lb}(t) = -I_7 - \frac{4V_1 - 2nV_o}{3L_{in}} (t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (4.204)$$

$$i_{Lc}(t) = I_2 + \frac{2V_1 - nV_o}{3L_{in}} (t - t_1) \quad t \in [t_1, t_2] \quad (4.205)$$

Os valores das correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} no final da segunda etapa são:

$$i_{La}(t_2) = I_5 = \frac{2V_1 - nV_o}{3L_{in}} \Delta t_2 \quad (4.206)$$

$$i_{Lb}(t_2) = -I_8 = -I_7 - \frac{4V_1 - 2nV_o}{3L_{in}} \Delta t_2 \quad (4.207)$$

$$i_{Lc}(t_2) = I_3 = I_2 + \frac{2V_1 - nV_o}{3L_{in}} \Delta t_2 \quad (4.208)$$

Com relação à terceira etapa de operação têm-se (4.209), (4.210) e (4.211).

$$i_{La}(t) = I_5 + \frac{3V_1 - nV_o}{3L_{in}} (t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (4.209)$$

$$i_{Lb}(t) = -I_8 - \frac{3V_1 - 2nV_o}{3L_{in}} (t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (4.210)$$

$$i_{Lc}(t) = I_3 - \frac{nV_o}{3L_{in}} (t - t_2) \quad t \in [t_2, t_3] \quad (4.211)$$

Os valores das funções (4.209), (4.210) e (4.211), no instante $t = t_3$, são dados por (4.212), (4.213) e (4.214).

$$i_{La}(t_3) = I_6 = I_5 + \frac{3V_1 - nV_o}{3L_{in}} \Delta t_3 \quad (4.212)$$

$$i_{Lb}(t_3) = -I_1 = -I_8 - \frac{3V_1 - 2nV_o}{3L_{in}} \Delta t_3 \quad (4.213)$$

$$i_{Lc}(t_3) = I_4 = I_3 - \frac{nV_o}{3L_{in}} \Delta t_3 \quad (4.214)$$

A razão cíclica se relaciona com as durações das três primeiras etapas de operação do conversor no MCC 6 segundo as expressões (4.215) e (4.216).

$$3\Delta t_1 + 3\Delta t_2 + 2\Delta t_3 = \frac{DT_s}{2} \quad (4.215)$$

$$\Delta t_3 = \frac{(1-D)T_s}{2} \quad (4.216)$$

Neste ponto da análise é possível determinar o sistema linear a ser resolvido, o qual é constituído pelas equações (4.200), (4.201), (4.206), (4.207), (4.212), (4.213), (4.19) – (4.21), (4.215) e (4.216). A solução deste sistema é apresentada no conjunto de igualdades (4.217) – (4.227).

$$I_1 = \frac{(5 - 3D + 6Dq - 8q^2)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (4.217)$$

$$I_2 = \frac{(1-q)V_1}{3f_s L_{in}} \quad (4.218)$$

$$I_3 = \frac{(1-q)(3D + 4q + 1)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (4.219)$$

$$I_4 = \frac{(1+q)(3D - 4q + 1)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (4.220)$$

$$I_5 = \frac{(1-q)(3D+4q-5)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (4.221)$$

$$I_6 = \frac{(4-6D+3Dq-4q^2+3q)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (4.222)$$

$$I_7 = \frac{(1-q)V_1}{3f_s L_{in}} \quad (4.223)$$

$$I_8 = \frac{(1-q)(3D+4q-2)V_1}{9f_s L_{in}} \quad (4.224)$$

$$\Delta t_1 = \frac{3D-4q+1}{12f_s} \quad (4.225)$$

$$\Delta t_2 = \frac{3D+4q-5}{12f_s} \quad (4.226)$$

$$\Delta t_3 = \frac{1-D}{2f_s} \quad (4.227)$$

A relação (4.228) fornece o valor médio da corrente de saída do conversor TPTL-ZVS-PWM operando no MCC 6.

$$I_o = \frac{3n[(I_1+I_2)\Delta t_1 + (I_7+I_8)\Delta t_2 + (I_1+I_8)\Delta t_3]}{T_s} \quad (4.228)$$

Substituindo-se (4.217), (4.218), (4.223), (4.224), (4.225), (4.226) e (4.227) em (4.228), obtém-se (4.229).

$$I_o = \frac{(18D-9D^2-16q^2+7)nV_1}{72f_s L_{in}} \quad (4.229)$$

A equação (4.229) pode ser representada em termos da corrente de saída parametrizada definida por (2.4), conforme (4.230).

$$\bar{I}_o = \frac{9}{2}D - \frac{9}{4}D^2 - 4q^2 + \frac{7}{4} \quad (4.230)$$

Isolando-se o ganho estático na igualdade (4.230), obtém-se (4.231), que fornece a característica de saída do conversor TPTL-ZVS-PWM para o MCC 6.

$$q = \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{9}{2} D - \frac{9}{4} D^2 + \frac{7}{4} - \bar{I}_o \right)} \quad (4.231)$$

Resta ainda verificar as condições para a ocorrência do MCC 6. Para tal, as restrições (4.39), (4.40) e (4.41) devem ser satisfeitas. Com base nestas restrições e com a utilização das igualdades (4.225), (4.226) e (4.227), obtêm-se as inequações (4.232), (4.233) e (4.234).

$$\bar{I}_o \geq 8q(1-q) \quad (4.232)$$

$$q \geq \frac{1 + \sqrt{7 - 2\bar{I}_o}}{4} \quad (4.233)$$

$$q \leq \frac{\sqrt{4 - \bar{I}_o}}{2} \quad (4.234)$$

A região destacada no gráfico da Figura 4.18 é obtida a partir das inequações (4.232), (4.233) e (4.234), sendo que esta corresponde à região de ocorrência do MCC 6.

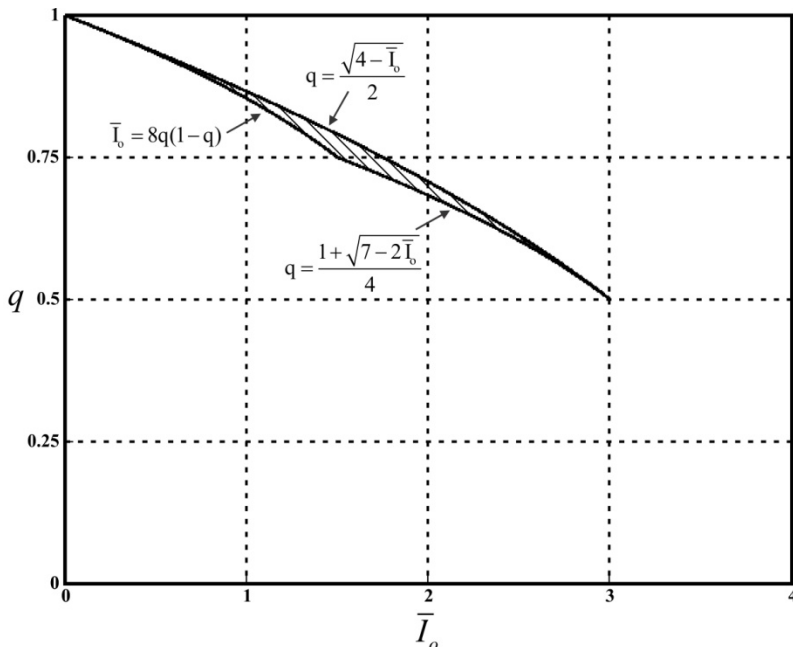


Figura 4.18 - Região de ocorrência do MCC 6.

4.8 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA DO CONVERSOR TPTL-ZVS-PWM

A partir das expressões (3.38), (3.79), (3.110), (3.146), (3.184), (3.215), (3.251), (4.38), (4.79), (4.117), (4.155), (4.193) e (4.231) é possível traçar o gráfico da característica de saída do conversor para os treze modos de operação abordados anteriormente, estando este apresentado na Figura 4.19. As linhas tracejadas representam as fronteiras entre cada um dos modos de operação e as linhas contínuas o ganho estático em função da corrente de saída parametrizada.

4.9 CONCLUSÃO

No decorrer deste capítulo é realizada a análise estática do conversor TPTL-ZVS-PWM operando em condução contínua. Foram observados seis modos distintos de operação em condução contínua, sendo que em todos eles há a possibilidade da obtenção de comutação suave do tipo ZVS nos doze interruptores do circuito (restrições devem ser atendidas para a obtenção da comutação suave, conforme descrito no Capítulo 6).

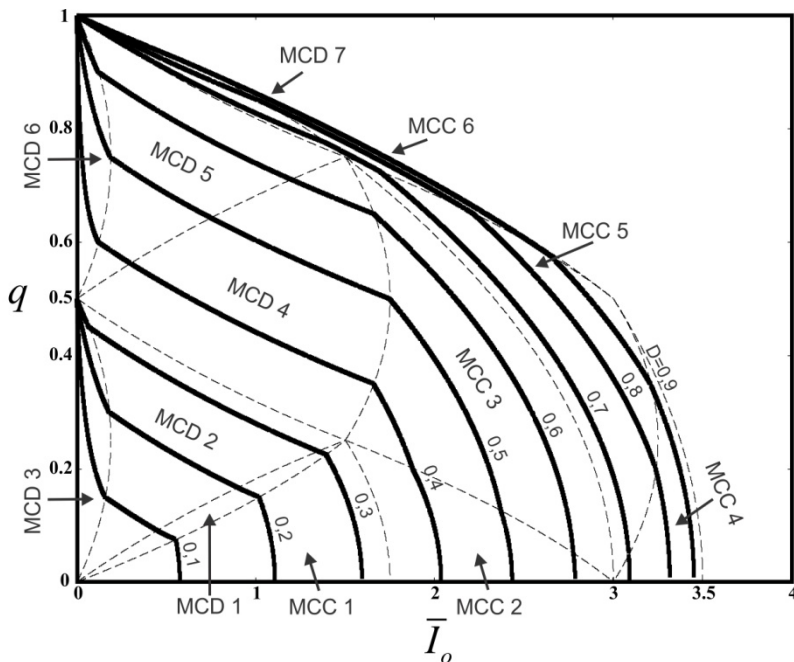


Figura 4.19 - Característica de saída completa do conversor TPTL-ZVS-PWM.

Observa-se uma baixa ondulação relativa presente na corrente de saída do conversor antes do filtro capacitivo, sendo esta uma das grandes vantagens da topologia proposta, exigindo esforços reduzidos de filtragem.

O gráfico completo da característica de saída do conversor também é apresentado, englobando tanto os modos de condução contínua como os de condução descontínua. Estas curvas fornecem uma visão geral acerca do funcionamento estático do conversor, sendo uma ferramenta importante para o seu projeto e um instrumento que agrega as inúmeras equações determinadas durante a análise de forma a auxiliar no entendimento deste complexo conversor.

ANÁLISE DINÂMICA DO CONVERSOR TPTL-ZVS-PWM

5.1 INTRODUÇÃO

Diversas aplicações requerem um conversor capaz de manter sua tensão de saída regulada em um determinado valor. Observando-se o gráfico da característica de saída do conversor TPTL-ZVS-PWM apresentado na Figura 4.19, é possível verificar que o valor da tensão depende do valor da corrente drenada pela carga. Logo, faz-se necessário o controle da tensão de saída do conversor, a fim de compensar as variações de carga através do ajuste da razão cíclica.

Para o projeto adequado do compensador de tensão, necessita-se determinar a função de transferência que fornece o comportamento dinâmico da tensão v_o causado por variações na razão cíclica, doravante denominada planta de tensão. Devido ao comportamento não linear do conversor, a determinação desta planta é realizada a partir da linearização da operação deste em um dado ponto quiescente. A técnica de transformação fasorial apresentada em [28] é utilizada para a análise dinâmica da estrutura.

Inicialmente, realiza-se uma análise estática aproximada da operação do conversor em modo de condução contínua considerando as componentes fundamentais das grandezas envolvidas entre os estágios de inversão e de retificação. Isso porque o emprego da técnica de transformação fasorial exige grandezas sinusoidais. Sendo assim, tem-se consciência de que o resultado desta análise é fruto de uma aproximação, mas conforme exposto no decorrer deste capítulo, este resultado é bastante satisfatório no sentido em que fornece uma planta capaz de prover os parâmetros necessários para o projeto adequado de um compensador de tensão.

5.2 ANÁLISE ESTÁTICA APROXIMADA DO CONVERSOR TPTL-ZVS-PWM

O estágio de potência do conversor TPTL-ZVS-PWM, com alguns pontos de interesse destacados (“ R_a ”, “ R_b ”, “ R_c ”, “ g ” e “ g' ”), é apresentado na Figura 5.1.

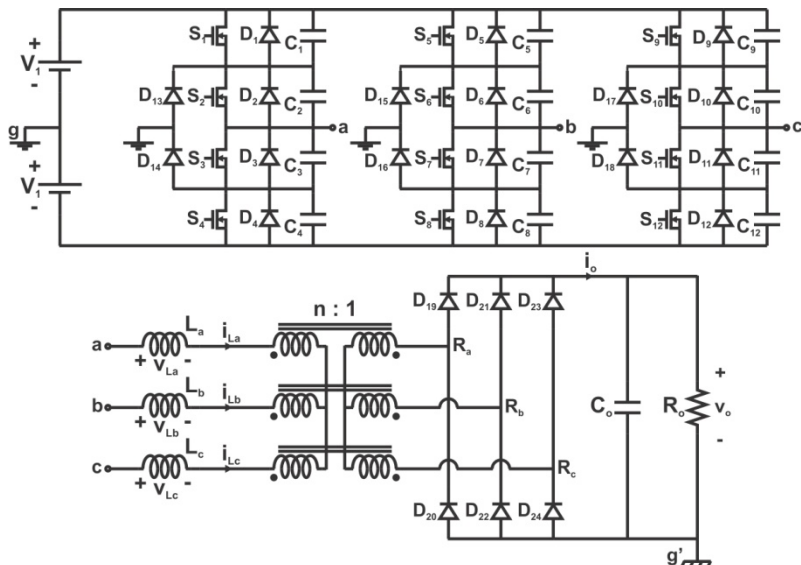


Figura 5.1 - Estágio de potência do conversor TPTL-ZVS-PWM com pontos de interesse destacados.

5.2.1. Tensão Imposta pelo Retificador de Saída

Para a determinação das componentes fundamentais de tensão nos pontos “ R_a ”, “ R_b ” e “ R_c ” do conversor é necessário conhecer as formas de onda destas grandezas nos referidos nós. A abordagem utilizada segue a análise apresentada em [29].

Seja a função $\text{sgn}(x)$ definida por (5.1).

$$\text{sgn}(x) \triangleq \begin{cases} 1, & \text{se } x > 0 \\ -1, & \text{se } x < 0 \\ 0, & \text{se } x = 0 \end{cases} \quad (5.1)$$

As tensões nos pontos “ R_a ”, “ R_b ” e “ R_c ” em relação ao ponto “ g ” são dadas pelo conjunto de expressões (5.2).

$$\begin{aligned}
 v_{Rag'} &= \frac{V_o}{2} + \frac{V_o}{2} \operatorname{sgn}(i_{La}) \\
 v_{Rbg'} &= \frac{V_o}{2} + \frac{V_o}{2} \operatorname{sgn}(i_{Lb}) \\
 v_{Rcg'} &= \frac{V_o}{2} + \frac{V_o}{2} \operatorname{sgn}(i_{Lc})
 \end{aligned} \tag{5.2}$$

Já a tensão de modo comum (entre os pontos “g” e “g'”) é dada pela equação (5.3).

$$v_{gg'} = \frac{V_o}{2} + \frac{V_o}{6} [\operatorname{sgn}(i_{La}) + \operatorname{sgn}(i_{Lb}) + \operatorname{sgn}(i_{Lc})] \tag{5.3}$$

Sejam as definições das tensões v_{Rag} , v_{Rbg} e v_{Rcg} apresentadas em (5.4).

$$\begin{aligned}
 v_{Rag} &\triangleq v_{Rag'} - v_{gg'} \\
 v_{Rbg} &\triangleq v_{Rbg'} - v_{gg'} \\
 v_{Rcg} &\triangleq v_{Rcg'} - v_{gg'}
 \end{aligned} \tag{5.4}$$

Substituindo-se (5.2) e (5.3) em (5.4) obtém-se (5.5).

$$\begin{aligned}
 v_{Rag} &= \frac{V_o}{2} \operatorname{sgn}(i_{La}) - \frac{V_o}{6} [\operatorname{sgn}(i_{La}) + \operatorname{sgn}(i_{Lb}) + \operatorname{sgn}(i_{Lc})] \\
 v_{Rbg} &= \frac{V_o}{2} \operatorname{sgn}(i_{Lb}) - \frac{V_o}{6} [\operatorname{sgn}(i_{La}) + \operatorname{sgn}(i_{Lb}) + \operatorname{sgn}(i_{Lc})] \\
 v_{Rcg} &= \frac{V_o}{2} \operatorname{sgn}(i_{Lc}) - \frac{V_o}{6} [\operatorname{sgn}(i_{La}) + \operatorname{sgn}(i_{Lb}) + \operatorname{sgn}(i_{Lc})]
 \end{aligned} \tag{5.5}$$

A partir de (5.5) é possível determinar a forma de onda da tensão v_{Rag} , conforme apresentado na Figura 5.2. As tensões v_{Rbg} e v_{Rcg} são análogas à v_{Rag} , exceto pela existência da defasagem de 120° entre elas. Logo, basta a análise de apenas uma das componentes fundamentais destas tensões, dado que as outras duas são equivalentes, estando apenas adequadamente defasadas.

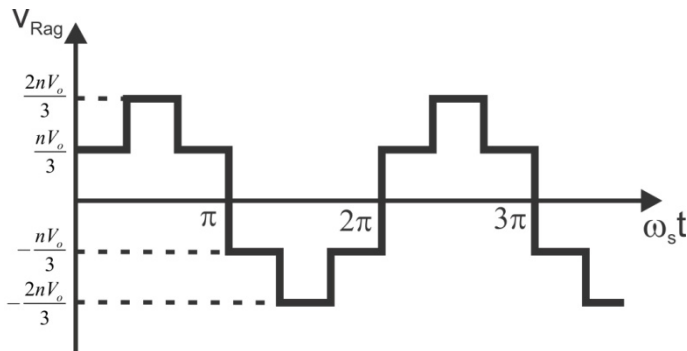


Figura 5.2 - Forma de onda da tensão v_{Rag} .

A função v_{Rag} , apresentada no gráfico da Figura 5.2, pode ser expandida por série de Fourier, cujo resultado, considerando apenas a componente fundamental, é dado por (5.6). Como as tensões nos pontos “R_b” e “R_c” são idênticas ao ponto “R_a”, exceto pela defasagem de 120° entre cada uma delas, é possível obter as funções v_{Rbg} e v_{Rcg} também representadas apenas pela componente fundamental, conforme (5.6).

$$\begin{aligned} v_{Rag} &= v_{Rag1} = V_{o1} \text{sen}(\omega_s t) \\ v_{Rbg} &= v_{Rbg1} = V_{o1} \text{sen}(\omega_s t - 120^\circ) \\ v_{Rcg} &= v_{Rcg1} = V_{o1} \text{sen}(\omega_s t + 120^\circ) \end{aligned} \quad (5.6)$$

Onde:

$$V_{o1} = \frac{2nV_o}{\pi} \quad (5.7)$$

Sabendo-se que a ponte retificadora impõe corrente e tensão em fase é possível determinar as correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} , considerando apenas a componente fundamental, conforme (5.8).

$$\begin{aligned} i_{La} &\approx i_{La1} = I_{s1} \text{sen}(\omega_s t) \\ i_{Lb} &\approx i_{Lb1} = I_{s1} \text{sen}(\omega_s t - 120^\circ) \\ i_{Lc} &\approx i_{Lc1} = I_{s1} \text{sen}(\omega_s t + 120^\circ) \end{aligned} \quad (5.8)$$

Seja a resistência equivalente R_{eq} que representa o funcionamento da ponte retificadora definida por (5.9).

$$R_{eq} \triangleq \frac{V_{o1}}{I_{s1}} \quad (5.9)$$

O fasor \dot{I}_{s1} , dado por (5.10), corresponde à componente fundamental da corrente drenada da fase “a” do conversor. Vale mencionar que, diferentemente da convenção usual adotada na análise de circuitos operando em regime permanente senoidal, onde se toma como referência para o fasor a função cosseno, será tomada como referência para a presente análise a função seno. Isso significa que a convenção aqui adotada encontra-se defasada de 90° da convenção usual. Apesar desta defasagem, é possível demonstrar que esta escolha não altera o resultado final.

$$\dot{I}_{s1} = \frac{|\dot{V}_{s1}|}{\sqrt{R_{eq}^2 + (\omega L_{in})^2}} |0^\circ \quad (5.10)$$

Onde:

$|\dot{V}_{s1}|$ - módulo da componente fundamental da tensão gerada pela célula de comutação nos pontos “a”, “b” e “c”.

Para que (5.10) seja verdadeira é importante notar que a referência (0°) de ω_{st} é coincidente com o fasor da corrente i_{La} , sendo que esta convenção será adotada no decorrer desta análise.

Substituindo-se (5.10) em (5.9) obtém-se a equação (5.11) que fornece o valor da resistência equivalente da ponte retificadora.

$$R_{eq} = \frac{\omega L_{in} V_{o1}}{\sqrt{|\dot{V}_{s1}|^2 - V_{o1}^2}} \quad (5.11)$$

A igualdade (5.11) só é válida caso a restrição (5.12) seja satisfeita.

$$|\dot{V}_{s1}| > V_{o1} \quad (5.12)$$

5.2.2. Tensão Imposta pela Célula de Três Níveis

O resultado da análise do retificador de saída do conversor depende da componente fundamental da tensão imposta pela célula de comutação de três níveis nos pontos “a”, “b” e “c” do circuito da Figura 5.1, com relação ao ponto “g”. Para a determinação da referida componente fundamental é necessário conhecer o comportamento da

tensão em tais pontos, sendo a tensão v_{ag} apresentada no gráfico da Figura 5.3, para o caso em que o conversor opera no modo de condução contínua.

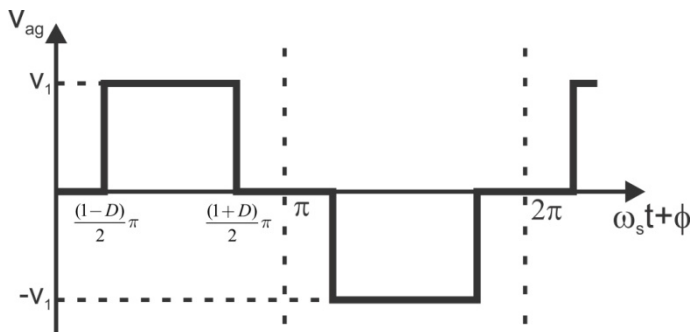


Figura 5.3 - Forma de onda da tensão v_{ag} .

As tensões v_{ag} , v_{bg} e v_{cg} são equivalentes, exceto pela existência de uma defasagem de 120° entre elas. Logo, é possível determinar as tensões nos pontos “b” e “c” em relação ao ponto “g” a partir do gráfico da Figura 5.3, aplicando-se as respectivas defasagens.

A função v_{ag} pode ser expandida por série de Fourier, conforme (5.13).

$$v_{ag}(t) = a_o + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(k\omega_s t) + b_k \sen(k\omega_s t)] \quad (5.13)$$

Onde:

$$a_o = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{ag}(t) d(\omega_s t) \quad (5.14)$$

$$a_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_{ag}(t) \cos(k\omega_s t) d(\omega_s t) \quad (5.15)$$

$$b_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_{ag}(t) \sen(k\omega_s t) d(\omega_s t) \quad (5.16)$$

Como v_{ag} é uma função ímpar, as igualdades (5.14), (5.15) e (5.16) se resumem a (5.17), (5.18) e (5.19).

$$a_o = 0 \quad (5.17)$$

$$a_k = 0 \quad (5.18)$$

$$b_k = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi v_{ag}(t) \text{sen}(k\omega_s t) d(\omega_s t) \quad (5.19)$$

Resolvendo-se a integral (5.19), obtém-se (5.20).

$$b_k = \begin{cases} \frac{4V_1}{k\pi} \text{sen}\left(Dk \frac{\pi}{2}\right), & \text{se } k = (2i + 1) \\ 0, & \text{se } k \text{ é par} \\ -\frac{4V_1}{k\pi} \text{sen}\left(Dk \frac{\pi}{2}\right), & \text{se } k = (2i + 3) \end{cases} \quad i = 1, 2, 3, \dots \quad (5.20)$$

Logo, a componente fundamental da tensão v_{ag} é dada por (5.21).

$$v_{ag1} = V_{s1} = \frac{4V_1}{\pi} \text{sen}\left(\frac{D\pi}{2}\right) \text{sen}(\omega_s t + \phi) \quad (5.21)$$

A expressão (5.22) contém a representação fasorial de V_{s1} , cujo módulo é apresentado em (5.23) e fase em (5.24).

$$\dot{V}_{s1} = \frac{4V_1}{\pi} \text{sen}\left(\frac{D\pi}{2}\right) \underline{\underline{\phi}} \quad (5.22)$$

$$|\dot{V}_{s1}| = \frac{4V_1}{\pi} \text{sen}\left(\frac{D\pi}{2}\right) \quad (5.23)$$

$$\phi = \text{tg}^{-1}\left(\frac{\omega_s L_{in}}{R_{eq}}\right) \quad (5.24)$$

5.2.3. Característica de Saída Aproximada para Operação em Condução Contínua

Com base nas análises do retificador de saída e da célula de comutação de três níveis apresentadas anteriormente é possível determinar a característica de saída aproximada do conversor TPTL-ZVS-PWM, quando este opera em condução contínua.

Substituindo-se (5.9) em (5.10), obtém-se (5.25).

$$\dot{I}_{s1} = \frac{\sqrt{|\dot{V}_{s1}|^2 - V_{o1}^2}}{\omega_s L_{in}} \angle 0^\circ \quad (5.25)$$

Logo, o módulo do fasor \dot{I}_{s1} é dado por (5.26).

$$|\dot{I}_{s1}| = \frac{\sqrt{|\dot{V}_{s1}|^2 - V_{o1}^2}}{\omega_s L_{in}} \quad (5.26)$$

Substituindo-se (5.23) e (5.7) em (5.26), obtém-se (5.27).

$$|\dot{I}_{s1}| = \frac{2\sqrt{4V_1^2 \text{sen}^2\left(\frac{D\pi}{2}\right) - (nV_o)^2}}{\pi\omega_s L_{in}} \quad (5.27)$$

É possível representar o módulo do fasor \dot{I}_{s1} , dado por (5.27), em função do ganho estático “q” definido por (2.3), conforme (5.28).

$$|\dot{I}_{s1}| = \frac{4V_1}{\pi\omega_s L_{in}} \sqrt{\text{sen}^2\left(\frac{D\pi}{2}\right) - q^2} \quad (5.28)$$

Para o caso de forma de onda sinusoidal é possível determinar que o valor médio de corrente na saída da ponte retificadora a diodos é dado pela expressão (5.29).

$$I_o = \frac{3n}{\pi} |\dot{I}_{s1}| \quad (5.29)$$

Substituindo-se (5.28) em (5.29), obtém-se a equação (5.30).

$$I_o = \frac{12nV_1}{\pi^2\omega_s L_{in}} \sqrt{\text{sen}^2\left(\frac{D\pi}{2}\right) - q^2} \quad (5.30)$$

A partir da definição da corrente de saída parametrizada (2.4) e da igualdade (5.30) é possível determinar (5.31).

$$\bar{I}_o = \frac{108}{\pi^3} \sqrt{\text{sen}^2\left(\frac{D\pi}{2}\right) - q^2} \quad (5.31)$$

Isolando-se o ganho estático na expressão (5.31), obtém-se a equação (5.32), que fornece a característica de saída aproximada do conversor TPTL-ZVS-PWM, quando este opera em condução contínua.

$$q = \sqrt{\text{sen}^2\left(\frac{D\pi}{2}\right) - \left(\frac{\pi^3}{108} \bar{I}_o\right)^2} \quad (5.32)$$

As linhas contínuas do gráfico da Figura 5.4 apresentam a característica de saída aproximada do conversor TPTL-ZVS-PWM. Já as linhas tracejadas correspondem às curvas da característica de saída exata. É possível observar que a análise aproximada fornece resultados satisfatórios para a representação estática do conversor em condução contínua.

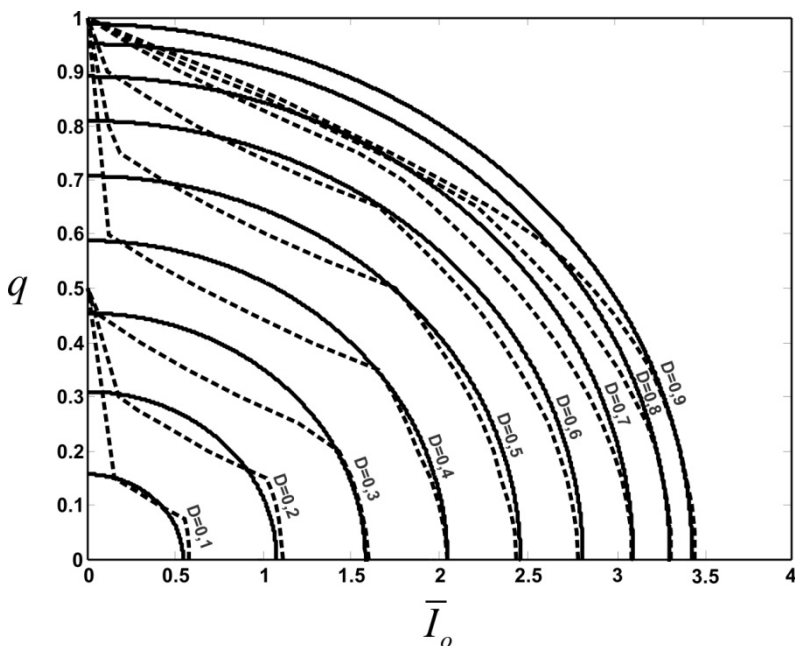


Figura 5.4 - Característica de saída do conversor TPTL-ZVS-PWM: análise aproximada (linhas contínuas); análise exata (linhas tracejadas).

5.3 DETERMINAÇÃO DA PLANTA DE TENSÃO DO CONVERSOR

O circuito equivalente do conversor TPTL-ZVS-PWM, considerando a componente fundamental da tensão gerada pela célula de

três níveis e a ponte retificadora como sendo uma resistência equivalente, é apresentado na Figura 5.5.

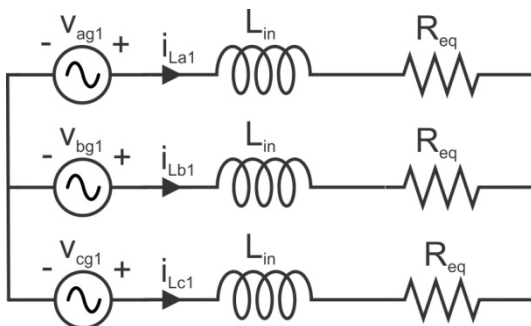


Figura 5.5 - Circuito equivalente do conversor TPTL-ZVS-PWM para a análise dinâmica.

A partir do método apresentado em [28], obtém-se a equação diferencial (5.33) que relaciona as grandezas representadas por fasores instantâneos.

$$-\bar{v}_{kg1} + j\omega_s L_{in} \bar{i}_{Lk1} + R_{eq} \bar{i}_{Lk1} + L_{in} \frac{d\bar{i}_{Lk1}}{dt} = 0 \quad k=a, b, c. \quad (5.33)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace à equação (5.33), obtém-se (5.34).

$$\frac{\bar{i}_{Lk1}}{\bar{v}_{kg1}} = \frac{1}{L_{in}} \left(s + \frac{R_{eq}}{L_{in}} - j\omega_s \right) \quad k=a, b, c. \quad (5.34)$$

$$s^2 + \frac{2R_{eq}}{L_{in}} s + \omega_s^2 + \frac{R_{eq}^2}{L_{in}^2}$$

Os fasores instantâneos de corrente podem ser representados da forma apresentada em (5.35).

$$\bar{i}_{Lk1} = i_{LkR} + j i_{LkI} \quad k=a, b, c. \quad (5.35)$$

Onde:

- i_{LkR} – componente real do fasor instantâneo \bar{i}_{Lk1} .
- i_{LkI} – componente imaginária do fasor instantâneo \bar{i}_{Lk1} .

Estas mesmas correntes, em regime permanente, são dadas por (5.36).

$$\bar{I}_{Lk1} = I_{LkR} + j I_{LkI} \quad k=a,b,c. \quad (5.36)$$

Tomando-se como referência (0°) a corrente i_{La1} , tem-se que:

$$I_{LkR} = I_s \quad k=a,b,c. \quad (5.37)$$

$$I_{LkI} = 0 \quad k=a,b,c. \quad (5.38)$$

Devido à referência adotada, a componente fundamental das tensões geradas pela célula de três níveis é dada por (5.39).

$$\bar{v}_{kg1} = |\bar{v}_{kg1}| \angle \phi \quad k=a,b,c. \quad (5.39)$$

Onde:

$$|\bar{v}_{kg1}| = v_s \quad k=a,b,c. \quad (5.40)$$

O ângulo ϕ pode ser determinado pela igualdade (5.24) e a equação (5.39) pode ser reescrita por (5.41).

$$\bar{v}_{kg1} = \frac{v_s}{\sqrt{R_{eq}^2 + (\omega_s L_{in})^2}} (R_{eq} + j\omega_s L_{in}) \quad k=a,b,c. \quad (5.41)$$

Substituindo-se (5.41) em (5.34), obtém-se (5.42).

$$\bar{i}_{Lk1} = \frac{\frac{1}{L_{in}} \left(s + \frac{R_{eq}}{L_{in}} - j\omega_s \right)}{\left(s^2 + \frac{2R_{eq}}{L_{in}} s + \omega_s^2 + \frac{R_{eq}^2}{L_{in}^2} \right)} \frac{v_s (R_{eq} + j\omega_s L_{in})}{\sqrt{R_{eq}^2 + (\omega_s L_{in})^2}} \quad (5.42)$$

$$k=a,b,c.$$

Sabe-se que:

$$\left| \hat{i}_{Lk1} \right| = \frac{I_{LkR} \hat{i}_{LkR} + I_{LkI} \hat{i}_{LkI}}{|\bar{I}_{Lk1}|} \quad k=a,b,c. \quad (5.43)$$

Mas:

$$I_{LkR} = \frac{V_s}{\sqrt{R_{eq}^2 + (\omega L_{in})^2}} \quad k = a, b, c. \quad (5.44)$$

$$I_{LkI} = 0 \quad k = a, b, c. \quad (5.45)$$

Logo:

$$|\bar{I}_{Lk1}| = \frac{V_s}{\sqrt{R_{eq}^2 + (\omega_s L_{in})^2}} \quad k = a, b, c. \quad (5.46)$$

Aplicando-se uma perturbação em (5.42), obtêm-se (5.47) e (5.48).

$$\hat{i}_{LkR} = \frac{\frac{1}{L_{in}^2} [R_{eq} L_{in} s + R_{eq}^2 + (\omega_s L_{in})^2]}{\sqrt{R_{eq}^2 + (\omega_s L_{in})^2} \left(s^2 + \frac{2R_{eq}}{L_{in}} s + \omega_s^2 + \frac{R_{eq}^2}{L_{in}^2} \right)} \hat{v}_s \quad (5.47)$$

$k = a, b, c.$

$$\hat{i}_{LkI} = \frac{s \omega_s}{\sqrt{R_{eq}^2 + (\omega_s L_{in})^2} \left(s^2 + \frac{2R_{eq}}{L_{in}} s + \omega_s^2 + \frac{R_{eq}^2}{L_{in}^2} \right)} \hat{v}_s \quad (5.48)$$

$k = a, b, c.$

Substituindo-se (5.44), (5.45), (5.46), (5.47) e (5.48) em (5.43), obtêm-se (5.49).

$$\left| \hat{i}_{Lk1} \right| = \frac{\frac{1}{L_{in}^2} [R_{eq} L_{in} s + R_{eq}^2 + (\omega_s L_{in})^2]}{\sqrt{R_{eq}^2 + (\omega_s L_{in})^2} \left(s^2 + \frac{2R_{eq}}{L_{in}} s + \omega_s^2 + \frac{R_{eq}^2}{L_{in}^2} \right)} \hat{v}_s \quad (5.49)$$

$k = a, b, c.$

Aplicando-se uma perturbação em (5.29), obtêm-se (5.50).

$$\hat{i}_o = \frac{3n}{\pi} \left| \hat{i}_{Lk1} \right| \quad k = a, b, c. \quad (5.50)$$

Substituindo-se (5.49) em (5.50), obtêm-se (5.51).

$$\hat{i}_o = \frac{\frac{3n}{\pi L_{in}^2} \left[R_{eq} L_{in} s + R_{eq}^2 + (\omega_s L_{in})^2 \right]}{\sqrt{R_{eq}^2 + (\omega_s L_{in})^2} \left(s^2 + \frac{2R_{eq}}{L_{in}} s + \omega_s^2 + \frac{R_{eq}^2}{L_{in}^2} \right)} \hat{v}_s \quad (5.51)$$

Resta ainda verificar a influência de perturbações de razão cíclica na componente fundamental da tensão gerada pela célula de três níveis. Com base em (5.23), determina-se (5.52).

$$\hat{v}_s = \frac{\partial |\dot{V}_{s1}|}{\partial D} \hat{d} = 2V_1 \cos\left(D \frac{\pi}{2}\right) \hat{d} \quad (5.52)$$

A função de transferência (5.53) é obtida substituindo-se (5.52) em (5.51).

$$\frac{\hat{i}_o}{\hat{d}} = \frac{\frac{6nV_1 \cos\left(D \frac{\pi}{2}\right)}{\pi L_{in}^2} \left[R_{eq} L_{in} s + R_{eq}^2 + (\omega_s L_{in})^2 \right]}{\sqrt{R_{eq}^2 + (\omega_s L_{in})^2} \left(s^2 + \frac{2R_{eq}}{L_{in}} s + \omega_s^2 + \frac{R_{eq}^2}{L_{in}^2} \right)} \quad (5.53)$$

Para a determinação da função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica será considerado que o filtro de saída e o restante do conversor estão desacoplados. Logo, perturbações na tensão de saída que implicam variações na resistência equivalente R_{eq} , alterando ganhos, pólos e zeros da planta não estão sendo consideradas na função de transferência (5.53). Isso significa que o modelo é fruto de uma simplificação que, apesar de consciente, certamente fornecerá resultados divergentes da realidade. O que se espera é que, caso a dinâmica do filtro de saída seja relativamente mais lenta que o estágio de inversão/retificação do conversor, esta aproximação trará resultados satisfatórios.

A Figura 5.6 apresenta o circuito equivalente do estágio de saída do conversor, onde a fonte de corrente representa o funcionamento dos estágios de inversão e retificação, conforme (5.53), e o capacitor e o resistor representam o filtro de saída puramente capacitivo e a carga.

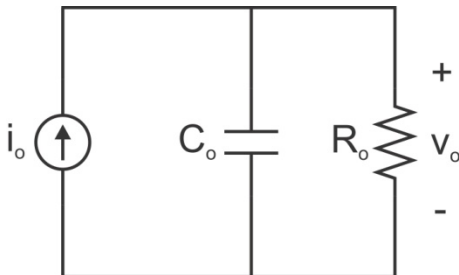


Figura 5.6 - Circuito equivalente para o estágio de saída do conversor.

A relação entre a tensão na saída do conversor e a corrente i_o pode ser verificada pela análise do circuito equivalente da Figura 5.6, estando esta apresentada em (5.54).

$$\hat{v}_o = \left(\frac{R_o}{1 + sR_o C_o} \right) \hat{i}_o \quad (5.54)$$

Finalmente, substituindo-se (5.53) em (5.54), obtém-se a função de transferência (5.55), que determina o comportamento dinâmico da tensão de saída do conversor frente a pequenas perturbações na razão cíclica.

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = \frac{6nR_o V_1 \cos\left(D \frac{\pi}{2}\right) \left[R_{eq} L_{in} s + R_{eq}^2 + (\omega_s L_{in})^2 \right]}{\pi L_{in}^2 \sqrt{R_{eq}^2 + (\omega_s L_{in})^2} (1 + sR_o C_o) \left(s^2 + \frac{2R_{eq}}{L_{in}} + \omega_s^2 + \frac{R_{eq}^2}{L_{in}^2} \right)} \quad (5.55)$$

5.3.1. Validação do Modelo

Para a validação do modelo obtido a partir da análise dinâmica do conversor TPTL-ZVS-PWM são realizadas simulações com o *software* PSIM [30], sendo que os parâmetros do conversor utilizados nestas simulações são apresentados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 - Parâmetros do conversor utilizados para a validação do seu modelo dinâmico.

Parâmetro	Valor
Potência de Saída P_o	9.523,8W
Tensão de Entrada V_{in}	1.000V
Tensão de Saída V_o	200V

Parâmetro	Valor
Frequência de Comutação f_s	40 kHz
Razão Cíclica D	0,6
Indutância L_{in}	37,92 μ H
Relação de Transformação n	1
Capacitância C_o	1.500 μ F
Resistência R_o	4,2 Ω

A partir dos parâmetros apresentados na Tabela 5.1 e das funções de transferência (5.53) e (5.55), determinam-se (5.56) e (5.57).

$$\frac{\hat{i}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{3,659 \cdot 10^6 s + 3,839 \cdot 10^{12}}{s^2 + 1,282 \cdot 10^5 s + 6,728 \cdot 10^{10}} \quad (5.56)$$

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{2,44 \cdot 10^9 s + 2,56 \cdot 10^{15}}{s^3 + 1,284 \cdot 10^5 s^2 + 6,73 \cdot 10^{10} s + 1,098 \cdot 10^{13}} \quad (5.57)$$

A resposta da corrente de saída a um degrau de 0,05 de razão cíclica é apresentada na Figura 5.7, onde a linha contínua corresponde ao resultado de simulação e a linha tracejada ao modelo. Já a resposta da tensão de saída a um degrau de 0,05 de razão cíclica, referente à simulação do conversor e ao modelo, é apresentada na Figura 5.8.

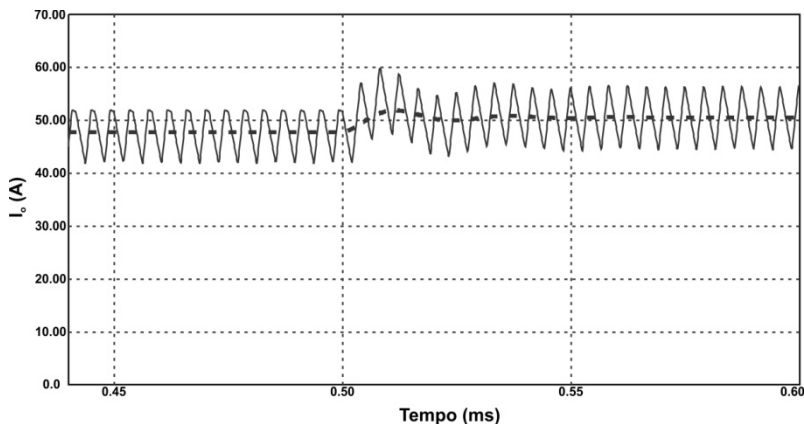


Figura 5.7 - Resposta da corrente de saída a um degrau de 0,05 de razão cíclica: simulação (linha contínua); modelo (linha tracejada).

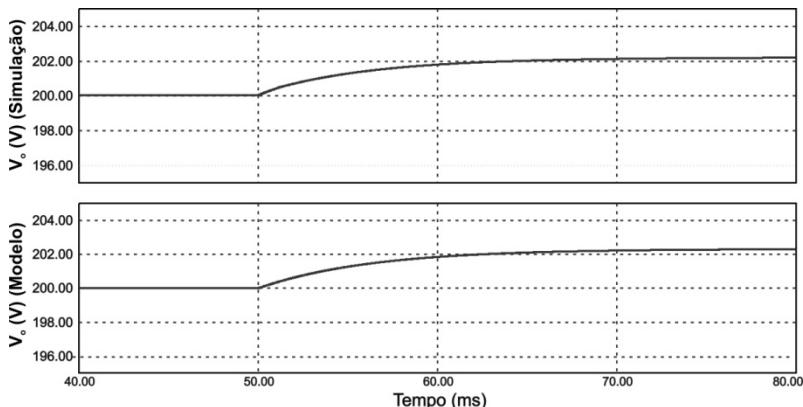


Figura 5.8 - Resposta da tensão de saída a um degrau de 0,05 de razão cíclica: simulação e modelo.

Observando-se os resultados apresentados anteriormente é possível verificar que o modelo obtido representa de forma satisfatória o comportamento dinâmico do conversor TPTL-ZVS-PWM em condução contínua, mesmo com as simplificações adotadas. Desta forma, estes modelos podem ser utilizados como base para o projeto de um compensador para o controle da tensão de saída do conversor.

5.4 CONCLUSÃO

Conforme visto, o conversor TPTL-ZVS-PWM se comporta como uma resistência não dissipativa com valor significativo, fato evidente no gráfico de sua característica de saída. Logo, se faz necessário o controle da tensão de saída para aplicações onde haja variação de carga. Visando o projeto adequado do controlador, foi proposta uma metodologia para a determinação da função de transferência linearizada que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica. Com isso, técnicas de projeto de compensadores, como, por exemplo, o projeto no domínio da frequência ou o projeto pelo lugar das raízes, podem ser utilizadas para a proposição de um controlador que atenda aos mais variados requisitos impostos nas especificações de projeto.

Apesar das simplificações impostas, o modelo obtido apresentou resultados satisfatórios, conforme verificado por simulação. A utilização de técnicas menos convencionais de modelagem se fez necessária, uma vez que grandezas relevantes, como as correntes nos indutores L_a , L_b e L_c , possuem valor médio nulo dentro de um período de comutação.

ANÁLISE DA COMUTAÇÃO DO CONVERSOR TPTL-ZVS-PWM

6.1 INTRODUÇÃO

Uma das características importantes do conversor proposto é a possibilidade de operação com comutação suave em todos os interruptores comandados do seu estágio de potência. Operar com comutação suave pode ser de grande interesse, pois possibilita o aumento da frequência de comutação e a redução nas perdas, possibilitando a construção de um conversor com menor peso e volume e maior rendimento. Além do mais, a comutação suave também reduz os níveis de interferência eletromagnética conduzida e irradiada pelo conversor.

No decorrer deste capítulo são analisados os processos de comutação dos doze interruptores comandados da estrutura para os seis modos contínuos e os sete modos descontínuos. Uma atenção especial é dada aos modos contínuos, uma vez que a condução contínua é condição necessária para a obtenção de comutação suave do tipo ZVS em todos os interruptores comandados do conversor TPTL-ZVS-PWM. Além do mais, o protótipo projetado para as análises experimentais apresentadas no Capítulo 7 opera em condução contínua quando alimentando sua carga nominal. Já na condução descontínua os interruptores deixam de ser comandados sob tensão nula e passam a entrar em condução sob corrente nula.

6.2 ANÁLISE DA COMUTAÇÃO NOS MODOS DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

A operação em condução contínua é um dos requisitos básicos para a obtenção de comutação sob tensão nula (ZVS, do inglês *Zero-Voltage-Switching*) dos doze interruptores comandados que compõem o estágio de potência do conversor proposto. Isso porque, em condução contínua, há corrente circulando pelos indutores L_a , L_b e L_c durante todas as comutações em um ciclo de operação do conversor. Logo, caso haja energia suficiente armazenada nestes indutores para realizar a transição de tensão e também com um valor de tempo morto adequado, todos os doze interruptores serão comandados a conduzir sob tensão nula. A escolha do tempo morto e a quantidade de energia necessária para garantir a completa transição da tensão sobre o interruptor antes do

seu comando dependerão basicamente dos valores da indutância L_{in} e da capacitância equivalente de comutação C_{eq} . Conforme será apresentado posteriormente, esta capacitância equivalente é fruto de uma composição de diversas outras capacitâncias presentes no circuito, como por exemplo, as capacitâncias intrínsecas dos interruptores e as capacitâncias eventualmente adicionadas para auxiliar a comutação.

No decorrer desta seção são descritos e analisados os mecanismos que regem a comutação nos modos de condução contínua, cujos resultados fornecem as condições necessárias para a obtenção da comutação ZVS nos doze interruptores comandados presentes no estágio de potência do conversor TPTL-ZVS-PWM. Os interruptores internos ($S_2, S_3, S_6, S_7, S_{10}$ e S_{11}) são considerados críticos, pois suas comutações ocorrem em condições desfavoráveis quando comparadas às comutações dos interruptores externos (S_1, S_4, S_5, S_8, S_9 e S_{12}). Isso significa que a perda de comutação suave devido à redução da potência de saída do conversor ocorrerá primeiramente para os interruptores internos. Sendo assim, para se determinar as condições para operação com comutação suave, se faz necessária a análise do funcionamento do conversor em três etapas de operação: bloqueio de S_3 (18ª etapa de operação do conversor, segundo a sequência apresentada no capítulo 4); etapa ressonante de comutação (não considerada no capítulo 4); entrada em condução de S_1 e S_2 (1ª etapa de operação). Optou-se por analisar o bloqueio de S_3 e a entrada em condução de S_1 e S_2 , sendo que as comutações dos demais interruptores ocorrem de forma similar devido à simetria do conversor.

6.2.1. Comutação no MCC 1

a) Entrada em Condução de S_1 e S_2 e Bloqueio de S_3 :

A Figura 6.1 apresenta as etapas de operação que caracterizam o bloqueio de S_3 e a entrada em condução dos interruptores S_1 e S_2 no MCC 1.

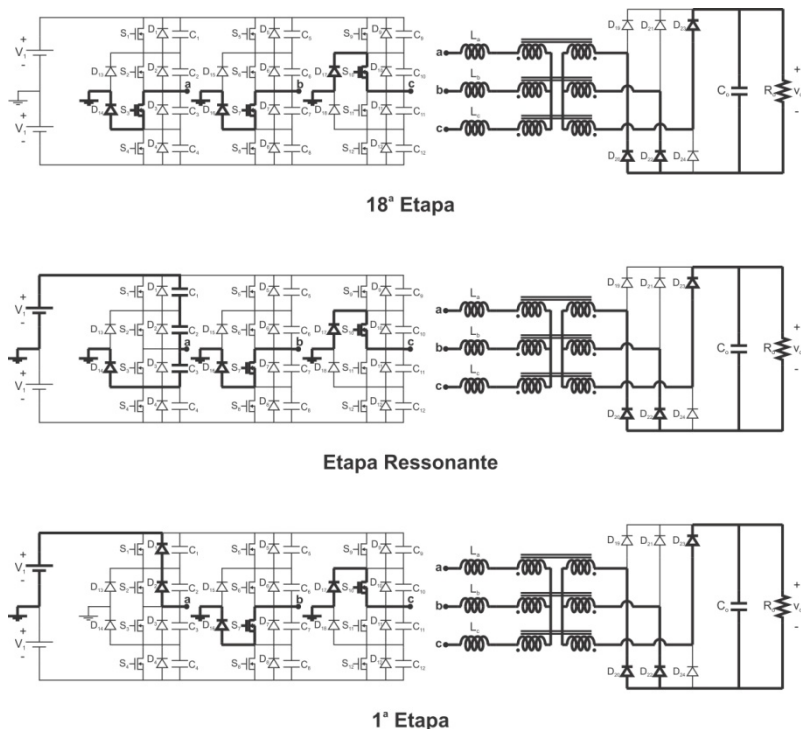


Figura 6.1 - Etapas de operação referentes à entrada em condução dos interruptores S_1 e S_2 no MCC 1.

As formas de onda referentes à comutação dos interruptores S_1 e S_2 no MCC 1 são apresentadas na Figura 6.2. As formas de onda referentes ao interruptor S_3 não são apresentadas, pois são idênticas às do interruptor S_2 , apenas estando defasadas de 180° .

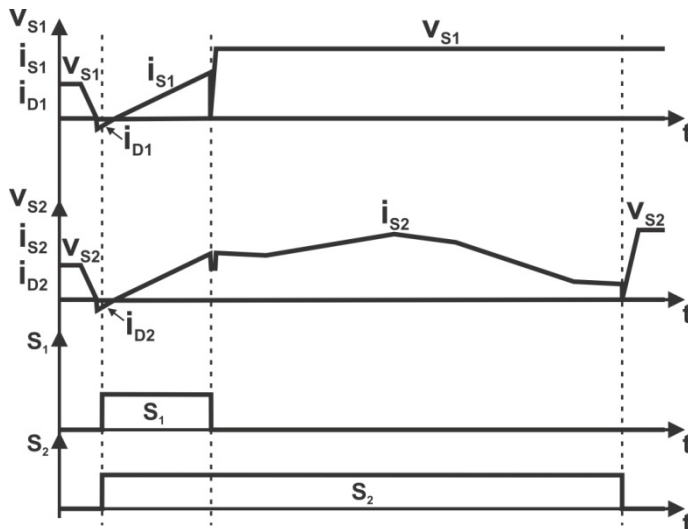


Figura 6.2 – Formas de onda referentes à comutação dos interruptores S_1 e S_2 no MCC 1.

O circuito equivalente da etapa ressonante da comutação é mostrado na Figura 6.3.

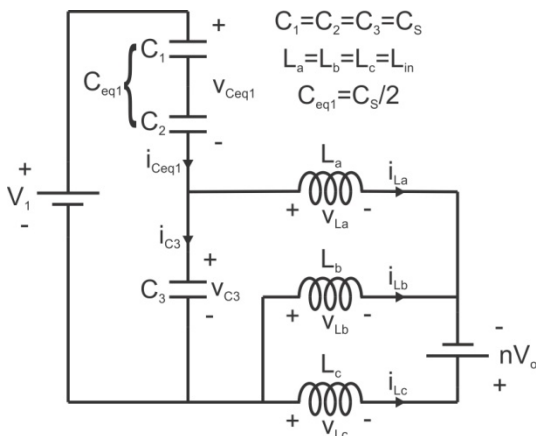


Figura 6.3 - Circuito equivalente da etapa ressonante referente ao MCC 1.

A equação diferencial (6.1) rege o comportamento da tensão sobre a capacitância equivalente da associação série dos capacitores em

paralelo com os interruptores S_1 e S_2 (v_{Ceq1}) no decorrer da etapa ressonante.

$$\frac{d^2 v_{Ceq1}}{dt^2} + \frac{4}{9L_{in}C_S} v_{Ceq1} = \frac{4}{9L_{in}C_S} \left(V_1 + \frac{nV_o}{2} \right) \quad (6.1)$$

O circuito da Figura 6.3 pode ser simplificado a partir do teorema de Thévenin, conforme apresentado na Figura 6.4. Observa-se nesta análise que a indutância e a capacitância equivalentes de comutação são dadas, respectivamente, por (6.2) e (6.3).

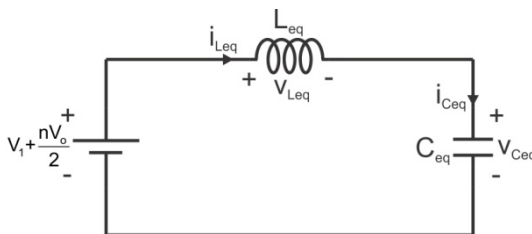


Figura 6.4 – Circuito equivalente simplificado da etapa ressonante do MCC 1.

$$L_{eq} = \frac{3}{2} L_{in} \quad (6.2)$$

$$C_{eq} = \frac{3}{2} C_S \quad (6.3)$$

A partir da análise estática do conversor operando no MCC 1, obtêm-se as correntes e as tensões no início da etapa ressonante de comutação, dadas pelas igualdades (6.4), (6.5), (6.6), (6.7) e (6.8).

$$i_{La}(0) = -I_4 = -\frac{(1+q)(3D-4q)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (6.4)$$

$$i_{Lb}(0) = -I_6 = -\frac{(3D+3Dq-4q^2+2q)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (6.5)$$

$$i_{Lc}(0) = I_1 = \frac{(3D+3Dq-4q^2-q)V_1}{9f_s L_{in}} \quad (6.6)$$

$$v_{Ceq1}(0) = V_1 \quad (6.7)$$

$$v_{C3}(0) = 0 \quad (6.8)$$

A derivada de primeira ordem da tensão v_{Ceq1} se relaciona com a corrente i_{La} segundo (6.9).

$$\frac{dv_{Ceq1}(t)}{dt} = \frac{2}{3C_s} i_{La}(t) \quad (6.9)$$

Logo, o valor inicial da derivada de primeira ordem de v_{Ceq1} , necessário para a solução da equação diferencial (6.1), é dado por (6.10)

$$\begin{aligned} \frac{dv_{Ceq1}(0)}{dt} &= \frac{2}{3C_s} i_{La}(0) = -\frac{(1+q)(3D-4q)V_1}{27f_s L_{in} C_s} \\ &= -\frac{(1+q)(3D-4q)V_1}{12f_s L_{eq} C_{eq}} \end{aligned} \quad (6.10)$$

A partir das condições iniciais (6.7) e (6.10), obtém-se a solução de (6.1), conforme (6.11).

$$\begin{aligned} v_{Ceq1}(t) &= V_1 + \frac{nV_o}{2} - \frac{(1+q)(3D-4q)V_1}{12f_s \sqrt{L_{eq} C_{eq}}} \text{sen}(\omega_c t) \\ &\quad - \frac{nV_o}{2} \text{cos}(\omega_c t) \end{aligned} \quad (6.11)$$

Onde:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} C_{eq}}} \quad (6.12)$$

A Figura 6.5 apresenta o plano de fase que relaciona a corrente i_{La} com a tensão v_{Ceq1} . Para que a energia armazenada nas indutâncias L_a , L_b e L_c seja suficiente para anular a tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 , o raio R do plano de fase deve ser suficientemente grande para que o círculo tracejado englobe a origem do gráfico, o que ocorre caso a condição (6.13) seja atendida.

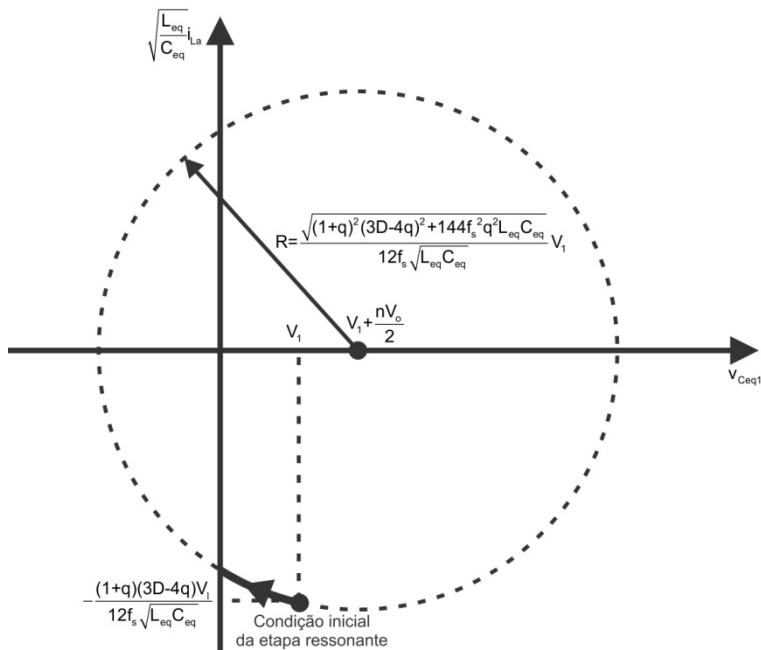


Figura 6.5 – Plano de fase $i_{L_a} \times v_{C_{eq1}}$ para o MCC 1.

$$C_{eq} \leq \frac{(1+q)^2(3D-4q)^2}{144f_s^2L_{eq}(1+2q)} \quad (6.13)$$

Caso a restrição anterior seja satisfeita é possível calcular, através da igualdade (6.14), o intervalo de tempo necessário para que a tensão $v_{C_{eq1}}$ se anule, denominado Δt_c .

$$\Delta t_c = \sqrt{L_{eq}C_{eq}} \left[\begin{array}{l} \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{(1+q)(3D-4q)}{12f_s q \sqrt{L_{eq}C_{eq}}} \right) - \\ \cos^{-1} \left(\frac{12f_s \sqrt{L_{eq}C_{eq}}(1+q)}{\sqrt{(1+q)^2(3D-4q)^2 + 144f_s^2q^2L_{eq}C_{eq}}} \right) \end{array} \right] \quad (6.14)$$

Para que os interruptores S_1 e S_2 sejam comandados a conduzir sob tensão nula, o valor do tempo morto deverá ser maior que Δt_c . Caso contrário, a energia acumulada nos capacitores em paralelo com os

interruptores S_1 , S_2 e S_3 no momento do comando de S_1 e S_2 será dissipada no circuito.

Devido à simetria de operação do conversor, a análise apresentada é válida também para os interruptores $S_3 - S_{12}$.

b) Bloqueio de S_1 e S_2 :

As correntes circulando pelos interruptores S_1 e S_2 , no instante dos seus respectivos bloqueios, são dadas por (6.15) e (6.16). Já o valor da tensão que cada um dos interruptores deverá assumir após o seu bloqueio é igual a V_1 .

$$I_{S1\text{bloqueio}}^{MCC1} = I_5 = \frac{(1-q)(3D+4q)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (6.15)$$

$$I_{S2\text{bloqueio}}^{MCC1} = I_4 = \frac{(1+q)(3D-4q)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (6.16)$$

As condições de bloqueio dos interruptores S_4 , S_5 , S_8 , S_9 e S_{12} são as mesmas de S_1 , conforme (6.15). Já para os interruptores S_3 , S_6 , S_7 , S_{10} e S_{11} , as condições de bloqueio são equivalentes às de S_2 , segundo (6.16).

6.2.2. Comutação no MCC 2

a) Entrada em Condução de S_1 e S_2 e Bloqueio de S_3 :

A entrada em condução dos interruptores S_1 e S_2 no MCC 2 e o bloqueio de S_3 ocorrem segundo as etapas de operação apresentadas na Figura 6.6.

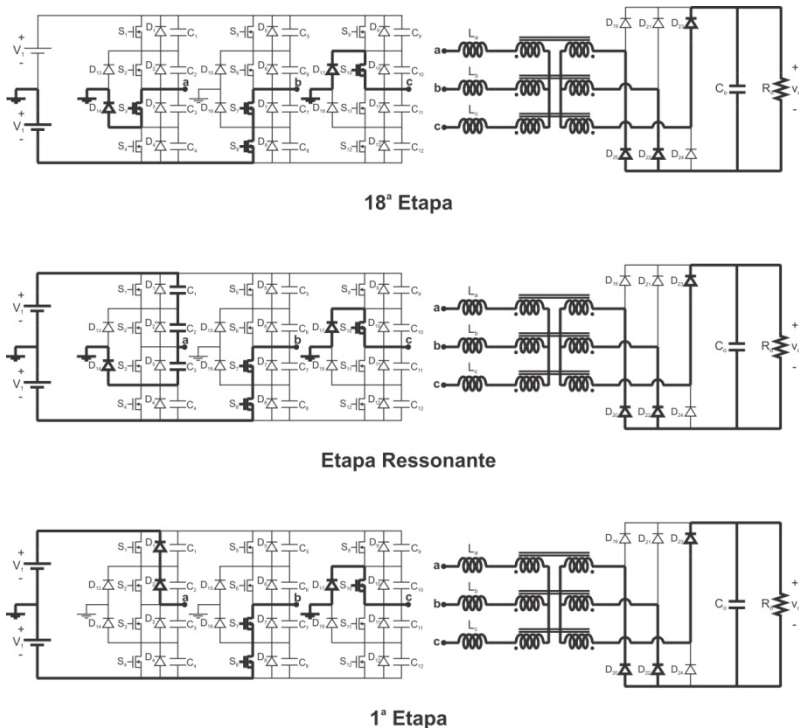


Figura 6.6 - Etapas de operação referentes à entrada em condução dos interruptores S_1 e S_2 no MCC 2.

A Figura 6.7 apresenta as formas de onda referentes à comutação dos interruptores S_1 e S_2 no MCC 2. Novamente não são apresentadas as formas de onda referentes a S_3 , por serem idênticas às de S_2 , desde que adequadamente defasadas.

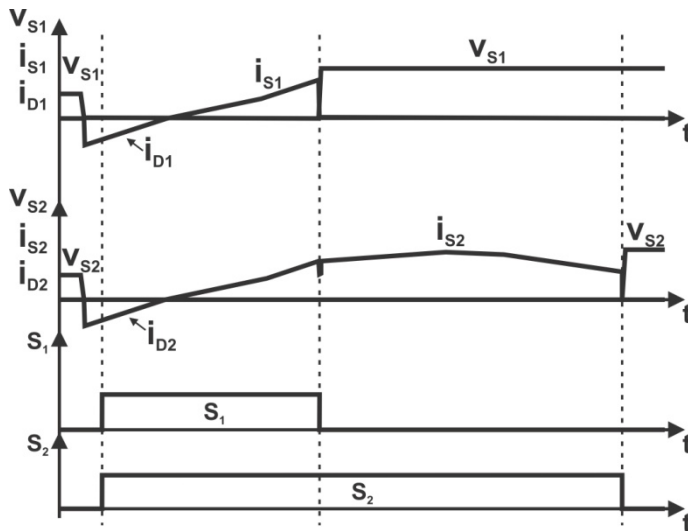


Figura 6.7 - Formas de onda referentes à comutação dos interruptores S_1 e S_2 no MCC 2.

O circuito equivalente da etapa ressonante de comutação é mostrado na Figura 6.8.

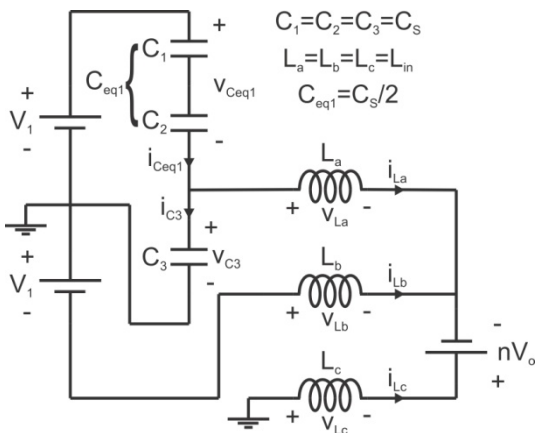


Figura 6.8 - Circuito equivalente da etapa ressonante referente ao MCC 2.

O comportamento da tensão v_{Ceq1} é regido pela equação diferencial (6.17).

$$\frac{d^2 v_{Ceq1}}{dt^2} + \frac{4}{9L_m C_s} v_{Ceq1} = \frac{4}{9L_m C_s} \left(\frac{3V_1}{2} + \frac{nV_o}{2} \right) \quad (6.17)$$

A Figura 6.9 apresenta o equivalente de Thévenin do circuito dado na Figura 6.8. A indutância e a capacitância equivalente referente à etapa ressonante de comutação são dadas por (6.18) e (6.19), respectivamente.

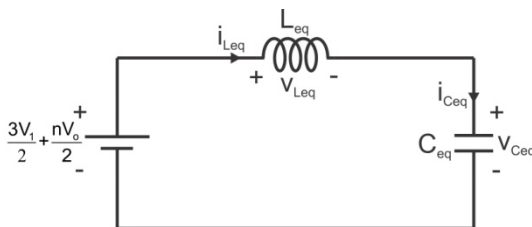


Figura 6.9 - Circuito equivalente simplificado da etapa ressonante do MCC 2.

$$L_{eq} = \frac{3}{2} L_m \quad (6.18)$$

$$C_{eq} = \frac{3}{2} C_s \quad (6.19)$$

As condições iniciais de corrente e tensão para a etapa ressonante, obtidas a partir da análise estática do conversor operando no MCC 2, são dadas pelas expressões (6.20), (6.21), (6.22), (6.23) e (6.24).

$$i_{La}(0) = -I_3 = -\frac{(6D + 3Dq - 4q^2 - 4q - 1)V_1}{18f_s L_m} \quad (6.20)$$

$$i_{Lb}(0) = -I_5 = -\frac{(1 - q)(2 - 3D + 4q)V_1}{18f_s L_m} \quad (6.21)$$

$$i_{Lc}(0) = I_8 = \frac{(1 + 2q)(3D - 4q + 1)V_1}{18f_s L_m} \quad (6.22)$$

$$v_{Ceq1}(0) = V_1 \quad (6.23)$$

$$v_{C3}(0) = 0 \quad (6.24)$$

A equação (6.25) fornece a relação entre a derivada de primeira ordem de $v_{C_{eq1}}$ e a corrente i_{L_a} .

$$\frac{dv_{C_{eq1}}(t)}{dt} = \frac{2}{3C_s} i_{L_a}(t) \quad (6.25)$$

A partir de (6.20) é possível obter a condição inicial (6.26).

$$\begin{aligned} \frac{dv_{C_{eq1}}(0)}{dt} &= \frac{2}{3C_s} i_{L_a}(0) = -\frac{(6D + 3Dq - 4q^2 - 4q - 1)V_1}{27f_s L_{in} C_s} \\ &= -\frac{(6D + 3Dq - 4q^2 - 4q - 1)V_1}{12f_s L_{eq} C_{eq}} \end{aligned} \quad (6.26)$$

Onde:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} C_{eq}}} \quad (6.27)$$

A solução da equação diferencial (6.17), obtida a partir das condições iniciais (6.23) e (6.26), é dada por (6.28).

$$\begin{aligned} v_{C_{eq1}}(t) &= \frac{3V_1}{2} + \frac{nV_o}{2} - \frac{(6D + 3Dq - 4q^2 - 4q - 1)V_1}{12f_s \sqrt{L_{eq} C_{eq}}} \text{sen}(\omega_c t) \\ &\quad - \frac{1}{2}(V_1 + nV_o) \cos(\omega_c t) \end{aligned} \quad (6.28)$$

O plano de fase relacionando a corrente i_{L_a} com a tensão $v_{C_{eq1}}$ é apresentado na Figura 6.10. Para que a energia armazenada nas indutâncias L_a , L_b e L_c seja suficiente para anular as tensões sobre os interruptores S_1 e S_2 , a condição (6.29) deve ser satisfeita. Outra maneira de interpretar esta restrição é a seguinte: a condição (6.29) é atendida caso o círculo tracejado presente no plano de fase possua raio suficientemente grande para englobar a origem do gráfico.

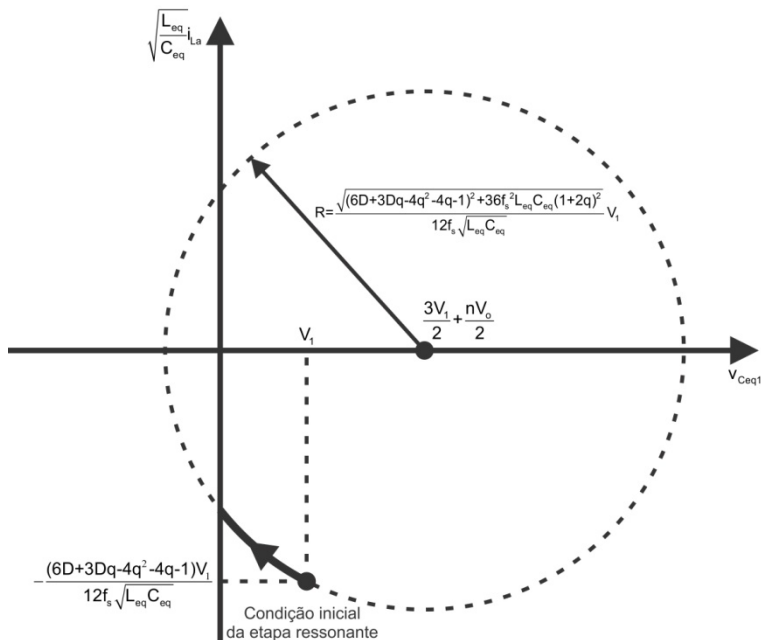


Figura 6.10 – Plano de fase $i_{La} \times v_{Ceq1}$ para o MCC 2.

$$C_{eq} \leq \frac{(6D + 3Dq - 4q^2 - 4q - 1)^2}{288f_s^2 L_{eq}(1 + q)} \quad (6.29)$$

A igualdade (6.30), que permite calcular o tempo necessário para que a tensão sobre S_1 e S_2 se anule, é válida caso a restrição (6.29) seja atendida. Para que se garanta entrada em condução sob tensão nula nestes interruptores, o valor de tempo morto utilizado deverá ser maior que Δt_c .

$$\Delta t_c = \sqrt{L_{eq} C_{eq}} \left[\begin{array}{l} \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{6D + 3Dq - 4q^2 - 4q - 1}{6f_s \sqrt{L_{eq} C_{eq}} (1 + 2q)} \right) - \\ \cos^{-1} \left(\frac{6f_s \sqrt{L_{eq} C_{eq}} (3 + 2q)}{\sqrt{(6D + 3Dq - 4q^2 - 4q - 1)^2 + 36f_s^2 L_{eq} C_{eq} (1 + 2q)^2}} \right) \end{array} \right] \quad (6.30)$$

A análise apresentada é válida também para os interruptores $S_3 - S_{12}$, devido à simetria de operação do conversor TPTL-ZVS-PWM.

b) Bloqueio de S_1 e S_2 :

As igualdades (6.31) e (6.32) fornecem, respectivamente, os valores de corrente circulando pelos interruptores S_1 e S_2 no instante de seu bloqueio. Após seu bloqueio, ambos os interruptores estarão sujeitos a uma tensão de valor V_1 .

$$I_{S1\text{bloqueio}}^{MCC2} = I_6 = \frac{(6D - 3Dq - 4q^2 + 4q - 1)V_1}{18f_s L_m} \quad (6.31)$$

$$I_{S2\text{bloqueio}}^{MCC2} = I_3 = \frac{(6D + 3Dq - 4q^2 - 4q - 1)V_1}{18f_s L_m} \quad (6.32)$$

A equação (6.31) é válida também para os interruptores S_4, S_5, S_8, S_9 e S_{12} . Já (6.32) fornece as condições para o bloqueio dos interruptores S_3, S_6, S_7, S_{10} e S_{11} .

6.2.3. Comutação no MCC 3

a) Entrada em Condução de S_1 e S_2 e Bloqueio de S_3 :

A entrada em condução dos interruptores S_1 e S_2 e o bloqueio de S_3 no modo MCC 3 ocorrem de maneira semelhante ao modo MCC 2. Desta forma, as etapas de operação, circuito equivalente da etapa ressonante e equação diferencial para a análise da comutação são dadas pela Figura 6.6, Figura 6.8 e por (6.17), respectivamente. O equivalente de Thévenin é apresentado na Figura 6.9. As formas de onda referentes à comutação dos interruptores S_1 e S_2 no MCC 3 são apresentadas na Figura 6.11. As formas de onda para S_3 são idênticas às de S_2 com defasagem de 180° .

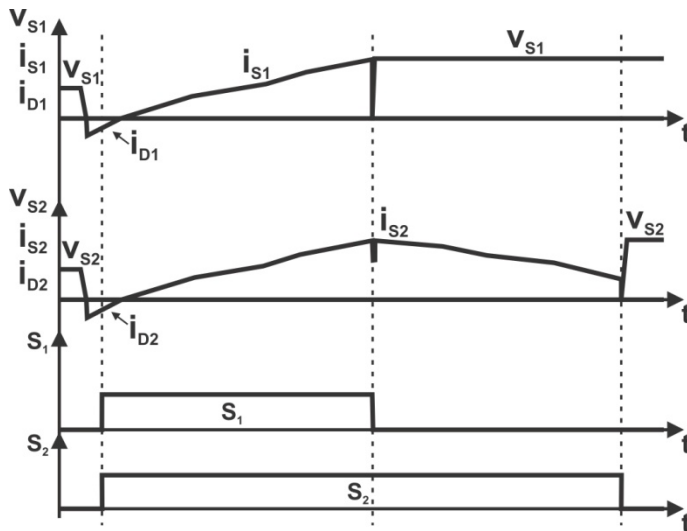


Figura 6.11 - Formas de onda referentes à comutação dos interruptores S_1 e S_2 no MCC 3.

Mesmo que as etapas de operação sejam idênticas, a entrada em condução dos interruptores S_1 e S_2 ocorre de maneira diferente no MCC 3, devido às diferentes condições iniciais de corrente nos indutores L_a , L_b e L_c . Tais condições iniciais são dadas por (6.33), (6.34) e (6.35). Já as condições iniciais das tensões sobre C_{eq1} e C_3 são dadas por (6.36) e (6.37).

$$i_{L_a}(0) = -I_4 = -\frac{(3+2q)(6D-4q-1)V_1}{54f_s L_{in}} \quad (6.33)$$

$$i_{L_b}(0) = -I_6 = -\frac{(12Dq-9D-8q^2+4q+6)V_1}{54f_s L_{in}} \quad (6.34)$$

$$i_{L_c}(0) = I_1 = \frac{(9D+24Dq-16q^2-10q+3)V_1}{54f_s L_{in}} \quad (6.35)$$

$$v_{C_{eq1}}(0) = V_1 \quad (6.36)$$

$$v_{C_3}(0) = 0 \quad (6.37)$$

A relação entre a derivada de primeira ordem de $v_{C_{eq1}}$ e a corrente i_{L_a} é dada pela equação (6.38).

$$\frac{dv_{C_{eq1}}(t)}{dt} = \frac{2}{3C_s} i_{L_a}(t) \quad (6.38)$$

A condição inicial (6.39) é determinada a partir de (6.33) e de (6.38).

$$\begin{aligned} \frac{dv_{C_{eq1}}(0)}{dt} &= \frac{2}{3C_s} i_{L_a}(0) = -\frac{(3+2q)(6D-4q-1)V_1}{81f_s L_{in} C_s} \\ &= -\frac{(3+2q)(6D-4q-1)V_1}{36f_s L_{eq} C_{eq}} \end{aligned} \quad (6.39)$$

A equação (6.40) fornece a solução da equação diferencial (6.17), obtida a partir das condições iniciais (6.36) e (6.39).

$$\begin{aligned} v_{C_{eq1}}(t) &= \frac{3V_1}{2} + \frac{nV_o}{2} - \frac{(3+2q)(6D-4q-1)V_1}{36f_s \sqrt{L_{eq} C_{eq}}} \text{sen}(\omega_c t) \\ &\quad - \frac{1}{2}(V_1 + nV_o) \cos(\omega_c t) \end{aligned} \quad (6.40)$$

Onde:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} C_{eq}}} \quad (6.41)$$

A Figura 6.12 apresenta o plano de fase $i_{L_a} \times v_{C_{eq1}}$. A restrição (6.42) deve ser satisfeita para que a energia armazenada nas indutâncias L_a , L_b e L_c seja suficiente para anular a tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 , o que implica que o raio R possui valor suficiente para que a origem seja englobada pelo círculo tracejado presente no gráfico do plano de fase.

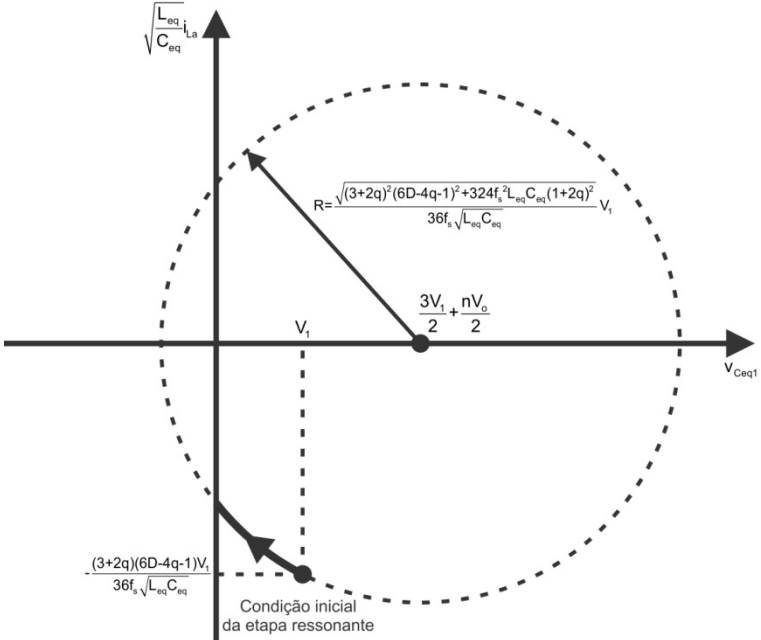


Figura 6.12 – Plano de fase $i_{La} \times v_{Ceq1}$ para o MCC 3.

$$C_{eq} \leq \frac{(3+2q)^2(6D-4q-1)^2}{2592f_s^2 L_{eq}(1+q)} \quad (6.42)$$

Uma vez atendida a restrição (6.42), é possível calcular o tempo necessário para que a tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 se anule, conforme (6.43). Para que a comutação sob tensão nula ocorra, o tempo morto deverá ser maior que Δt_c .

$$\Delta t_c = \sqrt{L_{eq} C_{eq}} \left[\begin{array}{l} \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{(3+2q)(6D-4q-1)}{18f_s \sqrt{L_{eq} C_{eq}} (1+2q)} \right) - \\ \cos^{-1} \left(\frac{18f_s \sqrt{L_{eq} C_{eq}} (3+2q)}{\sqrt{(3+2q)^2(6D-4q-1)^2 + 324f_s^2 L_{eq} C_{eq} (1+2q)^2}} \right) \end{array} \right] \quad (6.43)$$

b) Bloqueio de S_1 e S_2 :

Nos instantes dos bloqueios dos interruptores S_1 e S_2 , as correntes circulando por estes componentes são dadas, respectivamente, por (6.44) e (6.45). Ambos os interruptores deverão bloquear uma tensão de valor igual a V_1 .

$$I_{S_{1\text{bloqueio}}}^{MCC3} = I_8 = \frac{(18D - 12Dq - 16q^2 + 14q - 3)V_1}{54f_s L_{in}} \quad (6.44)$$

$$I_{S_{2\text{bloqueio}}}^{MCC3} = I_4 = \frac{(3 + 2q)(6D - 4q - 1)V_1}{54f_s L_{in}} \quad (6.45)$$

Os interruptores S_4 , S_5 , S_8 , S_9 e S_{12} bloqueiam sob as mesmas condições do interruptor S_1 , conforme a igualdade (6.44). Já os interruptores S_3 , S_6 , S_7 , S_{10} e S_{11} são bloqueados de forma análoga ao interruptor S_2 , segundo (6.45).

6.2.4. Comutação no MCC 4

a) Entrada em Condução de S_1 e S_2 e Bloqueio de S_3 :

A Figura 6.13 apresenta as etapas de operação referentes à entrada em condução dos interruptores S_1 e S_2 e ao bloqueio de S_3 no MCC 4.

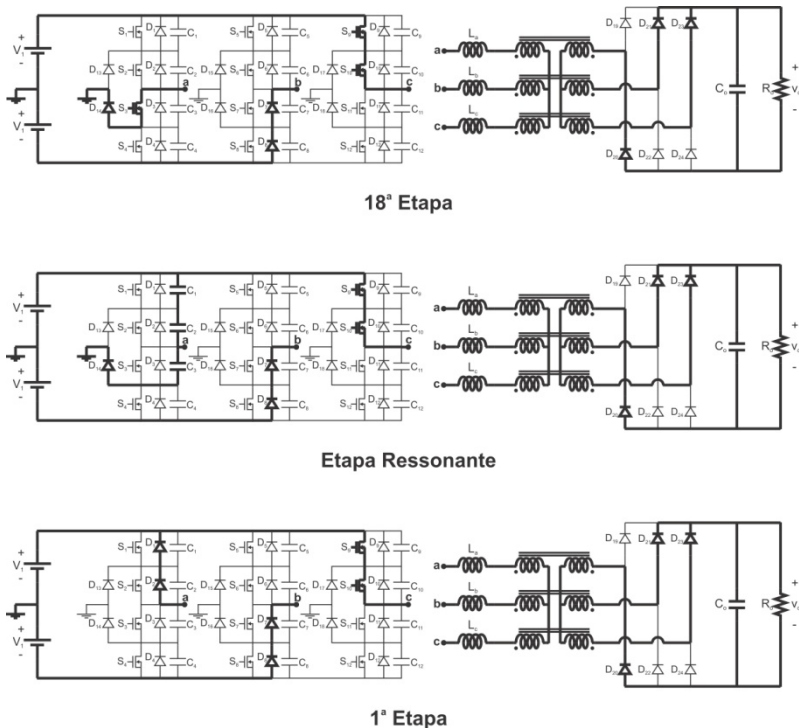


Figura 6.13 - Etapas de operação referentes à entrada em condução dos interruptores S_1 e S_2 no MCC 4.

A Figura 6.14 apresenta as formas de onda referentes à entrada em condução dos interruptores S_1 e S_2 no MCC 4. As formas de onda de S_2 também são válidas para S_3 quando defasadas de 180° .

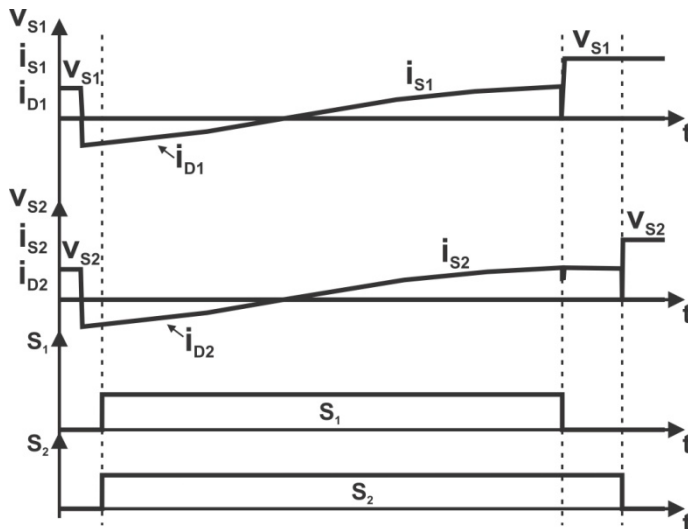


Figura 6.14 - Formas de onda referentes à comutação dos interruptores S_1 e S_2 no MCC 4.

O circuito equivalente para a análise da etapa ressonante é apresentado na Figura 6.15.

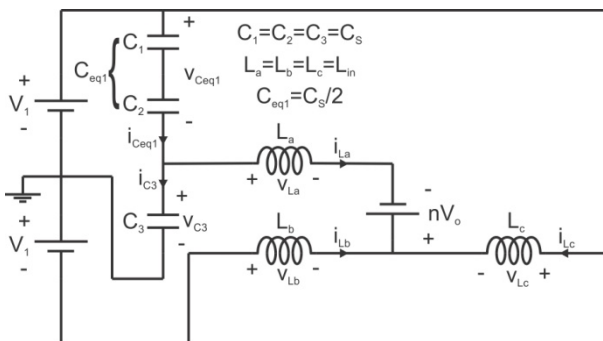


Figura 6.15 - Circuito equivalente da etapa ressonante referente ao MCC 4.

A equação diferencial (6.46) determina o comportamento da tensão v_{Ceq1} no decorrer da etapa ressonante.

$$\frac{d^2 v_{Ceq1}}{dt^2} + \frac{4}{9L_m C_S} v_{Ceq1} = \frac{4}{9L_m C_S} (V_1 + nV_o) \quad (6.46)$$

O circuito presente na Figura 6.15 pode ser simplificado, estando seu equivalente de Thévenin apresentado na Figura 6.16. A partir desta simplificação é possível determinar a indutância e a capacitância equivalente da etapa ressonante, dadas por (6.47) e (6.48), respectivamente.

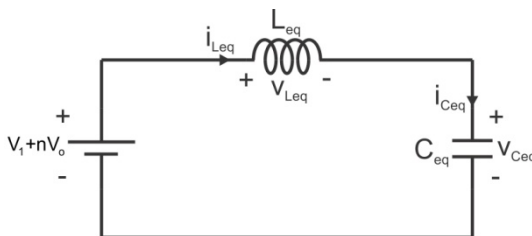


Figura 6.16 - Circuito equivalente simplificado da etapa ressonante do MCC 4.

$$L_{eq} = \frac{3}{2} L_{in} \quad (6.47)$$

$$C_{eq} = \frac{3}{2} C_S \quad (6.48)$$

A partir da análise estática do conversor TPTL-ZVS-PWM operando no MCC 4 é possível determinar as condições iniciais das correntes i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} , conforme (6.49), (6.50) e (6.51). Já as condições iniciais das tensões v_{CeQ1} e v_{C3} são dadas por (6.52) e (6.53).

$$i_{La}(0) = -I_1 = -\frac{(3D + 3Dq - 4q^2 - 6q + 1)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (6.49)$$

$$i_{Lb}(0) = I_4 = \frac{(2 + q)(3D - 2q - 2)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (6.50)$$

$$i_{Lc}(0) = I_6 = \frac{(5 - 3D + 3Dq - 2q^2)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (6.51)$$

$$v_{ceQ1}(0) = V_1 \quad (6.52)$$

$$v_{C3}(0) = 0 \quad (6.53)$$

A equação (6.54) fornece a relação entre a derivada de primeira ordem de $v_{C_{eq1}}$ e a corrente i_{L_a} .

$$\frac{dv_{C_{eq1}}(t)}{dt} = \frac{2}{3C_s} i_{L_a}(t) \quad (6.54)$$

Substituindo-se (6.49) em (6.54), obtém-se (6.55).

$$\begin{aligned} \frac{dv_{C_{eq1}}(0)}{dt} &= \frac{2}{3C_s} i_{L_a}(0) = -\frac{(3D + 6Dq - 4q^2 - 6q + 1)V_1}{27f_s L_{in} C_s} \\ &= -\frac{(3D + 6Dq - 4q^2 - 6q + 1)V_1}{12f_s L_{eq} C_{eq}} \end{aligned} \quad (6.55)$$

A partir das condições iniciais (6.49) e (6.52) obtém-se a solução da equação diferencial (6.46), dada por (6.56).

$$\begin{aligned} v_{C_{eq1}}(t) &= V_1 + nV_o - \frac{(3D + 6Dq - 4q^2 - 6q + 1)V_1}{12f_s \sqrt{L_{eq} C_{eq}}} \text{sen}(\omega_c t) \\ &\quad - nV_o \cos(\omega_c t) \end{aligned} \quad (6.56)$$

Onde:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} C_{eq}}} \quad (6.57)$$

O plano de fase que relaciona i_{L_a} com $v_{C_{eq1}}$ é apresentado na Figura 6.17. Caso o raio R possua valor suficientemente grande para que o círculo tracejado englobe a origem do gráfico, tem-se que a energia armazenada nos indutores L_a , L_b e L_c é suficiente para anular a tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 . De forma análoga, a tensão $v_{C_{eq1}}$ só evolui de V_1 até zero caso a condição (6.58) seja atendida.

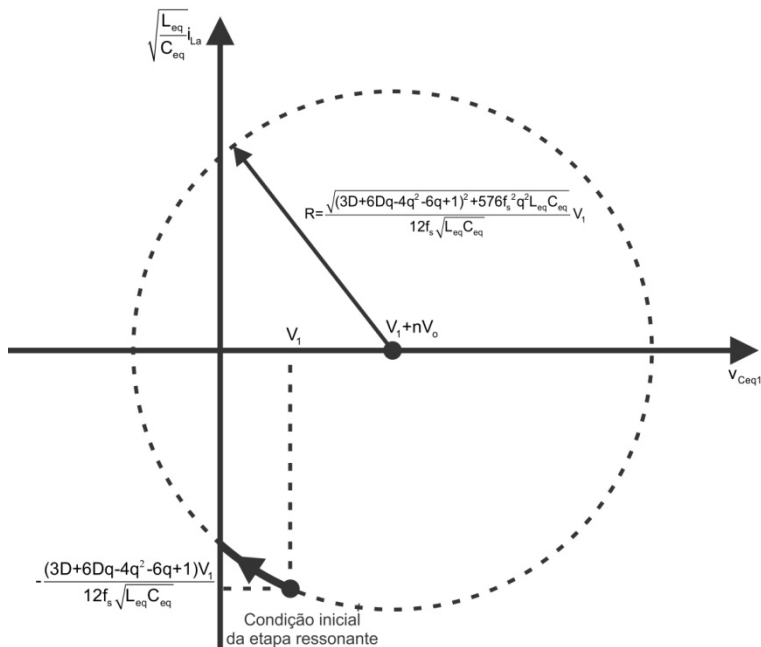


Figura 6.17 – Plano de fase $i_{La} \times v_{Ceq1}$ para o MCC 4.

$$C_{eq} \leq \frac{(3D + 6Dq - 4q^2 - 6q + 1)^2}{144 f_s^2 L_{eq} (1 + 4q)} \quad (6.58)$$

O tempo necessário para que a tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 se anule é dado pela expressão (6.59), que é válida caso a condição (6.58) seja satisfeita. O tempo morto deverá ser maior que Δt_c para que a entrada em condução dos interruptores S_1 e S_2 ocorra com tensão nula.

$$\Delta t_c = \sqrt{L_{eq} C_{eq}} \left[\begin{array}{l} \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{3D + 6Dq - 4q^2 - 6q + 1}{24 f_s q \sqrt{L_{eq} C_{eq}}} \right) - \\ \cos^{-1} \left(\frac{12 f_s \sqrt{L_{eq} C_{eq}} (1 + 2q)}{\sqrt{(3D + 6Dq - 4q^2 - 6q + 1)^2 + 576 f_s^2 q^2 L_{eq} C_{eq}}} \right) \end{array} \right] \quad (6.59)$$

b) Bloqueio de S_1 e S_2 :

As igualdades (6.60) e (6.61) fornecem os valores de corrente circulando pelos interruptores S_1 e S_2 no instante dos seus respectivos bloqueios. Ambos os interruptores deverão assumir uma tensão de valor V_1 após bloquearem.

$$I_{S1\text{bloqueio}}^{MCC4} = I_8 = \frac{(3D - 6Dq - 4q^2 + 6q + 1)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (6.60)$$

$$I_{S2\text{bloqueio}}^{MCC4} = I_1 = \frac{(3D + 6Dq - 4q^2 - 6q + 1)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (6.61)$$

A igualdade (6.60) também é válida para o bloqueio dos interruptores S_4 , S_5 , S_8 , S_9 e S_{12} . Já (6.61) refere-se também ao bloqueio de S_3 , S_6 , S_7 , S_{10} e S_{11} .

6.2.5. Comutação no MCC 5

a) Entrada em Condução de S_1 e S_2 e Bloqueio de S_3 :

A entrada em condução dos interruptores S_1 e S_2 e o bloqueio de S_3 no MCC 5 são caracterizados pelas etapas de operação apresentadas na Figura 6.18.

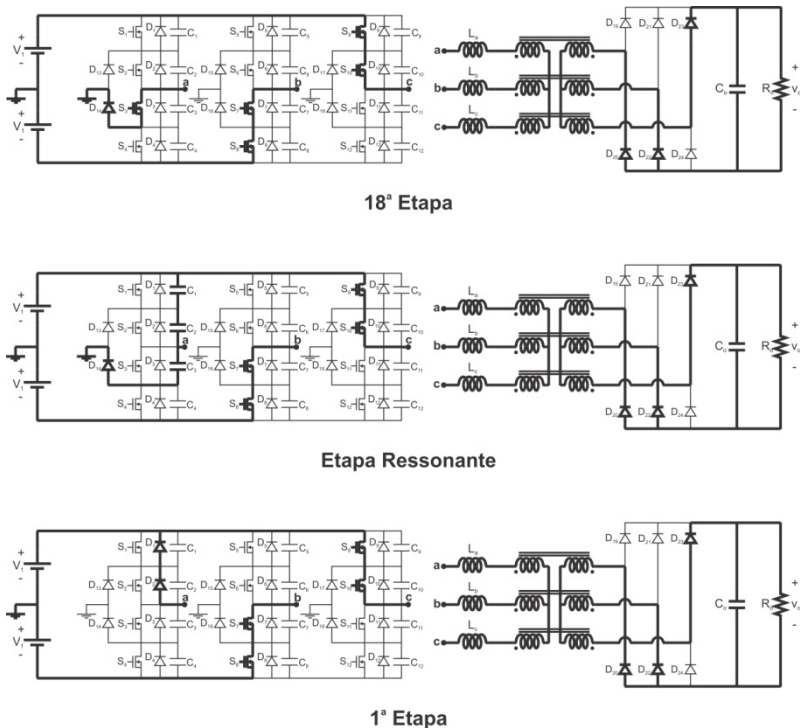


Figura 6.18 - Etapas de operação referentes à entrada em condução dos interruptores S_1 e S_2 no MCC 5.

A Figura 6.19 apresenta as formas de onda referentes à comutação dos interruptores S_1 e S_2 no MCC 5. Novamente comenta-se que as formas de onda referentes ao interruptor S_3 são idênticas às de S_2 , desde que adequadamente defasadas.

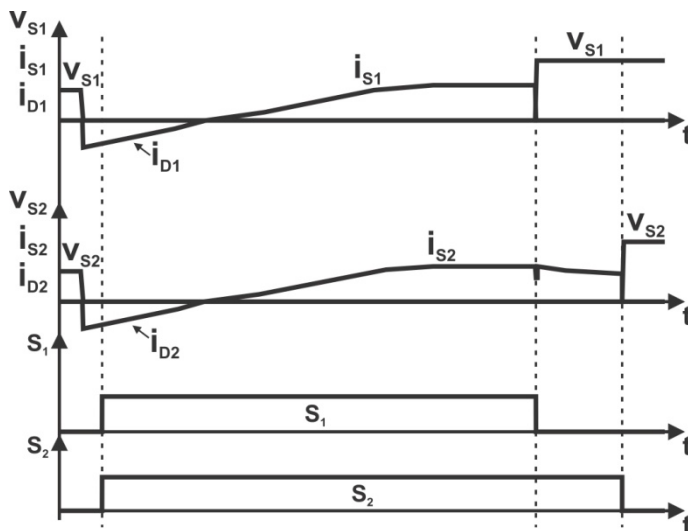


Figura 6.19 - Formas de onda referentes à comutação dos interruptores S_1 e S_2 no MCC 5.

A etapa ressonante pode ser representada, para fins de análise, pelo circuito equivalente apresentado no Figura 6.20.

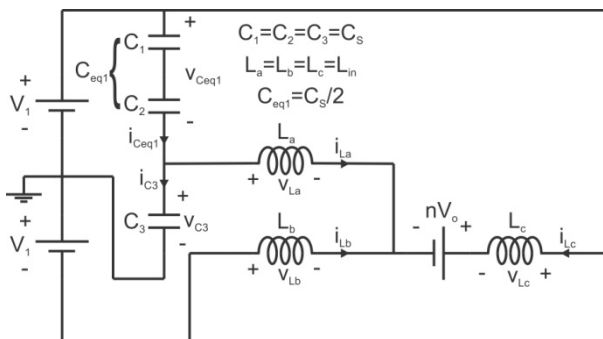


Figura 6.20 - Circuito equivalente da etapa ressonante referente ao MCC 5.

Analisando-se o circuito dado na Figura 6.20 obtém-se a equação diferencial (6.62), que rege o comportamento da tensão v_{Ceq1} no decorrer da etapa ressonante.

$$\frac{d^2 v_{Ceq1}}{dt^2} + \frac{4}{9L_m C_S} v_{Ceq1} = \frac{4}{9L_m C_S} \left(V_1 + \frac{nV_o}{2} \right) \quad (6.62)$$

O circuito apresentado na Figura 6.21 consiste no equivalente de Thévenin do circuito equivalente da etapa ressonante. Conclui-se por esta representação que a indutância e a capacitância equivalentes na etapa ressonante são dadas, respectivamente, por (6.63) e (6.64).

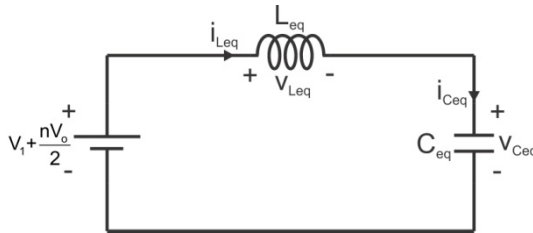


Figura 6.21 - Circuito equivalente simplificado da etapa ressonante do MCC 5.

$$L_{eq} = \frac{3}{2} L_m \quad (6.63)$$

$$C_{eq} = \frac{3}{2} C_S \quad (6.64)$$

Para a análise matemática do circuito equivalente da etapa ressonante se faz necessário conhecer as condições iniciais das correntes nos indutores L_a , L_b e L_c e das tensões sobre C_{eq1} e C_3 , dadas por (6.65), (6.66), (6.67), (6.68) e (6.69).

$$i_{La}(0) = -I_3 = -\frac{(9D + 12Dq - 8q^2 - 14q + 3)V_1}{54f_s L_m} \quad (6.65)$$

$$i_{Lb}(0) = -I_5 = -\frac{(3 + 2q)(2 - 3D + 2q)V_1}{27f_s L_m} \quad (6.66)$$

$$i_{Lc}(0) = I_8 = \frac{(15 - 9D + 24Dq - 16q^2 - 10q)V_1}{54f_s L_m} \quad (6.67)$$

$$v_{Ceq1}(0) = V_1 \quad (6.68)$$

$$v_{C3}(0) = 0 \quad (6.69)$$

A relação entre a derivada de primeira ordem de v_{Ceq1} e a corrente i_{La} é dada pela equação (6.70).

$$\frac{dv_{Ceq1}(t)}{dt} = \frac{2}{3C_s} i_{La}(t) \quad (6.70)$$

A partir da condição inicial de i_{La} , dada por (6.65), e da equação (6.70), obtém-se (6.71).

$$\begin{aligned} \frac{dv_{Ceq1}(0)}{dt} &= \frac{2}{3C_s} i_{La}(0) = -\frac{(9D + 12Dq - 8q^2 - 14q + 3)V_1}{81f_s L_{in}} \\ &= -\frac{(9D + 12Dq - 8q^2 - 14q + 3)V_1}{36f_s L_{eq} C_{eq}} \end{aligned} \quad (6.71)$$

Com as condições iniciais determinadas até então se determina a solução da equação diferencial (6.62), conforme (6.72).

$$\begin{aligned} v_{Ceq1}(t) &= V_1 + \frac{nV_o}{2} - \frac{(9D + 12Dq - 8q^2 - 14q + 3)V_1}{36f_s \sqrt{L_{eq} C_{eq}}} \text{sen}(\omega_c t) \\ &\quad - \frac{nV_o}{2} \text{cos}(\omega_c t) \end{aligned} \quad (6.72)$$

Onde:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} C_{eq}}} \quad (6.73)$$

A Figura 6.22 apresenta o plano de fase $i_{La} \times v_{Ceq1}$ correspondente ao MCC 5. Caso a restrição (6.74) seja atendida, a energia armazenada nos indutores L_a , L_b e L_c é suficiente para anular a tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 , condição necessária para a obtenção de comutação sob tensão nula. De forma equivalente, pode-se dizer que, caso (6.74) seja satisfeita, o raio R possui valor suficientemente grande para que a origem do gráfico do plano de fase esteja contida no interior do círculo tracejado.

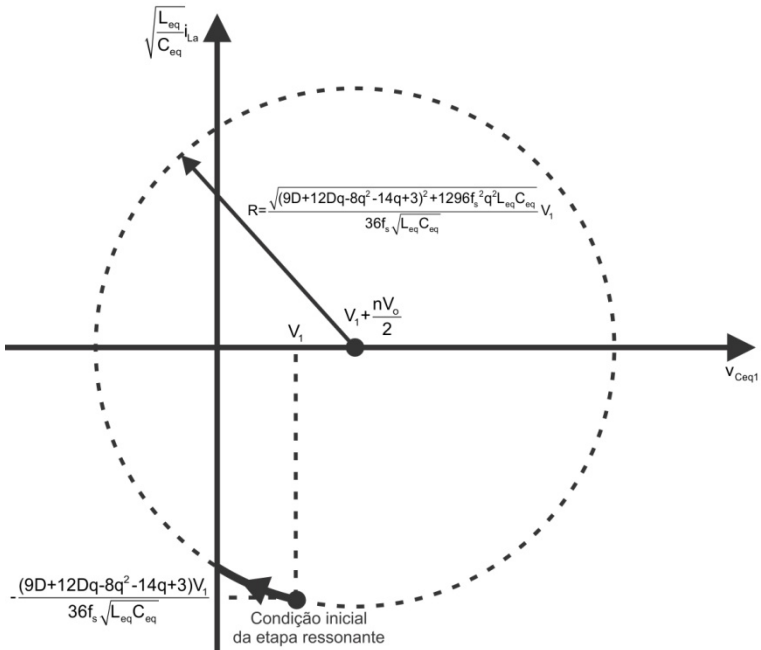


Figura 6.22 – Plano de fase i_{La} x v_{Ceq1} para o MCC 5.

$$C_{eq} \leq \frac{(9D + 12Dq - 8q^2 - 14q + 3)^2}{1296 f_s^2 L_{eq} (1 + 2q)} \quad (6.74)$$

A igualdade (6.75) fornece o tempo necessário para que a tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 se anule. Para que estes interruptores sejam comandados com tensão nula, o tempo morto deverá ser maior que Δt_c .

$$\Delta t_c = \sqrt{L_{eq} C_{eq}} \left[\begin{array}{l} \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{9D + 12Dq - 8q^2 - 14q + 3}{36 f_s q \sqrt{L_{eq} C_{eq}}} \right) - \\ \cos^{-1} \left(\frac{36 f_s \sqrt{L_{eq} C_{eq}} (1 + q)}{\sqrt{(9D + 12Dq - 8q^2 - 14q + 3)^2 + 1296 f_s^2 q^2 L_{eq} C_{eq}}} \right) \end{array} \right] \quad (6.75)$$

b) Bloqueio de S_1 e S_2 :

As correntes circulando pelos interruptores S_1 e S_2 no instante do seu bloqueio são dadas, respectivamente, por (6.76) e (6.77). Após o bloqueio, cada um destes interruptores assumirá uma tensão de valor igual a V_1 .

$$I_{S1\text{bloqueio}}^{MCC5} = I_1 = \frac{(9D - 12Dq - 16q^2 + 14q + 3)V_1}{54f_s L_{in}} \quad (6.76)$$

$$I_{S2\text{bloqueio}}^{MCC5} = I_3 = \frac{(9D + 12Dq - 8q^2 - 14q + 3)V_1}{54f_s L_{in}} \quad (6.77)$$

O bloqueio dos interruptores S_4 , S_5 , S_8 , S_9 e S_{12} também ocorre com valor de corrente dado por (6.76). Já a igualdade (6.77) é válida também para o bloqueio de S_3 , S_6 , S_7 , S_{10} e S_{11} .

6.2.6. Comutação no MCC 6

a) Entrada em Condução de S_1 e S_2 e Bloqueio de S_3 :

A entrada em condução dos interruptores S_1 e S_2 e o bloqueio de S_3 no MCC 6 são caracterizados por etapas de operação e circuito equivalente similares ao MCC 5, conforme Figura 6.18 e Figura 6.20. O circuito equivalente de Thévenin é apresentado na Figura 6.21 e a equação diferencial que rege o comportamento da tensão v_{Ceq1} é dada por (6.62). As formas de onda referentes à comutação dos interruptores S_1 e S_2 são apresentadas na Figura 6.23. As formas de onda de S_2 , desde que defasadas de 180° , são válidas também para S_3 .

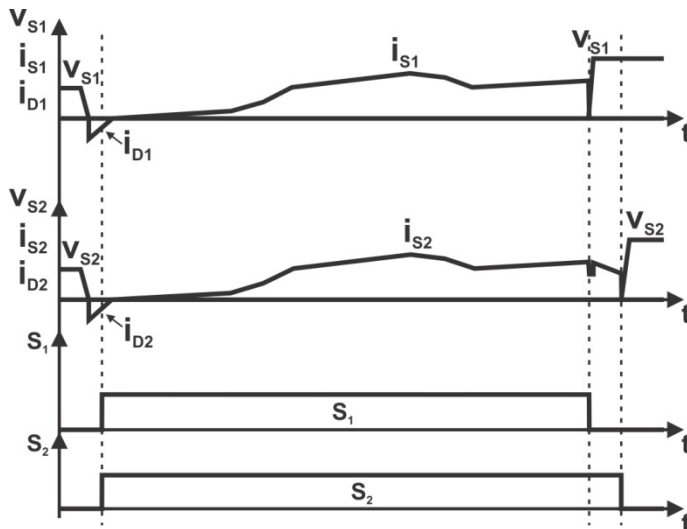


Figura 6.23 - Formas de onda referentes à comutação dos interruptores S_1 e S_2 no MCC 6.

Apesar da similaridade entre o MCC 6 e o MCC 5, as condições iniciais não são iguais, o que caracteriza uma evolução diferente da tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 . As equações (6.78), (6.79), (6.80), (6.81) e (6.82) fornecem as condições iniciais das correntes nos indutores L_a , L_b e L_c e em C_{eq1} e C_3 para a etapa ressonante no MCC 6.

$$i_{L_b}(0) = -I_4 = -\frac{(1+q)(3D-4q-1)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (6.78)$$

$$i_{L_b}(0) = -I_6 = -\frac{(4-6D+3Dq-4q^2+3q)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (6.79)$$

$$i_{L_c}(0) = I_1 = \frac{(5-3D+6Dq-8q^2)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (6.80)$$

$$v_{C_{eq1}}(0) = V_1 \quad (6.81)$$

$$v_{C_3}(0) = 0 \quad (6.82)$$

A equação (6.83) fornece a relação entre a derivada de primeira ordem de $v_{C_{eq1}}$ e a corrente i_{L_a} .

$$\frac{dv_{C_{eq1}}(t)}{dt} = \frac{2}{3C_s} i_{L_a}(t) \quad (6.83)$$

Substituindo-se (6.78) em (6.83) obtém-se (6.84).

$$\begin{aligned} \frac{dv_{C_{eq1}}(0)}{dt} &= \frac{2}{3C_s} i_{L_a}(0) = -\frac{(1+q)(3D-4q-1)V_1}{27f_s L_{in}} \\ &= -\frac{(1+q)(3D-4q-1)V_1}{12f_s L_{eq} C_{eq}} \end{aligned} \quad (6.84)$$

A solução da equação diferencial (6.62), obtida utilizando-se as condições iniciais (6.78) e (6.84), é dada por (6.85).

$$\begin{aligned} v_{C_{eq1}}(t) &= V_1 + \frac{nV_o}{2} - \frac{(1+q)(3D-4q-1)V_1}{12f_s \sqrt{L_{eq} C_{eq}}} \text{sen}(\omega_c t) \\ &\quad - \frac{nV_o}{2} \cos(\omega_c t) \end{aligned} \quad (6.85)$$

Onde:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} C_{eq}}} \quad (6.86)$$

O plano de fase que relaciona a corrente i_{L_a} com a tensão $v_{C_{eq1}}$ é apresentado na Figura 6.24. Para que a energia acumulada nos indutores L_a , L_b e L_c seja suficiente para anular a tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 , a restrição (6.87) deve ser atendida. De forma equivalente, ao se satisfazer a condição (6.87) tem-se que o raio R possui valor suficientemente grande para que a origem do gráfico esteja contida no círculo tracejado.

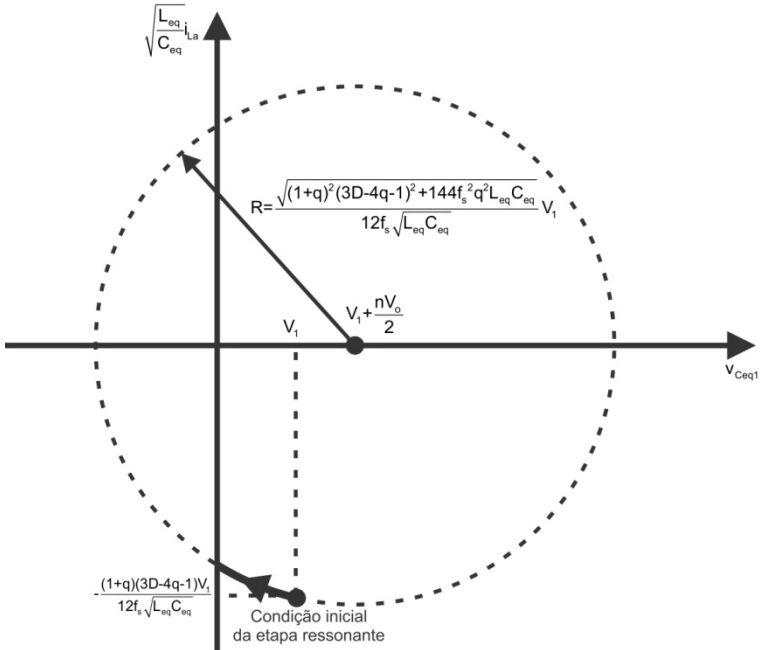


Figura 6.24 – Plano de fase i_{La} x v_{Ceq1} para o MCC 6.

$$C_{eq} \leq \frac{(1+q)^2 (3D-4q-1)^2}{144f_s^2 L_{eq} (1+2q)} \quad (6.87)$$

O tempo necessário para que a tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 se anule é dado por (6.88). Para que estes interruptores sejam comandados sob tensão nula, o tempo morto deve ser maior que Δt_c .

$$\Delta t_c = \sqrt{L_{eq} C_{eq}} \left[\begin{array}{l} \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{(1+q)(3D-4q-1)}{12f_s q \sqrt{L_{eq} C_{eq}}} \right) - \\ \cos^{-1} \left(\frac{12f_s \sqrt{L_{eq} C_{eq}} (1+q)}{\sqrt{(1+q)^2 (3D-4q-1)^2 + 144f_s^2 q^2 L_{eq} C_{eq}}} \right) \end{array} \right] \quad (6.88)$$

b) Bloqueio de S_1 e S_2 :

As equações (6.89) e (6.90) fornecem as correntes circulando pelos interruptores S_1 e S_2 no instante dos seus respectivos bloqueios. Após bloquearem, ambos os interruptores assumirão uma tensão de valor igual a V_1 .

$$I_{S1\text{bloqueio}}^{MCC6} = I_3 = \frac{(1-q)(3D+4q+1)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (6.89)$$

$$I_{S2\text{bloqueio}}^{MCC6} = I_4 = \frac{(1+q)(3D-4q-1)V_1}{18f_s L_{in}} \quad (6.90)$$

As condições de bloqueio de S_4 , S_5 , S_8 , S_9 e S_{12} são análogas às de S_1 , conforme (6.89). Já para os interruptores S_3 , S_6 , S_7 , S_{10} e S_{11} , é válida a igualdade (6.90).

6.3 COMUTAÇÃO NOS MODOS DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

Quando o conversor TPTL-ZVS-PWM opera em condução descontínua perde-se a comutação suave do tipo ZVS que havia nos modos de condução contínua. No instante do comando dos interruptores, há energia armazenada na capacitância equivalente, o que implica a existência de perdas de comutação. É importante observar que a comutação não será completamente dissipativa, pois parte da energia armazenada nos capacitores envolvidos na comutação é transferida ao circuito antes que os interruptores sejam comandados. Isso significa que o conversor opera em uma condição de perdas intermediária à comutação suave e à comutação dissipativa.

Nos modos de condução descontínua todos os doze interruptores passam a ser comandados com corrente nula, sendo que, conforme citado anteriormente, há perdas na entrada em condução devido à energia armazenada nas capacitâncias envolvidas na comutação. O bloqueio dos interruptores internos (S_2 , S_3 , S_6 , S_7 , S_{10} e S_{11}), assim como sua entrada em condução, também ocorre sob corrente nula. Já os interruptores externos (S_1 , S_4 , S_5 , S_8 , S_9 e S_{12}) conduzem corrente com valor não nulo no instante do seu bloqueio, cujas perdas são reduzidas na presença de capacitores de auxílio à comutação.

A Tabela 6.1 fornece os valores de corrente no instante do bloqueio dos interruptores externos para os sete modos de condução descontínua.

Tabela 6.1 – Valores de corrente no bloqueio de S₁, S₄, S₅, S₈, S₉ e S₁₂ para os sete modos de condução descontínua.

Modo	Valor de corrente no bloqueio de S₁, S₄, S₅, S₈, S₉ e S₁₂
MCD 1	$I_{\text{bloqueio}}^{MCD1} = \frac{(1-q)DV_1}{3f_s L_{in}}$
MCD 2	$I_{\text{bloqueio}}^{MCD2} = \frac{(3D-3Dq-q)V_1}{6f_s L_{in}}$
MCD 3	$I_{\text{bloqueio}}^{MCD3} = \frac{(1-2q)DV_1}{4f_s L_{in}}$
MCD 4	$I_{\text{bloqueio}}^{MCD4} = \frac{(18D-12Dq-2q-3)V_1}{18f_s L_{in}}$
MCD 5	$I_{\text{bloqueio}}^{MCD5} = \frac{(9D-6Dq-2)V_1}{12f_s L_{in}}$
MCD 6	$I_{\text{bloqueio}}^{MCD6} = \frac{(1-q)(3D-1)V_1}{6f_s L_{in}}$
MCD 7	$I_{\text{bloqueio}}^{MCD7} = \frac{(1-q)(3D+1)V_1}{9f_s L_{in}}$

6.4 POSSÍVEIS SOLUÇÕES PARA AMPLIAÇÃO DA FAIXA DE COMUTAÇÃO ZVS

Conforme visto até então o conversor TPTL-ZVS-PWM possuirá comutação suave do tipo ZVS desde que restrições sejam atendidas. Isso significa que os interruptores só são comandados com tensão nula para uma determinada faixa de carga do conversor. Nesta seção serão apresentadas possíveis soluções para a ampliação da faixa de ocorrência da comutação ZVS. É importante observar que tais soluções implicam uma maior circulação de corrente reativa pela estrutura, e conseqüentemente um aumento nas perdas por condução. Em determinados projetos, este aumento nas perdas por condução podem ser aceitáveis em prol dos benefícios trazidos pela comutação suave. Este estudo não traz argumentos que indiquem se vale ou não a pena optar pela ampliação da faixa de comutação suave. Apenas as características básicas das soluções são apresentadas.

6.4.1. Adição de Indutores na Saída da Célula de Comutação

A Figura 6.25 apresenta o estágio de potência do conversor TPTL-ZVS-PWM com a adição de indutores na saída da célula de comutação.

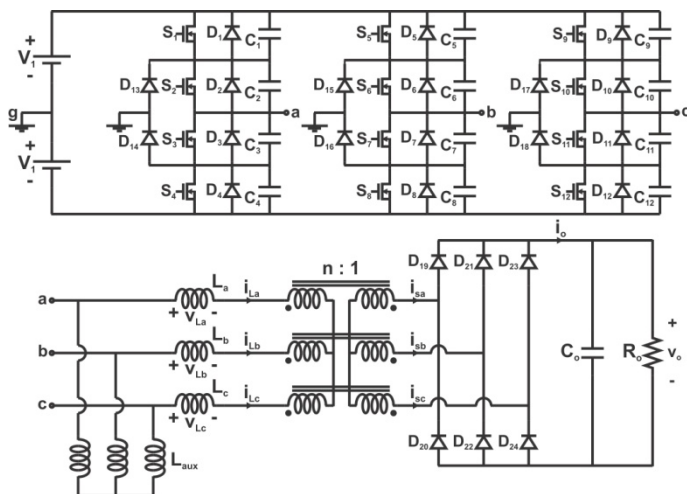


Figura 6.25 – Conversor TPTL-ZVS-PWM com a adição de indutores na saída da célula de comutação.

Observam-se as seguintes características nesta solução:

- Grande dependência da razão cíclica, o que significa que à medida que a razão cíclica diminui, a corrente que circula pelos indutores adicionais também diminui;
- Adição de três elementos ao circuito.

6.4.2. Adição de Indutores em Paralelo com o Transformador Trifásico

Nesta solução adicionam-se três indutores em paralelo com o transformador trifásico ou pode ser utilizada a própria indutância de magnetização do referido transformador, conforme apresentado na Figura 6.26.

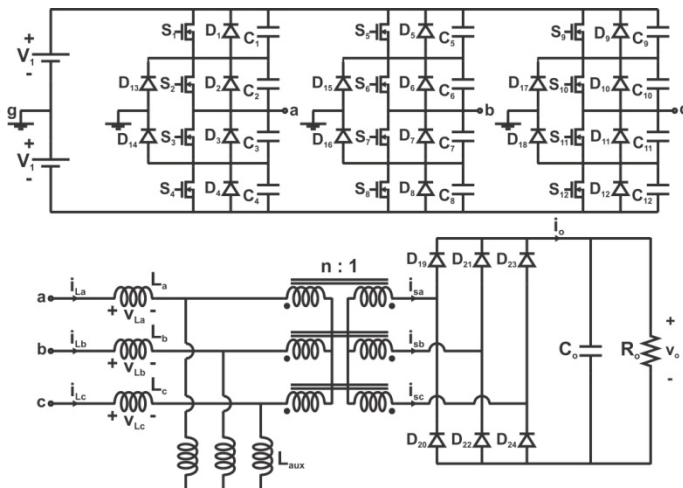


Figura 6.26 – Conversor TPTL-ZVS-PWM com a adição de indutores em paralelo com o transformador trifásico.

As seguintes características são observadas nesta solução:

- Independe do valor de razão cíclica (quando em condução contínua);
- Esta solução possibilita uma ampliação na faixa de operação em condução contínua, o que indiretamente implica também a ampliação da faixa de operação com comutação ZVS;
- Pode ser utilizada a própria indutância de magnetização do transformador trifásico;
- Adição de nenhum ou de três elementos ao circuito.

6.4.3. Adição de Pólos Ressonantes à Célula de Comutação

Uma solução já proposta para conversores CC-CC monofásicos é a adição de um polo ressonante à célula de comutação para a ampliação da faixa de operação com comutação ZVS [31]. Adaptada ao caso trifásico, esta solução pode ser visualizada no circuito da Figura 6.27.

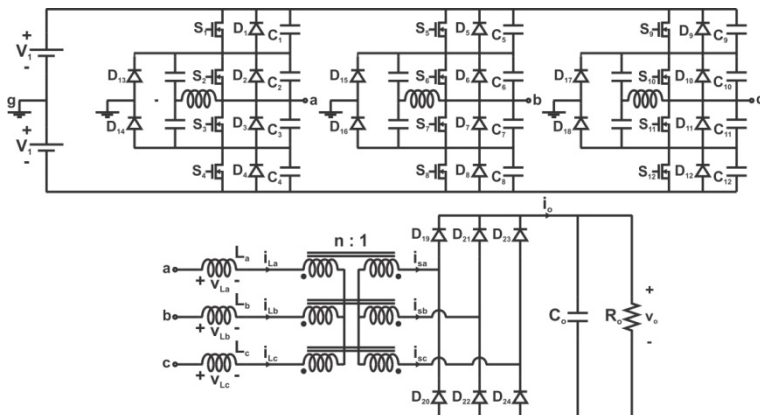


Figura 6.27 – Conversor TPTL-ZVS-PWM com a adição de pólos ressonantes à célula de comutação.

A seguir têm-se as principais características observadas nesta solução:

- Apenas os interruptores internos (S_2 , S_3 , S_6 , S_7 , S_{10} e S_{11}) são beneficiados;
- Adição de nove elementos ao circuito.

6.5 CONCLUSÃO

O processo de comutação dos doze interruptores comandados foi descrito e analisado no decorrer deste capítulo, tanto para os modos de condução contínua quanto para os modos de condução descontínua.

Conforme apresentado, há a possibilidade de se obter comutação suave do tipo ZVS em todos os interruptores comandados, desde que condições básicas de parâmetros e operação sejam satisfeitas. As restrições apresentadas podem ser de grande auxílio em um eventual projeto ou estudo visando a otimização do rendimento do conversor.

Já em condução descontínua, o mecanismo de comutação é diferente. Os interruptores passam a ser comandados com corrente nula, mas com valor não nulo de tensão. Isso significa que a energia armazenada na capacitância equivalente de comutação será dissipada no circuito, provocando a elevação das perdas.

Ambas as situações de comutação podem ser atrativas. Há tecnologias de semicondutores que se adaptam melhor à comutação ZVS e outras melhor à comutação ZCS. Um estudo mais detalhado a partir das equações básicas apresentadas neste documento pode ser

desenvolvido. Optou-se por investigar de forma mais detalhada a comutação ZVS, pois se espera que em condução contínua o conversor tenha menores perdas por condução e também um melhor aproveitamento dos interruptores controlados, assim como acontece no caso dos conversores CC-CC monofásicos.

PROJETO, SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR TPTL-ZVS-PWM DE 10 kW

7.1 INTRODUÇÃO

Para a completa verificação das análises teóricas apresentadas no decorrer deste documento são realizados o projeto, a simulação e a experimentação de um conversor TPTL-ZVS-PWM de 10kW. Uma metodologia de projeto é proposta a partir de especificações e considerações básicas referentes à operação do conversor.

Simulações com o programa PSIM são realizadas como estágio intermediário entre o projeto, a partir das análises teóricas, e a experimentação. Os resultados de simulação servem também para verificar se os esforços de tensão e de corrente estão de acordo com o previsto na teoria, e confirmam se os limites elétricos dos componentes escolhidos para a construção do protótipo são respeitados.

O projeto do protótipo não visa a otimização do seu volume e do seu rendimento. O objetivo principal é a obtenção de uma plataforma de testes robusta que permita realizar os experimentos com facilidade na medição das grandezas de interesse e na troca de componentes em caso de falha.

7.2 PROPOSTA DE UM PROCEDIMENTO DE PROJETO PARA O ESTÁGIO DE POTÊNCIA

Inicialmente, reapresenta-se na Figura 7.1 o estágio de potência do conversor TPTL-ZVS-PWM.

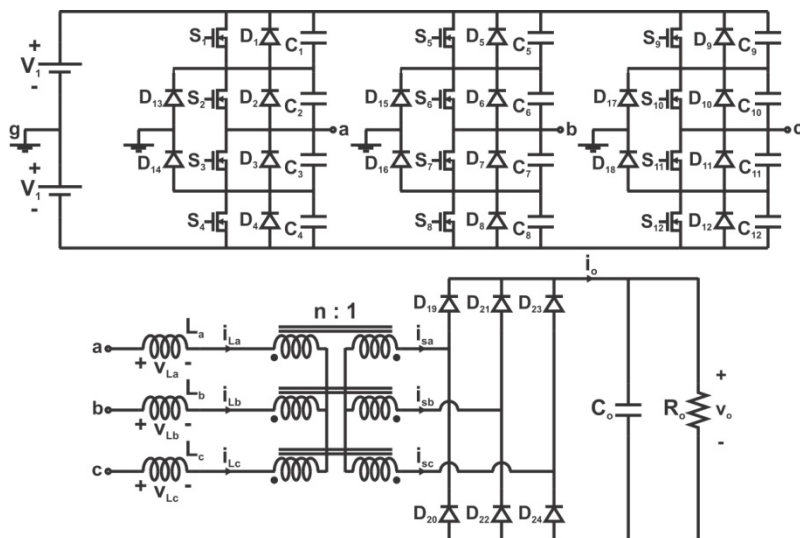


Figura 7.1 – Estágio de potência do conversor TPTL-ZVS-PWM proposto.

O projeto do conversor inicia a partir de um conjunto de especificações básicas, conforme apresentado na Tabela 7.1. A opção por uma tensão de entrada de 800V visa a utilização de interruptores de 600V com certa margem de segurança. Já a escolha de um valor intermediário de 0,55 para o ganho estático se deve a dois fatores restritivos: primeiro, valores muito reduzidos de ganho estático possibilitam uma maior faixa de operação com comutação suave, mas implicam também o processamento de uma maior potência reativa pelo conversor, provocando um aumento nas perdas por condução; segundo, valores elevados desta grandeza restringem a operação com comutação suave apenas para valores elevados de carga.

Tabela 7.1 - Especificações para o projeto de um conversor TPTL-ZVS-PWM de 10 kW.

Especificação	Valor
Potência de Saída P_o	10 kW
Tensão de Entrada V_{in}	800 V
Tensão de Saída V_o	200 V
Frequência de Comutação f_s	40 kHz
Razão Cíclica Nominal D_{nom}	0,9
Ganho Estático q	0,55
Ondulação Percentual da Tensão de Saída $\Delta V_{o\%}$	1%

Especificação	Valor
Faixa de Operação com Comutação ZVS*	65% - 100%

* Refere-se à faixa com comutação ZVS completa.

Com os valores de razão cíclica nominal e de ganho estático escolhidos conclui-se que o conversor irá operar no MCC 5 em condições nominais. A partir da equação (4.192) determina-se o valor da corrente de saída parametrizada, conforme (7.1).

$$\begin{aligned}\bar{I}_o &= 7D_{nom} - 3D_{nom}^2 - \frac{8}{3}q^2 - \frac{1}{3} \\ &= 7 \times 0,9 - 3 \times 0,9^2 - \frac{8}{3} \times 0,55^2 - \frac{1}{3} = 2,73\end{aligned}\quad (7.1)$$

O valor médio da corrente de saída do conversor é dado por (7.2).

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{10 \times 10^3}{800} = 50A \quad (7.2)$$

A relação de transformação do transformador é calculada segundo (7.3).

$$n = \frac{qV_{in}}{V_o} = \frac{0,55 \times 800}{200} = 2,2 \quad (7.3)$$

A partir da definição (2.4) determina-se o valor de L_{in} , que corresponde à indutância de cada um dos indutores L_a , L_b e L_c .

$$L_{in} = \frac{nV_1\bar{I}_o}{18f_s I_o} = \frac{2,2 \times 400 \times 2,73}{18 \times 40 \times 10^3 \times 50} = 66,73\mu H \quad (7.4)$$

A Figura 7.2 apresenta o gráfico da característica de saída do conversor destacando o ponto de operação nominal.

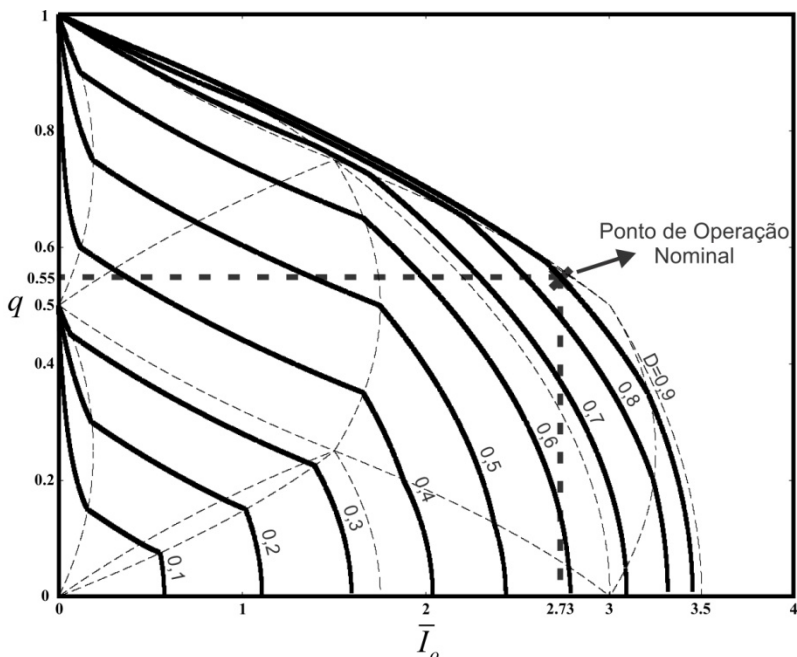


Figura 7.2 – Característica de saída do conversor TPTL-ZVS-PWM com ponto de operação nominal destacado.

A ondulação de corrente na saída do conversor, antes do filtro capacitivo, é dada pela expressão (7.5).

$$\Delta i_o = I_8 - I_2 = \frac{(15 - 9D_{nom} + 24D_{nom}q - 16q^2 - 10q)V_1}{54f_s L_m}$$

$$- \frac{(3D_{nom} - 2q + 1)V_1}{18f_s L_m} \quad (7.5)$$

$$\Delta i_o = \frac{(15 - 9 \times 0,9 + 24 \times 0,9 \times 0,55 - 16 \times 0,55^2 - 10 \times 0,55)400}{54 \times 40 \times 10^3 \times 66,73 \times 10^{-6}}$$

$$- \frac{(3 \times 0,9 - 2 \times 0,55 + 1)400}{18 \times 40 \times 10^3 \times 66,73 \times 10^{-6}} = 3,9A$$

O valor apresentado em (7.5) deixa claro um dos grandes atributos do conversor proposto de fornecer em sua saída (antes do filtro) uma corrente com baixa ondulação relativa. No caso apresentado,

a ondulação corresponde a apenas 7,8% do valor médio da corrente nominal de carga, que é de 50A. Além do mais, é importante ressaltar que a frequência desta ondulação corresponde a seis vezes a frequência de comutação, valendo, neste caso, 240kHz. Logo, o valor de capacitância C_o ficaria reduzido para atender apenas o critério de ondulação. Para garantir um bom desacoplamento entre as dinâmicas das funções de transferência (5.53) e (5.55), optou-se pelo valor de capacitância apresentado em (7.6). Vale ressaltar que esta capacitância em um projeto real poderia ser ainda maior para atender critérios usuais, como, por exemplo, *hold-up time*.

$$C_o = 1.500\mu F \quad (7.6)$$

A partir dos resultados da análise da comutação do conversor, determina-se a faixa de obtenção de comutação suave do tipo ZVS para alguns casos de interesse, conforme apresentado na Tabela 7.2. O tempo morto mínimo para cada caso também é fornecido.

Tabela 7.2 – Faixa de carga com comutação suave e valor mínimo do tempo morto para valores de interesse de C_{eq} .

Capacitância Equivalente de Comutação (C_{eq})	Faixa de Operação com Comutação ZVS	Valor Mínimo de Tempo Morto
$C_{eq} = 0$	63,7% - 100% de carga	0
$C_{eq} = 0,9 \text{ nF}$	68,0% - 100% de carga	257 ns
$C_{eq} = 3,2 \text{ nF}$	72,2% - 100% de carga	597 ns
$C_{eq} = 5,6 \text{ nF}$	73,8% - 100% de carga	702 ns

Neste documento são realizados testes nos valores de C_{eq} apresentados na Tabela 7.2 a fim de verificar o comportamento do conversor em diferentes situações. Escolheu-se um valor de tempo morto de 1 μ s para as simulações e experimentos.

O equacionamento dos esforços de corrente nos componentes do conversor TPTL-ZVS-PWM não foi exposto no decorrer das análises apresentadas, mas pode ser facilmente determinado a partir das formas de onda e das funções que determinam o comportamento das correntes e das tensões em cada modo de operação. A Tabela 7.3 apresenta os resultados, obtidos a partir da análise teórica, dos esforços nos semicondutores de potência do conversor TPTL-ZVS-PWM de 10kW referentes ao MCC 5, condição para a qual o conversor opera com potência nominal. Optou-se por não apresentar as equações devido à extensão das mesmas.

Tabela 7.3 - Esforços nos semicondutores do conversor TPTL-ZVS-PWM de 10 kW.

Componente	Valor Médio de Corrente	Valor Eficaz de Corrente	Valor Máximo de Tensão
S ₁ , S ₄ , S ₅ , S ₈ , S ₉ , S ₁₂	5,4 A	10,4 A	400 V
S ₂ , S ₃ , S ₆ , S ₇ , S ₁₀ , S ₁₁	6,4 A	11,4 A	400 V
D ₁ , D ₄ , D ₅ , D ₈ , D ₉ , D ₁₂	1,2 A	3,9 A	400 V
D ₂ , D ₃ , D ₆ , D ₇ , D ₁₀ , D ₁₁	1,2 A	3,9 A	400 V
D ₁₃ , D ₁₄ , D ₁₅ , D ₁₆ , D ₁₇ , D ₁₈	1,1 A	4,9 A	400 V
D ₁₉ , D ₂₀ , D ₂₁ , D ₂₂ , D ₂₃ , D ₂₄	16,7 A	26,4 A	200 V

Já os esforços de tensão e de corrente nos elementos magnéticos e no capacitor de saída do conversor TPTL-ZVS-PWM de 10kW, provenientes da análise teórica, são apresentados na Tabela 7.4. Tais valores são indispensáveis para o projeto ou a escolha adequada destes componentes.

Tabela 7.4 - Esforços de tensão e de corrente nos elementos magnéticos e no capacitor de saída do conversor TPTL-ZVS-PWM de 10 kW.

Componente	Valor Eficaz de Corrente	Valor de Pico de Corrente	Valor Eficaz de Tensão
L _a , L _b , L _c	17,0 A	23,4 A	Irrelevante
C _o	1,0 A	2,4 A	~200 V
Enrolamento primário de T	17,0 A	23,4 A	207,42 V
Enrolamento secundário de T	37,4 A	51,5 A	94,28 V

A partir dos esforços apresentados nas Tabelas 7-3 e 7-4, escolhem-se os componentes apresentados na Tabela 7.5 para a construção do protótipo de 10 kW do conversor TPTL-ZVS-PWM.

Tabela 7.5 - Componentes utilizados para a implementação do conversor TPTL-ZVS-PWM de 10 kW.

Componente	Descrição
S ₁ – S ₁₂ , D ₁ – D ₁₂	6 x Semikron SKM100GB063D (IGBT) [32]
D ₁₃ – D ₁₈	3 x Semikron SKKD75F12 (Diodo) [33]
D ₁₉ – D ₂₄	3 x Semikron SKKD75F12 (Diodo) [33]
C _o	2 x EPCOS B43876-S9158-Q (1.500 µF/400 V)

Os procedimentos de projeto para os indutores L_a, L_b e L_c, e também para o transformador T, fazem uso dos esforços apresentados nas Tabelas 7-3 e 7-4, estando apresentados nas planilhas de cálculo no Apêndice B. Para o comando dos interruptores S₁-S₁₂ são utilizados seis *drivers* SKHI 23/12 da Semikron [34]. O esquemático completo do

conversor TPTL-ZVS-PWM de 10 kW, incluindo os circuitos auxiliares e de proteção, são apresentados no Apêndice C.

7.3 PROJETO DO ESTÁGIO DE MEDIÇÃO E CONTROLE

O controle do conversor TPTL-ZVS-PWM de 10 kW será analógico empregando amplificadores operacionais para a sua realização. Já o modulador, que exige precisão a fim de garantir uma boa simetria de comando, será realizado digitalmente através da utilização de um processador digital de sinais, neste caso sendo escolhido o DSP da Texas Instruments TMS320F2808 [35].

A Figura 7.3 apresenta o diagrama de blocos do sistema em malha fechada. A descrição de cada um dos blocos e os detalhes de projeto são apresentados nas seções subsequentes.

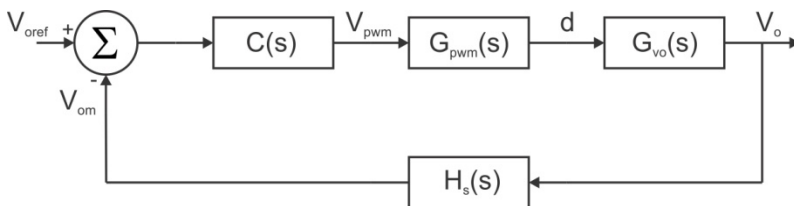


Figura 7.3 – Diagrama de blocos do sistema em malha fechada.

7.3.1. Sensor de Tensão

A variável a ser controlada no conversor é a tensão de saída, a qual deve ser regulada em 200 V no protótipo em estudo. Para realizar a realimentação da tensão de saída se faz necessária sua medição e condicionamento para a adequada operação do circuito de controle do conversor. O circuito de sensoriamento da tensão de saída será projetado com base no sensor de tensão de efeito *hall* LV-25P [36]. Seguindo os dados e recomendações apresentados no manual do fabricante, determina-se o circuito equivalente do sensor de tensão a ser projetado, conforme a Figura 7.4.

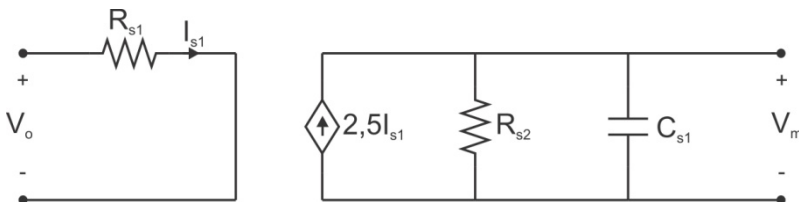


Figura 7.4 – Circuito equivalente do sensor de tensão.

A partir da Figura 7.4 determina-se a função de transferência do sensor de tensão, que relaciona a tensão de medição V_{om} e a tensão de saída V_o , segundo a equação (7.7).

$$\frac{V_{om}(s)}{V_o(s)} \triangleq H_s(s) = \frac{2,5R_{s2}}{R_{s1}(1 + sR_{s2}C_{s2})} \quad (7.7)$$

Arbitrando-se uma frequência de corte f_c de 20 kHz e escolhendo-se os valores de R_{s2} e R_{s1} de acordo com as recomendações do fabricante e objetivando um ganho estático de medição G_m de aproximadamente 0,02 obtém-se o valor das resistências R_{s2} e R_{s1} e capacitância C_{s1} dados por (7.8), (7.9) e (7.10), respectivamente.

$$R_{s2} = 220\Omega \quad (7.8)$$

$$R_{s1} = \frac{2,5R_{s2}}{G_m} = 27,5k\Omega \approx 28k\Omega \quad (7.9)$$

$$C_{s1} = \frac{1}{2\pi f_c R_{s2}} = 36,16nF \approx 39nF \quad (7.10)$$

Substituindo-se (7.8), (7.9) e (7.10) em (7.7) obtém-se a função de transferência do sensor de tensão, conforme (7.11).

$$H_s(s) = \frac{1100}{0,4805s + 56000} \quad (7.11)$$

7.3.2. Modulador PWM

Utilizou-se um DSP para a geração dos sinais de comando dos interruptores seguindo a estratégia de modulação descrita na seção 2.5.1. Para os propósitos de controle, necessita-se da função de transferência do modulador PWM, a qual pode ser determinada a partir das características elétricas do DSP utilizado, sendo dada por (7.12).

$$\frac{d(s)}{V_{pwm}(s)} \triangleq G_{PWM}(s) = \frac{1}{3} \quad (7.12)$$

7.3.3. Controlador de Tensão

A partir dos parâmetros do conversor TPTL-ZVS-PWM de 10 kW e da função de transferência (5.55), obtém-se as funções de transferência (7.13) e (7.14) que relacionam a tensão de saída com a

razão cíclica na situação em que o sistema encontra-se em malha aberta para duas condições de carregamento do conversor: carga nominal e a vazio. Considera-se como condição a vazio o conversor operando com 1% de carga. Tais funções de transferência servirão como base para o projeto do compensador de tensão.

$$G_{vo}(s)^{\text{nominal}} = \frac{1,463 \times 10^9 s + 7,948 \times 10^{14}}{s^3 + 3,372 \times 10^5 s^2 + 9,161 \times 10^{10} s + 1,526 \times 10^{13}} \quad (7.13)$$

$$G_{vo}(s)^{\text{vazio}} = \frac{1,463 \times 10^9 s + 7,948 \times 10^{14}}{s^3 + 3,37 \times 10^5 s^2 + 9,156 \times 10^{10} s + 1,526 \times 10^{11}} \quad (7.14)$$

As Figuras 7.5 e 7.6 apresentam os diagramas de Bode das funções de transferência (7.13) e (7.14), respectivamente.

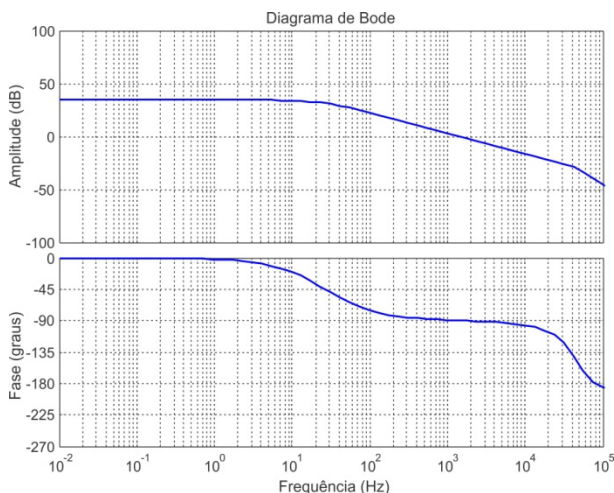


Figura 7.5 – Diagrama de Bode de G_{vo} para a condição de carga nominal.

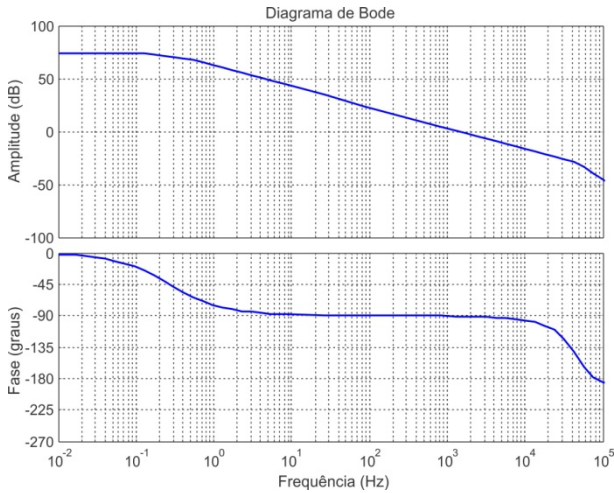


Figura 7.6 – Diagrama de Bode de G_{vo} para a condição a vazio.

Deseja-se determinar um controlador com as seguintes características básicas:

- Erro nulo em regime permanente;
- Margem de fase de pelo menos 45° ;
- Banda passante do sistema compensado de 200 Hz;

Para atender as especificações anteriores optou-se pela utilização de um controlador PI com filtro, cujo circuito é apresentado na Figura 7.7. É importante observar que o circuito realiza, além do controlador, o somador presente no diagrama de blocos da Figura 7.3.

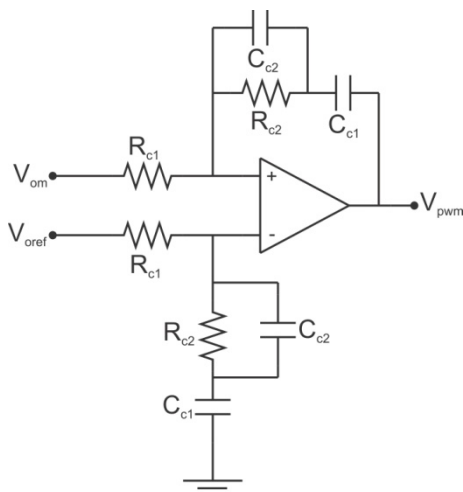


Figura 7.7 – Circuito do controlador PI com filtro.

A função de transferência do circuito da Figura 7.7 é dada por (7.15).

$$\frac{V_{pwm}(s)}{V_{ref}(s) - V_{om}(s)} \triangleq C(s) = \frac{1 + sR_{c2}C_{c2}}{sR_{c1}(C_{c1} + C_{c2} + sR_{c2}C_{c2})} \quad (7.15)$$

Os parâmetros do controlador foram obtidos a partir da ferramenta SISO Tool do programa Matlab [37], resultando na função de transferência (7.16). Este controlador atende aos critérios para os dois casos extremos de condição de carga: carga nominal e a vazio. Os valores dos componentes do circuito da Figura 7.7 são dados por (7.17) - (7.20).

$$C(s) = \frac{22,62s + 3708}{s(1,6 \times 10^{-4}s + 1)} \quad (7.16)$$

$$R_{c1} = 2,8k\Omega \quad (7.17)$$

$$R_{c2} = 56k\Omega \quad (7.18)$$

$$C_{c1} = 100nF \quad (7.19)$$

$$C_{c2} = 2,2nF \quad (7.20)$$

A Figura 7.8 apresenta o diagrama de Bode da função de transferência do controlador de tensão projetado.

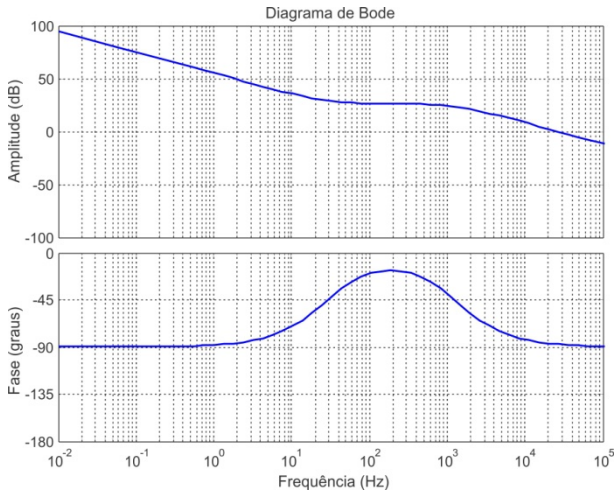


Figura 7.8 – Diagrama de Bode da função de transferência do controlador projetado.

A partir de (7.11), (7.12), (7.13), (7.14) e (7.16) obtêm-se as funções de transferência de laço aberto do sistema compensado para os dois casos em estudo: carga nominal e a vazio.

$$FTLA_c(s)^{\text{nominal}} = C(s)G_{pwm}(s)H_s(s)G_{vo}(s)^{\text{nominal}} = \frac{1,213 \times 10^{13} s^2 + 6,593 \times 10^{18} s + 1,08 \times 10^{21}}{7,688 \times 10^{-5} s^6 + 35,36 s^5 + 1,028 \times 10^7 s^4 + 8,849 \times 10^{11} s^3 + 5,274 \times 10^{15} s^2 + 8,545 \times 10^{17} s} \quad (7.21)$$

$$FTLA_c(s)^{\text{vazio}} = C(s)G_{pwm}(s)H_s(s)G_{vo}(s)^{\text{vazio}} = \frac{1,213 \times 10^{13} s^2 + 6,593 \times 10^{18} s + 1,08 \times 10^{21}}{7,688 \times 10^{-5} s^6 + 35,35 s^5 + 1,028 \times 10^7 s^4 + 8,832 \times 10^{11} s^3 + 5,129 \times 10^{15} s^2 + 8,545 \times 10^{15} s} \quad (7.22)$$

Os diagramas de Bode das funções de transferência (7.21) e (7.22) são apresentados, respectivamente, nas Figuras 7.9. e 7.10.

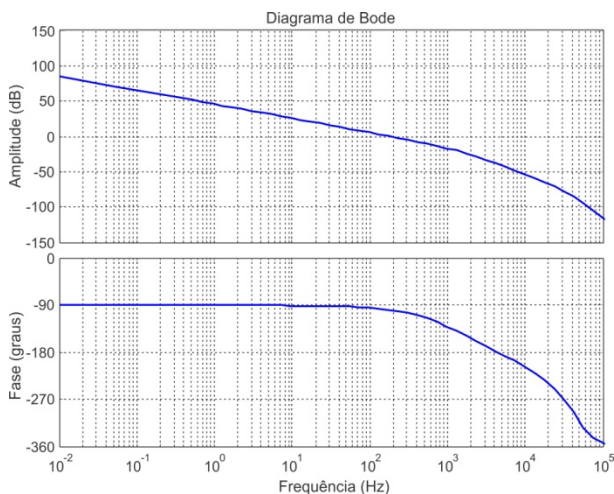


Figura 7.9 – Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto do sistema compensado com carga nominal.

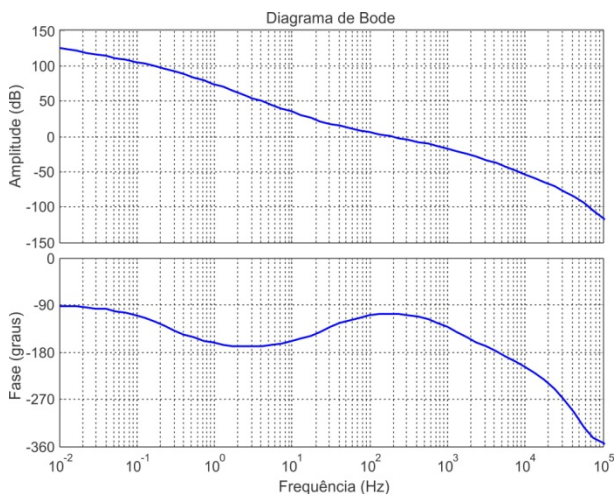


Figura 7.10 – Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto do sistema compensado operando a vazio.

Observando-se os diagramas de Bode das Figuras 7.9 e 7.10 conclui-se que os critérios estabelecidos para o projeto do controlador são atendidos. Devido à presença de um polo na origem tem-se erro nulo em regime permanente. Nota-se também que banda passante do sistema

é de aproximadamente 200Hz e a margem de fase é superior a 45° em ambos os casos.

7.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Utilizando-se os valores obtidos a partir do procedimento de projeto proposto realiza-se a simulação com o programa PSIM do estágio de potência do conversor TPTL-ZVS-PWM de 10kW, estando o esquemático de simulação apresentado no Apêndice D.

Salvo em casos bastante específicos, a forma de onda mais relevante de um conversor CC-CC é a sua tensão ou corrente de saída (após o filtro). No caso em questão considera-se uma carga puramente resistiva na saída, portanto tensão e corrente possuem forma de onda idêntica, diferindo apenas em seu escalonamento. Logo, a verificação de apenas uma destas grandezas é suficiente, estando a tensão de saída apresentada em um dos gráficos da Figura 7.11. O outro gráfico da Figura 7.11 apresenta o resultado de simulação para a corrente de saída i_o , lembrando que sua medição é realizada antes do filtro capacitivo de saída. É importante observar a presença de uma ondulação relativa de corrente bastante reduzida, conforme previsto pela análise teórica. Desta forma, espera-se que o valor eficaz da corrente que circula pelo capacitor C_o seja reduzido, quando comparado ao valor médio da corrente de carga. Esse, sem dúvida, é um dos grandes atributos do conversor proposto.

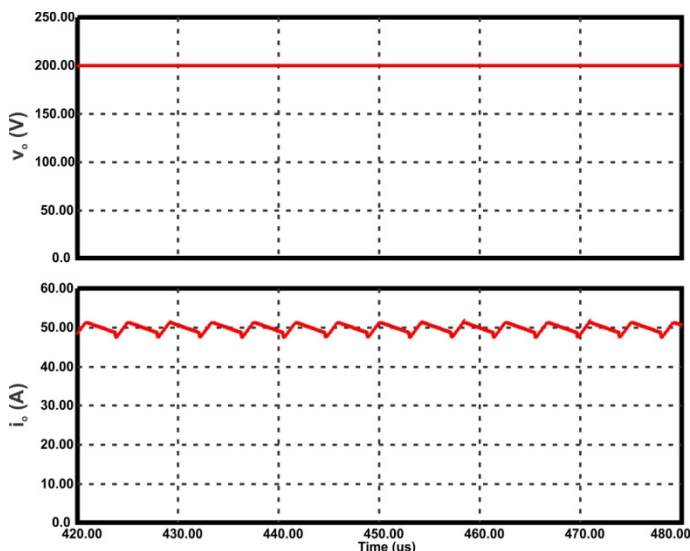


Figura 7.11 - Tensão de saída v_o e corrente de saída i_o (antes do filtro capacitivo).

Outra vantagem da utilização de uma célula de comutação multinível, além da já mencionada redução dos esforços de tensão e de corrente nos interruptores, é a redução no conteúdo harmônico das tensões e correntes no estágio de corrente alternada do conversor (entre os estágios inversor e retificador). Isso implica uma melhor utilização dos elementos magnéticos contidos neste estágio, neste caso correspondendo aos indutores L_a , L_b e L_c e ao transformador T. As formas de onda das tensões entre os nós “a” e “g” (v_{ag}) e entre os nós “a” e “b” (v_{ab}) do circuito da Figura 2.7, obtidos da simulação do conversor TPTL-ZVS-PWM de 10kW, são apresentadas na Figura 7.12.

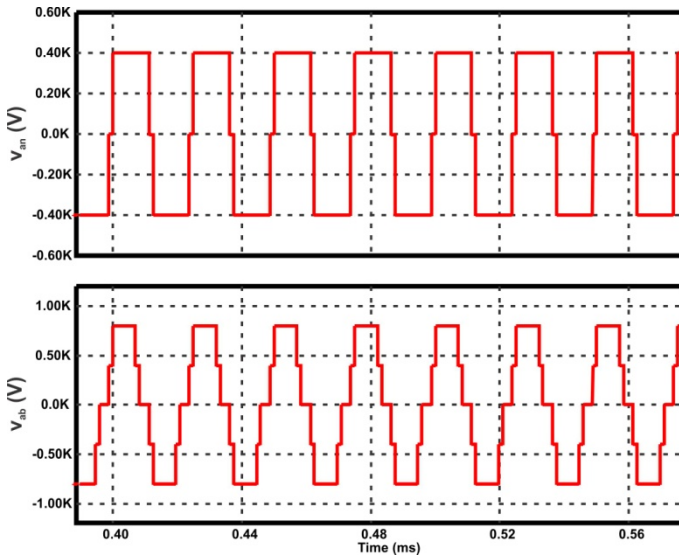


Figura 7.12 - Tensões entre o nó “a” e os nós “g” e “b”.

O fato mencionado anteriormente da redução do conteúdo harmônico nas grandezas do estágio de corrente alternada do conversor fica bastante evidente nas formas de onda das correntes no primário do transformador T (i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc}), e em seu secundário (i_{sa} , i_{sb} e i_{sc}) (Figura 7.13). Mesmo visualmente, observa-se o predomínio da frequência fundamental, neste caso específico a própria frequência de comutação de 40kHz.

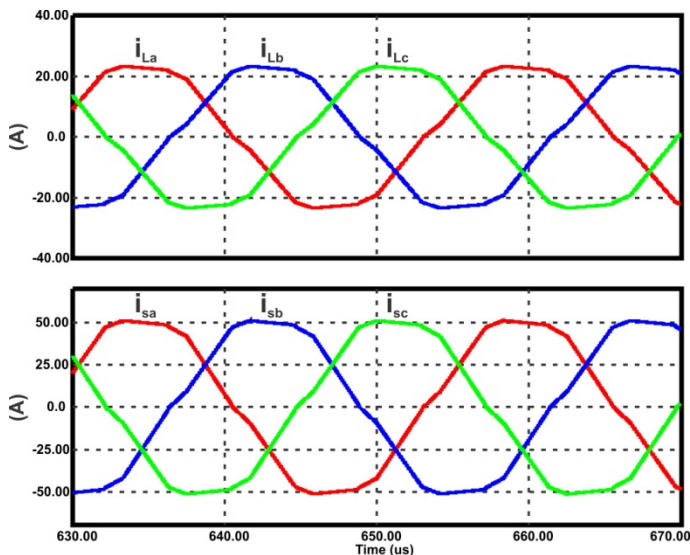


Figura 7.13 - Correntes nas fases do conversor i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} .

O grameamento da tensão sobre os interruptores ao valor de 400V (metade do valor da tensão de entrada) pode ser observado nos gráficos da Figura 7.14, que apresenta as formas de onda de tensão e de corrente nos interruptores S_1 e S_2 , e também nos diodos D_1 e D_2 . Deve-se observar que as correntes nestes gráficos foram multiplicadas por um fator de 15, para uma melhor visualização. A comutação suave do tipo ZVS na entrada em condução de ambos os interruptores S_1 e S_2 fica evidente nestas formas de onda. Devido à simetria do conversor, os demais interruptores ($S_3 - S_{12}$) e diodos ($D_3 - D_{12}$) se comportam de forma análoga, estando suas formas de onda apenas adequadamente defasadas.

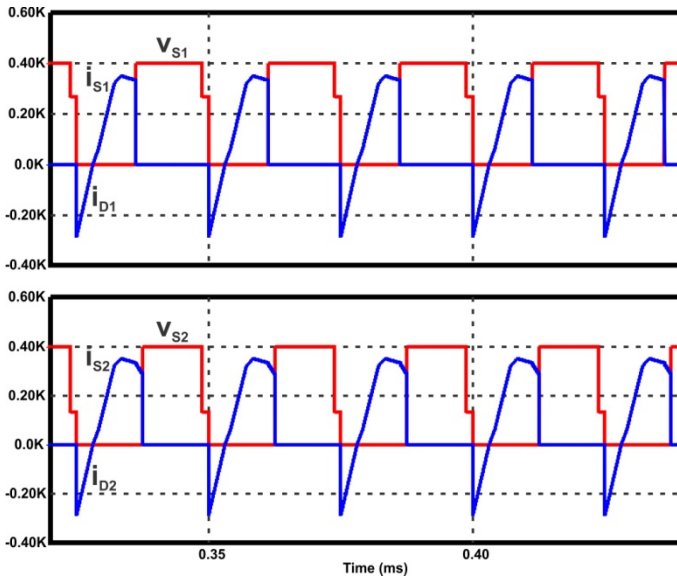


Figura 7.14 - Tensões e correntes (escalonadas por 15x) nos interruptores S_1 e S_2 (incluindo as corrente nos diodos D_1 e D_2).

As correntes nos diodos de grampeamento D_{13} e D_{14} e também nos diodos D_{19} e D_{20} do estágio retificador de saída são apresentadas na Figura 7.15. As formas de onda dos diodos D_{15} - D_{18} e D_{21} - D_{24} são análogas às apresentadas, estando apenas adequadamente defasadas. O fato do estágio da saída ter característica de fonte de tensão e das indutâncias L_a , L_b e L_c estarem posicionadas entre os estágios inversor e retificador, implica que a derivada de corrente nos diodos D_{19} - D_{24} durante o seu bloqueio é limitada, tornando as perdas por comutação nestes componentes bastante reduzidas.

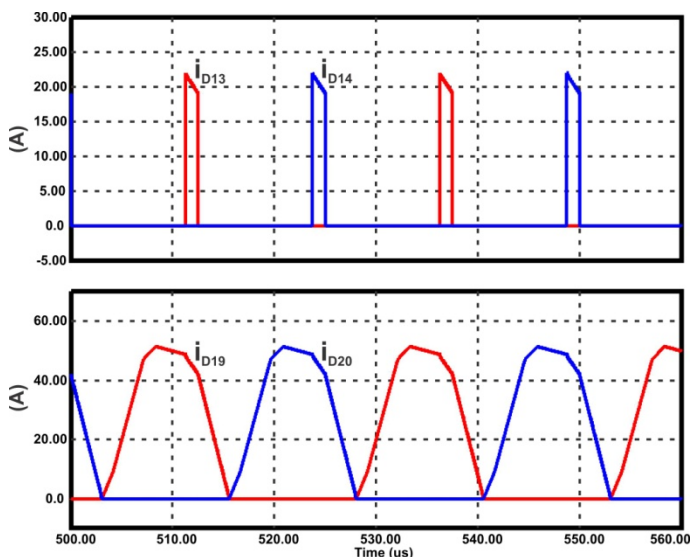


Figura 7.15 - Correntes nos diodos D_{13} , D_{14} , D_{19} e D_{20} .

Para o projeto do transformador trifásico de alta frequência T, além das correntes, é necessária também a determinação das tensões nos enrolamentos do primário e do secundário, cujas formas de onda são apresentadas na Figura 7.16. Observando-se estas formas de onda conclui-se que elas se enquadram no caso de forma de onda de quatro níveis abordada no Apêndice A deste documento. As tensões nos enrolamentos das fases “b” e “c” deste transformador possuem o mesmo formato da tensão apresentada para a fase “a”, apenas adequadamente defasadas de $\pm 120^\circ$.

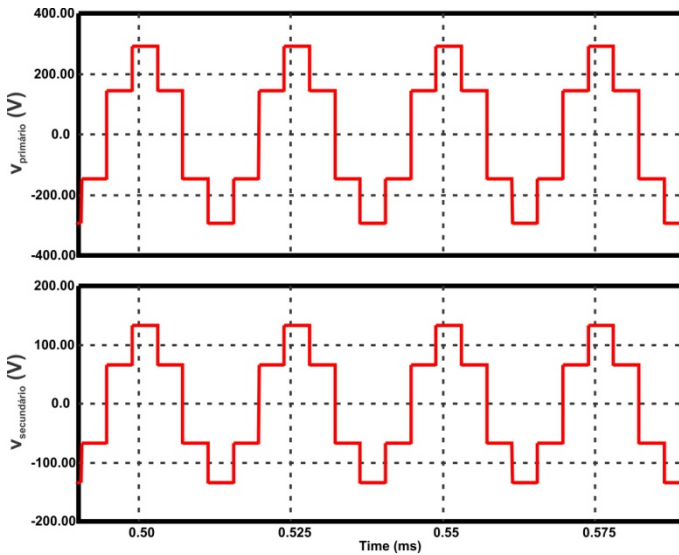


Figura 7.16 - Tensões nos enrolamentos do primário e do secundário da fase “a” do transformador T.

A Figura 7.17 apresenta a resposta da tensão de saída para um degrau de 100% para 50% de carga. Já a resposta da tensão de saída para um degrau de 50% para 100% de carga é apresentada na Figura 7.18. Em ambos os casos utilizou-se o sistema de controle projetado na Seção 7.3 deste documento.

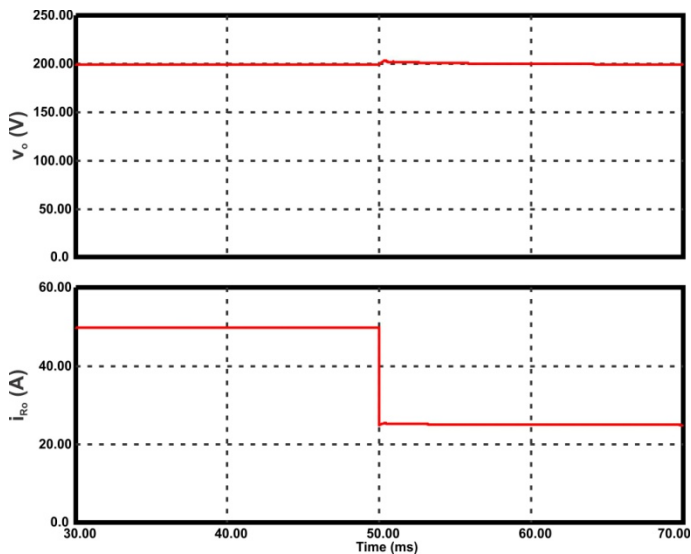


Figura 7.17 – Resposta da tensão de saída a um degrau de 100% para 50% de carga.

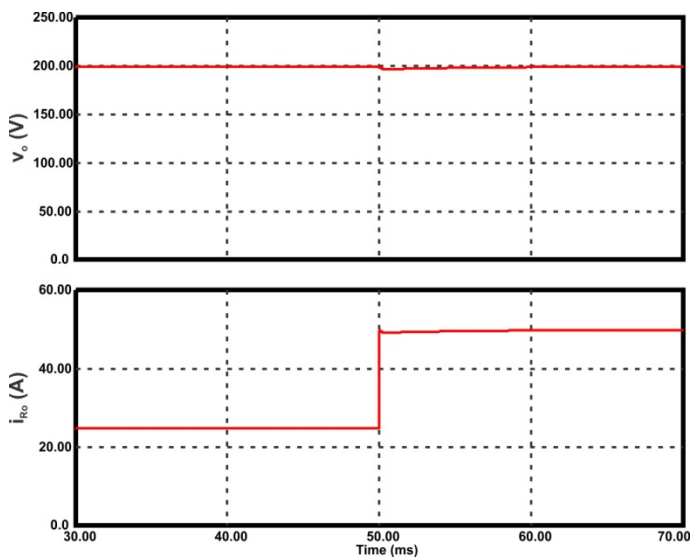


Figura 7.18 – Resposta da tensão de saída a um degrau de 50% para 100% de carga.

Observa-se nos resultados em malha fechada que o controlador responde de forma adequada, mantendo o valor da tensão de saída do conversor regulado em 200 V.

Para finalizar os estudos de simulação, o caso onde o conversor alimenta uma carga não linear também é contemplado. A carga não linear escolhida é um inversor monofásico de 5 kW, 60 Hz e tensão de entrada de 200 V. A razão de se escolher uma potência menor que os 10 kW do conversor projetado se deve ao fato de que o conversor CC-CC não pode fornecer correntes maiores que os 50 A de projeto (a não ser em componentes de elevada frequência, onde o capacitor de saída C_o forneceria um desacoplamento entre a carga e o conversor CC-CC). Para respeitar os limites do conversor projetado, escolheu-se 5 kW pelo fato de que o valor da corrente de pico na frequência de 120 Hz demandada pelo inversor é de 50 A. A Figura 7.19 apresenta as formas de onda da tensão de saída do conversor e da corrente drenada pela carga não linear, resultantes da simulação que corresponde à situação descrita anteriormente.

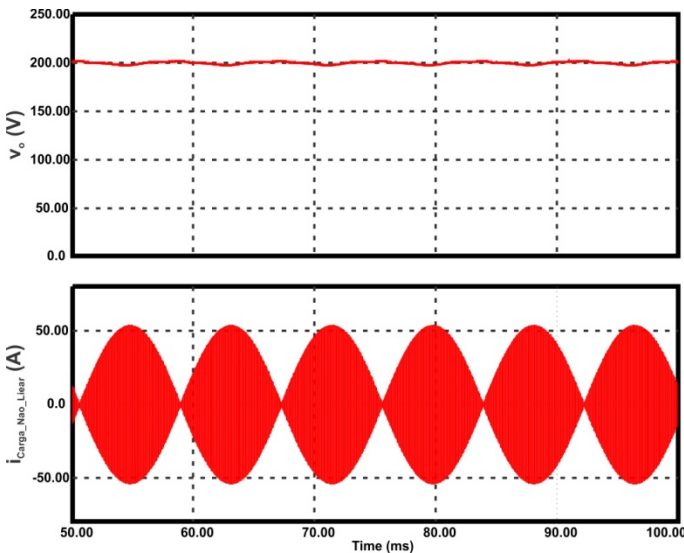


Figura 7.19 – Resposta da tensão de saída do conversor alimentando um inversor monofásico de 5 kW.

Os valores extremos da tensão de saída do conversor, resultantes da simulação do conversor alimentando um inversor monofásico de 5

kW, foram de 198,01 V e 201,96 V, ou seja, menos de $\pm 1\%$ de variação no valor da tensão de saída.

7.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A partir dos ensaios realizados com o protótipo do conversor TPTL-ZVS-PWM de 10kW construído foram obtidas as principais formas de onda referentes ao funcionamento do conversor, com ênfase na operação com potência nominal.

O primeiro resultado apresentado corresponde à forma de onda da tensão de saída do conversor, conforme apresentado na Figura 7.20, cujo valor médio é de 200V, que foi obtido através do ajuste manual da razão cíclica dado que o conversor opera em malha aberta. Para a obtenção do valor nominal de tensão de saída necessitou-se de uma razão cíclica de 93%, um pouco superior aos 90% previstos em projeto.

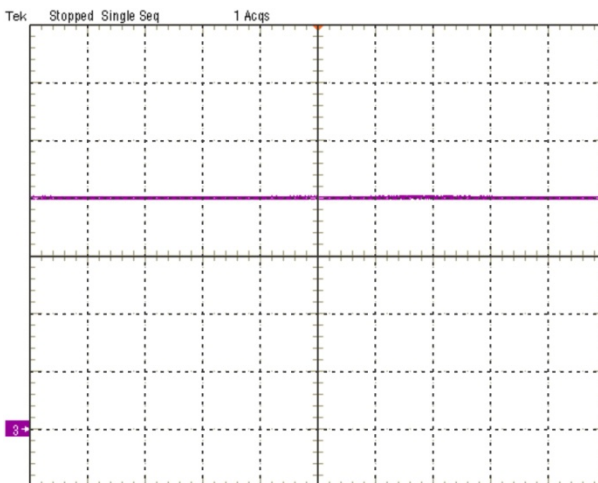


Figura 7.20 - Tensão de saída v_o (50V/div; 10µs/div).

A corrente de saída do conversor TPTL-ZVS-PWM de 10kW antes do filtro capacitivo é apresentada na Figura 7.21. A reduzida ondulação relativa de corrente, que implica também um reduzido esforço de filtragem por parte do capacitor C_o , pode ser comprovada observando-se a forma de onda de i_o . O valor médio medido de i_o ficou bem próximo ao valor nominal de 50A para a condição de 10kW (ver Tabela 7.6).

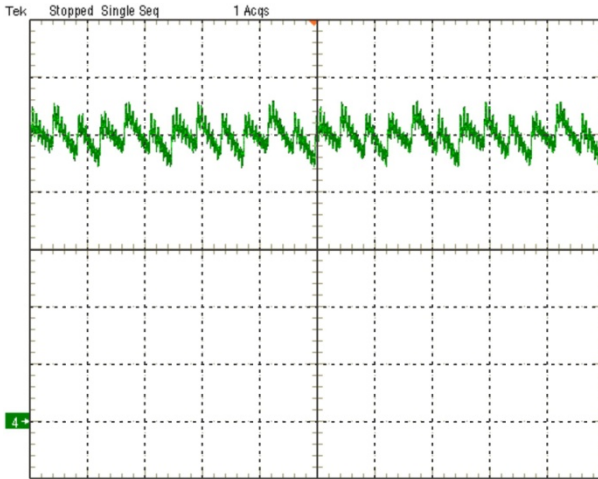


Figura 7.21 - Corrente de saída i_o (10A/div; 10 μ s/div) (antes do filtro capacitivo).

As formas de onda das correntes i_{L_a} , i_{L_b} e i_{L_c} são apresentadas nas Figuras 7.22, 7.23 e 7.24.

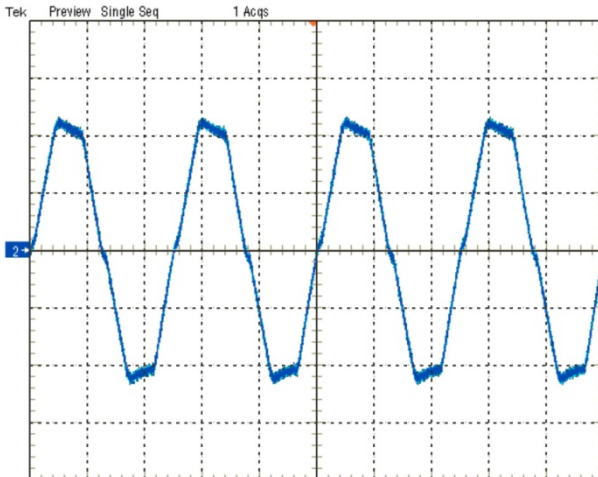


Figura 7.22 - Corrente i_{L_a} (10A/div; 10 μ s/div).

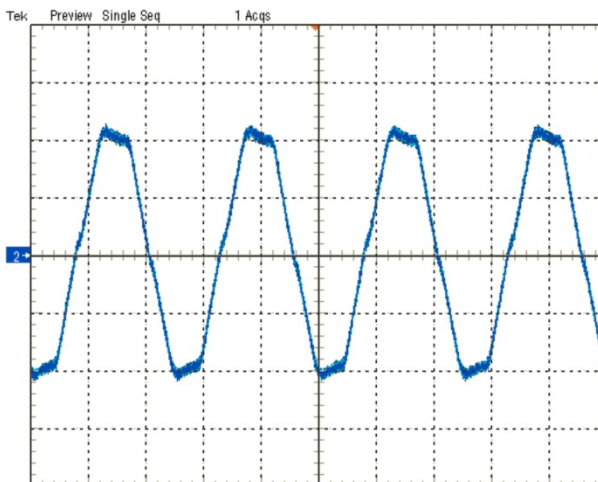


Figura 7.23 - Corrente i_{Lb} (10A/div; 10μs/div).

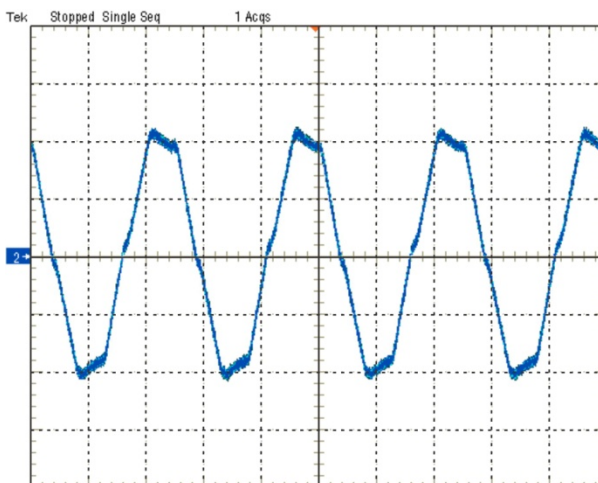


Figura 7.24 - Corrente i_{Lc} (10A/div; 10μs/div).

A forma de onda da tensão v_{ab} gerada pela célula de comutação NPC entre os nós “a” e “b” do circuito da Figura 2.7 é apresentada na Figura 7.25. Devido ao valor elevado de razão cíclica com que opera o conversor esta forma de onda tende, à medida que a razão cíclica se torna unitária, a possuir apenas três níveis. Com uma investigação

cuidadosa do gráfico da Figura 7.25 é possível verificar os cinco níveis previstos na análise teórica.

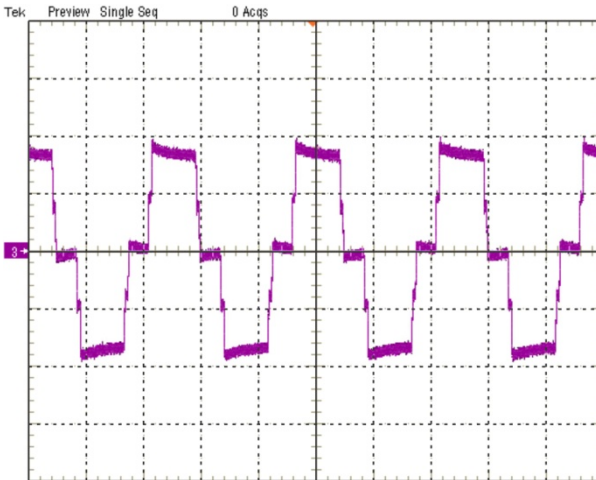


Figura 7.25 - Tensão entre os nós “a” e “b” v_{ab} (500V/div; 10 μ s/div).

A experimentação da comutação dos interruptores S_1 e S_2 será realizada contemplando-se dois casos: com e sem a inserção capacitância de auxílio à comutação. No caso sem inserção há uma capacitância equivalente de aproximadamente 0,9 nF, fruto das capacitâncias intrínsecas dos interruptores. Já no caso onde são inseridos capacitores de auxílio à comutação tem-se uma capacitância equivalente com valor aproximado de 5,6 nF. As Figuras 7.26 e 7.27 apresentam as formas de onda de tensão e corrente em S_1 e S_2 sem a inserção de capacitor de auxílio à comutação.

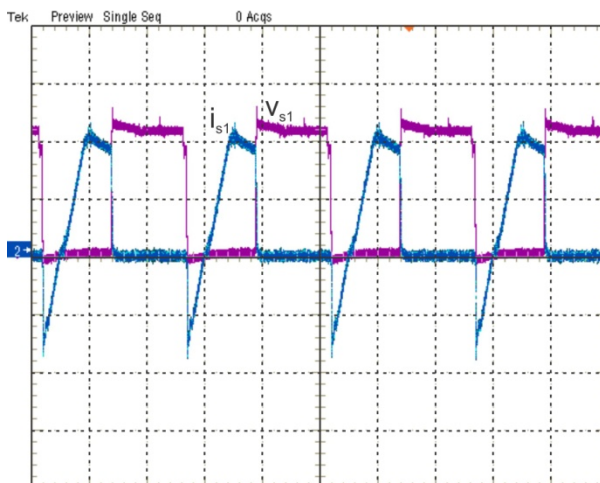


Figura 7.26 – Tensão (200V/div; 10 μ s/div) e corrente (10A/div; 10 μ s/div) no interruptor S_1 .

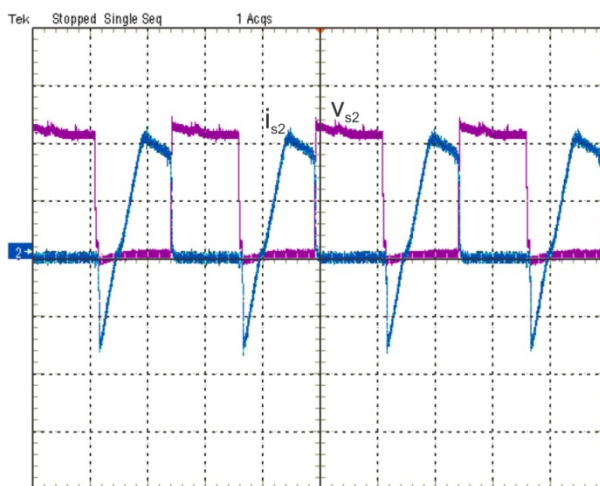


Figura 7.27 – Tensão (200V/div; 10 μ s/div) e corrente (10A/div; 10 μ s/div) no interruptor S_2 .

As Figuras 7.28 e 7.29 apresentam detalhes do bloqueio dos interruptores S_1 e S_2 . Uma sobreposição das formas de onda é observada, sendo parte desta energia perdida em forma de calor e parte para carregar a capacitância intrínseca do IGBT.

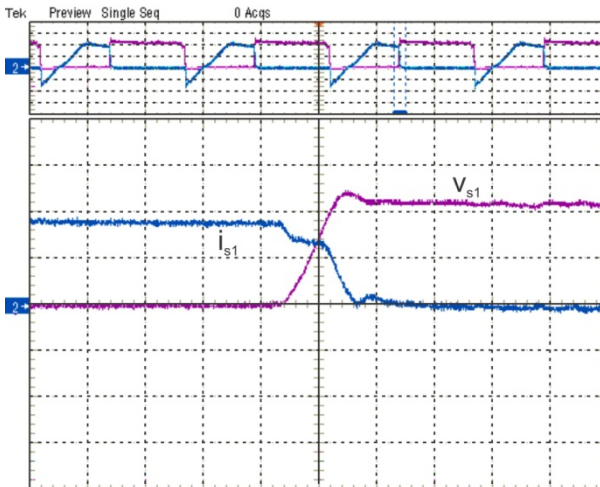


Figura 7.28 - Detalhe do bloqueio do interruptor S_1 sem inserção de capacitância de auxílio à comutação (200V/div; 10A/div; 200ns/div).

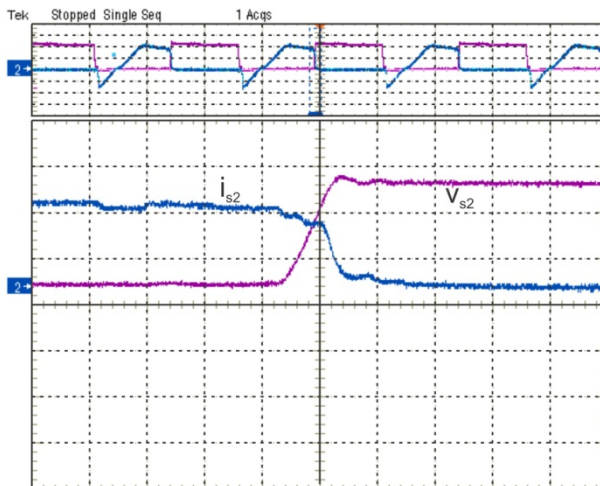


Figura 7.29 - Detalhe do bloqueio do interruptor S_2 sem inserção de capacitância de auxílio à comutação (200V/div; 10A/div; 200ns/div).

O detalhe do bloqueio dos interruptores S_1 e S_2 , com a inserção de capacitor de auxílio à comutação, é apresentado nas Figuras 7.30 e 7.31. Observa-se uma oscilação nas correntes que circulam pelos interruptores S_1 e S_2 , devido à interação entre as indutâncias parasitas e

as capacitâncias do circuito. Vale ressaltar que, para a medição das correntes i_{S1} e i_{S2} , foram adicionados segmentos de fios em série com estes interruptores, aumentando assim os valores das indutâncias parasitas.

Na forma de onda da corrente i_{S2} observa-se um pico de corrente cuja existência tem a seguinte explicação: trata-se de uma resposta do circuito à perturbação causada pela comutação do interruptor S_1 . É possível observar que antes deste pico há um decréscimo no valor da corrente i_{S2} , pois durante a comutação de S_1 a corrente é desviada para os capacitores envolvidos na comutação. Quando o processo de comutação de S_1 tem fim, o interruptor S_2 volta a assumir o valor integral da corrente i_{La} . Como há indutâncias e capacitâncias envolvidas, e há pouco amortecimento (resistências), a resposta apresenta o sobressinal observado.

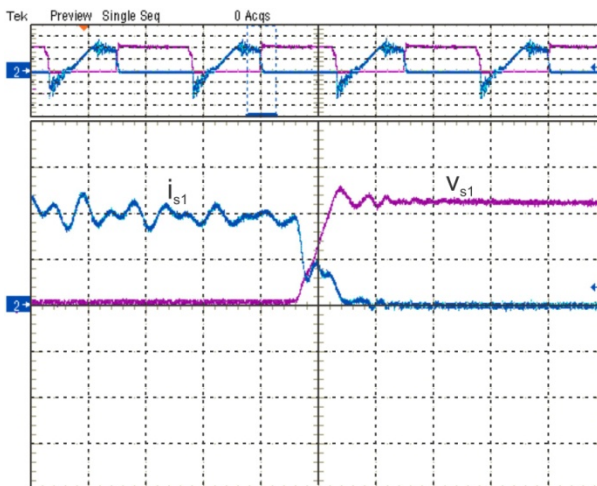


Figura 7.30 - Detalhe do bloqueio do interruptor S_1 com inserção de capacitância de auxílio à comutação (200V/div; 10A/div; 500ns/div).

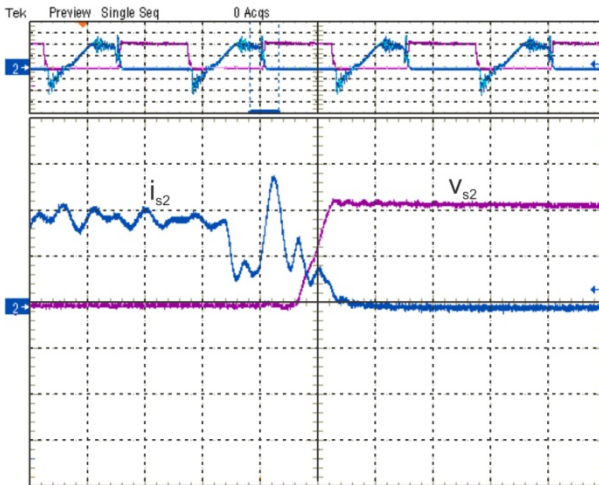


Figura 7.31 - Detalhe do bloqueio do interruptor S_2 com inserção de capacitância de auxílio à comutação (200V/div; 10A/div; 500ns/div).

A redução das perdas de comutação devido à inserção destes capacitores é comprovada pelo aumento do rendimento do conversor, conforme apresentado na Figura 7.35.

O sistema de controle apresentado na seção 7.3 foi implementado em laboratório e seu esquemático pode ser consultado no Apêndice C deste documento. A resposta da tensão de saída para um degrau de carga de 64% para 100% é apresentada na Figura 7.32.

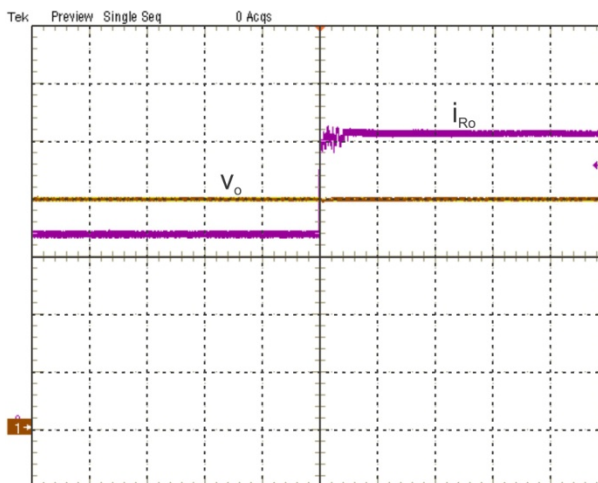


Figura 7.32 – Resposta da tensão de saída para um degrau de 64% para 100% de carga (50V/div; 10A/div; 2ms/div).

Já a Figura 7.32 apresenta a resposta da tensão de saída para um degrau negativo de 100% para 64% de carga. É importante observar nesta figura que a corrente de saída não se reduz instantaneamente. Isso se deve ao fato de que a corrente de saída circula por indutâncias parasitas. Logo, esta corrente não pode ser reduzida abruptamente, sendo que um arco elétrico é gerado no interruptor mecânico utilizado para realizar o degrau de carga, o qual leva um determinado tempo para se extinguir.

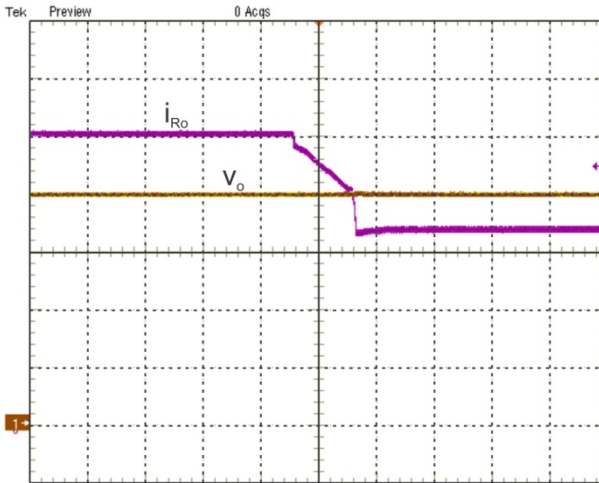


Figura 7.33 – Resposta da tensão de saída para um degrau de 100% para 64% de carga (50V/div; 10A/div; 2ms/div).

Observando-se as Figuras 7.32 e 7.33 conclui-se que o controle atua de forma satisfatória mesmo em situações onde há perturbação na carga, mantendo a tensão regulada no valor de referência de 200 V.

Os principais resultados das medições realizadas no protótipo do conversor TPTL-ZVS-PWM de 10kW são apresentados na Tabela 7.6. Todas as medições foram realizadas sem a inserção de capacitores de auxílio à comutação.

Tabela 7.6 - Principais resultados das medições realizadas no protótipo do conversor TPTL-ZVS-PWM de 10kW.

Componente	Valor Eficaz de Corrente	Valor de Pico de Corrente	Valor Eficaz de Tensão	Valor Máximo de Tensão
S ₁	12,7 A	28,0 A	Não medido	512 V
S ₂	13,2 A	27,6 A	Não medido	472 V
L _a	18,86 A	27,2 A	Não medido	Não medido
L _b	18,83 A	26,6 A	Não medido	Não medido
L _c	18,31 A	26,4 A	Não medido	Não medido
R _o	50,17 A	Não medido	200,0 V	Não medido

A Figura 7.34 apresenta as curvas da característica de saída do conversor TPTL-ZVS-PWM obtidas em laboratório. Em comparação com as curvas apresentadas no gráfico da Figura 4.19, conclui-se que o conversor opera de forma muito similar ao previsto na análise teórica.

As diferenças observadas se devem basicamente ao efeito dos diversos elementos não modelados, como capacitâncias e indutâncias parasitas, indutância de magnetização, resistências parasitas, não linearidades dos componentes, entre outras.

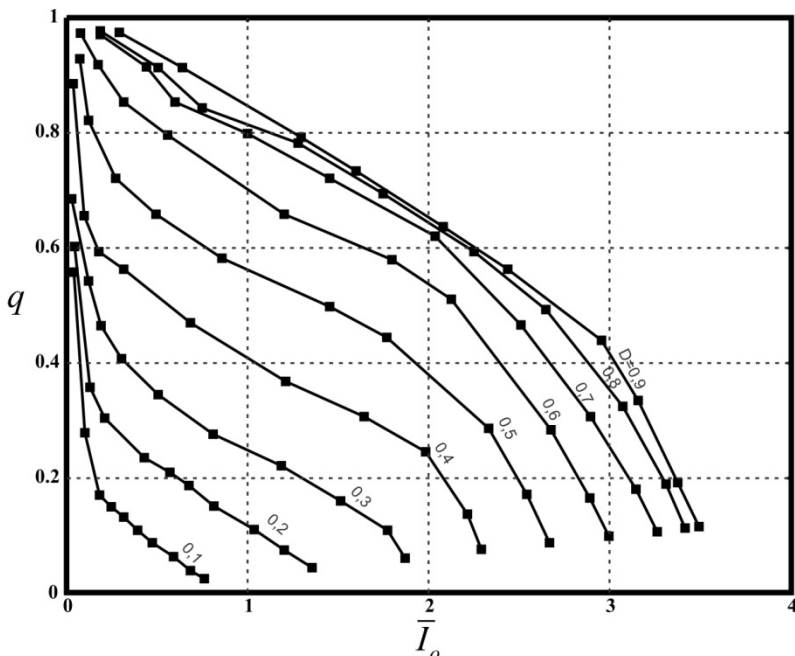


Figura 7.34 - Característica de saída do conversor TPTL-ZVS-PWM obtida experimentalmente.

Dando fim à exposição dos principais resultados experimentais apresenta-se, na Figura 7.35, a curva obtida através do ensaio de rendimento do conversor. Três situações são contempladas: sem inserção de capacitores para o auxílio à comutação, resultando em uma capacitância equivalente de aproximadamente 0,9 nF; com inserção de capacitores, resultando em uma capacitância equivalente de 3,2 nF; com inserção de capacitores, resultando em uma capacitância equivalente de 5,6 nF. Observa-se para valores mais elevados de potência uma melhora no rendimento com o aumento da capacitância equivalente de comutação. Já para cargas leves, observa-se uma tendência de degradação do rendimento à medida que a capacitância equivalente é maior. Isso porque com a perda da entrada em condução sob tensão nula

a energia (ou parte dela) armazenada nesta capacitância será irradiada ou dissipada em forma de calor. Outro fato interessante a ser observado é a faixa com que o rendimento é maior com valores mais elevados de capacitância equivalente, que cobre aproximadamente 10% a 100% de carga. Pela análise teórica esta faixa seria mais reduzida. Duas hipóteses, ou uma combinação delas, são consideradas pelo autor para explicar essa anomalia nos resultados. Primeiro, a presença de não idealidades, destacando-se a indutância de magnetização do transformador, impõe a circulação de correntes que auxiliam na ampliação da faixa de comutação suave do tipo ZVS, conforme discutido na seção 6.4.2. Em laboratório constatou-se pelas formas de onda que a faixa de comutação ZVS foi estendida em todos os casos com relação ao previsto no projeto, com os seguintes resultados observados: 46% a 100% de carga para $C_{eq} = 0,9$ nF; 54% a 100% de carga para $C_{eq} = 3,2$ nF; 57% a 100% de carga para $C_{eq} = 5,6$ nF. A segunda hipótese para a não degradação do rendimento em condições de menores potências baseia-se no fato de que a comutação em condução descontínua, onde os interruptores entram em condução com corrente nula, pode ter compensado as perdas adicionais provocadas pela entrada em condução com tensão não nula. Já para valores muito reduzidos de carga, as capacitâncias descarregadas nas comutações evidentemente degradam o rendimento, conforme a tendência observada no gráfico da Figura 7.35.

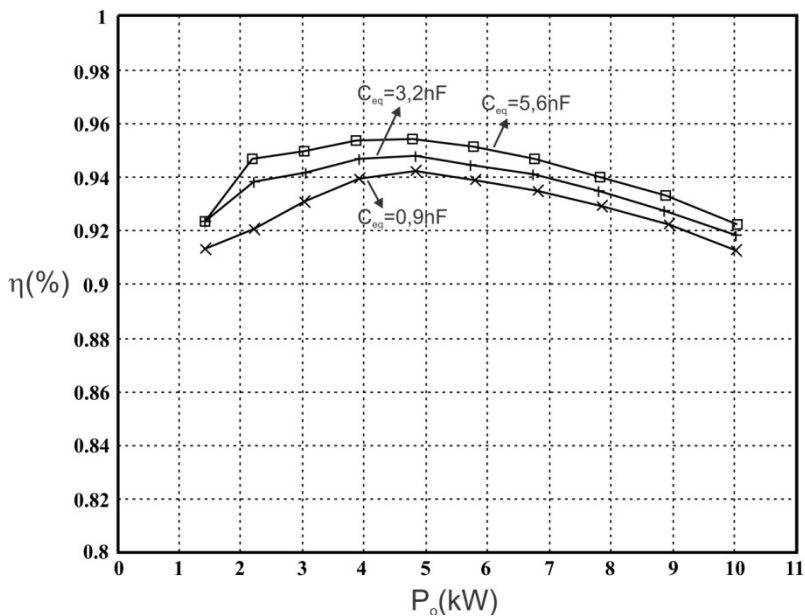


Figura 7.35 - Curva de rendimento do conversor TPTL-ZVS-PWM de 10kW.

A Figura 7.36 apresenta uma fotografia do protótipo de 10kW do conversor TPTL-ZVS-PWM construído.

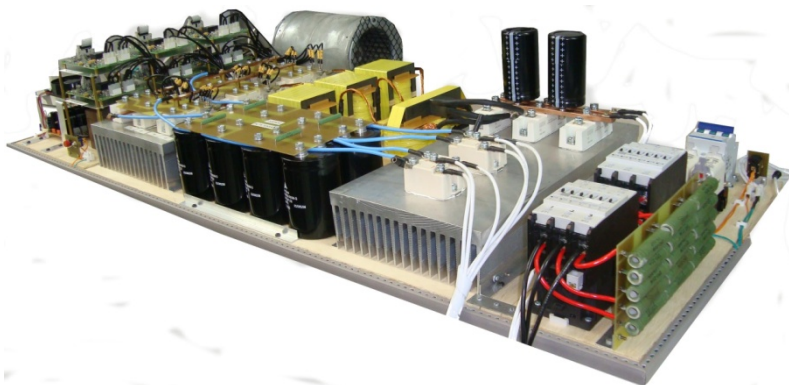


Figura 7.36 - Fotografia do protótipo de 10kW do conversor TPTL-ZVS-PWM construído.

7.6 CONCLUSÃO

Uma metodologia de projeto foi proposta baseada nas análises teóricas apresentadas no decorrer deste documento. A partir de seus resultados, tornou-se possível a escolha dos diversos elementos que compõem o estágio de potência do conversor. Detalhes de projeto dos circuitos auxiliares, comando e proteção não foram apresentados, constando apenas o esquemático completo do protótipo de 10kW no Apêndice C.

Em seguida, foram expostos resultados de simulações do conversor TPTL-ZVS-PWM de 10kW projetado, a fim de constatar a validade dos resultados obtidos com a análise teórica da estrutura. Confrontando os resultados de simulação e teóricos, conclui-se que as equações caracterizam com grande precisão o comportamento estático do conversor TPTL-ZVS-PWM.

Por fim, a experimentação através de ensaios com um protótipo de 10kW da topologia proposta fornece formas de onda em concordância com o previsto pelas equações e pelas simulações. Além da operação com potência nominal, foi investigado o comportamento do protótipo em todos os treze modos de operação, validando as curvas de característica de saída teóricas. Alguma influência das não idealidades (capacitâncias e indutâncias parasitas, resistências e indutância de magnetização do transformador, entre outras) nos resultados obtidos foi observada, mas em uma proporção tão pequena que o esforço para sua modelagem, salvo em casos bastante particulares, provavelmente não compensaria a melhora na precisão dos resultados. Além do mais, a complexidade da análise, que já é significativa para o caso sem a aproximação pela componente fundamental apresentado nos capítulos 3 e 4, tornar-se-ia bastante elevada.

A estratégia de controle adotada mostrou-se eficiente, uma vez que mesmo em condições severas de transitório de carga a tensão de saída permaneceu regulada em 200 V. A condição em que o conversor alimenta uma carga não linear não foi testada em laboratório.

O projeto do conversor não visou a otimização do rendimento. O valor máximo de rendimento observado foi de 95,3% com a inserção de uma capacitância equivalente de comutação de 5,6 nF. Para condições de cargas leves, observou-se uma tendência à degradação do rendimento nas situações de maiores valores de capacitância equivalente de comutação, uma vez que a energia armazenada nas capacitâncias do circuito passa a ser dissipada no circuito durante as comutações.

Esperava-se que esta degradação do rendimento tivesse início em maiores valores de potência de carga. Há indícios de que a entrada em condução com corrente nula nos doze interruptores, e para seis interruptores também o bloqueio com corrente nula, características da condução descontínua, tenha compensado o aumento das perdas pela descarga dos capacitores nas comutações. A presença de corrente circulando pela indutância de magnetização do transformador trifásico também possibilitou uma ampliação da faixa de operação com comutação ZVS.

CONCLUSÃO GERAL

8.1 RESUMO DOS TÓPICOS ABORDADOS

Devido à crescente demanda por conversores CC-CC que propiciem uma melhor distribuição das correntes nos semicondutores de potência e também uma redução no volume dos elementos de filtragem, propõe-se o conversor TPTL-ZVS-PWM, considerado adequado para aplicações de média tensão de entrada e elevada potência. A variação topológica deste conversor com filtro de saída puramente capacitivo é investigada em detalhes, cujos principais resultados são apresentados no decorrer do presente documento.

A análise estática do conversor TPTL-ZVS-PWM para todos os treze modos de operação, desconsiderando as etapas de comutação, é realizada nos capítulos 3 e 4. A partir dos seus resultados, torna-se possível a elaboração de um procedimento de projeto para o conversor proposto em qualquer um dos seus treze modos de operação, além de fornecer os dados necessários para uma investigação do processo de comutação dos interruptores realizada no capítulo 6. Uma atenção especial à operação em condução contínua é dada devido à possibilidade de operação com comutação suave do tipo ZVS em todos os interruptores do circuito. Já em MCD, seis interruptores comutam com corrente nula na entrada em condução e no bloqueio e os seis restantes com corrente nula apenas na entrada em condução.

A análise dinâmica do conversor TPTL-ZVS-PWM, válida para operação em condução contínua, também é apresentada. As funções de transferência resultantes desta análise fornecem a base para o projeto adequado de um controlador de tensão, visando a regulação da sua tensão de saída durante eventuais transitórios de carga.

Um procedimento de projeto para transformadores trifásicos de alta frequência é proposto. A investigação experimental do funcionamento deste elemento não é realizada de forma detalhada, mas seu comportamento em conjunto com o conversor se mostrou adequado, dando credibilidade ao procedimento utilizado.

Os resultados teóricos e de simulação foram validados através da construção e experimentação de um conversor TPTL-ZVS-PWM de 10 kW, 800 V de tensão de entrada, 200 V de tensão de saída e operando

com frequência de 40 kHz. As formas de onda obtidas em laboratório são condizentes com o previsto pela análise teórica da estrutura.

As principais características do conversor TPTL-ZVS-PWM observadas são as seguintes:

- A tensão sobre os interruptores possui a metade do valor da tensão de entrada.
- Possibilidade de obtenção de comutação suave do tipo ZVS em todos os interruptores da estrutura.
- A corrente imposta pelo conversor antes do filtro de saída puramente capacitivo possui ondulação relativa reduzida em todos os modos de condução contínua e em parte dos modos de condução descontínua, implicando um reduzido esforço de corrente no capacitor C_o .
- O valor da frequência fundamental da ondulação presente na corrente i_o é seis vezes maior que o valor da frequência de comutação com que opera o conversor.
- A corrente de saída em um eventual curto circuito na carga é limitada a um valor determinado pelos parâmetros do conversor.

8.2 CONCLUSÕES GERAIS DA TESE

A análise do conversor proposto é complexa, conforme visto no decorrer do seu equacionamento. Durante a experimentação foram observadas diferenças em pequena escala entre os resultados teóricos e práticos. O principal motivo, conforme já mencionado, é a presença de elementos parasitas e não idealidades dos componentes envolvidos, que não foram contemplados no decorrer da análise. O esforço para se incluírem na análise resistências dos componentes, capacitâncias dos semicondutores, capacitâncias entre espiras, indutâncias parasitas, indutância de magnetização, entre outros, possivelmente não justificaria os ganhos em precisão dos modelos para a grande maioria das situações. Talvez a indutância de magnetização seja o parâmetro não modelado nesta Tese que mais provavelmente justifique um esforço adicional de modelagem, devido à sua influência no processo de comutação.

Na determinação do comportamento dinâmico do conversor foram consideradas algumas simplificações que sabidamente trazem imprecisões ao modelo. O que foi observado no decorrer deste estudo é que, para casos onde a dinâmica do filtro de saída é bem mais lenta que a dinâmica de imposição de corrente na saída do retificador por parte do restante do conversor, uma aproximação do modelo por um sistema de primeira ordem é completamente válida. É importante observar que dos

três pólos da função de transferência (5.55), um é proveniente do filtro de saída e os dois restantes da interação das indutâncias L_a , L_b e L_c com a célula de comutação. Estes dois últimos estão alocados justamente na frequência de comutação do conversor. Como nas técnicas básicas de projeto de controladores aplicadas a conversores CC-CC uma das premissas é trabalhar com uma banda passante abaixo da frequência de comutação, a influência destes pólos acaba não sendo tão relevante, uma vez que na concepção da estratégia de controle busca-se por uma boa atenuação nesta faixa de frequência. Logo, o sistema possui uma dinâmica dominante de primeira ordem, pouco susceptível à instabilidade mesmo em malha fechada caso um controlador seja adequadamente projetado.

O modulador digital gerou sinais precisos, conferindo simetria entre as fases do circuito. Mesmo em situações de assimetria grave, como na perda do sinal de um braço do estágio inversor, não foram observadas sobretensões e sobrecorrentes no circuito. Houve apenas redução na potência transferida à carga. Nesta situação a malha de controle detecta a redução na tensão de saída e age elevando a razão cíclica. Em casos de carga leve, duas fases são capazes de suprir a potência da carga. Para maiores valores de carga, não ocorre carregamento excessivo das fases do conversor por um motivo básico: o conversor foi projetado para operar com razão cíclica próximo à unidade em potência nominal, mas no caso de perda de uma fase a tensão de saída é reduzida, pois mesmo com razão cíclica unitária o conversor não é capaz de fornecer a corrente demandada pela carga. Este fato fica evidente no gráfico da característica de saída do conversor, que demonstra que à medida que se exige mais corrente do conversor, sua tensão de saída se reduz. Por exemplo, com três fases a máxima corrente de saída parametrizada que o conversor pode fornecer é igual a 3,5. Segundo as observações, com duas fases, este valor é menor que 3,5, o que implica uma perda na capacidade de fornecimento de potência. O autor conclui que este é um indicativo de robustez e uma possível capacidade de modularidade, mas esta conclusão é vaga e requer uma análise criteriosa antes de assumida como verdadeira.

O protótipo foi testado na condição de curto circuito. Na obtenção do gráfico da Figura 7.34 observa-se que a corrente é limitada mesmo em condições de baixos valores de ganho estático. A experimentação validou a conclusão teórica de que o conversor comporta-se como uma fonte de corrente em situações de curto circuito.

8.3 RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

A partir das análises propostas nesta Tese é possível dar continuidade em diversas frentes de pesquisa relacionadas ao conversor proposto, dentre as quais podem ser citadas:

- Estudos comparativos entre os treze modos de operação para determinar suas vantagens e desvantagens para aplicações específicas. Este comparativo também pode ser útil na determinação de qual modo de operação otimiza determinada característica de um possível equipamento (peso, volume, rendimento, confiabilidade, entre outros);
- Análise dinâmica independente para os treze modos de condução, a partir de uma abordagem que leve em consideração as equações apresentadas nos capítulos 3 e 4;
- Estudo analítico das possíveis soluções para a ampliação da faixa de operação com comutação suave;
- Estudo aprofundado da comutação, a fim de verificar quais os modos mais adequados para a utilização das tecnologias de semicondutores disponíveis.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] A. R. Prasad, P. D. Ziogas, and S. Manias, "Analysis and design of a three-phase offline DC-DC converter with high frequency isolation", in *Proc. IAS, 1988*, pp. 813-820.
- [2] P. D. Ziogas, A. R. Prasad, and S. Manias, "A three-phase resonant dc/dc converter", in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, 1991, pp. 463-473.
- [3] J. Jacobs, A. Averberg, and R. De Doncker, "A novel three-phase DC/DC converter for high-power applications", in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, 2004, pp. 1861-1867.
- [4] D. S. Oliveira and I. Barbi, "A three-phase ZVS PWM DC/DC converter with asymmetrical duty cycle for high power applications", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 20, no. 2, pp. 370-377, March 2005.
- [5] H. Cha and P. Enjeti, "A novel three-phase high power current-fed DC/DC converter with active clamp for fuel cells", in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, 2007, pp. 2485-2489.
- [6] D. V. Ghodke, K. Chatterjee, and B. G. Fernandes, "Three-phase three level, soft switched, phase shifted PWM dc-dc converter for high power applications", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1214-1227, May 2008.
- [7] R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 27, no. 1, pp. 63-73, Jan./Feb. 1991.
- [8] A. K. S. Bhat and R. L. Zheng, "A three-phase series-parallel resonant converter-analysis, design, simulation, and experimental results", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 32, no. 4, pp. 951-960, Jul./Aug. 1996.
- [9] T. Song, H. S. H. Chung, S. Tapuhi, and A. Ioinovici, "A high input voltage three-phase ZVZCS dc-dc converter with $V_{in}/3$ voltage stress on primary switches", in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, 2007, pp. 350-356.
- [10] C. Liu, A. Johnson, and J. Lai, "A novel three-phase high-power soft switched DC/DC converter for low-voltage fuel cell

- applications”, *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 41, no. 6, pp. 1691-1697, Nov./Dec., 2005.
- [11] S. V. G. Oliveira, C. E. Marcussi, and I. Barbi, “An average current-mode controlled three-phase step-up dc-dc converter with a three-phase high Frequency transformer”, in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, 2005, pp. 2623-2629.
- [12] R. L. Andersen and I. Barbi, “A three-phase current-fed push-pull dc-dc converter”, *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 24, no. 2, pp. 358-368, Feb. 2009.
- [13] H. Kim, C. Yoon, and S. Choi, “A three-phase zero-voltage and zero-current switching dc-dc converter for fuel cell applications”, *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 25, no. 2, pp. 391-398, Feb. 2010.
- [14] C. Meyer and R.W. de Doncker, “Design of a three-phase series resonant converter for offshore dc grids”, in *Proc. IEEE Industry Applications Conf.*, 2007, pp. 216-223.
- [15] C. P. Dick, A König, and R. W. De Doncker, “Comparison of three-phase dc-dc converters vs. single-phase dc-dc converters”, in *Proc. Power Electronics and Drive Systems*, 2007, pp. 217-224.
- [16] C. Rudolph, “Hybrid drive system of an industrial truck using a three-phase dc-dc converter feeding ultra-capacitors”, in *Proc. Power Electronics and Applications*, 2009, pp.1-10.
- [17] H. Cha and J. Choi, “Three-phase high frequency transformer design for a three-phase current-fed dc/dc converter with active clamp”, in *Proc. Electrical Machines and Systems*, 2007, pp. 204-208.
- [18] D. S. Oliveira, F. L. M. Antunes, and C. E. A. Silva, “A Three-Phase ZVS PWM DC-DC Converter Associated With a Double-Wye Connected Rectifier, Delta Primary”, *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 21, no. 6, pp. 1684-1690, Nov. 2006.
- [19] G. Franceschini, E. Lorenzani, M. Cavatorta, and A. Bellini, “3boost: A High-Power Three-Phase Step-Up Full-Bridge Converter for Automotive Applications”, *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 55, no. 1, pp. 173-183, Jan. 2008.

- [20] H. R. E. Larico and I. Barbi, “Three-Phase Weinberg Isolated DC–DC Converter: Analysis, Design, and Experimentation”, *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 888-896, Feb. 2012.
- [21] J. Choi, H. Cha, and B.-M. Han, “A Three-Phase Interleaved DC–DC Converter With Active Clamp for Fuel Cells” *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 25, no. 8, pp. 2115-2123, Aug. 2010.
- [22] S. Akre and M. G. Egan, “Analysis and design of a new three-phase resonant DC-DC converter with a capacitive output filter”, in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, 2001, pp. 277-284.
- [23] D. Liu and H. Li, “A three-port three-phase dc-dc converter for hybrid low voltage fuel cell and ultracapacitor”, in *Proc. IEEE Industrial Electronics*, 2006, pp. 2558-2563.
- [24] H. Tao, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, “High-power three-port three-phase bidirectional dc-dc converter”, in *Proc. IEEE Industry Applications Conference*, 2007, pp. 2022-2029.
- [25] E. Agostini and I. Barbi, “Three-Phase Three-Level PWM DC–DC Converter”, *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 26, no. 7, pp. 1847-1856, July 2011.
- [26] E. Agostini and I. Barbi, “A novel three-phase three-level ZVS PWM dc-dc converter”, in *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2010, pp. 1911-1918.
- [27] E. Agostini and I. Barbi, “A novel three-phase three-level ZVS PWM DC-DC converter”, in *Proc. Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, 2009, pp. 916-924.
- [28] C. T. Rim and G. H. Cho, “Phasor transformation and its application to the DC/AC analyses of frequency phase-controlled series resonant converters (SRC)”, *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 5, no. 2, pp.201-211, Apr. 1990.
- [29] V. Caliskan, D. J. Perreault, T. M. Jahns, and J. G. Kassackian, “Analysis of three-phase rectifiers with constant-voltage loads”, *IEEE Trans. Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 50, no. 9, pp. 1220-1225, Sept. 2003.
- [30] PSIM.sch; 2006. Versão 6.0. Software de Simulação Numérica. Powersim Inc.

- [31] J.R. Pinheiro and I. Barbi, “Wide load range three-level ZVS-PWM DC-to-DC converter”, in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, 1993, pp. 171-177.
- [32] Datasheet, Semikron; “SKM 100GB063D”, http://www.semikron.com/products/data/cur/assets/SKM100GB063D_22890040.pdf, Sep. 2006.
- [33] Datasheet, Semikron; “SKKD 75F”, http://www.semikron.com/products/data/cur/assets/SKKD_75F_07910460.pdf, Jun. 2009.
- [34] Datasheet, Semikron; “SKHI 23/12”, http://www.semikron.com/products/data/cur/assets/SKHI_23_12_R_L5002371.pdf, Jun. 2006.
- [35] Datasheet, Texas Instruments; “TMS320F2808 Data Manual”, <http://dsp.ti.com>.
- [36] Datasheet, LEM; “Voltage Transducer LV 25-P/SP2” <http://www.lem.com>.
- [37] Matlab; 2008. Versão R2008a. Software de Simulação Numérica. The Mathworks Inc.

APÊNDICE A – PROJETO FÍSICO DE TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS DE ALTA FREQUÊNCIA

A.1 INTRODUÇÃO

O transformador trifásico de alta frequência é uma peça fundamental dos conversores CC-CC trifásicos. O seu emprego permite uma melhor utilização do material magnético, pois seu volume será aproximadamente 66% do volume três transformadores monofásicos cuja soma das potências é equivalente, conforme apresentado no decorrer deste Apêndice. Devido à escassez de literatura abordando este assunto, destinam-se algumas páginas deste documento para o desenvolvimento de um procedimento para o projeto físico deste componente.

A.2 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A representação da lei de Faraday em sua forma diferencial é dada pela equação (A.1).

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{A.1})$$

Com a aplicação do teorema de Stokes à equação (A.1), e com a escolha adequada da superfície de controle, é possível demonstrar que a tensão induzida em uma espira pode ser obtida através da expressão (A.2).

$$v_{\text{espira}} = -\frac{d}{dt} \phi_{\text{espira}} \quad (\text{A.2})$$

O sinal negativo presente em (A.2) representa o fato de que a tensão induzida na espira possuirá polaridade no sentido a produzir uma corrente que induza um fluxo contrário ao fluxo externo. Logo, a tensão induzida por um fluxo ϕ em um enrolamento com N_e espiras pode ser obtida através de (A.3).

$$v_{\text{enrolamento}} = -N_e \frac{d}{dt} \phi_{\text{espira}} \quad (\text{A.3})$$

Para o desenvolvimento das análises que permitem a escolha de um núcleo com dimensões adequadas, leva-se em conta a estrutura do transformador trifásico dada pela Figura 8.1.

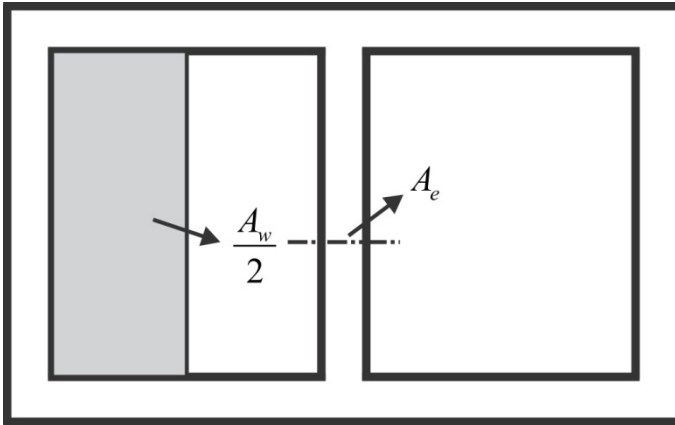


Figura 8.1 - Estrutura do transformador trifásico em estudo.

A.3 ANÁLISE DO TRANSFORMADOR TRIFÁSICO

A seguir é proposta uma metodologia para a determinação das características construtivas de transformadores trifásicos. Esta análise é válida apenas para a solução dos casos em que há equilíbrio de carga em cada fase. Com relação à forma de onda das grandezas envolvidas, tal metodologia não se restringe apenas ao regime sinusoidal, podendo ser estendida a um grande número de situações. Vale ressaltar que o efeito relacionado à circulação de corrente com nível médio assimétrico (não gera sequência zero) nas fases não é contemplado pela análise, mas sua existência implica o desequilíbrio dos fluxos em cada braço do núcleo do transformador. A circulação de corrente com nível médio simétrico (sequência zero), a qual pode surgir com conexão estrela-aterrado, não deverá produzir efeitos consideráveis para os casos em que a dispersão é reduzida. É importante destacar também que a presente análise destina-se à operação em regime permanente, sendo que a ocorrência de transitórios em determinadas aplicações pode exigir a verificação do projeto.

A Figura 8.2 contém a representação básica do transformador trifásico a partir da qual será realizado o estudo analítico deste dispositivo.

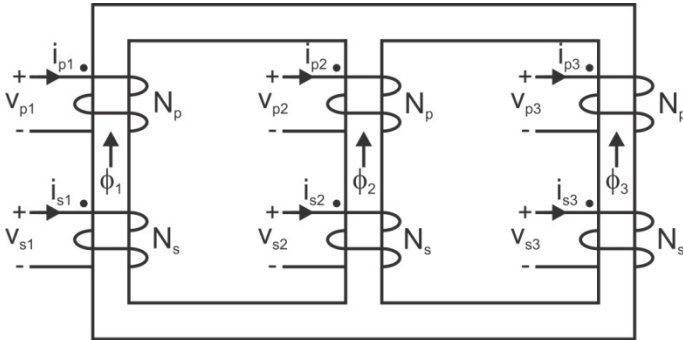


Figura 8.2 - Representação básica do transformador trifásico.

As tensões induzidas em cada um dos enrolamentos primários e secundários do transformador trifásico podem ser obtidas, respectivamente, através das equações (A.4) e (A.5).

$$v_{pk} = N_p \frac{d\phi_k}{dt} \quad , k = 1, 2, 3. \quad (\text{A.4})$$

$$v_{sk} = N_s \frac{d\phi_k}{dt} \quad , k = 1, 2, 3. \quad (\text{A.5})$$

Considerando que os enrolamentos primários são idênticos entre si e também os secundários, conclui-se que apenas metade da área da janela A_w estará disponível para abrigar um enrolamento primário e um secundário. Matematicamente, este fato pode ser expresso por (A.6).

$$\frac{k_w A_w}{2} = \frac{N_p I_{pk}^2 + N_s I_{sk}^2}{J_{ef}} \quad , k = 1, 2, 3. \quad (\text{A.6})$$

A densidade de fluxo magnético em cada uma das pernas do transformador pode ser determinada através da relação (A.7). O parâmetro A_e representa a área da seção transversal de cada perna do transformador.

$$B_k = \frac{\phi_k}{A_e} \quad , k = 1, 2, 3. \quad (\text{A.7})$$

A partir da lei de Faraday e da equação (A.7) obtêm-se (A.8) e (A.9).

$$N_p = \frac{1}{B_{m\acute{a}x} A_e} \int v_{pk}(t) dt + cte, \quad , k = 1, 2, 3. \quad (A.8)$$

$$N_s = \frac{1}{B_{m\acute{a}x} A_e} \int v_{sk}(t) dt + cte, \quad , k = 1, 2, 3. \quad (A.9)$$

Para casos particulares, tais como forma de onda sinusoidal ou retangular, as equações (A.8) e (A.9) podem ser representadas por (A.10) e (A.11), respectivamente, sendo que cada forma de onda caracteriza um valor distinto para a constante k_p . A demonstração da validade de tal representação e o cálculo de k_p para as formas de onda sinusoidal e retangular são realizados na seção A.4 deste Apêndice.

$$N_p = \frac{V_{pk\acute{e}f}}{k_p B_{m\acute{a}x} A_e f_t}, \quad , k = 1, 2, 3. \quad (A.10)$$

$$N_s = \frac{V_{sk\acute{e}f}}{k_p B_{m\acute{a}x} A_e f_t}, \quad , k = 1, 2, 3. \quad (A.11)$$

Substituindo-se (A.10) e (A.11) em (A.6) obtém-se a relação (A.12) que fornece o valor do produto $A_e A_w$ para a determinação das dimensões do núcleo do transformador.

$$A_e A_w = \frac{4S_{3\phi}}{3k_p k_w J_{ef} B_{m\acute{a}x} f_t} \quad (A.12)$$

O número de espiras dos enrolamentos primário e secundário pode ser determinado a partir das igualdades (A.10) e (A.11), conforme sintetizado por (A.13).

$$N_p = nN_s = \frac{V_{pk\acute{e}f}}{k_p B_{m\acute{a}x} A_e f_t}, \quad , k = 1, 2, 3. \quad (A.13)$$

Os demais cálculos, como, por exemplo, bitola do fio, número de condutores em paralelo de cada enrolamento, comprimento dos chicotes, perdas no cobre e magnéticas, elevação de temperatura e possibilidade de execução, são similares ao caso monofásico, sendo que o procedimento completo para o projeto físico de transformadores trifásicos de alta frequência é apresentado na planilha fornecida no Apêndice B.

A.4 CÁLCULO DO PARÂMETRO k_p

A relação básica para as análises subsequentes é dada por (A.14).

$$B(t) = \frac{1}{N_e A_e} \int v(t) dt + cte \quad (\text{A.14})$$

A.4.1 Caso 1 – Forma de Onda Sinusoidal

Para uma forma de onda de tensão sinusoidal, genericamente representada por (A.15), a densidade de fluxo magnético se comporta da forma apresentada na Figura 8.3. Com base neste gráfico, será realizada a análise para determinação do parâmetro k_p para a condição de tensão sinusoidal.

$$v(t) = V_{pico} \text{sen}(\omega t) \quad (\text{A.15})$$

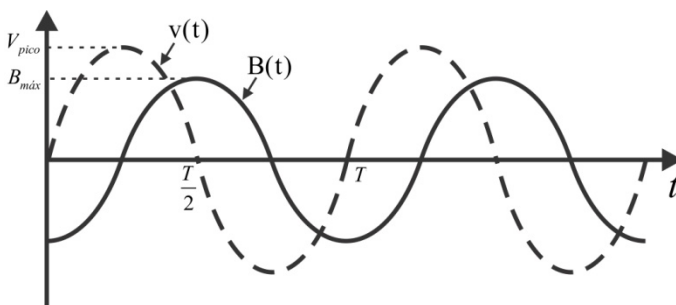


Figura 8.3 - Formas de onda da tensão e da densidade de fluxo magnético para a determinação do parâmetro k_p para a condição de tensão sinusoidal.

A determinação de $B_{máx}$ é realizada através da solução da integral (A.14) considerando os devidos limites de integração, sendo que os passos deste cálculo serão expostos a seguir.

$$B_{máx} - (-B_{máx}) = \frac{V_{pico}}{N_e A_e} \int_0^{\frac{T}{2}} \text{sen}(\omega t) dt \quad (\text{A.16})$$

$$B_{máx} = \frac{V_{pico}}{2\pi f_t N_e A_e} \quad (\text{A.17})$$

Sabe-se que o valor eficaz de uma forma de onda sinusoidal relaciona-se com o valor de pico conforme (A.18).

$$V_{pico} = \sqrt{2}V_{ef} \quad (A.18)$$

Substituindo-se (A.18) em (A.17) obtém-se (A.19).

$$B_{máx} = \frac{V_{ef}}{\sqrt{2}\pi f_t N_e A_e} \quad (A.19)$$

Isolando o parâmetro N_e referente ao número de espiras na equação (A.19) obtém-se (A.20).

$$N_e = \frac{V_{ef}}{\sqrt{2}\pi f_t B_{máx} A_e} \quad (A.20)$$

Através da comparação da igualdade (A.20) com (A.10) ou (A.11) é possível concluir que o parâmetro k_p para forma de onda sinusoidal é dado por (A.21).

$$k_p = \sqrt{2}\pi \approx 4,44 \quad (A.21)$$

A.4.2 Caso 2 – Forma de Onda Retangular

Para a forma de onda retangular, definida pela função (A.22), tem-se o comportamento da densidade de fluxo magnético conforme o gráfico da Figura 8.4.

$$v(t) = \begin{cases} V_{pico} , & \text{se } (2k-1)\frac{T}{2} < t < kT \\ -V_{pico} , & \text{caso contrário} \end{cases} , k \in Z \quad (A.22)$$

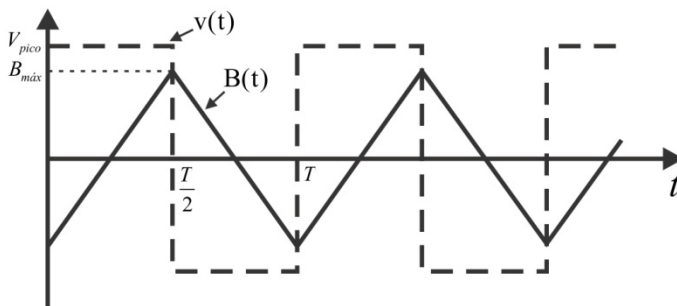


Figura 8.4 - Formas de onda da tensão e da densidade de fluxo magnético para a determinação do parâmetro k_p para a condição de tensão retangular.

Novamente será utilizada a equação básica (A.14) para o desenvolvimento da análise, que será apresentada a seguir para este caso específico.

$$B_{máx} - (-B_{máx}) = \frac{V_{pico}}{N_e A_e} \int_0^{\frac{T}{2}} dt \quad (\text{A.23})$$

$$B_{máx} = \frac{V_{pico}}{4f_t N_e A_e} \quad (\text{A.24})$$

É possível demonstrar que, para forma de onda retangular, os valores de pico e eficaz são equivalentes. Logo:

$$B_{máx} = \frac{V_{ef}}{4f_t N_e A_e} \quad (\text{A.25})$$

Caso N_e seja o parâmetro a ser calculado tem-se (A.26).

$$N_e = \frac{V_{ef}}{4f_t B_{máx} A_e} \quad (\text{A.26})$$

Finalmente, por comparação, obtém-se o valor de k_p para o caso em que o transformador é alimentado por uma tensão retangular.

$$k_p = 4 \quad (\text{A.27})$$

A.4.3 Caso 3 – Forma de Onda de Quatro Níveis

O último caso a ser analisado refere-se à alimentação do transformador com forma de onda retangular de quatro níveis, conforme a Figura 8.5. Esta situação é de particular importância, pois o transformador trifásico do conversor TPTL-ZVS-PWM opera sob estas condições.

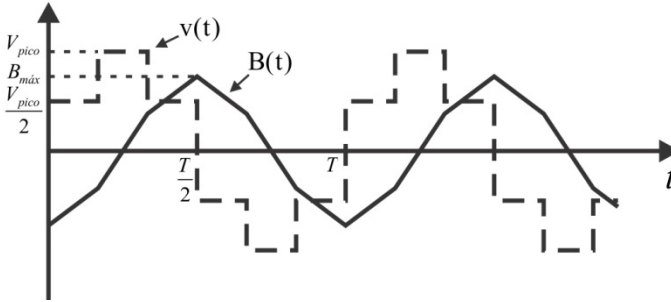


Figura 8.5 - Formas de onda da tensão e da densidade de fluxo magnético para a determinação do parâmetro k_p para a condição de tensão de quatro níveis.

Utilizando-se da equação (A.14) é possível determinar a densidade de fluxo magnético máxima no núcleo.

$$B_{m\acute{a}x} - (-B_{m\acute{a}x}) = \frac{V_{pico}}{N_e A_e} \left[\int_0^{\frac{T}{6}} \frac{1}{2} dt + \int_{\frac{T}{6}}^{\frac{T}{3}} dt + \int_{\frac{T}{3}}^{\frac{T}{2}} \frac{1}{2} dt \right] \quad (A.28)$$

$$B_{m\acute{a}x} = \frac{V_{pico}}{6 f_t N_e A_e} \quad (A.29)$$

Através da análise do gráfico presente na Figura 8.5 é possível determinar a igualdade (A.30), que relaciona o valor eficaz com o valor de pico desta forma de onda.

$$V_{pico} = \sqrt{2} V_{ef} \quad (A.30)$$

Substituindo-se (A.30) em (A.29) obtém-se (A.31).

$$B_{m\acute{a}x} = \frac{V_{ef}}{3\sqrt{2} f_t N_e A_e} \quad (A.31)$$

Isolando-se N_e na equação (A.31) tem-se (A.32).

$$N_e = \frac{V_{ef}}{3\sqrt{2}f_t B_{m\acute{a}x} A_e} \quad (\text{A.32})$$

Logo, o valor de k_p para forma de onda retangular de quatro nívéis é:

$$k_p = 3\sqrt{2} \approx 4,24 \quad (\text{A.33})$$

A.5 CONCLUSÃO

Devido à escassez de literatura a respeito do assunto foi realizada a análise do transformador trifásico de alta frequência presente no circuito do conversor TPTL-ZVS-PWM. Optou-se por disponibilizar um capítulo inteiro deste documento devido à importância deste componente na estrutura dos conversores CC-CC trifásicos isolados, tanto unidirecionais quanto bidirecionais. Três casos particulares, talvez os mais comuns, foram abordados de forma que o entendimento da análise realizada fosse bastante claro, tornando a extensão para casos não abordados intuitiva.

A grande vantagem da utilização do transformador trifásico, com relação à alternativa do emprego de transformadores monofásicos equivalentes, está relacionada com a redução no volume. Com base na estimativa dada pelo produto de áreas (A.12) é possível demonstrar que o volume do transformador trifásico é, idealmente, dois terços do volume ocupado por três transformadores monofásicos equivalentes. Logo, é plausível afirmar que há uma melhor utilização do núcleo optando-se pelo transformador trifásico.

A análise apresentada também pode ser facilmente estendida a outras formas geométricas de núcleos, mas optou-se por estudar a configuração bastante difundida na área de sistemas de energia, através dos transformadores trifásicos de baixa frequência.

APÊNDICE B – PROJETO FÍSICO DOS MAGNÉTICOS



Projeto Físico do Indutor para um
Conversor TPTL-PWM de 10kW

Professor: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Aluno: Eloi Agostini Junior, M. Eng.

Especificações:

$$L_{in} := 66.73 \cdot 10^{-6}$$

$$I_{pico} := 23.421$$

$$I_{ef} := 16.984$$

$$B_{max} := 0.032$$

$$J_{ef} := 150$$

$$f := 40000$$

$$k_w := 0.7$$

Escolha do Núcleo:

$$A_e A_w := \frac{L_{in} \cdot I_{pico} \cdot I_{ef}}{B_{max} \cdot J_{ef} \cdot k_w} \cdot 10^4 \quad A_e A_w = 79$$

Núcleo Escolhido: E-76/50/76

$$A_e := 19.35 \cdot 10^{-4}$$

$$A_w := 6.45 \cdot 10^{-4}$$

Cálculo do Número de Espiras:

$$N_{\text{esp}} := \text{ceil} \left(\frac{L_{\text{in}} \cdot I_{\text{pico}}}{B_{\text{max}} \cdot A_e} \right)$$

$$N_{\text{esp}} = 26$$

$$B_{\text{max}} := \frac{L_{\text{in}} \cdot I_{\text{pico}}}{N_{\text{esp}} \cdot A_e}$$

$$B_{\text{max}} = 0.031$$

Cálculo do Entreferro:

$$\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$$

$$l_{\text{entreferro}} := \frac{N_{\text{esp}}^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L_{\text{in}}}$$

$$l_{\text{entreferro}} = 0.025$$

Cálculo da Bitola do Condutor:

$$\Delta := \frac{7.5}{\sqrt{f}}$$

$$\Delta = 0.038$$

Diâmetro do Fio:

$$D_{\text{fio}} := 2 \cdot \Delta$$

$$D_{\text{fio}} = 0.075$$

O condutor escolhido é o 21AWG.

$$S_{\text{fio}} := 0.00410$$

$$S_{\text{fioiso}} := 0.00500$$

$$S_{\text{cobre}} := \frac{I_{\text{ef}}}{J_{\text{ef}}}$$

$$S_{\text{cobre}} = 0.113$$

$$n_{\text{cond}} := \text{ceil} \left(\frac{S_{\text{cobre}}}{S_{\text{fio}}} \right)$$

$$n_{\text{cond}} = 28$$

Apêndice B

Cálculo das Perdas:

Perdas no Cobre:

$$\rho_{\text{fio}} := 0.00056$$

$$l_{\text{espira}} := 21.8$$

$$l_{\text{fio}} := N_{\text{esp}} \cdot l_{\text{espira}}$$

$$l_{\text{fio}} = 566.8$$

$$R_{\text{cobre}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{espira}} \cdot N_{\text{esp}}}{n_{\text{cond}}}$$

$$R_{\text{cobre}} = 0.011$$

$$P_{\text{cobre}} := R_{\text{cobre}} \cdot I_{\text{ef}}^2$$

$$P_{\text{cobre}} = 3.276$$

$$V_{\text{nucleo}} := 421.3'$$

$$P_{\text{p}} := 7.2 \cdot 10^{-3}$$

$$P_{\text{nucleo}} := P_{\text{p}} \cdot V_{\text{nucleo}}$$

$$P_{\text{nucleo}} = 3.034$$

Resistência Térmica do Núcleo:

$$R_{\text{t}_{\text{nucleo}}} := 23 \left(A_e A_w \cdot 10^8 \right)^{-0.37}$$

$$R_{\text{t}_{\text{nucleo}}} = 3.856$$

Elevação de Temperatura:

$$\Delta T := (P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}) R_{\text{t}_{\text{nucleo}}}$$

$$\Delta T = 24.328$$

Possibilidade de Execução:

$$A_{w_min} := \frac{N_{esp} \cdot S_{fioiso} \cdot n_{cond}}{k_w}$$

$$A_{w_min} = 5.204$$

$$A_{w_nucleo} := A_w \cdot 10^4$$

$$Exec := \frac{A_{w_min}}{A_{w_nucleo}}$$

$$Exec = 0.807$$



**Projeto Físico do Transformador
Trifásico para um Conversor TPTL-
PWM de 10kW**

Professor: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Aluno: Eloi Agostini Junior, M. Eng.

Especificações:

$$S_{3\phi} := 10568.4$$

$$V_{\text{péf}} := 207.42$$

$$a := 2.2$$

$$B_{\text{máx}} := 0.12$$

$$J_{\text{ef}} := 160$$

$$f := 4000$$

$$k_w := 0.7$$

$$k_p := 4.24$$

Cálculos Iniciais:

$$V_{\text{sef}} := \frac{V_{\text{péf}}}{a}$$

$$V_{\text{sef}} = 94.282$$

$$I_{\text{pef}} := \frac{S_{3\phi}}{3V_{\text{pef}}}$$

$$I_{\text{pef}} = 16.984$$

$$I_{\text{sef}} := a \cdot I_{\text{pef}}$$

$$I_{\text{sef}} = 37.365$$

Produto AeAw:

$$AeAw := \frac{4 \cdot S_{3\phi}}{3 \cdot k_w \cdot k_p \cdot J_{\text{ef}} \cdot B_{\text{máx}} \cdot f} \cdot 10^4$$

$$AeAw = 61.82$$

Núcleo Escolhido: 3 x NC - 100/57/25 Material: IP12R

$$A_e := 6.45 \cdot 10^{-4}$$

$$A_w := 12.7 \cdot 10^{-4}$$

$$l_{\text{espira}} := 17.5$$

$$V_e := 278.4$$

Número de Espiras:

$$N_p := \text{ceil} \left(\frac{V_{\text{pef}}}{k_p \cdot f \cdot B_{\text{máx}} \cdot A_e} \right)$$

$$N_p = 16$$

$$N_s := \text{ceil} \left(\frac{N_p}{a} \right)$$

$$N_s = 8$$

Cálculo da Bitola do Condutor:

$$\Delta := \frac{0.075}{\sqrt{f}} \qquad \Delta = 3.75 \times 10^{-4}$$

$$\text{Diâmetro do Fio:} \quad D_{\text{fio}} := 2 \cdot \Delta \quad D_{\text{fio}} = 7.5 \times 10^{-4}$$

O condutor escolhido para todos os enrolamentos é o 21AWG

$$S_{\text{fio}} := 0.00410$$

$$S_{\text{fioiso}} := 0.00500$$

$$\rho_{\text{fio}} := 0.00056$$

Características dos Enrolamentos Primários:

$$S_{\text{cobre_p}} := \frac{I_{\text{pef}}}{J_{\text{ef}}} \qquad S_{\text{cobre_p}} = 0.106$$

$$n_{\text{cond_p}} := \text{ceil} \left(\frac{S_{\text{cobre_p}}}{S_{\text{fio}}} \right) \qquad n_{\text{cond_p}} = 26$$

$$l_{\text{fio_p}} := N_{\text{p}} \cdot l_{\text{espira}} \qquad l_{\text{fio_p}} = 280$$

Características dos Enrolamentos Secundários:

$$S_{\text{cobre}_s} := \frac{I_{\text{sef}}}{J_{\text{ef}}} \quad S_{\text{cobre}_s} = 0.234$$

$$n_{\text{cond}_s} := \text{ceil}\left(\frac{S_{\text{cobre}_s}}{S_{\text{fio}}}\right) \quad n_{\text{cond}_s} = 57$$

$$l_{\text{fio}_s} := N_s \cdot l_{\text{espira}} \quad l_{\text{fio}_s} = 140$$

Perdas no Cobre:

$$R_{\text{cobre}_p} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{fio}_p}}{n_{\text{cond}_p}} \quad R_{\text{cobre}_p} = 6.042 \times 10^{-3}$$

$$P_{\text{cobre}_p} := R_{\text{cobre}_p} \cdot I_{\text{pef}}^2 \quad P_{\text{cobre}_p} = 1.743$$

$$R_{\text{cobre}_s} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{fio}_s}}{n_{\text{cond}_s}} \quad R_{\text{cobre}_s} = 1.378 \times 10^{-3}$$

$$P_{\text{cobre}_s} := R_{\text{cobre}_s} \cdot I_{\text{sef}}^2 \quad P_{\text{cobre}_s} = 1.924$$

$$P_{\text{cobre}} := 3P_{\text{cobre}_p} + 3P_{\text{cobre}_s} \quad P_{\text{cobre}} = 10.999$$

Perdas no Núcleo:

$$P_p := 28.8 \cdot 10^{-3}$$

$$P_{\text{núcleo}} := P_p \cdot V_e$$

$$P_{\text{núcleo}} = 8.019$$

Perdas Totais:

$$P_{\text{total}} := P_{\text{cobre}} + P_{\text{núcleo}}$$

$$P_{\text{total}} = 19.019$$

Elevação de Temperatura:

$$R_t := 23 \cdot \left(A_e \cdot A_w \cdot 10^8 \right)^{-0.37}$$

$$R_t = 4.506$$

$$\Delta T := R_t \cdot P_{\text{total}}$$

$$\Delta T = 85.697$$

Será utilizada ventilação forçada!

Possibilidade de Execução:

$$A_{w_mín} := \frac{2 \cdot N_p \cdot S_{\text{fioiso}} \cdot n_{\text{cond_p}} + 2 \cdot N_s \cdot S_{\text{fioiso}} \cdot n_{\text{cond_s}}}{k_w} \cdot 10^{-4}$$

$$A_{w_mín} = 1.247 \times 10^{-3}$$

$$k_{\text{exec}} := \frac{A_{w_mín}}{A_w}$$

$$k_{\text{exec}} = 0.982$$

APÊNDICE C – ESQUEMÁTICOS DO PROTÓTIPO

Os diagramas esquemáticos dos circuitos que compõem o protótipo de 10kW do conversor TPTL-ZVS-PWM são apresentados nas seguintes figuras:

Fig. C.1 – Diagrama esquemático do estágio de entrada.

Fig. C.2 – Diagrama esquemático do retificador de 12 pulsos.

Fig. C.3 – Diagrama esquemático do estágio de potência.

Fig. C.4 – Diagrama esquemático da fonte auxiliar.

Fig. C.5 – Diagrama esquemático dos *drivers*.

Fig. C.6 – Diagrama esquemático do estágio de condicionamento de sinais.

Fig. C.7 – Diagrama esquemático dos conectores.

Fig. C.8 – Diagrama esquemático do sensor de tensão.

Fig. C.9 – Diagrama esquemático da placa de controle.

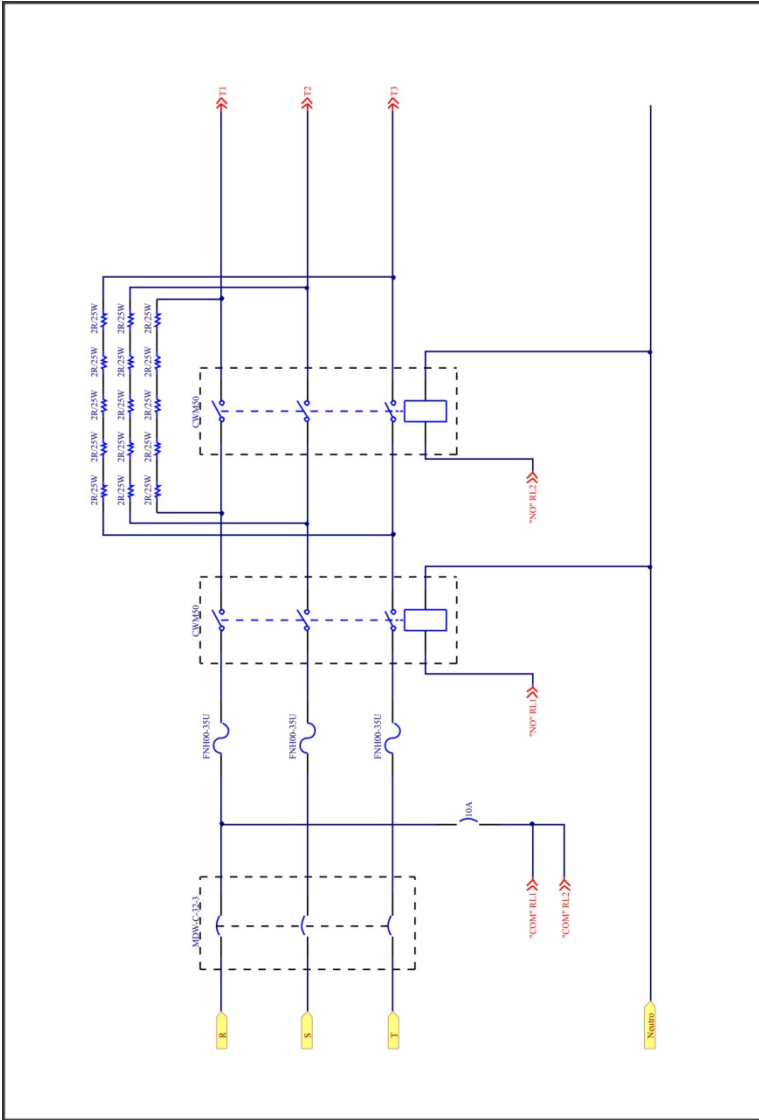


Fig. C.1 - Diagrama esquemático do estágio de entrada.

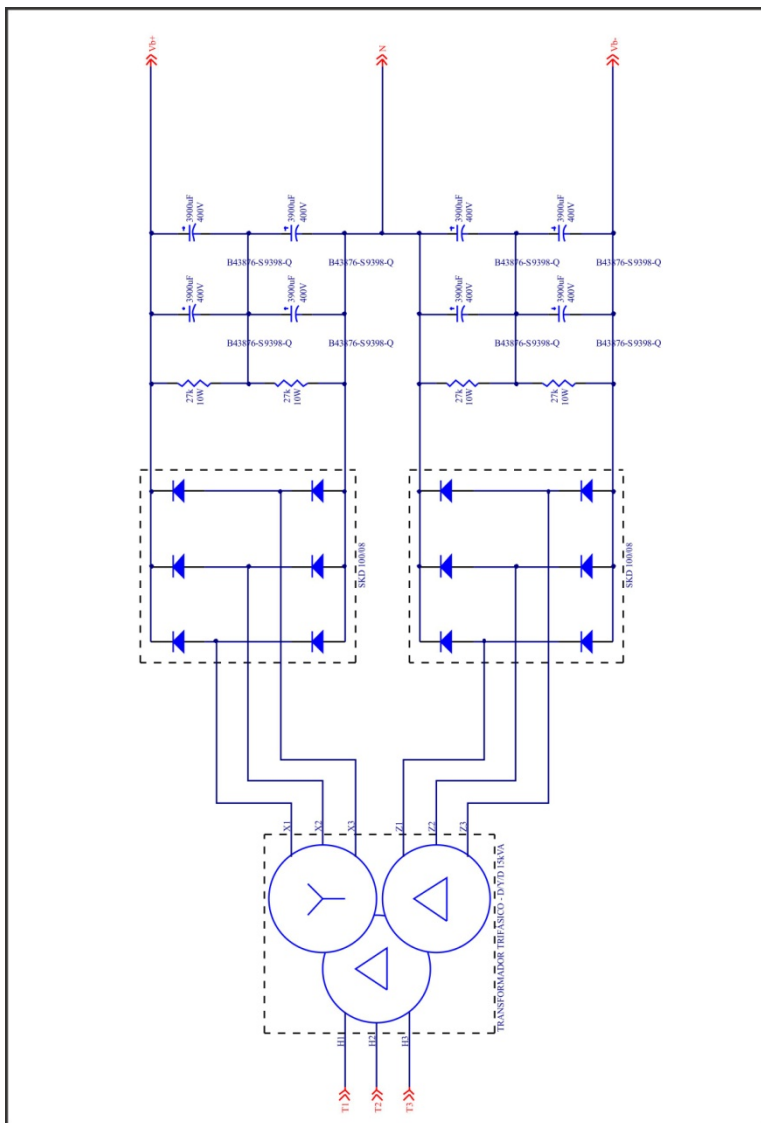


Fig. C.2 - Diagrama esquemático do retificador de 12 pulsos.

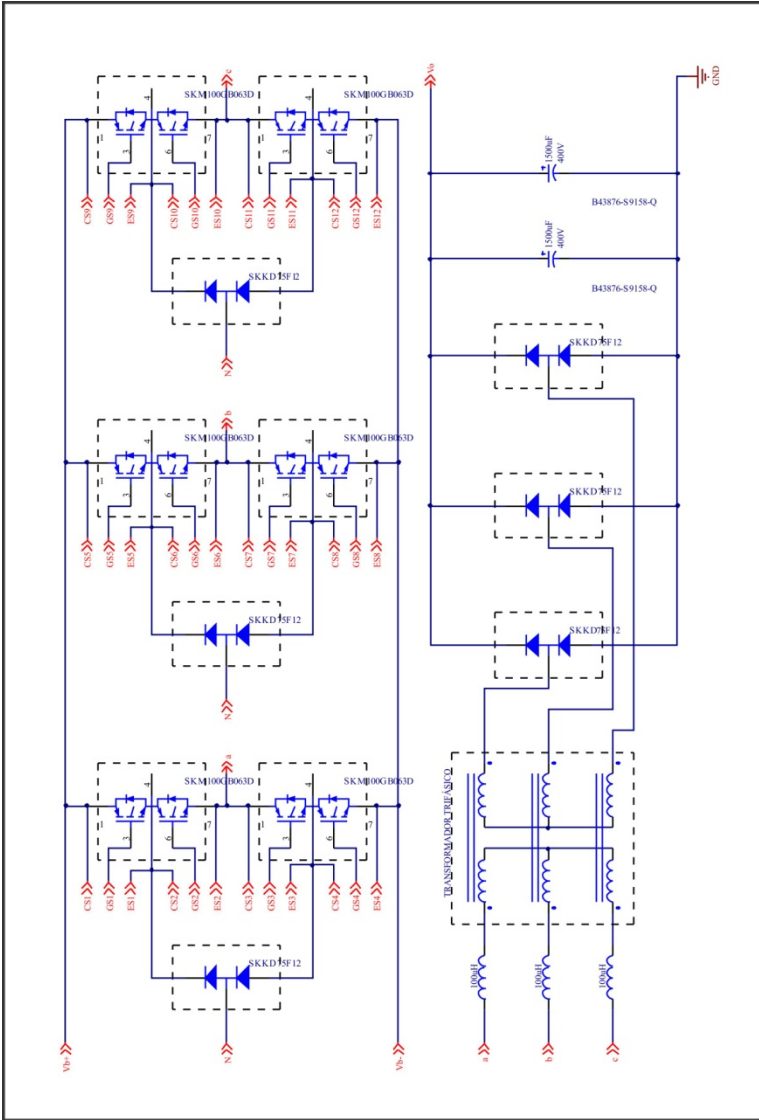


Fig. C.3 - Diagrama esquemático do estágio de potência.

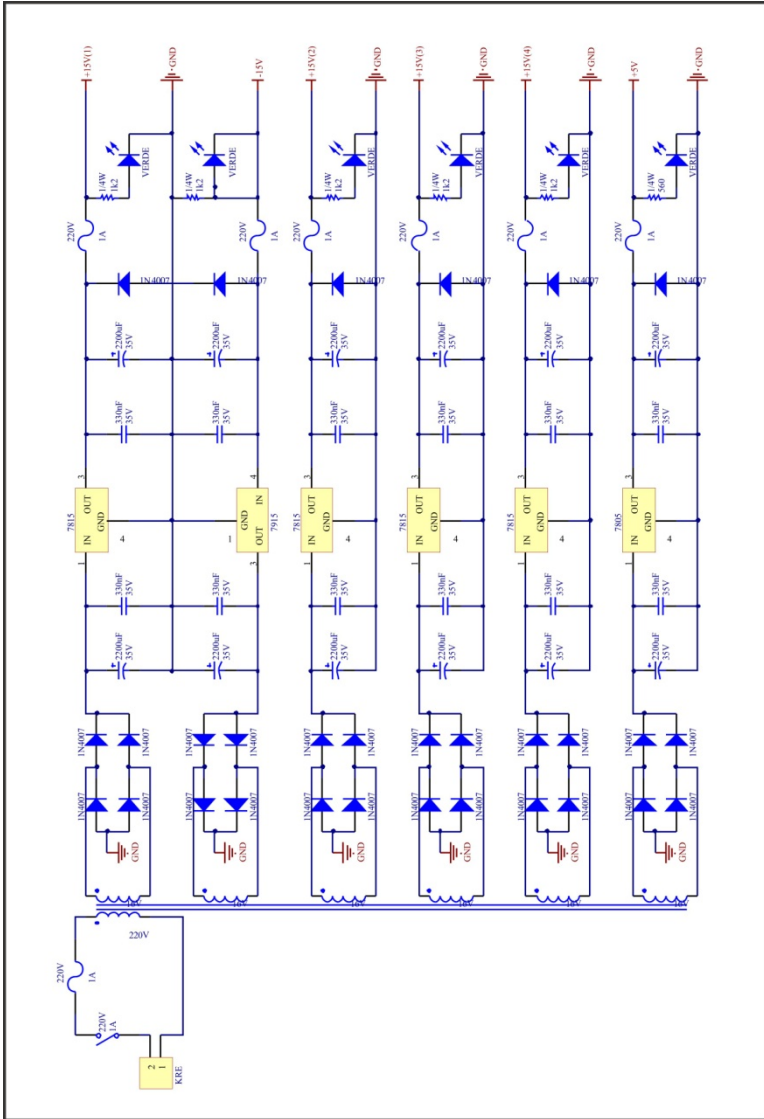


Fig. C.4 - Diagrama esquemático do estágio da fonte auxiliar.

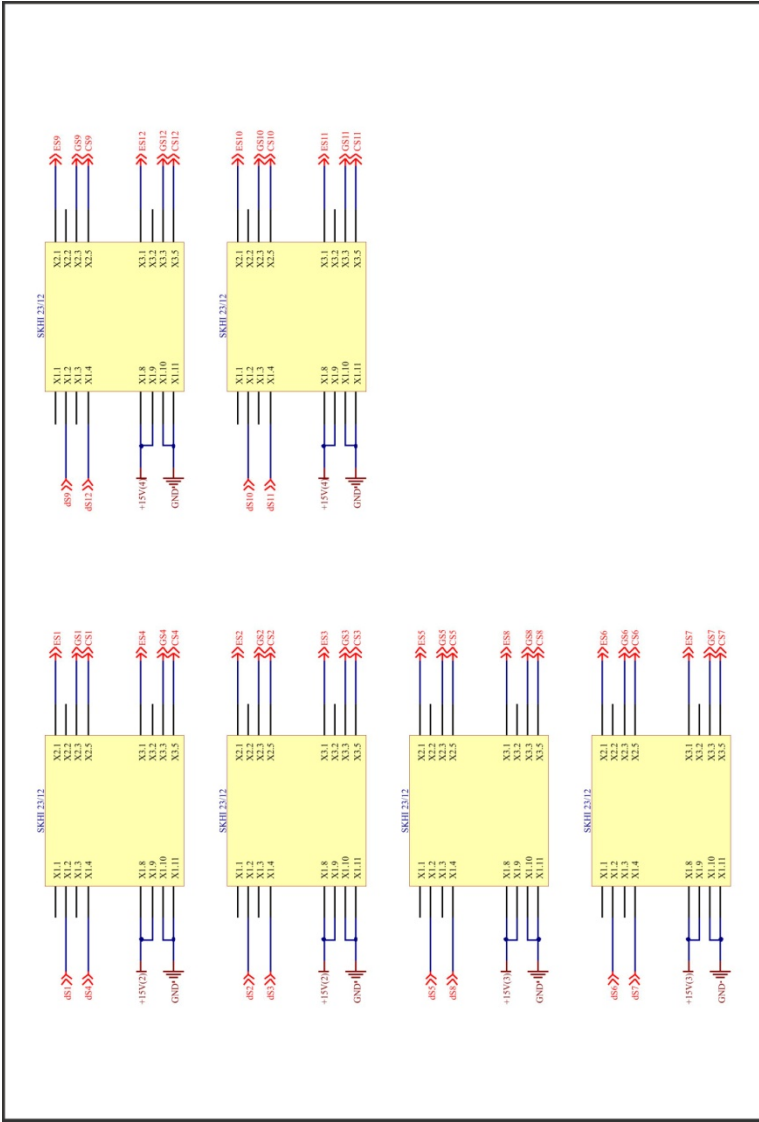


Fig. C.5 - Diagrama esquemático dos drivers.

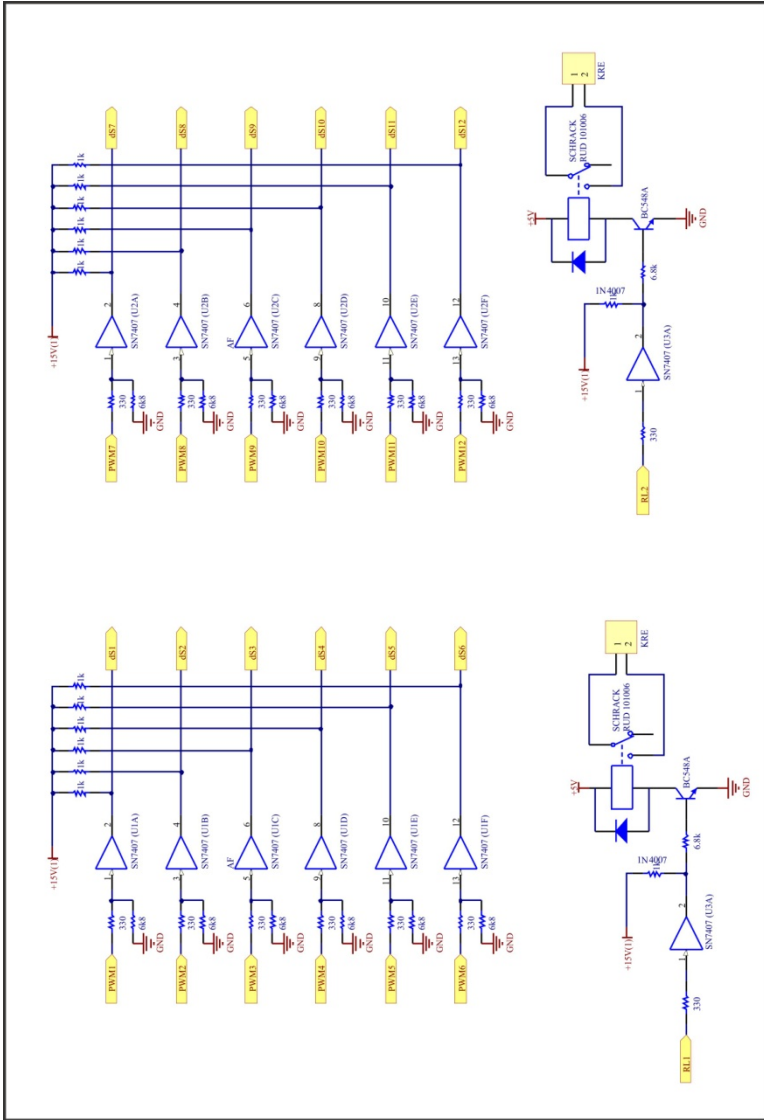


Fig. C.6 - Diagrama esquemático do estágio de condicionamento de sinais.

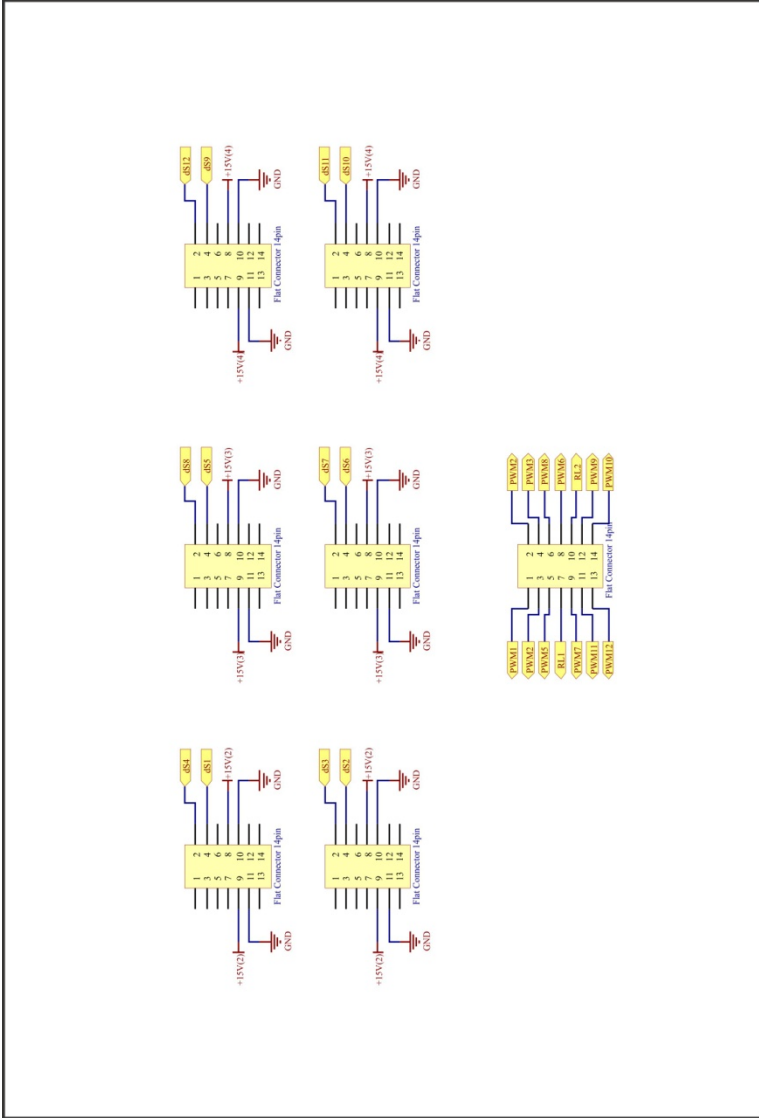


Fig. C.7 - Diagrama esquemático dos conectores.

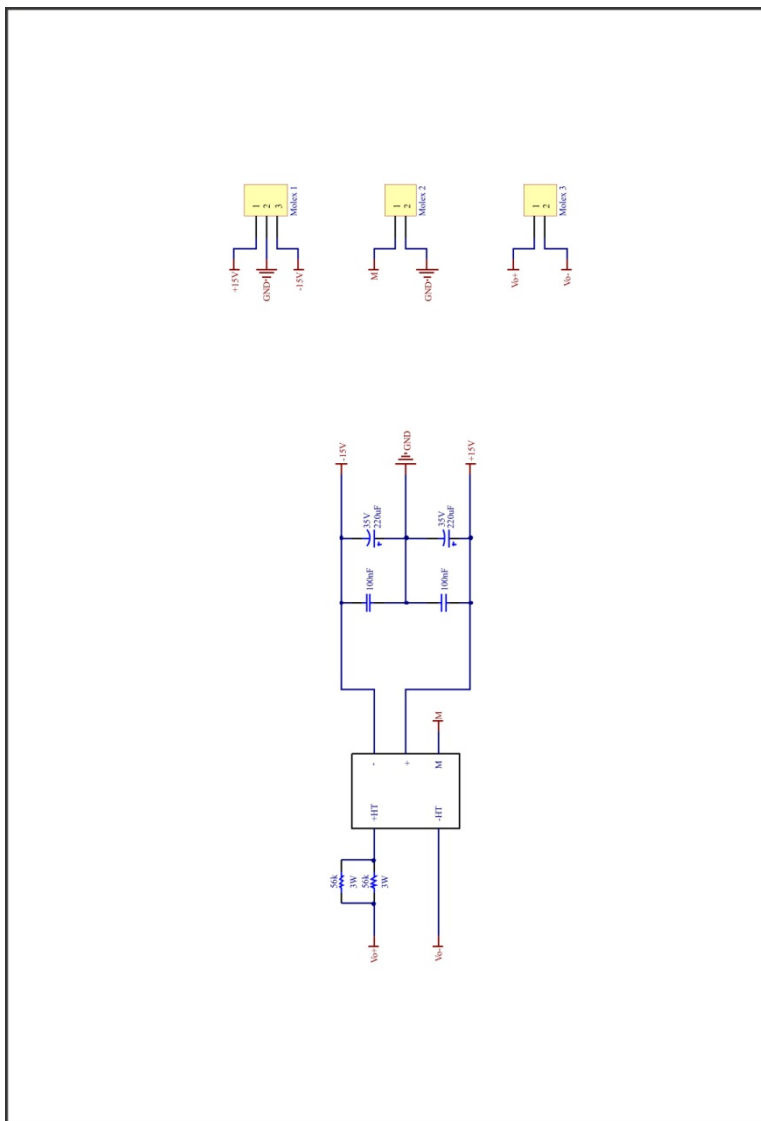


Fig. C.8 - Diagrama esquemático do sensor de tensão.

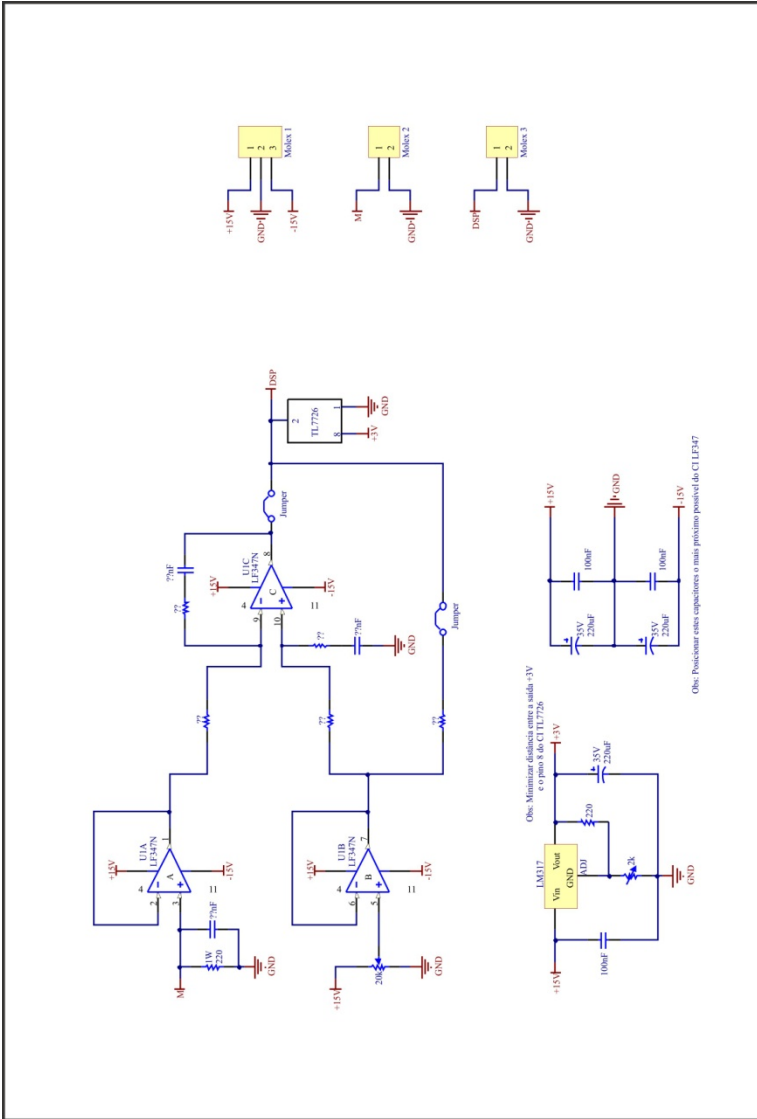


Fig. C.9 - Diagrama esquemático da placa de controle.

APÊNDICE D – ESQUEMÁTICO DE SIMULAÇÃO

